

SESSION 2010

**AGREGATION
CONCOURS EXTERNE**

Section : GÉNIE ÉLECTRIQUE

COMPOSITION D'ÉLECTROTECHNIQUE

Durée : 6 heures

Calculatrice électronique de poche – y compris calculatrice programmable, alphanumérique ou à écran graphique – à fonctionnement autonome, non imprimante, autorisée conformément à la circulaire n° 99-186 du 16 novembre 1999.

L'usage de tout ouvrage de référence, de tout autre dictionnaire et de tout autre matériel électronique est rigoureusement interdit.

Dans le cas où un(e) candidat(e) repère ce qui lui semble être une erreur d'énoncé, il (elle) le signale très lisiblement sur sa copie, propose la correction et poursuit l'épreuve en conséquence.

De même, si cela vous conduit à formuler une ou plusieurs hypothèses, il vous est demandé de la (ou les) mentionner explicitement.

NB : Hormis l'en-tête détachable, la copie que vous rendrez ne devra, conformément au principe d'anonymat, comporter aucun signe distinctif, tel que nom, signature, origine, etc. Si le travail qui vous est demandé comporte notamment la rédaction d'un projet ou d'une note, vous devrez impérativement vous abstenir de signer ou de l'identifier.

ALIMENTATION SANS INTERRUPTION

Recommandations générales

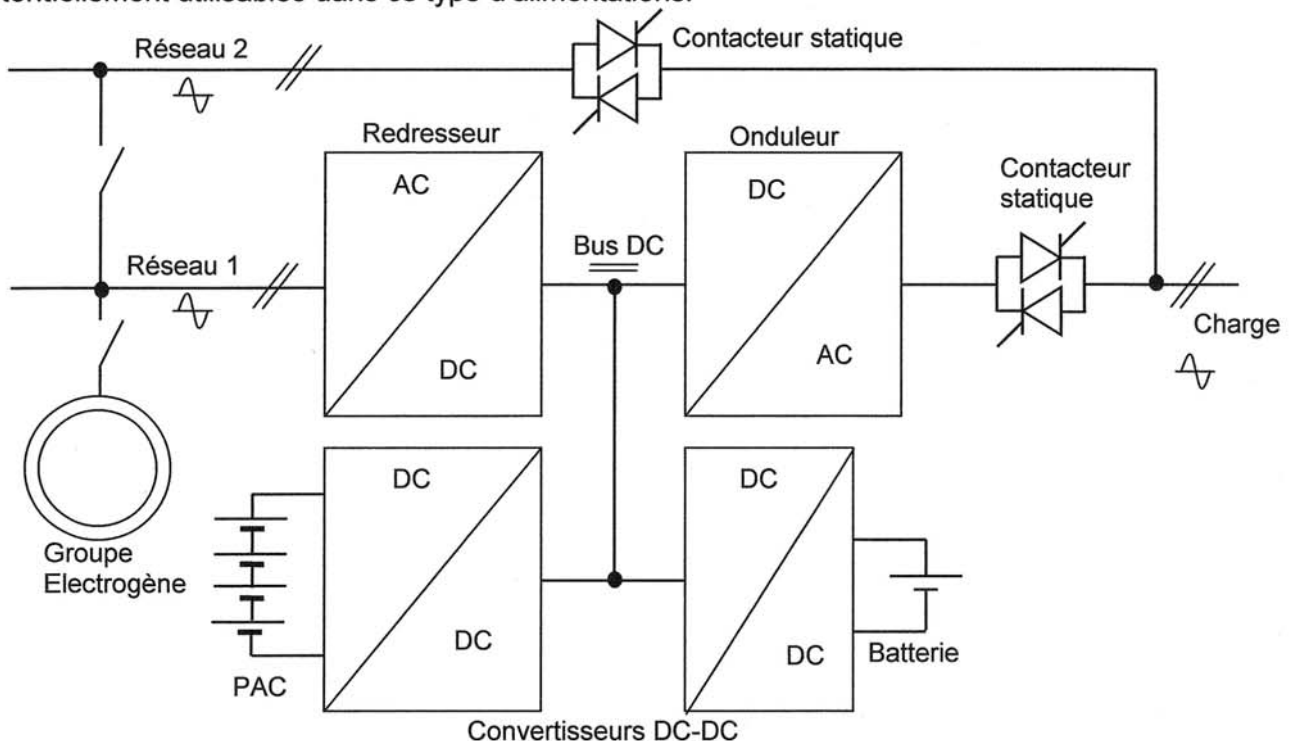
- Vérifier que le sujet comporte 3 pages de présentation, 17 pages de questionnement, 4 pages de documents réponses et 4 pages de documentation en annexe.
- L'épreuve se compose de 4 parties indépendantes. A l'intérieur de chaque partie, de nombreuses questions sont également indépendantes. *Le candidat est donc invité à lire rapidement et entièrement l'énoncé avant de commencer à composer afin de bien répartir le temps de composition entre les différentes parties.*
- Les parties A, B, C et D doivent être rédigées sur des copies séparées en respectant scrupuleusement la numérotation des questions et les notations de l'énoncé. Une rédaction soignée, une écriture lisible et des résultats encadrés seront appréciés par les correcteurs.

Présentation générale

Une alimentation statique sans interruption (ASI) a pour vocation à suppléer à la disparition d'un réseau électrique pour assurer la continuité de service à l'aide d'une source d'énergie auxiliaire.

Les charges concernées sont généralement « sensibles » tels que l'informatique, les télécommunications, les process, les hôpitaux, les aéroports, ... Selon la continuité de service requise, deux types d'ASI existent : les systèmes appelés « attente passive » (passive standby ou off-line) et les systèmes « double-conversion » (on-line). Dans le premier cas, il y a commutation, donc micro-coupage entre le réseau normalement présent et le réseau de secours. Les alimentations on-line, quant à elles, reconstituent un réseau alternatif à partir du réseau primaire et de la source auxiliaire, permettant ainsi de garantir la continuité de service et la qualité de l'énergie produite. Un troisième type d'ASI baptisé « line-interactive » s'apparente au premier cas avec des fonctions supplémentaires de surveillance et de compensation du réseau.

Nous nous intéresserons dans ce problème à un tel système et plus particulièrement aux différents convertisseurs de puissance utilisés ainsi qu'aux sources d'énergie de secours potentiellement utilisables dans ce type d'alimentations.



Architecture générale d'une alimentation sans interruption on-line monophasée

Caractéristiques principales :

Puissance apparente nominale : 12 kVA
Puissance active nominale : 10 kW
Autonomie (sur batteries) : 10 min à 70% de P_n
Redresseur à absorption sinusoïdale (THDi < 3%)
Réseau alternatif de sortie acceptant des charges linéaires ou non ($I_{max} < 3 \cdot I_{eff}$)
Commutation sur réseau 2 en moins de 1 ms

Remerciements :

L'auteur remercie la société APC-MGE pour la fourniture des données qui ont permis la réalisation de ce sujet.

L'architecture type d'une alimentation sans interruption de type « on-line » comporte une double conversion Alternatif – Continu et Continu – Alternatif avec un bus intermédiaire continu où se raccorde l'élément de stockage (en général des batteries). Cette chaîne de conversion peut être remplacée, via des contacteurs statiques, par un 2^{ème} réseau.

Les ASI de ce type procurent une énergie de qualité et isolent les charges des perturbations du réseau grâce à la chaîne de double conversion redresseur et onduleur. Elles assurent aussi, grâce à leur batterie, une autonomie de fonctionnement qui peut aller de quelques minutes à plusieurs heures.

Toutefois, pour des besoins d'autonomies plus importantes, il est possible de recourir à d'autres sources d'énergie telle que la Pile à Combustible. En cas d'absence prolongée du réseau, lorsque la limite d'autonomie est en passe d'être atteinte, un groupe électrogène est démarré pour se substituer au réseau normalement présent.

Le redresseur

Le redresseur assure la conversion AC-DC entre le réseau industriel monophasé et un bus continu d'amplitude suffisante afin que l'onduleur puisse générer un réseau alternatif. Ce redresseur doit répondre à deux critères :

- l'absorption d'un courant « propre », peu chargé en harmonique (TDHi = 3%),
- la régulation de la tension du bus continu.

L'onduleur

L'onduleur génère le réseau monophasé secouru. Il est régulé en tension, synchronisé sur le réseau 2 en fonctionnement normal et doit être capable d'accepter des courants déformés (typiquement des charges informatiques présentant un redresseur avec capacité en tête, dans la limite d'un facteur de forme de 3).

Les convertisseurs DC-DC

Les convertisseurs DC-DC assurent la conversion et l'adaptation de niveau entre le bus continu et :

- la batterie pour les sauvegardes de courtes durées. Ce convertisseur est réversible pour assurer la charge de la batterie, il ne sera pas étudié dans ce problème.
- la Pile à Combustible (PAC) pour les sauvegardes de moyennes durées. Compte tenu du caractère "basse tension" de la PAC, ce convertisseur est généralement élévateur et non réversible. Les auxiliaires de la PAC (compresseur,...) ne sont pas étudiés ici.

Le groupe électrogène

Le groupe électrogène permet de remplacer le réseau défaillant pour des durées importantes. Il s'agit généralement d'un alternateur entraîné par un moteur thermique.

Les contacteurs statiques

Réalisés avec deux thyristors tête-bêche, ces contacteurs statiques permettent la commutation entre le réseau secouru et un deuxième réseau. Le réseau 2 est généralement connecté sur le réseau 1 et la sortie secourue est synchronisée sur le réseau d'alimentation. Ainsi, en cas de panne de l'ASI, les contacteurs statiques permettent le by-pass et assurent la continuité de service.

ALIMENTATION SANS INTERRUPTION

Sommaire

A- CONVERSION AC-DC	3
A-1 Etude des harmoniques de courant	3
A-2 Etude du redresseur à absorption sinusoïdale	4
A-3 Filtrage des harmoniques hautes fréquences	6
B- ONDULEUR	8
B-1 Dimensionnement des semi-conducteurs de l'onduleur	9
B-2 Estimation des pertes de l'onduleur	9
B-3 Fonctionnement général	10
C- PILE A COMBUSTIBLE ET CONVERSION DC-DC	12
C-1 Fonctionnement de la Pile à Combustible	13
C-2 Fonctionnement du convertisseur DC-DC	13
C-3 Dimensionnement de l'inductance	13
D- GROUPE ELECTROGENE	15
D-1 Fonctionnement général	15
D-2 Fonctionnement en monophasé	16
D-3 Fonctionnement en charge	17

Notations utilisées :

- lettre minuscule x : valeur électrique instantanée,
- lettre majuscule soulignée \underline{X} : grandeur complexe (tension, courant, impédance),
- lettre majuscule X : valeur constante ou valeur efficace ou module d'une grandeur complexe ($V=|\underline{V}|$),
- la notation $\langle x \rangle$ désigne la valeur moyenne de la variable x ,
- la notation \hat{x} désigne la valeur maximale,
- j est l'opérateur complexe.

Liste des principales grandeurs utilisées :

v_r : tension réseau
 v_E : tension d'entrée du convertisseur AC-DC
 v_A : potentiel du point A par rapport au neutre
 v_C : potentiel du point C par rapport au neutre
 v_S : tension de sortie filtrée de l'onduleur
 E_C : tension du bus continu
 V_{PAC-o} : tension de la Pile à Combustible à vide
 V_{PAC-n} : tension nominale en charge de la Pile à Combustible
 F_R, ω_R : fréquence et pulsation des courants et tensions du réseau d'alimentation
 ω_S : pulsation des courants et tensions du réseau de sortie
 i_1, i_2, \dots, i_k : courants, fondamental et harmoniques de rang k
 i_E : courant d'entrée du convertisseur AC-DC
 i_C : courant de sortie de l'onduleur
 i_S : courant de sortie du filtre de sortie
 i_B : courant du bras commun
 $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_k$: phases des courants
 $THDi, THDv$: taux de distorsion harmonique du courant et de la tension

α : rapport cyclique du convertisseur AC-DC
 β : rapport cyclique du convertisseur DC-AC
 δ : rapport cyclique du convertisseur DC-DC
 F_D, T_D : fréquence et période de découpage des convertisseurs étudiés
 Δi_E : ondulation du courant dans L_E
 L_S, R_S : inductance et résistance série du réseau
 L_E : inductance d'entrée du convertisseur AC-DC
 L_F, C_F : inductance et condensateur du filtre CEM
 L_S, C_S : inductance et condensateur du filtre de sortie de l'onduleur
 L : inductance d'entrée du convertisseur DC-DC
 r : profondeur de modulation
 $P_{T\text{-cond}}, P_{T\text{-com}}$: pertes par conduction et par commutation d'un transistor
 $P_{D\text{-cond}}, P_{D\text{-com}}$: pertes par conduction et par commutation d'une diode
 E_{ON}, E_{OFF} : énergies de commutation à l'amorçage et au blocage d'un transistor
 E_{RR} : énergie de commutation de recouvrement d'une diode
 R_{thT}, R_{thD} : résistances thermiques jonction-semelle du transistor et de la diode
 R_{thRAD} : résistance thermique du refroidisseur
 N : nombre de spires de l'inductance L
 Δi_L : ondulation du courant dans L
 \hat{B} : induction maximale
 A_e : section effective du noyau ferrite
 S_b : section de la fenêtre de bobinage
 k_b : coefficient de bobinage
 S_{cu} : section effective de cuivre du conducteur
 J : densité de courant
 X : réactance synchrone
 a : opérateur complexe
 $[\underline{X}_d, \underline{X}_i, \underline{X}_h]$: composantes symétriques de X

Liste des abréviations couramment utilisées :

- ASI : Alimentation sans interruption
- UPS : Uninterruptible Power Supply
- MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion
- PFC : Power Factor Correction
- RSIL : Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne
- PAC : Pile à Combustible
- BAT : Batteries
- SC : Semi-conducteurs

A- CONVERSION AC-DC

A-1 Etude des harmoniques de courant

Un appareil monophasé absorbant un courant supérieur à 16 A est soumis à la norme CEI 61000-3-4 en ce qui concerne les harmoniques de courant.

Un exemple est donné Figure 1 où l'on relève :

- La tension du réseau, définie par :

$$(1) \quad v_R(t) = V_R \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega_R \cdot t) \quad \text{avec } V_R = 230 \text{ V et } \omega_R = 2 \cdot \pi \cdot 50 \text{ rad/s}$$

- Le courant absorbé au réseau $i(t)$ tel que :

$$(2) \quad i(t) = I_1 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega_R \cdot t - \varphi_1) + \sum_{k=2}^{\infty} I_k \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(k \cdot \omega_R \cdot t - \varphi_k)$$

Fondamental : $I_1 = 50 \text{ A}$ avec un déphasage nul ($\cos \varphi_1 = 1$)

Harmoniques : $I_3 = 10,8 \text{ A}$ $I_5 = 5,35 \text{ A}$

$I_7 = 3,6 \text{ A}$ $I_9 = 1,9 \text{ A}$

$I_{11} = 1,55 \text{ A}$ $I_{13} = 1 \text{ A}$

Les harmoniques d'ordre supérieur seront négligés.

Ces données sont en valeur efficace et correspondent environ à la limite autorisée par la norme.

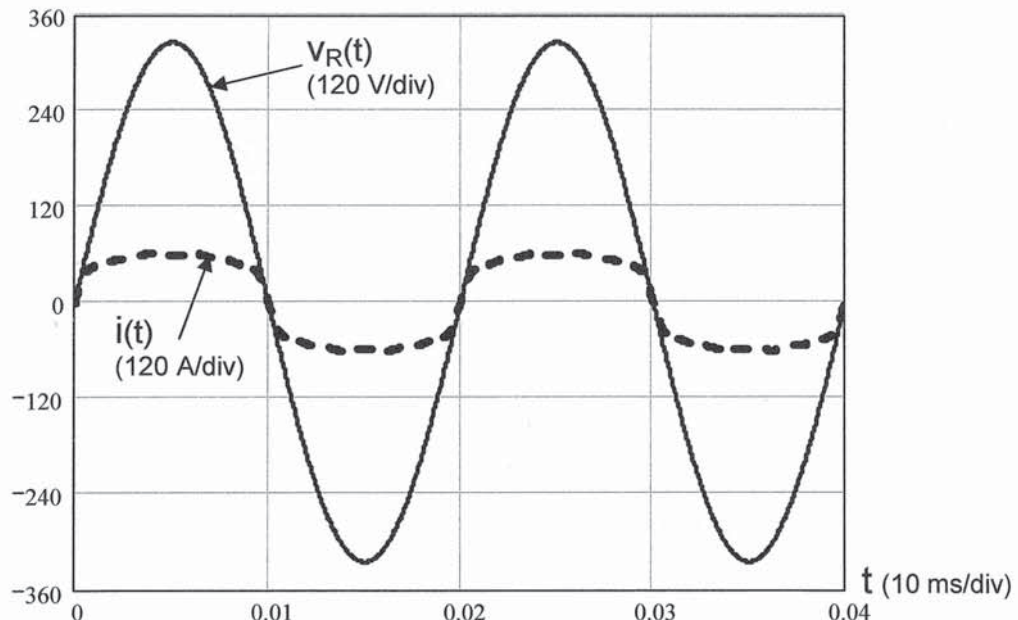


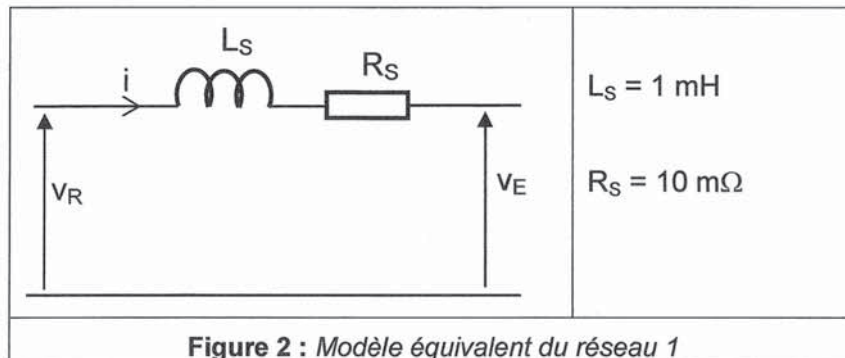
Figure 1 : Forme d'ondes courant et tension du réseau 1

Q1. Quel redresseur monophasé est susceptible d'absorber un courant tel que celui représenté sur la Figure 1 ? Représenter un exemple de schéma.

Q2. Exprimer la valeur efficace I du courant $i(t)$ en fonction du fondamental et des harmoniques. Calculer sa valeur numérique et en déduire la puissance apparente S .

Q3. Calculer le taux de distorsion harmonique de ce courant (THDi) par rapport au fondamental.

Le réseau présente maintenant une inductance de ligne L_S et une résistance R_S (Figure 2). La tension d'entrée du montage connecté en aval se trouvera déformée. On considérera néanmoins que le fondamental (V_{E1}) reste en phase avec le fondamental du courant.



Q4. Exprimer le facteur d'accroissement des pertes en ligne avec ce courant i qui, par rapport à un courant sinusoïdal i' en phase avec la tension v_E , transiterait la même puissance. Montrer que ce facteur s'exprime simplement en fonction de THDi. Faire l'application numérique.

Q5. Représenter, pour les termes fondamentaux, le diagramme de Fresnel reliant les différentes tensions du schéma Figure 2.

Q6. Calculer la valeur efficace V_{E1} du fondamental de $v_E(t)$.

Q7. En négligeant l'influence de la résistance R_S , exprimer, pour le rang d'harmonique k , la valeur efficace V_{Ek} en fonction de I_k , L_S , k et ω .

Q8. En déduire l'expression et la valeur numérique du taux de distorsion de la tension v_E (THDv) pour les harmoniques considérés.

A-2 Etude du redresseur à absorption sinusoïdale

Le redresseur à absorption sinusoïdale, représenté

Figure 3, est composé :

- d'une inductance L_E (les imperfections L_S et R_S du réseau ne seront pas prises en compte),
- d'une cellule **A** à transistors IGBT fonctionnant en Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI),
- d'une cellule **B** à transistors IGBT fonctionnant en ondes pleines,
- d'un condensateur de filtrage C .

Les transistors du bras **A** sont commandés à fréquence de découpage fixe F_D et à rapport cyclique noté α tel que :

- T_{A1} est commandé pendant $\alpha \cdot T_D$ de la période $T_D = 1/F_D$,
- T_{A2} est commandé pendant le reste de la période T_D .
- $F_D = 16$ kHz

Les transistors du bras **B** sont commandés en ondes pleines et sont synchronisés sur la fréquence du réseau d'alimentation à 50 Hz :

- T_{B1} est commandé pendant l'alternance positive,
- T_{B2} est commandé pendant l'alternance négative.

Se référer au document réponse DR1.

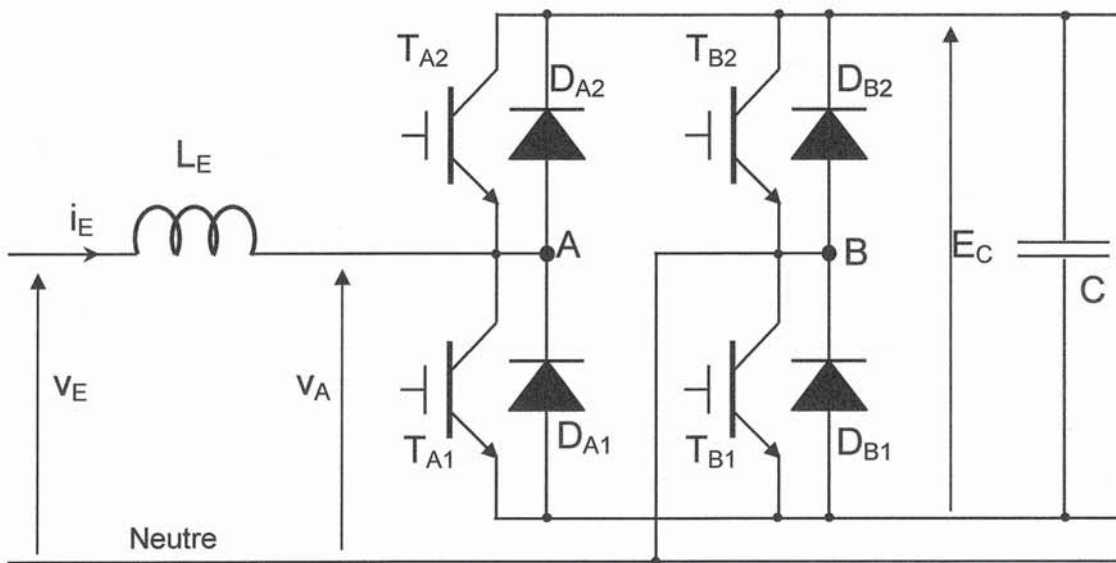


Figure 3 : Schéma du redresseur

Ce redresseur à modulations de largeur d'impulsions a pour rôle :

- d'asservir le courant d'entrée i_E à une sinusoïde pour améliorer le taux de distorsion harmonique (THDi visé $< 3\%$). Les harmoniques hautes fréquences générés par ce redresseur seront atténués par un filtre du second ordre non représenté ici.
- de réguler la tension du bus continu telle que $E_C = 400 \text{ V}$. Cette tension sera considérée continue.

Le rapport cyclique α , compris entre 0 et 1, évoluera au cours de la période réseau afin d'asservir le courant d'entrée i_E . Nous ferons les hypothèses suivantes :

- La valeur moyenne $\langle v_A \rangle$ calculée en Q10 sera une fonction de $\theta_R = \omega_R \cdot t$ évoluant à la fréquence du réseau.
- $i_{E-BF}(\theta_R) = I_E \sqrt{2} \cdot \sin \theta_R$ obtenu après asservissement, avec $I_E = 50 \text{ A}$
- $v_E(\theta_R) = V_E \sqrt{2} \cdot \sin \theta_R$ avec $V_E = 230 \text{ V}$

Q9. Représenter, au cours d'une période haute fréquence (T_D), la tension découpée $v_A(t)$ lors de la 1^{ère} demi-période du réseau, puis, sur les mêmes axes, lors de la 2^{ème} demi-période. Représentation à reporter sur le document réponse DR1 (3^{ème} axe).

Q10. Exprimer la valeur moyenne $\langle v_A \rangle$, sur une période de découpage, en fonction de E_C et α , lors de la 1^{ère} demi-période du réseau.

Q11. Représenter sur le document réponse DR1 (4^{ème} axe) les phases de conduction des différents semi-conducteurs du bras A au cours d'une période de découpage (T_D).

Q12. Quels sont les semi-conducteurs du bras B qui conduisent effectivement au cours d'une période du réseau ($T_R = 2\pi/\omega_R$) ? Reporter ce résultat sur le document réponse DR1 (1^{er} axe).

Q13. Ecrire la relation sur l'intervalle $[0, \pi]$ reliant les grandeurs $v_E(\theta_R)$, $i_{E-BF}(\theta_R)$ et $\langle v_A \rangle(\theta_R)$ définie en Q10.

Q14. Avec les hypothèses précédentes, en particulier en présence de l'asservissement du courant d'entrée à une forme sinusoïdale, exprimer l'évolution théorique du rapport cyclique α en fonction de θ_R .

Q15. Montrer que ce rapport cyclique ne peut pas suivre cette évolution théorique au voisinage des passages par zéro de la tension d'entrée.

Q16. Calculer la valeur à donner à L_E afin de limiter le terme perturbateur (de la relation obtenue en Q14) à 2% de α_{MAX} pour $\theta_R = 0$.

A-3 Filtrage des harmoniques hautes fréquences

Le courant d'entrée i_E possède une ondulation à la fréquence de découpage engendrée par la commutation du bras \overline{A} . Cette ondulation se superpose à la forme quasi-sinusoïdale obtenue par l'asservissement du courant d'entrée. Les harmoniques de courant qui en découlent doivent être filtrés (schéma Figure 4) afin de respecter les normes CEM.

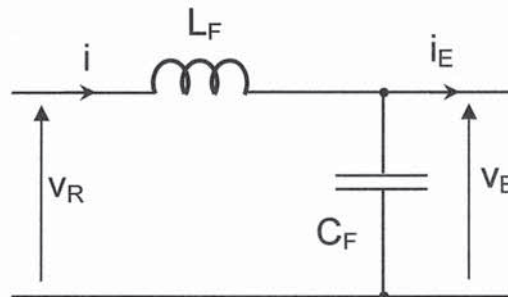


Figure 4 : Filtre d'entrée

Q17. Représenter, sur le document réponse DR1 (3^{ème} axe), l'allure du courant $i_E(t)$ au cours d'une période de découpage. (Compte tenu du rapport élevé entre F_R et F_D , on pourra faire l'hypothèse que ce courant est périodique à l'échelle du découpage).

Q18. Exprimer l'ondulation Δi_E de ce courant en fonction de $v_E(\theta_R)$, $\alpha(\theta_R)$, L et F_D .

Q19. Compte tenu de l'évolution sinusoïdale de $v_E(\theta_R)$ et de l'évolution du rapport cyclique $\alpha(\theta_R)$, que l'on considérera égale à : $\alpha(\theta_R) = 1 - \frac{V_E \cdot \sqrt{2}}{E_C} \cdot \sin \theta_R$ sur l'intervalle $[0, \pi]$, exprimer $\Delta i_E(\theta_R)$.

Q20. Déterminer la valeur maximale de cette ondulation ($\Delta i_{E_{max}}$) et préciser l'angle pour lequel ce maximum intervient sur l'intervalle $[0, \pi]$.

Q21. Calculer la valeur minimale de L_E nécessaire pour garantir $\Delta i_{E_{max}} < 30$ A. Conclure sur le choix de la valeur de L_E effectivement réalisée qui est de $300 \mu H$.

On pourra considérer que le filtre est chargé, à la fréquence du réseau, par une résistance équivalente (R_{EQ}) représentant la structure précédemment étudiée. Par ailleurs, cette structure peut être substituée, à la fréquence de découpage, par une source de courant perturbatrice.

Q22. Calculer R_{EQ} à la puissance nominale et justifier ce comportement résistif.

Q23. Exprimer le coefficient d'amortissement de la fonction de transfert $\frac{V_E}{V_R}$ de ce filtre en fonction de R_{EQ} , L_F et C_F .

Q24. Exprimer l'atténuation $\left| \frac{i}{i_E} \right|_{\omega_D}$ que procure ce filtre pour la fréquence de découpage. On pourra exprimer cette atténuation en fonction du rapport ω_D/ω_F , ω_F étant la pulsation de coupure du filtre.

Q25. Calculer les valeurs des composants L_F et C_F du filtre sachant que l'on désire :

- Un coefficient d'amortissement de 1 à charge nominale,
- Une atténuation de 40 dB de la composante du courant i_E à la fréquence de découpage.

Le redresseur étudié est le siège de perturbations en mode différentiel et en mode commun. Ces perturbations seront mesurées à l'aide d'un Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL).

Q26. Quel type de perturbations sera atténué par le filtre proposé Figure 4 ?

Q27. Définir les perturbations de mode commun.

Q28. Proposer une modification du filtre L_F - C_F afin de pouvoir traiter le mode commun ; on pourra ajouter des composants dont le rôle sera justifié.

Q29. Quel est le rôle du RSIL ?

Q30. Représenter le schéma typique d'un RSIL.

B- ONDULEUR

L'onduleur est représenté Figure 5. À partir du bus continu délivré par le redresseur (tension E_C), cet onduleur de tension doit produire le réseau 230V-50 Hz de sortie. Il est composé :

- de la cellule **B** à transistors IGBT qui est commune au redresseur et à l'onduleur,
- d'une cellule **C** à transistors IGBT fonctionnant en Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI),
- d'un filtre de sortie destiné à éliminer le découpage et à ne conserver que le terme fondamental.

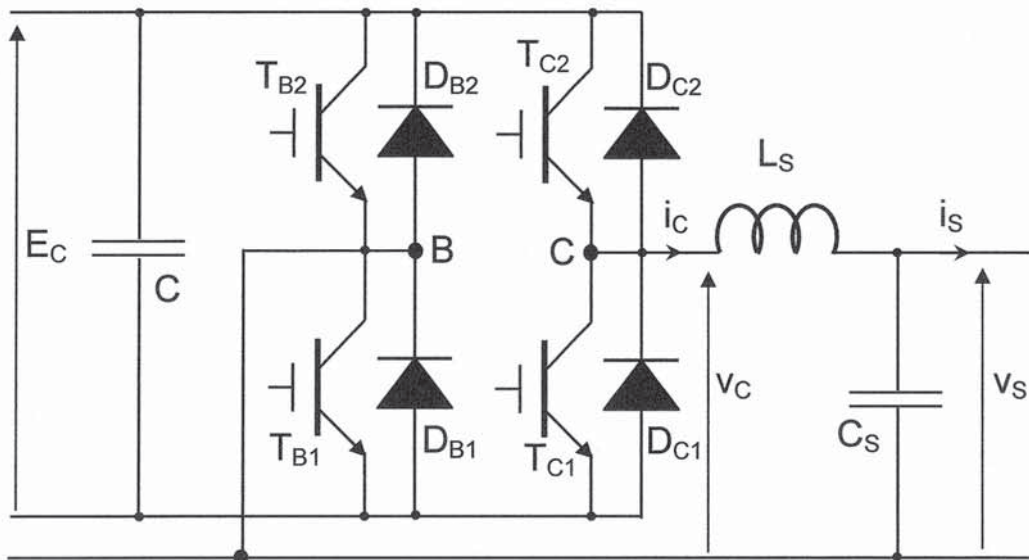


Figure 5 : Schéma de l'onduleur

Les transistors du bras **B** sont commandés en ondes pleines à 50 Hz. Ils seront synchronisés sur la fréquence du réseau n°1 lors de l'alimentation par celui-ci.

- T_{B1} est commandé pendant l'alternance positive de la tension $v_S(t)$,
- T_{B2} est commandé pendant l'alternance négative.

Les transistors du bras **C** sont commandés à fréquence de découpage fixe F_D et à rapport cyclique noté β tel que :

- T_{C2} est commandé pendant $\beta \cdot T_D$ de la période $T_D = 1/F_D$,
- T_{C1} est commandé pendant le reste de la période T_D .
- $F_D = 16$ kHz

Les formes d'ondes sont représentées sur le document réponse DR2 pour une fréquence de découpage faible (500 Hz au lieu de 16 kHz) afin de faciliter les tracés.

On trouvera les formes d'ondes suivantes :

- $v_C(t)$ sortie de l'onduleur avant filtrage
- $v_S(t) = V_S \sqrt{2} \cdot \sin(\omega_S t)$ avec $V_S = 230V$ et $\omega_S = 2 \cdot \pi \cdot 50$ rad/s
- $i_S(t) = I_S \sqrt{2} \cdot \sin(\omega_S t - \varphi)$ avec $I_S = 50A$ et $\cos \varphi = 0,8$

La profondeur de modulation sera définie par $r = \frac{V_S \cdot \sqrt{2}}{E_C}$

B-1 Dimensionnement des semi-conducteurs de l'onduleur

Hypothèse : Nous négligerons, pour les tracés et le calcul des pertes, l'ondulation du courant dans L_S . Ainsi, $i_C(t)$ sera assimilé à $i_S(t)$.

Q31. Le découpage effectué sur le bras \boxed{C} permet, avec la modulation du rapport cyclique β , d'obtenir un fondamental sinusoïdal. A l'aide de la figure 1 du document réponse DR2, proposer une relation pour $\beta(t)$ permettant d'obtenir cette modulation sinusoïdale lors de la 1^{ère} demi-période du réseau 50 Hz de sortie.

Q32. A l'aide de la forme d'onde $v_C(t)$ représentée sur le document réponse DR2, indiquer les phases de conduction effective de l'IGBT T_{C2} .

Q33. Représenter, sur la figure 2 du document DR2, le courant dans l'IGBT T_{C2} .

Q34. A l'aide de la forme du courant de sortie, représenter les phases de conduction effective des IGBT et des diodes du bras \boxed{B} .

Q35. Pour un IGBT et une diode du bras \boxed{B} , exprimer en fonction de I_S et du déphasage φ les courants moyens et efficaces dans ces semi-conducteurs.

Q36. Application numérique : Compléter le tableau 1 du document réponse DR2. Les contraintes relatives au bras \boxed{C} seront reportées sur ce même tableau sachant que :

$$\langle i_{T_C} \rangle = \frac{I_S \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot \pi} \left[1 + \left(\pi \frac{r}{2} - 1 \right) \cos \varphi \right] \quad \langle i_{D_C} \rangle = \frac{I_S \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot \pi} \left[1 - \left(\pi \frac{r}{2} - 1 \right) \cos \varphi \right]$$

Préciser sur ce tableau la tenue en tension des semi-conducteurs.

B-2 Estimation des pertes de l'onduleur

Les pertes seront estimées à l'aide de la documentation constructeur relative au module Miniskip de Semikron (annexe 1).

Les pertes en conduction seront estimées à l'aide du modèle classique linéarisé :

$$V_{CE\text{sat}} = V_{CE(TO)} + r_T \cdot i_C \quad \text{pour l'IGBT}$$

$$V_F = V_{(TO)} + r_T \cdot i_D \quad \text{pour la diode}$$

Nous retiendrons les valeurs typiques à 125°C.

Q37. A l'aide du tableau 1 (Q36), calculer les pertes par conduction d'un IGBT ($P_{TC\text{-cond}}$) et d'une diode ($P_{DC\text{-cond}}$) du bras \boxed{C} .

Les pertes en commutation seront évaluées à l'aide de la figure 5 de cette documentation. Nous ferons l'hypothèse que les énergies de commutation du transistor (E_{ON} et E_{OFF}) et celle de la diode (E_{RR}) sont proportionnelles au courant commuté. Ainsi, ces énergies seront estimées par :

$E_{ON} = E_{OFF} = E_{RR} = k \cdot E_C \cdot I_{\text{commuté}}$, le coefficient k étant déterminé à l'aide de la droite moyenne passant par le point : 2 mJ pour 70 A (**sous 600V**).

Compte tenu de l'évolution sinusoïdale du courant commuté, les énergies moyennes de commutation seront calculées en remplaçant $I_{\text{commuté}}$ par le courant moyen de l'IGBT considéré. Le calcul des pertes par commutation d'une diode sera effectué selon la même procédure.

Q38. Pour le bras \boxed{C} , après avoir déterminé k et les énergies de commutation, calculer les pertes par commutation d'un IGBT ($P_{TC\text{-com}}$) et d'une diode ($P_{DC\text{-com}}$) à la fréquence considérée.

Q39. Calculer les pertes par conduction d'un IGBT ($P_{TB-cond}$) et d'une diode ($P_{DB-cond}$) du bras **B**.

Q40. Pourquoi peut-on considérer négligeables les pertes par commutation du bras **B** ?

Q41. Compléter le tableau 2 du document réponse DR2 avec les valeurs numériques de ces pertes pour un IGBT et une diode d'un bras.

B-3 Fonctionnement général

L'onduleur étudié et le redresseur de la partie A ont en commun le neutre et sont réalisés avec le même module de puissance (module à 6 IGBT, annexe 1, permettant la réalisation des bras **A**, **B** et **C**).

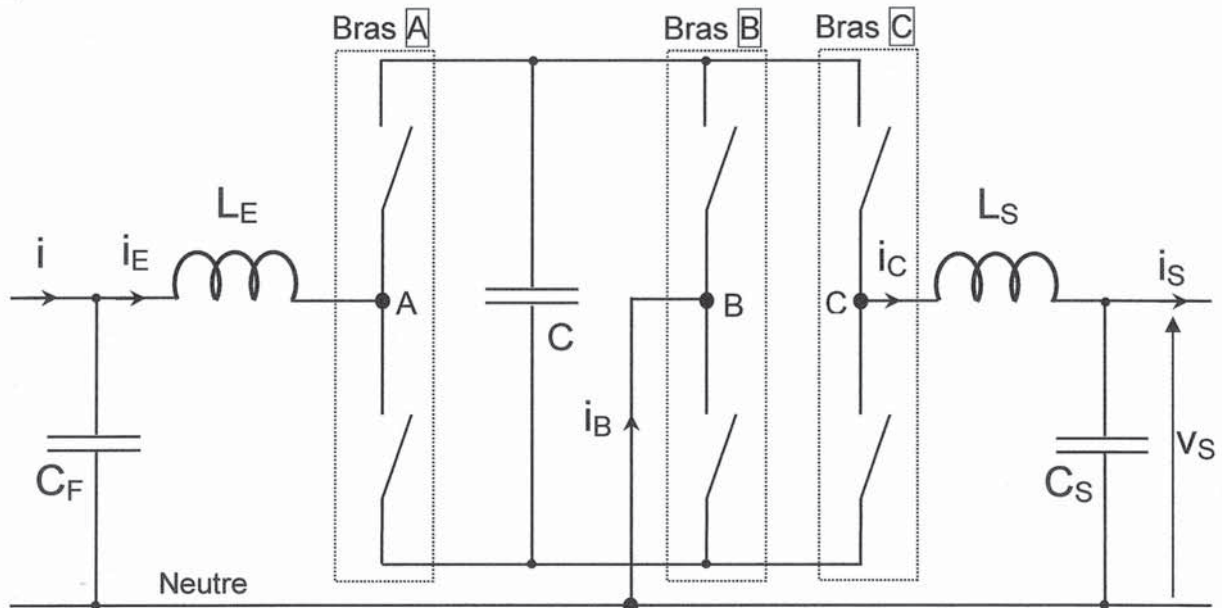


Figure 6 : Synoptique général

Rappel des hypothèses : en négligeant les composantes hautes fréquences des courants d'entrée i_E et de sortie i_S , ces courants pourront être assimilés à leur composante basse fréquence :

- $i_E(t) \approx I_E \sqrt{2} \cdot \sin(\omega_R t)$ avec $I_E = 50A$
- $i_C(t) \approx I_S \sqrt{2} \cdot \sin(\omega_S t - \varphi)$ avec $I_S = 50A$ et $\cos\varphi = 0,8$
- $\omega_R = \omega_S = 2 \cdot \pi \cdot 50$ rad/s synchronisation obligatoire entre les deux convertisseurs

Q42. Montrer que le bras commun **B** voit son courant modifié par cette mise en commun. On pourra pour cela exprimer le courant $i_B(t)$ en le mettant sous la forme :

$$i_B(t) = I_B \sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega_S \cdot t - \frac{\pi + \varphi}{2}\right) = I_B \sqrt{2} \cdot \sin(\omega_S \cdot t - \varphi')$$

Donner les valeurs numériques de I_B et φ' .

Q43. Dans ces conditions, recalculer les pertes par conduction d'un IGBT ($P_{TB-cond}$) et d'une diode ($P_{DB-cond}$) du bras **B** en utilisant les résultats exprimés question Q39.

Le dimensionnement du refroidisseur s'effectuera avec l'hypothèse d'un découplage thermique entre les puces de chaque semi-conducteur, le couplage étant réalisé au niveau de la semelle du module. Les résistances thermiques de chacun d'eux (notées $R_{th(j-s)}$, que l'on distinguera par R_{thT} et R_{thD}) sont données par la documentation constructeur (annexe 1).

La température de la semelle du module sera considérée uniforme ; par ailleurs, nous négligerons la résistance de contact entre le module et le refroidisseur.

La température ambiante est de 25°C.

Q44. Calculer les pertes totales du module en considérant que les pertes des semi-conducteurs du bras \overline{A} sont identiques à celles du bras \overline{C} .

Q45. Représenter le schéma équivalent thermique du module associé à son refroidisseur. On pourra se limiter à la représentation d'un seul transistor IGBT et d'une seule diode.

Q46. Calculer la résistance thermique du refroidisseur R_{thRAD} associé au module afin de limiter la température du semi-conducteur le plus contraint à 125°C. Préciser le(s) semi-conducteur(s) concerné(s).

Q47. Quelle contrainte impose le neutre commun sur les schémas de liaison à la terre en amont et en aval de ce système ?

Q48. Citer les principaux schémas de liaison à la terre existants ainsi que les moyens de protection associés au premier défaut.