

### B3. Etude des Ponts Monophasés à Commutation Forcée.

Conformément au document 3, une motrice TGV POS comporte, par essieu, une chaîne de traction constituée d'un redresseur à absorption sinusoïdale de courant, appelé Pont Monophasé à Commutation Forcée (PMCF), d'un bus continu comportant des éléments de filtrage et d'un onduleur de tension triphasé alimentant un moteur asynchrone de traction. Une motrice comporte 4 chaînes de traction identiques et indépendantes, chacune étant alimentée par un bobinage secondaire du transformateur de traction.

Dans cette partie, nous allons analyser le fonctionnement d'un PMCF et déterminer les valeurs des éléments de filtrage associés. Enfin nous nous intéresserons à l'entrelacement des PMCF et au spectre du courant absorbé sur la caténaire.

Pour les grandeurs électriques périodiques, les notations sont les suivantes :

$f$  : fréquence du réseau alternatif d'alimentation (caténaire) de la rame POS.

$\omega$  : pulsation du réseau alternatif d'alimentation (caténaire) de la rame POS. ( $\omega = 2.\pi.f$ ).

$T$  : période du réseau alternatif d'alimentation (caténaire) de la rame POS. ( $T = \frac{1}{f}$ ).

$f_c$  : fréquence de commutation des interrupteurs des PMCF.

$\omega_c$  : pulsation de commutation des interrupteurs des PMCF. ( $\omega_c = 2.\pi.f_c$ ).

$T_c$  : période de commutation des interrupteurs des PMCF. ( $T_c = \frac{1}{f_c}$ ).

#### Principe de fonctionnement d'un PMCF – Formes d'ondes idéales.

On considère le circuit de la figure 3.1 où les sources et les interrupteurs sont idéaux. Le courant d'entrée est sinusoïdal, de période  $T$ , et la tension de sortie est continue. Le PMCF est constitué de deux cellules de commutation (K1-K2) et (K3-K4).

A l'échelle d'une période de commutation  $T_c$ , les commandes des cellules sont entrelacées et les rapports cycliques sont complémentaires. Les rapports cycliques sont modulés sinusoïdalement à l'échelle d'une période basse fréquence  $T$ . On note  $m_a$  la profondeur de modulation du rapport cyclique ( $0 < m_a < 1$ ).

$$V_{1\text{moy}} = \alpha.E, \quad V_{2\text{moy}} = (1-\alpha).E \quad \text{avec} \quad \alpha = \frac{1}{2}(1+m_a.\sin(\omega.t - \psi))$$

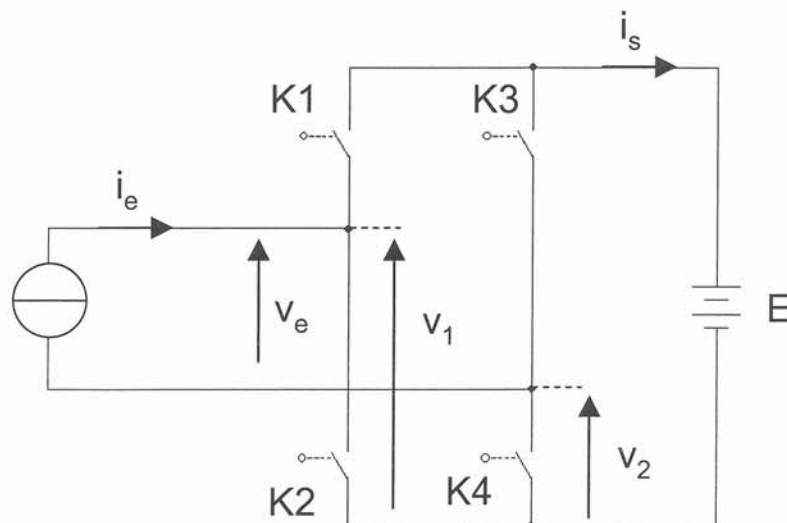


Figure 3.1 : Schéma de Principe du Pont Monophasé à Commutation Forcée.

**Q3.1 :** Etablir l'expression de la valeur moyenne instantanée de  $v_e$ .

**Q3.2 :** Le courant d'entrée est de la forme  $i_e = \hat{i}_e \cdot \sin \omega t$ . En assimilant l'onde fondamentale de  $v_e$  à sa valeur moyenne instantanée ( $v_{ef} = v_{emoy}$ ), établir l'expression de la puissance active échangée entre la source de courant  $i_e$  et la source de tension  $E$ . De quel paramètre dépend le sens de transfert de la puissance active ?

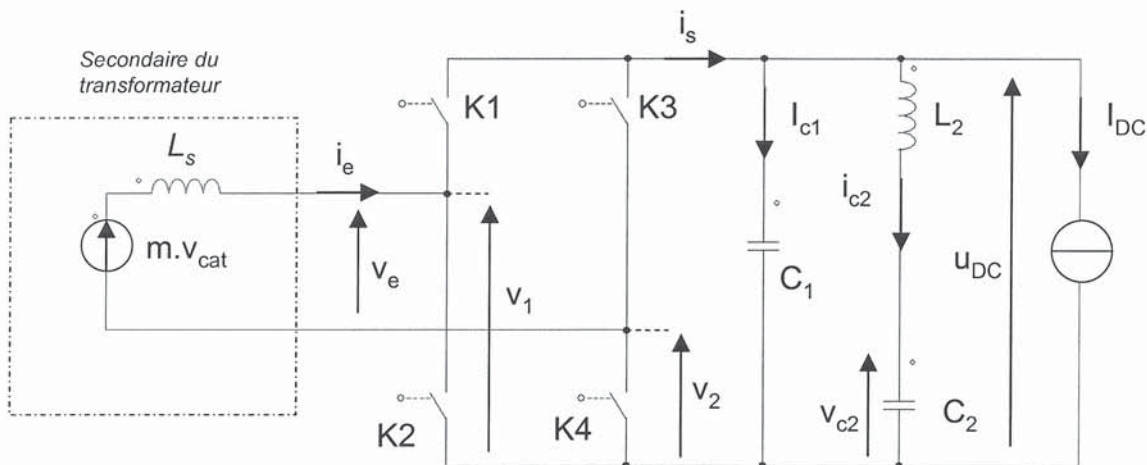
**Q3.3 :** Les documents réponses **DR5** et **DR6** présentent  $v_1(t)$  et  $v_2(t)$  respectivement pour  $\psi = 30^\circ$  et  $150^\circ$ . Tracer les formes d'onde de  $v_e(t)$  et  $i_s(t)$ . (A partir de l'expression de la puissance instantanée, on démontrera qu'il est possible de déduire directement le courant  $i_s(t)$  à partir du tracé de  $v_e(t)$  et de  $i_e(t)$ ).

**Q3.4 :** Quelle est la fréquence apparente de découpage de  $v_e(t)$  et  $i_s(t)$  ?

**Q3.5 :** D'un point de vue fonctionnel, compte tenu du tracé de  $v_e(t)$  et  $i_s(t)$ , comment peut-on qualifier la structure de conversion PMCF ?

**Dimensionnement des éléments de filtrage associés au PMCF.**

On considère maintenant le circuit de la figure 3.2 où les interrupteurs et les éléments de filtrage sont supposés idéaux. Le bobinage secondaire du transformateur est modélisé par une fem sinusoïdale, image de la tension caténaire  $v_{cat}$ , en série avec l'inductance totale de fuite notée  $L_s$ . Le rapport de transformation est notée  $m$ . Le courant  $I_{DC}$  absorbé par l'onduleur de traction est supposé parfaitement filtré et continu.



**Figure 3.2 :** Principe de mise en œuvre d'un PMCF.

L'ensemble est contrôlé par une régulation cascade : la boucle externe permet de réguler la tension du bus continu à 1800 V et délivre la référence d'amplitude de courant à la boucle interne qui assure un courant d'entrée  $i_e$  quasi sinusoïdal avec un facteur de déplacement unitaire vis-à-vis de la tension caténaire.

On suppose que la fréquence de commutation  $f_c$  des interrupteurs est très grande devant la fréquence de la tension caténaire  $f$ .

Les grandeurs suivantes peuvent être décomposées en une composante basse fréquence, correspondant à la valeur moyenne instantanée, et une composante haute fréquence (indice h) à  $2 \cdot f_c$ .

$$v_e = v_{ef} + v_{eh} ; i_e = i_{ef} + i_{eh} ; i_s = i_{smoy} + i_{sh} ; u_{DC} = E + u_h.$$

Tension moyenne du bus continu  $E = 1800 \text{ V}$ .

Inductance totale de fuite ramenée au secondaire  $L_s = 1,12 \text{ mH}$ .



### Etude énergétique à l'échelle de la fréquence fondamentale.

Dans cette partie, seules les composantes « basse fréquence » sont considérées, la tension caténaire est la référence de phase :

$$v_{\text{cat}} = V_{\text{cat}} \sqrt{2} \cdot \sin \omega t ; v_{\text{ef}} = m_a \cdot E \cdot \sin (\omega t - \varphi).$$

$m_a$  est la profondeur de modulation du PMCF ( $0 < m_a < 1$ ).

En traction :  $i_{\text{ef}} = \hat{i}_{\text{ef}} \cdot \sin \omega t$

En freinage :  $i_{\text{ef}} = - \hat{i}_{\text{ef}} \cdot \sin \omega t$

**Les calculs seront effectués dans le cas où le TGV circule en France :  $V_{\text{cat}} = 25 \text{ kV}$ ,  $f = 50 \text{ Hz}$  :**

- Le filtre  $L_2$ - $C_2$  est accordé sur 100 Hz.

- Le rapport de transformation d'un bobinage secondaire par rapport au primaire est :  $m = 40 \cdot 10^{-3}$

En fonctionnement en traction à puissance maximale ( $V=320 \text{ km/h}$ ), la puissance active absorbée à l'entrée du PMCF est de 1250 kW

**Q3.6 :** Calculer la valeur efficace de la composante fondamentale du courant d'entrée  $I_{\text{ef}}$ .

**Q3.7 :** Représenter qualitativement sur un diagramme vectoriel,  $\underline{V}_{\text{ef}}$ ,  $I_{\text{ef}}$ ,  $m \cdot \underline{V}_{\text{cat}}$  ainsi que la tension aux bornes de l'inductance  $L_s$ .

**Q3.8 :** A partir de ce diagramme vectoriel, calculer la profondeur de modulation  $m_a$  et le déphasage  $\varphi$  entre  $V_{\text{ef}}$  et  $V_{\text{cat}}$ .

**Q3.9 :** A partir d'un bilan de puissance, établir l'expression de la valeur moyenne instantanée de  $i_s$ . Montrer que celle-ci comprend une composante continue et une composante à  $2f$  dont on calculera les amplitudes.

**Q3.10 :** Expliquer pourquoi le condensateur  $C_1$  ne contribue pas au filtrage de la composante à  $2f$  du courant  $i_s$ .

**Q3.11 :** Sur le document réponse **DR7**, tracer les formes d'ondes de  $i_{\text{s moy}}(t)$ ,  $i_{c2}(t)$  et  $v_{c2}(t)$  et Indiquer les différentes amplitudes des courants.

**Q3.12 :** Calculer la valeur de la capacité du condensateur  $C_2$  pour que l'ondulation crête à crête de tension à ses bornes  $\Delta V_{c2}$  soit égale à 25% de  $E$ . Déterminer la valeur de  $L_2$  permettant de réaliser l'accord à 100 Hz.

Lors d'une phase de freinage récupératif, la puissance maximale à la jante par essieu est de 1100 kW.

Le rendement du moteur et de la transmission mécanique sont respectivement  $\eta_M = 0,95$  et  $\eta_T = 0,97$

**Q3.13 :** Calculer la puissance active restituée par le PMCF sur le secondaire du transformateur. En déduire  $I_{\text{ef}}$ .

**Q3.14 :** Représenter qualitativement sur un diagramme vectoriel,  $\underline{V}_{\text{ef}}$ ,  $I_{\text{ef}}$ ,  $m \cdot \underline{V}_{\text{cat}}$  ainsi que la tension aux bornes de l'inductance  $L_s$ .

**Q3.15 :** A partir de ce diagramme vectoriel, calculer la profondeur de modulation  $m_a$  et le déphasage  $\varphi$  entre  $V_{\text{ef}}$  et  $V_{\text{cat}}$ .

### **Analyse des formes d'ondes instantanées à l'échelle d'une période de découpage.**

Les grandeurs alternatives sinusoïdales à la fréquence fondamentale de 50 Hz sont supposées constantes à l'échelle d'une période de découpage.

#### **Calcul de l'ondulation du courant d'entrée $\Delta i_e$**

Pour effectuer ce calcul, on prend les hypothèses suivantes :

- La tension du bus continu est supposée constante :  $E = 1800 \text{ V}$ .
- $V_{\text{emoy}} = m \cdot V_{\text{cat}}$

**Q3.16** : Les documents réponse **DR8** et **DR9** présentent, à l'échelle d'une période de commutation, les formes d'ondes de  $v_1(t)$  et  $v_2(t)$ , respectivement pour un rapport cyclique  $\alpha < 0,5$  et  $\alpha > 0,5$ . Tracer sur ces documents réponse les formes d'ondes de  $v_e(t)$  et  $i_e(t)$ .

**Q3.17** : Etablir pour  $0 < \alpha < 0,5$  et  $0,5 < \alpha < 1$ , l'expression de l'ondulation crête à crête du courant d'entrée  $\Delta i_e$  à la fréquence  $2.f_c$ . Pour quelles valeurs de  $\alpha$  cette ondulation de courant est elle maximale ? Tracer l'évolution de  $\Delta i_e$  pour  $0 < \alpha < 1$ . Calculer l'ondulation de courant maximale pour  $f_c = 550 \text{ Hz}$ .

#### **Calcul de l'ondulation de la tension du bus continu $\Delta u_{DC}$**

Pour effectuer ce calcul, on prend les hypothèses suivantes :

- Le courant d'entrée est supposé constant.
- Le filtre  $L_2$ - $C_2$  a une impédance infinie à la fréquence de découpage.

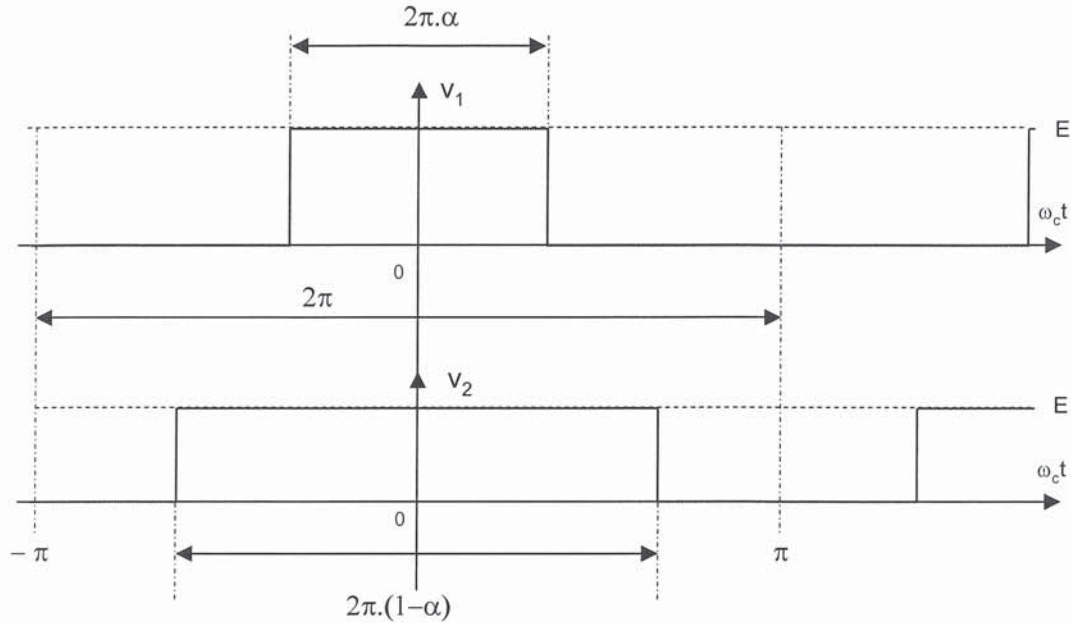
**Q3.18** : Le document réponse **DR10** présente, à l'échelle d'une période de commutation, les séquences de conduction des interrupteurs, pour un rapport cyclique  $\alpha < 0,5$  avec  $i_e = -\hat{I}_e = -1768 \text{ A}$ . Tracer sur ce document réponse les formes d'ondes de  $i_s(t)$ ,  $i_{c1}(t)$  et  $u_{DC}(t)$

**Q3.19** : Le document réponse **DR11** présente, à l'échelle d'une période de commutation, les séquences de conduction des interrupteurs, pour un rapport cyclique  $\alpha > 0,5$  avec  $i_e = +\hat{I}_e = +1768 \text{ A}$ . Tracer sur ce document réponse les formes d'ondes de  $i_s(t)$ ,  $i_{c1}(t)$  et  $u_{DC}(t)$ .

**Q3.20** : Etablir pour  $0 < \alpha < 0,5$  et  $0,5 < \alpha < 1$ , l'expression de l'ondulation crête à crête de la tension du bus continu  $\Delta u_{DC}$  à la fréquence  $2.f_c$ . Pour quelles valeurs de  $\alpha$  cette ondulation de tension est elle maximale ? Pour  $f_c = 550 \text{ Hz}$ , calculer  $C_1$  pour que l'ondulation de tension maximale  $\Delta u_{DC\text{max}}$  soit égale à 5% de  $E$ .

**Etude de l'entrelacement des PMCF sur une rame POS.**

Cette étude est réalisée à l'échelle d'une période de découpage en supposant que le rapport cyclique de la commande des cellules est constant. La figure 3.3 présente les formes d'ondes des tensions  $v_1$  et  $v_2$ .



**Figure 3.3 :** Tensions délivrées par les deux cellules d'un PMCF.

**Q3.21 :** Etablir la décomposition spectrale des tensions  $v_1$  et  $v_2$ . (On posera  $\theta_c = \omega_c.t$ )

**Q3.22 :** Montrer que la tension d'entrée d'un PMCF  $v_e$  peut s'exprimer de la façon suivante :

$$v_e = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_{2k} \cdot \cos(2.k.\omega_c.t).$$

Etablir en fonction de  $\alpha$ , l'expression des coefficients  $A_0$  et  $A_{2k}$ .

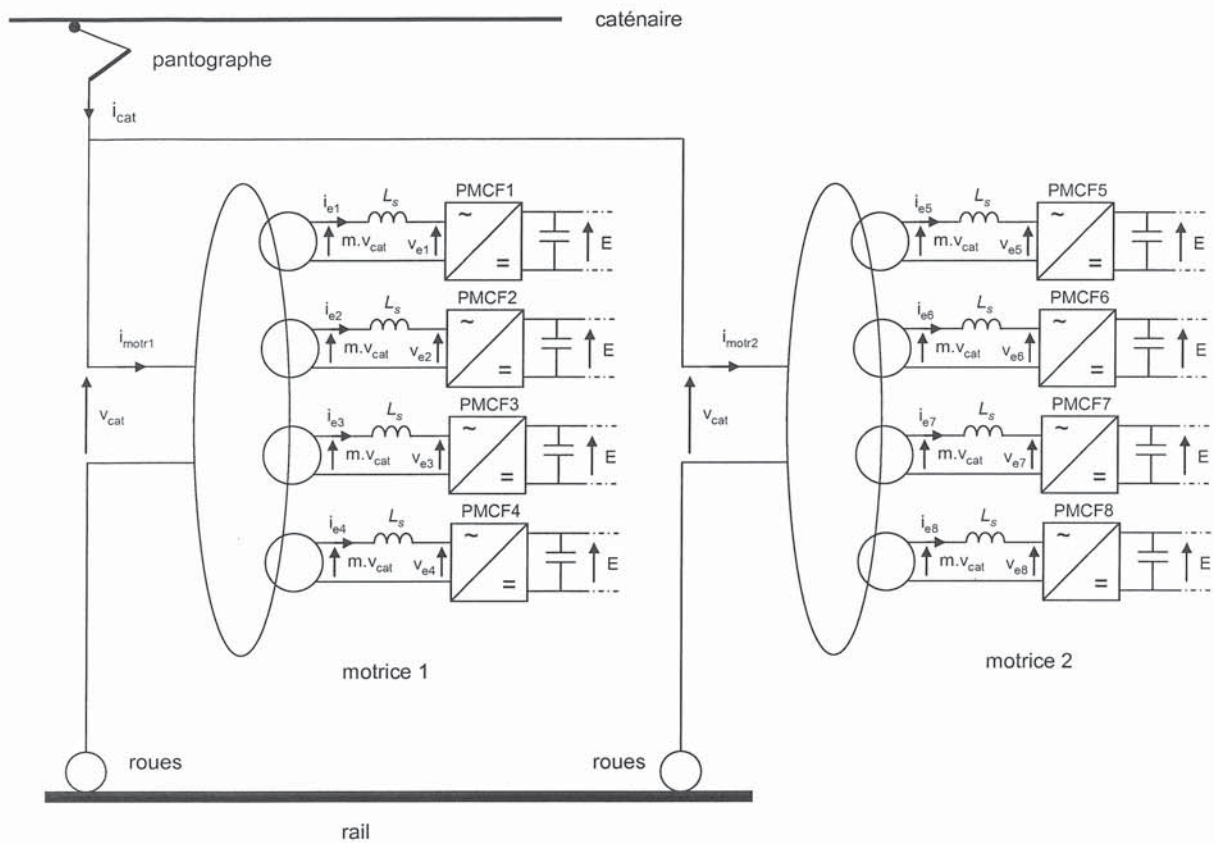
On considère maintenant le circuit de la figure 3.4, représentant la mise en parallèle sur la caténaire des 2 groupes de 4 PMCF d'une rame POS.

Pour les transformateurs, on suppose qu'il n'y a pas de flux de fuite sur le bobinage primaire et on ne considère que l'inductance de fuite des bobinages secondaires. Les pertes cuivre et les pertes fer sont négligées, l'inductance magnétisante est supposée infinie.

Ainsi :

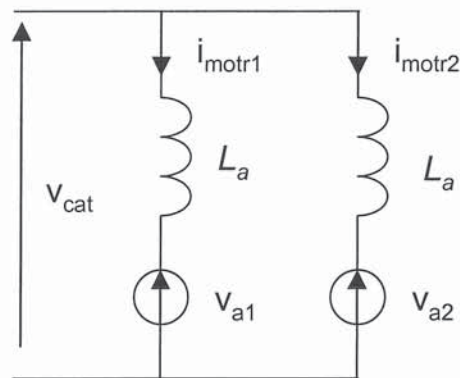
$$i_{motr1} = m.(i_{e1} + i_{e2} + i_{e3} + i_{e4}) \text{ et } i_{motr2} = m.(i_{e5} + i_{e6} + i_{e7} + i_{e8})$$





**Figure 3-4 :** Association des PMCF des chaînes de traction d'une rame POS.

Le schéma équivalent, ramené côté caténaire, du circuit de la figure 3-4 est le suivant :



**Figure 3-5 :** Association des PMCF des chaînes de traction.  
Schéma équivalent ramené côté caténaire.

**Q3.23 :** Etablir l'expression de  $L_a$  en fonction de  $m$  et  $L_s$ .

**Q3.24 :** Etablir les expressions de  $v_{a1}$  et  $v_{a2}$  en fonction de  $m$  et des tensions d'entrée des PMCF.

Sur la base du circuit de la figure 3-5, on s'intéresse uniquement aux harmoniques à des fréquences multiples de la fréquence de découpage. La caténaire est considérée comme une source de tension sinusoïdale parfaite de pulsation  $\omega$ .

Afin de réduire côté caténaire les harmoniques de courant, les commandes des PMCF sont entrelacées. Les composantes harmoniques, de pulsation  $2.k.\omega_c$ , des tensions à l'entrée des PMCF sont données dans le tableau ci-dessous :

Premier groupe de PMCF (motrice 1)	Deuxième groupe de PMCF (motrice 2)
$v_{e1\_h} = \sum_{k=1}^{\infty} A_{2k} \cdot \cos(2.k.\omega_c.t)$	$v_{e5\_h} = \sum_{k=1}^{\infty} A_{2k} \cdot \cos\left(2.k.(\omega_c.t - \frac{\pi}{8})\right)$
$v_{e2\_h} = \sum_{k=1}^{\infty} A_{2k} \cdot \cos\left(2.k.(\omega_c.t - \frac{\pi}{4})\right)$	$v_{e6\_h} = \sum_{k=1}^{\infty} A_{2k} \cdot \cos\left(2.k.(\omega_c.t - \frac{3.\pi}{8})\right)$
$v_{e3\_h} = \sum_{k=1}^{\infty} A_{2k} \cdot \cos\left(2.k.(\omega_c.t - \frac{\pi}{2})\right)$	$v_{e7\_h} = \sum_{k=1}^{\infty} A_{2k} \cdot \cos\left(2.k.(\omega_c.t - \frac{5.\pi}{8})\right)$
$v_{e4\_h} = \sum_{k=1}^{\infty} A_{2k} \cdot \cos\left(2.k.(\omega_c.t - \frac{3.\pi}{4})\right)$	$v_{e8\_h} = \sum_{k=1}^{\infty} A_{2k} \cdot \cos\left(2.k.(\omega_c.t - \frac{7.\pi}{8})\right)$

**Tableau 3-1** : composantes hautes fréquences des tensions d'entrée des PMCF.

**Q3-25** : Sur les documents réponse **DR12** et **DR13**, tracer pour  $k$  de 1 à 8 et pour chaque groupe de PMCF, les systèmes de vecteurs à la pulsation  $2.k \omega_c$ , représentatif des tensions  $v_{ei\_2k}$ .

**Q3-26** : Compte tenu des tracés des systèmes de vecteurs, indiquer pour quelles valeurs de  $k$  les composantes harmoniques des tensions  $v_{a1}$  et  $v_{a2}$  sont non nulles. Etablir en fonction de  $m$ ,  $E$  et  $\alpha$ , l'expression de leurs amplitudes.

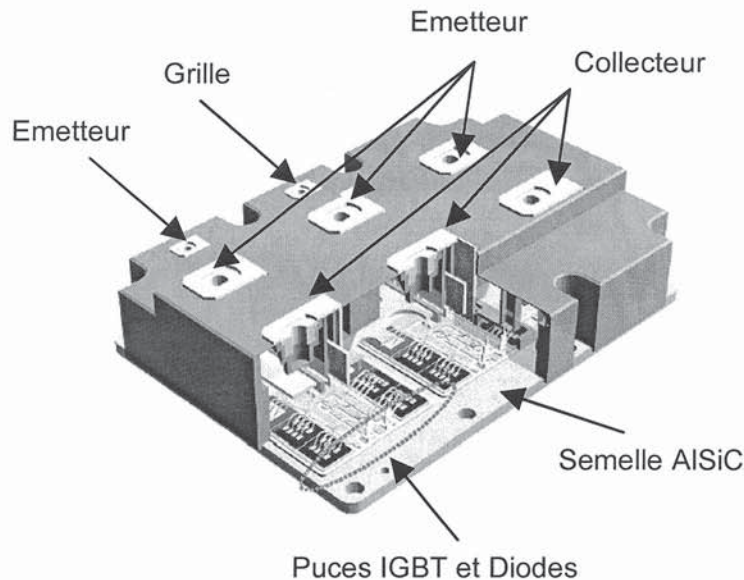
**Q3-27** : Pour les valeurs de  $k$  déterminées à la question précédente, établir en fonction de  $m$ ,  $E$ ,  $\alpha$  et  $L_s$ , l'expression de l'amplitude des harmoniques de courants absorbés par chacune des motrices.

**Q3-28** : Compte tenu du déphasage entre les systèmes de tension des deux groupes de PMCF, quelle sera la fréquence du premier harmonique de courant absorbé sur la caténaire ? Calculer son amplitude crête maximale. ( $L_s = 1,12$  mH et  $f_c = 550$  Hz).

## B4. Etude thermique des modules PALIX.

Cette partie concerne l'étude thermique des modules PALIX utilisés pour la réalisation des convertisseurs de la chaîne de traction (PMCF et Onduleur de Traction).

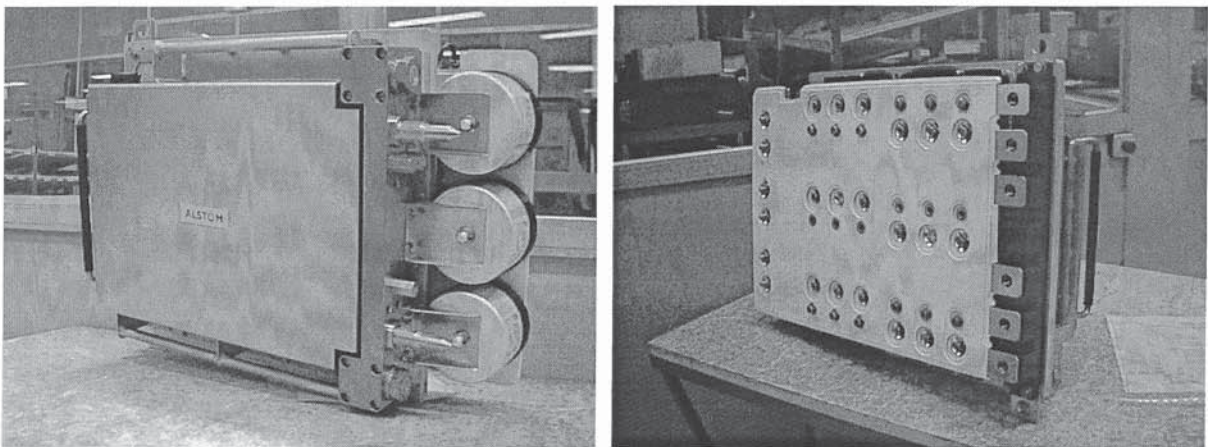
Les modules de puissance font partie de la gamme « PALIX » et sont identiques à ceux qui équipent certaines locomotives électriques et Diesel récentes construites par ALSTOM. Leur technologie est largement répandue et éprouvée. Ces modules sont constitués à partir d'une plaque métallique sur laquelle sont disposés les IGBT de calibre 3300V 1200 A en boîtier standard européen type E2 (Voir Figure 4.1).



**Figure 4.1 :** IGBT 3300 V / 1200 A en boîtier E2.

Dans un module PALIX, la connexion entre chaque composant et les condensateurs de filtrage est assurée par des « bus-bars » faiblement inductifs qui limitent la surtension à chaque commutation. Ce type de module est configurable en une fonction PMCF, onduleur, ou hacheur par exemple en jouant simplement sur le nombre d'IGBT et sur le choix du « bus-bar » pour réaliser les connexions utiles.

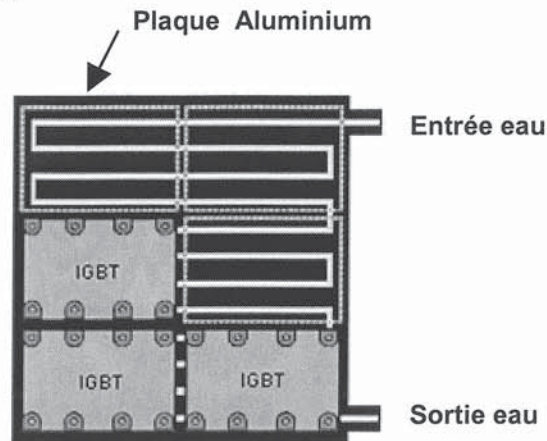
Le module présenté à la figure 4.2 est l'onduleur triphasé complet, associé à un essieu, capable d'alimenter le moteur de traction de 1200kW.



**Figure 4.2 :** Vues d'un module de type « PALIX », à gauche, vue côté connexions au circuit d'eau, à droite, vue côté « bus bar » (Document Alstom).



Chaque plaque métallique peut recevoir jusqu'à six modules IGBT et est constituée d'un serpentin parcouru par un liquide caloporteur à base d'eau glycolée qui assure le refroidissement des composants de puissance.



**Figure 4.3 :** principe de refroidissement des modules IGBT  
 Détail de la plaque froide. (Document Alstom)

Le circuit de refroidissement spécifique à chaque bloc moteur comprend un vase d'expansion, une pompe qui assure la circulation de l'eau avec un débit de l'ordre de  $5\text{m}^3/\text{h}$ , un échangeur air-eau ventilé, et enfin les modules de puissance à refroidir.

#### Détermination des pertes dans une cellule de commutation de type onduleur de tension MLI.

Dans cette partie, pour la commande en Modulation de Largeur d'Impulsion à fréquence fixe, les notations sont les suivantes :

- $f_c$  : fréquence de commutation des interrupteurs.
- $\omega_c$  : pulsation de commutation des interrupteurs. ( $\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c$ ).
- $T_c$  : période de commutation des interrupteurs. ( $T_c = \frac{1}{f_c}$ ).
- $f$  : fréquence du signal modulant.
- $\omega$  : pulsation du signal modulant. ( $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ ).
- $T$  : période du signal modulant. ( $T = \frac{1}{f}$ ).

La figure 4.4 présente une cellule de commutation où les interrupteurs K1 et K2 sont constitués par des modules IGBT de puissance (Transistor et Diode).

Les transistors T1 et T2 sont commandés de manière complémentaire, on note  $\alpha$ , le rapport cyclique de la commande du transistor T1.

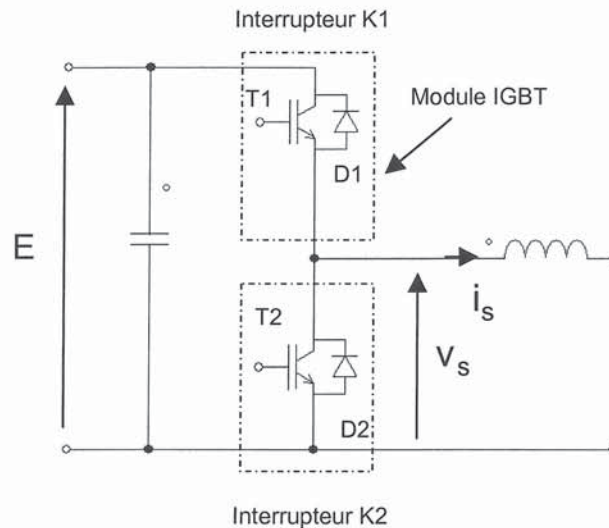
Le rapport cyclique est modulé sinusoïdalement en basse fréquence :  $\alpha = \frac{1}{2}(1 + m_a \cdot \sin(\omega \cdot t))$ .

$m_a$  est la profondeur de modulation du rapport cyclique ( $0 < m_a < 1$ ).

La tension d'entrée de la cellule E est supposée constante. ( $E = 1800\text{ V}$ ).

Le courant de sortie de la cellule est supposé sinusoïdal et déphasé par rapport au signal modulant :

$$i_s(t) = \hat{i}_s \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi)$$



**Figure 4.4 :** Cellule de commutation constituée de 2 modules IGBT.

Pour établir l'expression des pertes dans les diodes et les transistors, on considère que la fréquence de commutation des interrupteurs est très grande devant la fréquence du signal modulant ( $f_c \gg f$ ). Ainsi, à l'échelle d'une période de commutation, on peut considérer  $\alpha$  et  $i_s$  comme constant.

Pour permettre le calcul des pertes en conduction et en commutation dans les interrupteurs, le fabricant des modules IGBT 3300 V / 1200 A donne les paramètres suivants :

**Transistor :**

**Caractéristique statique à l'état passant :**  $V_{T0} = 1,4 \text{ V}$  ;  $r_T = 2,2 \text{ m}\Omega$ .

**Energie en commutation** (amorçage + blocage), pour  $E = 1800 \text{ V}$ , exprimée en Joules et en fonction du courant commuté  $i$  exprimé en Ampères:

$$E_{sw} = a_{sw} \cdot i^2 + b_{sw} \cdot i + c_{sw} \text{ avec } a_{sw} = 357 \cdot 10^{-9}, b_{sw} = 2,4 \cdot 10^{-3} \text{ et } c_{sw} = 457 \cdot 10^{-3}.$$

**Diode :**

**Caractéristique statique à l'état passant :**  $V_{D0} = 0,83 \text{ V}$  ;  $r_D = 1,46 \text{ m}\Omega$ .

**Energie en commutation** (recouvrement), pour  $E = 1800 \text{ V}$ , exprimée en Joules et en fonction du courant commuté  $i$  exprimé en Ampères :

$$E_{rec} = a_{rec} \cdot i^2 + b_{rec} \cdot i + c_{rec} \text{ avec } a_{rec} = -3,45 \cdot 10^{-7}, b_{rec} = 1,45 \cdot 10^{-3} \text{ et } c_{rec} = 285 \cdot 10^{-3}.$$

**Expression des pertes dans les composants à l'échelle d'une période de commutation.**

On suppose que  $i_s(t) > 0$  et constant à l'échelle d'une période de commutation ;  $i_s = +i$ .

**Q4.1 :** Etablir pour T1 et D2, en fonction de  $\alpha$  et  $i$ , l'expression du courant moyen et efficace à l'échelle d'une période de commutation.

**Q4.2 :** A partir des paramètres correspondant aux caractéristiques à l'état passant, établir pour T1 et D2, l'expression des pertes en conduction à l'échelle d'une période de commutation.

**Q4.3 :** Donner pour T1 et D2, en fonction de  $i$ , l'expression des pertes en commutation à l'échelle d'une période de commutation.



**Expression des pertes dans les composants à l'échelle d'une période du signal modulant.**

Sur une période basse fréquence, le rapport cyclique est modulé et le courant  $i_s$  évolue sinusoidalement. Lorsque  $i_s$  est positif, T1 et D2 dissipent de l'énergie, lorsque  $i_s$  est négatif D1 et T2 dissipent de l'énergie. Pour effectuer les calculs des questions 4.4 à 4.7, on posera  $\theta = \omega.t$  et on justifiera le choix de l'intervalle d'intégration.

On rappelle les résultats mathématiques suivants :

$$\int_{\varphi}^{\pi+\varphi} \sin\theta \cdot \sin(\theta - \varphi) \cdot d\theta = \frac{\pi}{2} \cdot \cos\varphi ; \int_{\varphi}^{\pi+\varphi} \sin^2(\theta - \varphi) \cdot d\theta = \frac{\pi}{2}$$

$$\int_{\varphi}^{\pi+\varphi} \sin\theta \cdot \sin^2(\theta - \varphi) \cdot d\theta = \frac{4}{3} \cdot \cos\varphi ; \int_{\varphi}^{\pi+\varphi} \sin(\theta - \varphi) \cdot d\theta = 2$$

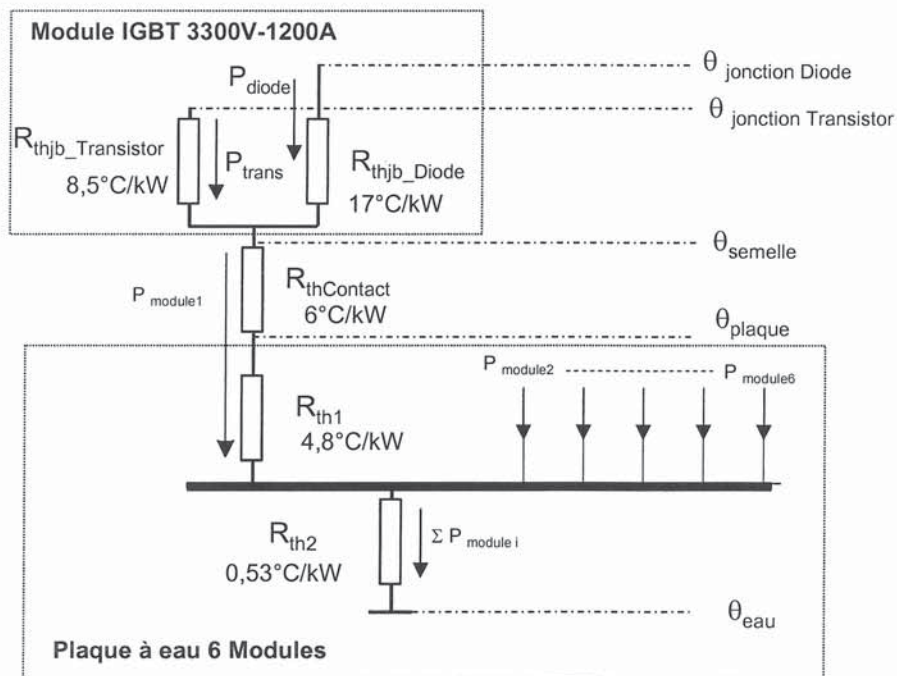
**Q4.4 :** Etablir pour T1, en fonction de  $m_a$ ,  $\hat{I}_s$ ,  $\varphi$  et des paramètres des caractéristiques à l'état passant, l'expression des pertes en conduction à l'échelle d'une période basse fréquence.

**Q4.5 :** Etablir pour D2, en fonction de  $m_a$ ,  $\hat{I}_s$ ,  $\varphi$  et des paramètres des caractéristiques à l'état passant, l'expression des pertes en conduction à l'échelle d'une période basse fréquence.

**Q4.6 :** Etablir pour T1, en fonction de  $\hat{I}_s$  et des paramètres de l'énergie dissipée en commutation, l'expression des pertes en commutation à l'échelle d'une période basse fréquence.

**Q4.7 :** Etablir pour D2, en fonction de  $\hat{I}_s$  et des paramètres de l'énergie dissipée au recouvrement, l'expression des pertes en commutation à l'échelle d'une période basse fréquence.

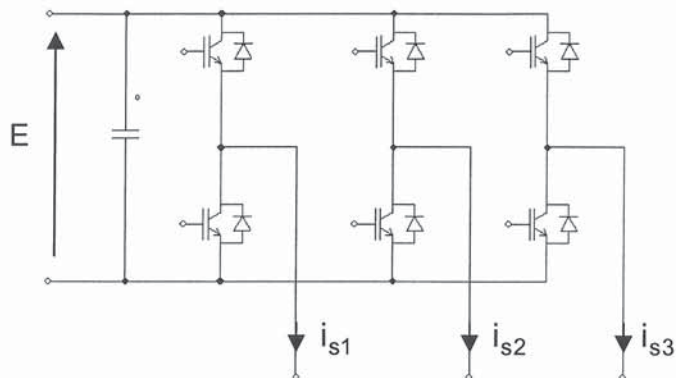
Le schéma thermique nodal d'un module IGBT et d'une plaque de refroidissement d'un module PALIX est donné à la figure ci après. La température de l'eau de refroidissement est de 70°C.



**Figure 4.5 :** Modèle Thermique d'un module IGBT 3300V / 1200 A et d'une plaque de refroidissement d'un module PALIX.

### Etude thermique d'un module PALIX onduleur de traction.

Conformément à la figure 4.6, l'onduleur alimentant le moteur asynchrone triphasé de traction est constitué de trois cellules de commutation. Il utilise six modules IGBT qui sont montés sur la même plaque de refroidissement (voir figure 4.3).



**Figure 4.6 :** Schéma structurel d'un onduleur de traction.

Les calculs sont effectués pour le point de fonctionnement suivant :

Fréquence de commutation :  $f_c = 550$  Hz

Courant crête en sortie de la cellule de commutation :  $\hat{I}_s = 850$  A.

Déphasage du courant:  $\varphi = 28,3^\circ$  ;  $\cos \varphi = 0,88$ .

Profondeur de modulation :  $m_a = 0,9$ .

**Q4.8 :** Calculer, pour un module IGBT, les pertes en conduction, les pertes en commutation puis les pertes totales dans le transistor.

**Q4.9 :** Calculer, pour un module IGBT, les pertes en conduction, les pertes en commutation puis les pertes totales dans la diode.

**Q4.10 :** A partir du modèle thermique de la figure 4.5, calculer la température de la semelle d'un module IGBT. ( $\theta_{eau} = 70^\circ\text{C}$ )

**Q4.11 :** Calculer les températures de jonction du transistor et de la diode.



## Etude thermique d'un module PALIX PMCF.

Conformément à la figure 4.7, un bras de PMCF utilise deux cellules de commutation directement connectées en parallèle. Celles-ci se partagent équitablement le courant. Le bras de PMCF comprend donc quatre modules IGBT qui sont montés sur une plaque de refroidissement (deux emplacements ne sont pas utilisés).

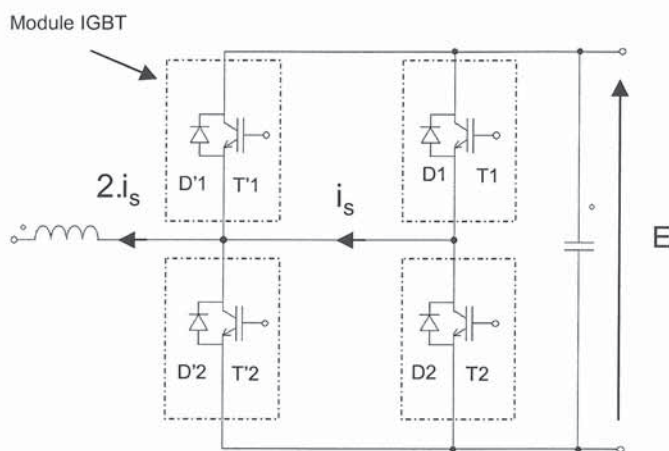


Figure 4.7 : Schéma structurel d'un Bras de PMCF.

Les calculs ont été effectués pour le point de fonctionnement à puissance maximale ( $V=320$  km/h) :

Fréquence de commutation :  $f_c = 550$  Hz

Courant crête en sortie d'une cellule de commutation :  $\hat{I}_s = 884$  A.

Déphasage du courant :  $\varphi = 157^\circ$  ;  $\cos \varphi = -0,92$ .

Profondeur de modulation :  $m_a = 0,86$ .

Pertes en conduction dans le transistor :  $P_{\text{cond}_T} = 145$  W

Pertes en commutation dans le transistor :  $P_{\text{com}_T} = 535$  W

Pertes en conduction dans la diode :  $P_{\text{cond}_D} = 430$  W

Pertes en commutation dans la diode :  $P_{\text{com}_D} = 265$  W.

**Q4.12** : Expliquer qualitativement pourquoi, dans le fonctionnement du PMCF en mode redresseur, les pertes en conduction dans les diodes sont plus élevées que dans le transistor.

**Q4.13** : A partir du modèle thermique de la figure 4.5, calculer la température de la semelle d'un module IGBT. ( $\theta_{\text{eau}} = 70^\circ\text{C}$ )

**Q4.14** : Calculer les températures de jonction du transistor et de la diode.