

Recommandations générales

Si au cours de l'épreuve, le candidat détecte ce qui lui semble être une erreur d'énoncé, il le signale dans sa copie et poursuit sa composition en indiquant précisément les raisons des initiatives qu'il a été amené à prendre.

L'épreuve se compose de plusieurs parties indépendantes. A l'intérieur de chaque partie, de nombreuses questions sont également indépendantes. *Le candidat est donc invité d'une part de lire entièrement l'énoncé avant de commencer à composer, d'autre part à bien répartir le temps de composition entre les différentes parties.*

Aucune question ne requiert des développements mathématiques longs et complexes l'accent doit être mis sur l'interprétation des phénomènes physiques.

Présentation de l'épreuve

Le thème proposé concerne le pompage de l'eau dans une nappe phréatique. Ce type d'installation requiert l'utilisation de pompes immergées lorsque la profondeur du forage est supérieure à 10 m. Dans ce cas le moteur électrique étanche est placé dans l'eau sous la pompe, son diamètre extérieur est légèrement inférieur à celui du forage (100 ou 140 mm) ce qui impose une forme allongée pour le moteur. Le sujet est centré sur l'étude de petites stations de pompage utilisées dans les régions désertiques. L'énergie nécessaire provient du réseau monophasé ou triphasé lorsque la connexion est possible ou bien de panneaux solaires pour les sites éloignés.

La partie A concerne l'étude du moteur asynchrone d'entraînement de la pompe en tenant compte des diverses possibilités d'alimentation. La partie B détaille le convertisseur qui assure l'alimentation de la machine à partir de l'énergie fournie par les panneaux solaires. La partie C traite des convertisseurs auxiliaires nécessaires aux installations isolées.

Partie A: Moteurs pour pompes immergées

A1 Induction magnétique tournante produite par un stator triphasé

A2 Influence du rotor, schéma monophasé équivalent

Partie B: Gestion de l'énergie, alimentation du moteur de la pompe

B1 Etude globale

B2 Onduleur diphasé

B3 Hacheur parallèle

Partie C: Alimentation des circuits auxiliaires

C1 Hacheur série

C2 Onduleur monophasé

Les notations utilisées sont les suivantes:

- lettres minuscules: valeurs instantanées variables en fonction du temps,
- indice supérieur: S ou R pour désigner le stator ou le rotor,
- lettres majuscules: valeurs efficaces ou valeurs constantes,
- lettre majuscule soulignée: grandeur complexe (tension, courant, impédance),
- la notation $\langle x \rangle$ désigne la valeur moyenne de la variable temporelle x .

Partie A: moteurs pour pompes immergées

L'objectif des parties A1 et A2 est de retrouver les fondements du schéma équivalent monophasé de la machine asynchrone triphasée.

A1 Induction magnétique tournante produite par un stator triphasé

On considère le schéma de la figure A1 qui représente un moteur asynchrone élémentaire en coupe transversale. La couronne statorique et le rotor sont constitués d'un empilage de tôles magnétiques de perméabilité très grande (supposée infinie) de sorte que le champ magnétique (H) dans le fer sera toujours négligé. Les effets secondaires tels que la saturation et l'hystérésis ne sont pas pris en compte, le principe de superposition est applicable. Les flux de fuites statoriques sont négligeables. Pour le calcul des sections offertes aux flux, on peut considérer que l'épaisseur de l'entrefer e est négligeable devant le rayon du rotor R . La longueur utile du circuit magnétique est notée L . Les valeurs numériques sont les suivantes: $R=20$ mm, $L=200$ mm, $e=0,4$ mm. On rappelle que la perméabilité magnétique de l'air est très voisine de celle du vide $\mu_0=4\pi 10^{-7}$ H/m.

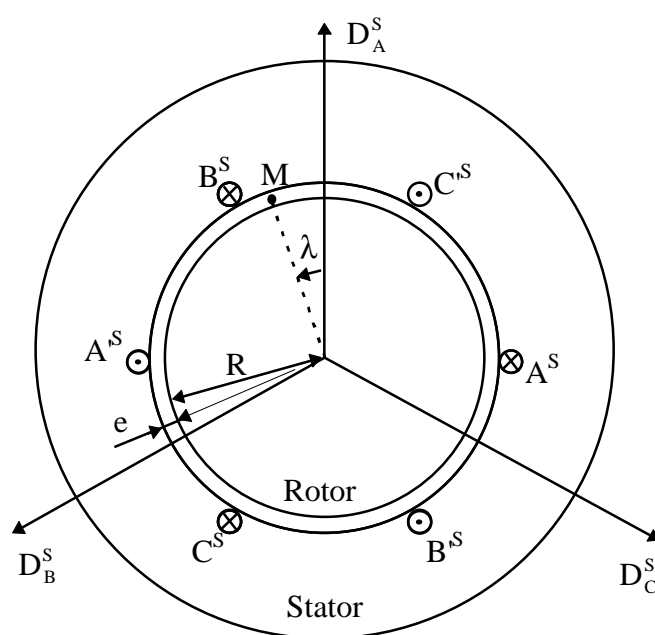


fig. A1

Le bobinage statorique est constitué de trois bobines diamétrales de N^s spires chacune logées dans des encoches d'ouvertures négligeables représentées par des petits cercles sur la figure A1. Les trois bobines sont couplées en étoile. Les spires des phases A, B et C sont respectivement logées dans les encoches A^s - A^s , B^s - B^s et C^s - C^s . Les sens conventionnels des courants sont repérés par les symboles \otimes et \odot .

Chaque bobine est repérée spatialement par son axe ($D_{A,B \text{ ou } C}^s$) perpendiculaire au plan des encoches. L'axe de la phase A, D_A^s , est choisi comme axe de référence.

Tout point M de l'entrefer est repéré par l'angle λ compté positivement dans le sens trigonométrique. Les axes des phases B et C sont donc situés à $\lambda=2\pi/3$ et $\lambda=4\pi/3$.

Compte tenu des hypothèses énoncées, le courant i_A^s positif circulant dans la phase A alors que les deux autres phases ne sont pas alimentées, produit une induction dans l'entrefer conforme à la courbe de la figure A2.

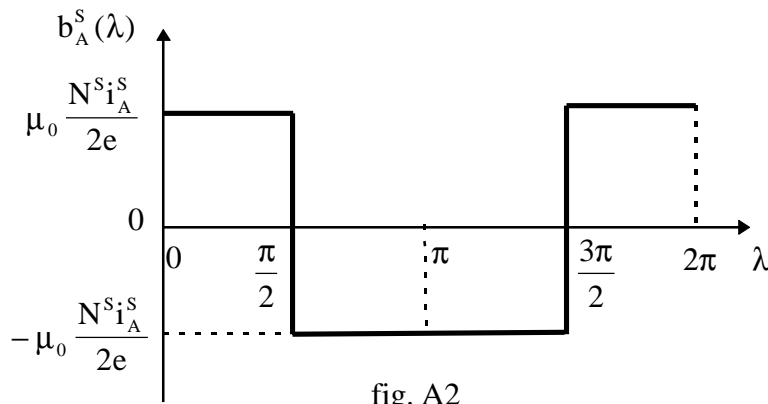


fig. A2

Pour simplifier le problème on ne considérera que le premier terme de la série de Fourier correspondante soit:

$$b_A^s = \mu_0 \frac{4 N^s i_A^s}{\pi 2e} \cos \lambda$$

En fonctionnement normal, les courants dans les trois phases forment un système triphasé équilibré de valeur efficace I^s et de pulsation $\omega=2\pi f$ où f est la fréquence de la source d'énergie électrique, le réseau ou le convertisseur statique dans le cas d'une alimentation solaire.

$$\begin{cases} i_A^s = I^s \sqrt{2} \cos \omega t \\ i_B^s = I^s \sqrt{2} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_C^s = I^s \sqrt{2} \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases}$$

A1.1 Compte tenu des explications précédentes et en gardant D_A^s comme axe de référence, tracer la forme d'onde de l'induction dans l'entrefer lorsque la phase B est parcourue par un courant positif alors que les courants sont nuls dans les autres phases (bobines déconnectées).

A1.2 En déduire l'expression du terme fondamental de l'induction produite par le courant i_B^s circulant seul dans la phase B puis par le courant i_C^s circulant seul dans la phase C.

A1.3 Montrer que l'induction magnétique résultante, obtenue lorsque les courants i_A^s , i_B^s et i_C^s forment un système triphasé équilibré de valeur efficace I^s , peut s'exprimer par une fonction de la variable spatiale λ et du temps t de la forme

$$b^s(\lambda, t) = B_M \cos(\Omega^s t - \lambda)$$

où les expressions des constantes B_M et Ω^s seront explicitées.

A1.4 Rechercher la fonction $\lambda(t)$ qui permet de localiser la position du point où l'induction est maximale. En déduire la fréquence de rotation de l'induction magnétique tournante lorsque $f=50\text{Hz}$? Préciser son sens de rotation.

A1.5 On rappelle que le flux totalisé élémentaire $d\psi_A^s(\lambda, t)$ traversant la surface définie par l'angle élémentaire $d\lambda$, s'exprime par:

$$d\psi_A^s(\lambda, t) = N^s b^s(\lambda, t) R L d\lambda$$

Par intégration du flux élémentaire sur la surface de la bobine statorique A, établir l'expression de la valeur instantanée du flux total $\psi_A^s(t)$ embrassé par cette bobine lorsque le moteur est alimenté en triphasé équilibré. Le résultat sera exprimé en fonction de B_M .

A1.6 Etablir l'expression de la valeur instantanée de la force électromotrice e_A^s induite dans la bobine de la phase A du stator par l'induction magnétique tournante. Le résultat sera exprimé en fonction de B_M .

A1.7 Dans la plupart des cas, la tension aux bornes des bobines statoriques est imposée par la source d'énergie et, dans la mesure où les effets de la résistance et des flux de fuites sont négligeables, on peut estimer que la tension simple v_A^s est égale à la FEM induite e_A^s . En tenant compte de ces hypothèses, calculer le nombre de spires N^s d'une bobine statorique de façon à obtenir une induction maximale $B_M = 0,7 \text{ T}$ lorsque la valeur efficace de la tension simple V^s vaut 220V pour une fréquence f de 50Hz.

A1.8 Quelle doit être la valeur efficace de la tension simple appliquée à la machine lorsque la fréquence vaut 25 Hz si on désire garder la même valeur d'induction maximale? Justifier le résultat.

A1.9 Après avoir remplacé B_M par son expression établie à la question A1.3, établir la relation donnant l'inductance cyclique Λ^s de la phase A, Calculer sa valeur numérique.

A1.10 Expliquer en quelques lignes la différence entre l'inductance cyclique et l'inductance propre d'une phase. En gardant les mêmes hypothèses générales et la même méthode de calcul, établir la formule de l'inductance propre L^s d'une phase. Quel est le rapport qui lie ces deux grandeurs?

A1.11 Calculer la valeur efficace I_μ^s du courant magnétisant lorsque chaque phase de la machine reçoit $V^s = 220 \text{ V}$ à $f = 50 \text{ Hz}$ et lorsque le réseau est équilibré.

A2 Influence du rotor, schéma monophasé équivalent

La cage du rotor est constituée de 12 barres d'aluminium identiques et de deux anneaux de court-circuit. On peut considérer que ce circuit électrique est équivalent à 3 bobines diamétrales identiques de 2 spires placées à 120° les unes des autres. Comme ces bobines sont en court-circuit, il est nécessaire de prendre en compte les impédances qui limitent les courants rotoriques c'est à dire la résistance R^R et l'inductance de fuites λ^R . Les valeurs numériques sont les suivantes: $N^R = 2$ spires, $\lambda^R = 5 \mu\text{H}$, $R^R = 0,5 \text{ m}\Omega$.

Une seule bobine rotorique est représentée sur la figure A3, celle de la phase A. Son axe, D_A^R , permet de repérer la position du rotor par rapport à l'axe de référence du stator par l'angle θ . En régime permanent ou lentement variable, on peut considérer que la position relative du rotor et du stator obéit à la relation

$$\theta = \Omega^R t$$

où la constante Ω^R est la vitesse angulaire du rotor.

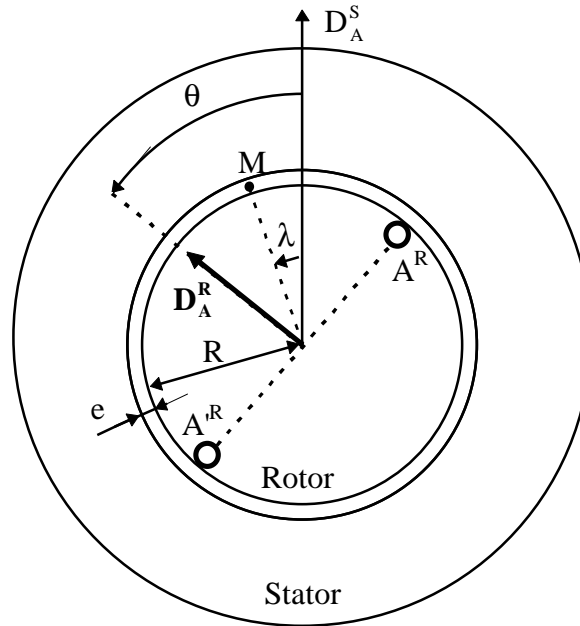


fig. A3

A2.1 Etablir l'expression de la valeur instantanée du flux total embrassé par la phase A du rotor ψ_A^R en utilisant la méthode de la question A1.5.

A2.2 En déduire la valeur instantanée de la force électromotrice e_A^R induite dans la phase A du rotor en introduisant la notion de glissement défini par $g = (\Omega^S - \Omega^R) / \Omega^S$. Exprimer la fréquence f^R et la valeur efficace E^R de cette FEM en fonction de la fréquence, de la tension simple appliquée à une phase du stator, du rapport de transformation $m = N^S / N^R$ et du glissement.

A2.3 Le schéma équivalent d'une phase rotorique en court-circuit est rappelé à la figure A4.

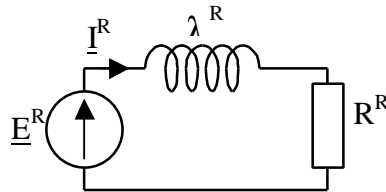


fig. A4

Etablir l'expression de la variable complexe \underline{I}^R représentant le courant rotorique en fonction de \underline{V}^S .

A2.4 La figure A5 rappelle le schéma monophasé équivalent habituellement utilisé pour l'analyse du fonctionnement de la machine asynchrone, ce schéma tient compte des hypothèses formulées lors de l'étude du stator.

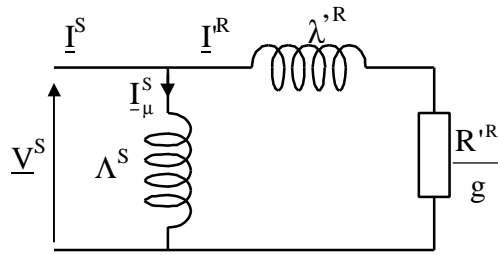


fig. A5

En considérant les résultats des questions A2.2 et A2.3 et en utilisant un schéma intermédiaire de votre choix, expliquer en quelques lignes le passage du schéma de la figure A4 au schéma monophasé de la figure A5. Préciser et justifier les relations liant R'^R à R^R , λ'^R à λ^R et I'^R à I^R . Calculer les valeurs numériques de R'^R et λ'^R .

A2.5 Après avoir fait un bilan des puissances, établir la formule du couple électromagnétique moyen Γ_e développé par cette machine en fonction de la tension V^S , du glissement g et des éléments du schéma équivalent monophasé.

A2.6 Calculer les valeurs numériques du couple maximal Γ_{eM} , de la vitesse Ω_M^R et du courant statorique I_M^S qui correspondent au couple maximal lorsque la machine est alimentée par un réseau triphasé équilibré de tension simple $V^S=220V$ et de fréquence $f=50Hz$.

A2.7 Certains constructeurs proposent un couple maximal à un glissement élevé, sur quel élément faut-il agir pour obtenir ce résultat?

A2.8 Quelles sont les valeurs du couple Γ_{eD} et du courant I_D^S de démarrage de cette machine lorsque le réseau impose une tension simple constante $V^S=220V$, la machine restant couplée en étoile.

A2.9 Les normes européennes imposeront à l'avenir une tolérance de -6% , $+10\%$ sur la tension du réseau électrique. Calculer les valeurs extrêmes du couple de démarrage du moteur.

A2.10 Esquisser l'allure de la caractéristique mécanique $\Gamma_e(\Omega^R)$ et celle du courant absorbé $I^S(\Omega^R)$ pour $V^S=220V$, la vitesse Ω^R variant de 0 à 350 rd/s. Placer les points correspondants aux valeurs numériques calculées.

Présentation des parties B et C

Lorsque le forage est situé dans un endroit désertique, il est avantageux d'utiliser une alimentation par capteurs solaires. L'énergie électrique est utilisée principalement pour faire fonctionner la pompe mais aussi pour alimenter les circuits de commande. Une batterie assure la disponibilité d'un minimum d'énergie en permanence pour assurer l'alimentation des circuits de commande la nuit. Il est en outre nécessaire de disposer d'une source d'énergie en 220V/50Hz pour assurer la maintenance du site. Le schéma synoptique de l'ensemble est présenté à la figure 1 où la chaîne principale destinée à alimenter la pompe est différenciée de la chaîne auxiliaire dont la fonction est de fournir l'énergie nécessaire au fonctionnement et à la maintenance du site.

On utilise un moteur diphasé de façon à simplifier le convertisseur électronique. Ce type de moteur doit être alimenté par deux tensions dont les fondamentaux, de même valeurs efficaces, sont déphasés de 90° . Dans ces conditions, le fonctionnement de la machine diphasée est exactement identique à celui de la machine triphasée alimentée en triphasé équilibré.

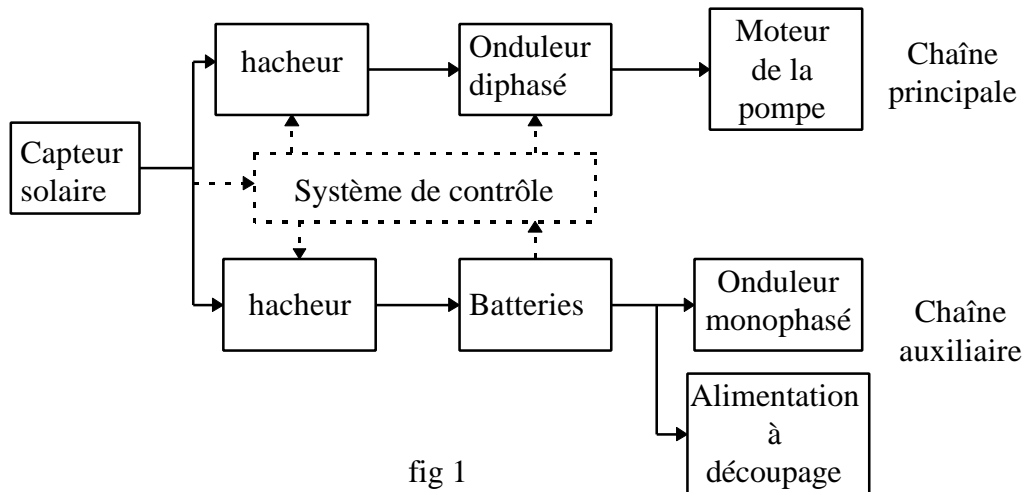


fig 1

Le capteur est constitué de 33 panneaux solaires élémentaires de dimensions $0,945 \text{ m} \times 0,422 \text{ m}$. Onze panneaux connectés en série forment une branche, les trois branches sont connectées en parallèle. Les caractéristiques électriques d'un panneau élémentaire sont données à la figure 2 où les petits cercles précisent la position du point de fonctionnement à puissance maximale.

Sur la figure 2, on peut remarquer que le rendement du panneau est optimum lorsque la tension à ses bornes est maintenue à $17,5 \text{ V}$ quel que soit l'ensoleillement.

Le schéma structurel du circuit de puissance de la chaîne d'alimentation du moteur est donné à la figure 3 où le capteur solaire est symbolisé par une source de courant I_c variable en fonction de l'ensoleillement.

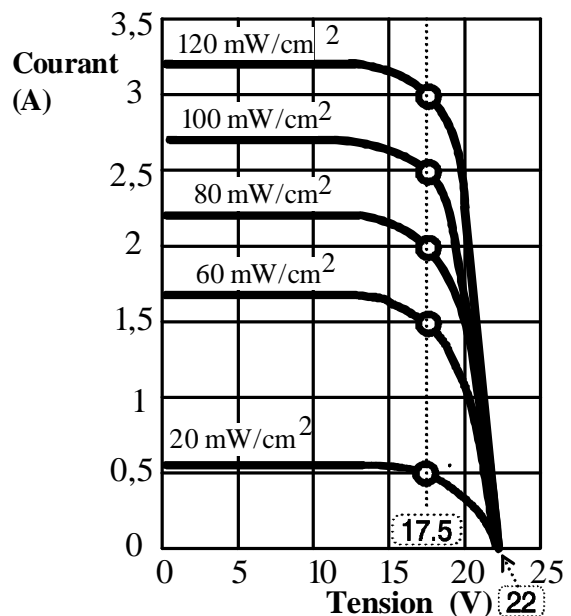


fig. 2



Le circuit de puissance de la chaîne auxiliaire est représenté à la figure 4 où l'alimentation à découpage est omise. Le générateur de courant I_C la diode D_C et le condensateur C_C y sont recopiés pour améliorer la clarté du schéma bien que ces éléments soient uniques.



L'énergie électrique fournie par le capteur varie en fonction de l'ensoleillement. Afin de minimiser le coût de l'installation, le nombre de panneaux solaires est calculé de façon à fournir la puissance nécessaire au fonctionnement nominal de la pompe lorsque l'ensoleillement est fort et lorsque le circuit de recharge des batteries ne fonctionne pas. Si l'ensoleillement diminue ou

s'il est nécessaire de recharger les batteries, la puissance disponible pour la pompe est plus faible, la vitesse du moteur sera diminuée en conséquence de façon à adapter sa consommation à la puissance restante. La priorité est donnée à la recharge des batteries.

Le hacheur parallèle de la figure 3 est régulé de façon à maintenir la tension U_C constante et égale à 192,5V (11x17,5V). La tension continue (E) appliquée à l'onduleur diphasé dépend donc du rayonnement reçu par les panneaux solaires et de la puissance demandée pour la recharge des batteries.

Les caractéristiques nominales du moteur asynchrone diphasé entraînant la pompe sont arrondies aux valeurs suivantes, valables pour les parties B et C du problème:

- fréquence 50 Hz
- vitesse : 2900 tr/mn
- puissance utile 1100 W
- $\cos\varphi = 0,87$
- rendement : 90%.

La tension nominale aux bornes de chacune des batteries vaut 48V, elle peut varier de 10% en plus ou en moins suivant son état de charge.

Le système de régulation du hacheur série de la figure 4 fonctionne de façon à recharger en permanence les batteries lorsque l'ensoleillement le permet et lorsque la tension E_B est faible.

Lors de l'étude des parties B et C, il est supposé que tous les systèmes de régulation décrits précédemment fonctionnent correctement, sans erreur, et que les régimes permanents sont atteints.

Les parties B1, B2 et B3 sont largement indépendantes. Les valeurs numériques à prendre en considération sont rappelées en préambule de chaque partie.

Partie B: Gestion de l'énergie, alimentation du moteur de la pompe

B1 Etude globale

L'objectif de cette partie du problème est de déterminer la plage de variation de la tension d'entrée E de l'onduleur diphasé. Les pertes dans les composants sont négligées. On suppose que le rendement et le glissement de la machine dépendent peu de la fréquence et que le système de contrôle permet de maintenir le rapport tension/fréquence constant.

B1.1 Tracer les formes d'ondes des tensions v_1^S et v_2^S aux bornes des phases du moteur diphasé lorsqu'il est alimenté par l'onduleur présenté à la figure 3. On rappelle que l'onduleur fonctionne en pleine onde (un seul créneau par alternance).

B1.2 Etablir la relation liant la valeur efficace du fondamental de la tension simple reçue par chaque phase du moteur à la tension d'entrée E de l'onduleur diphasé. En déduire la valeur numérique de la tension E au régime nominal du moteur.

B1.3 On admet que le couple demandé par la pompe est proportionnel au carré de sa fréquence de rotation Ω^R .

$$\Gamma_e = k(\Omega^R)^2$$

Calculer la valeur numérique de la constante k en utilisant les caractéristiques nominales du moteur. Préciser l'unité de ce coefficient.

B1.4 Après avoir fait un bilan énergétique, calculer la vitesse de rotation obtenue lorsque l'éclairement ne vaut plus que 20 mW/cm^2 et lorsque le circuit de recharge des batteries ne fonctionne pas. Pour simplifier, on supposera que le rendement, le facteur de puissance et le glissement du moteur restent constants lorsque sa vitesse varie.

B1.5 En déduire la valeur de la tension d'entrée de l'onduleur pour cette vitesse.

B2 Onduleur diphasé

Le schéma du circuit de puissance est donné à la figure 3. Pour cette partie, on suppose que la valeur de la tension d'entrée de l'onduleur est arrondie à $E=500\text{V}$. Les courants absorbés par la machine sont assimilés à des sinusoïdes de fréquence $f=50\text{Hz}$ et de valeur efficace $I_1=I_2=3,16\text{A}$ en retard d'un angle $\varphi=30^\circ$ par rapport au fondamental de la tension simple correspondante.

Les principales caractéristiques des IGBT utilisés sont les suivantes:

- tension de saturation $V_{\text{CESAT}}=1\text{V}$,
- temps de montée du courant $t_r=500\text{ns}$,
- temps de descente du courant $t_f=800\text{ns}$.

Les diodes sont supposées idéales hormis la chute de tension directe qui est estimée à $V_F=0,8\text{V}$.

B2.1 Tracer les formes d'ondes de v_1^s et i_1^s d'une part et de v_2^s et i_2^s d'autre part, sur le document réponse 1. Repérer, sur cette figure, l'angle φ et les intervalles de conduction de T_1 , D_1 , T_2 , et D_2 . En déduire la forme d'onde du courant i absorbé par l'onduleur (en aval du condensateur de filtrage de la figure 3).

B2.2 Après avoir effectué un bilan des puissances en négligeant les pertes dans les composants, calculer la valeur moyenne approximative du courant d'entrée de l'onduleur.

B2.3 Calculer la valeur moyenne du courant dans un transistor puis dans une diode, en déduire la valeur exacte de la valeur moyenne du courant d'entrée de l'onduleur. Comparer la valeur trouvée avec le résultat approximatif de la question précédente.

B2.4 En considérant les caractéristiques réelles des composants, calculer les pertes par conduction dans un transistor et dans une diode.

B2.5 Après avoir déterminé la valeur du courant de sortie de l'onduleur aux instants des commutations, calculer les pertes par commutation dans un transistor.

B2.6 En déduire les pertes totales dans le circuit de puissance de cet onduleur diphasé et le rendement de cet élément.

B2.7 Les constructeurs commercialisent des bras d'onduleur regroupant deux diodes et deux IGBT. Le circuit de puissance est donc constitué de deux bras, le premier regroupe les éléments T_1 , D_1 , T'_1 et D'_1 , le second T_2 , D_2 , T'_2 et D'_2 . Définir les caractéristiques de

dimensionnement des bras de l'onduleur en prenant une marge de sécurité de 50% sur les tensions et de 30% sur les courants.

B2.8 Comme la tension E dépend de l'ensoleillement, il est nécessaire de fixer la fréquence de l'onduleur en fonction de cette grandeur car la machine asynchrone doit être alimentée en maintenant le rapport tension/fréquence constant. Compte tenu des formes d'ondes établies à la question B2.1, il est possible de concevoir le circuit de commande autour d'un compteur par 4 fonctionnant en binaire naturel. Les sorties de ce compteur sont nommées Q_0 pour le poids faible et Q_1 pour le poids fort.

Etablir la table de vérité et écrire les équations logiques qui permettent d'élaborer les signaux de commande des transistors T_1 , T'_1 , T_2 et T'_2 en fonction de Q_0 et Q_1 .

B2.9 Dessiner le schéma synoptique du circuit de commande des IGBT de l'onduleur de façon à assurer un fonctionnement correct du moteur diphasé lorsque la tension E varie de 250V à 500V. Expliquer la fonction de chaque élément du schéma synoptique proposé.

B3 Hacheur parallèle

On considère le hacheur parallèle présenté à la figure 3. Le condensateur C_C étant de forte valeur, la tension à ses bornes est considérée comme constante. En fonctionnement normal, $U_C=192,5V$.

Le MOSFET T_H a les caractéristiques suivantes:

- résistance à l'état passant $R_{DS(on)}=0,3\Omega$,
- temps de montée du courant $t_r=200ns$,
- temps de descente du courant $t_f=300ns$.

La diode rapide D_H est supposée parfaite hormis sa tension de seuil qui vaut $V_F=0,9V$.

La valeur des condensateurs de filtrage situés entre le hacheur parallèle et l'onduleur diphasé est suffisante pour considérer que la tension E est lentement variable. Elle sera supposée constante sur une période de découpage T du hacheur. La fréquence de découpage, $f=1/T$, est fixée à 20kHz de façon à ne pas perturber l'environnement acoustique de l'installation. Le MOSFET est commandé entre $t=0$ et $t=\alpha T$ puis il est bloqué pendant le reste de la période. α désigne le rapport cyclique du signal de commande du hacheur parallèle, cette variable est définie par le système de contrôle. Pour cette partie du problème elle sera considérée comme une variable indépendante.

L'inductance L constituant le filtre d'entrée du hacheur, est dimensionnée pour limiter l'ondulation du courant i_L à $\Delta i_L=2A$ crête à crête. Sa résistance est négligée.

Pour la partie B3 et compte tenu de la nature de la charge, on considère que la valeur moyenne du courant consommé par l'onduleur est donné par la relation

$$\langle i \rangle = k_1 E^2 \quad \text{avec } k_1=10^{-5} \text{ AV}^{-2} \quad [B1]$$

Les questions B3.1 à B3.10 seront traitées en considérant que les composants sont parfaits, les paramètres donnés en préambule seront pris en compte pour le calcul des pertes aux questions B3.11 et B3.12.

B3.1 Tracer les formes d'ondes de la tension v_{DS} et des courants i_L , i_T et i_D sur des graphiques ayant la même échelle des temps pour $\alpha=0,3$.

B3.2 Etablir la relation qui lie E à U_C en fonction de α .

B3.3 En déduire la plage de variation de α pour faire varier E de 250 à 500V lorsque la tension U_C reste égale à 192,5V. Les valeurs extrêmes de α sont notées α_{MIN} et α_{MAX} .

B3.4 Etablir l'expression de l'ondulation Δi_L du courant dans l'inductance L . Pour quelle valeur de α cette ondulation est-elle maximale?

B3.5 Déterminer la valeur de L pour obtenir une ondulation maximale de 2A crête à crête.

B3.6 Compte tenu de la nature particulière de la charge définie par la relation [B1] donnée en préambule, calculer la valeur moyenne du courant dans l'inductance L pour $E=500V$. En déduire sa valeur maximale.

B3.7 Etablir la relation littérale donnant le courant moyen dans l'inductance $\langle i_L \rangle$ en fonction de la tension U_C et du rapport cyclique α en tenant compte de la nature de la charge. Calculer la valeur de $\langle i_L \rangle$ pour $U_C=0$, $U_C=100V$, $U_C=150V$ et $U_C=200V$ lorsque le paramètre α est fixé à 0,5.

B3.8 Tracer précisément la courbe $\langle i_L \rangle$ en fonction de U_C pour $\alpha=0,5$. Esquisser les courbes $\langle i_L \rangle$ en fonction de U_C pour $\alpha=0,4$ et $\alpha=0,6$ sur le même graphique.

Le circuit de commande du transistor du hacheur parallèle est donné à la figure 5 où x est le signal analogique de commande.

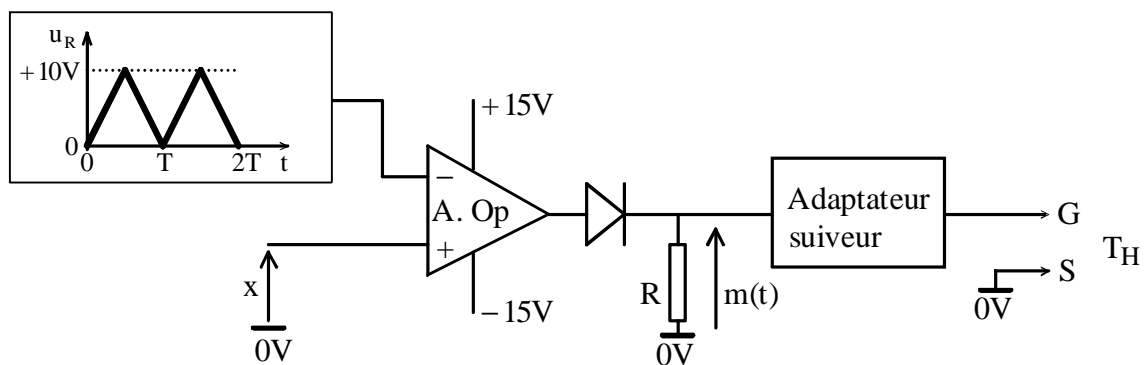


fig. 5

B3.9 Dessiner la forme d'onde du signal $m(t)$ lorsque $x=2V$. En déduire la relation liant le rapport cyclique α à la variable de commande x .

B3.10 En vous aidant du réseau de courbes tracées à la question B3.8 et de la courbe caractéristique courant tension du capteur solaire de la figure 2, montrer qualitativement l'influence du paramètre α sur la tension U_C . Proposer un schéma synoptique dont la fonction est d'élaborer le signal analogique de commande x , défini précédemment, dans le but de maintenir la tension U_C à une valeur proche de 192,5V.

B3.11 Déterminer les pertes totales par conduction lorsque $\alpha=\alpha_{\text{MAX}}$ dont la valeur numérique a été déterminée à la question B3.3.

B3.12 Calculer les pertes par commutation dans le hacheur lorsque $\alpha=\alpha_{MAX}$. Quelles sont les solutions technologiques pour réduire ces pertes?

Partie C: Alimentation des circuits auxiliaires

Le schéma du circuit de puissance de la chaîne auxiliaire est donné à la figure 4.

C1 Hacheur série

La fonction du hacheur série est d'assurer une charge des batteries à courant moyen constant. Ce courant est fixé à 5A. Pour assurer cette fonction, la valeur instantanée du courant dans l'inductance L' est mesurée à l'aide d'un capteur à effet Hall, cette information est utilisée pour piloter le hacheur. Le transistor T_H est saturé lorsque la valeur instantanée du courant $i_{L'}$ descend sous le seuil $i_{L'MIN}=4A$, il est bloqué lorsque le courant $i_{L'}$ dépasse le seuil $i_{L'MAX}=6A$. Ce type de fonctionnement est autorisé lorsque la tension E_B aux bornes des deux batteries descend sous un seuil fixé à 96V, il est stoppé lorsque cette tension dépasse le seuil maximum fixé à 106V.

La recharge des batteries n'est possible que lorsque la tension U_C aux bornes du capteur solaire est supérieure à 150V. La régulation de la valeur moyenne du courant de charge doit fonctionner correctement lorsque la chaîne principale ne fonctionne pas c'est-à-dire lorsque la tension U_C aux bornes du capteur n'est plus régulée.

Lorsque la recharge des batteries n'est pas souhaitée ou impossible, le transistor T_H est maintenu à l'état bloqué.

C1.1 Tracer les formes d'ondes du courant $i_{L'}$ et de la tension v' (fig. 4) lorsque le hacheur fonctionne en conduction continue. Préciser les expressions des pentes de la courbe représentative du courant $i_{L'}$.

C1.2 Déterminer la valeur de l'inductance L' pour que la fréquence de découpage soit de 25kHz lorsque $U_C=192,5V$ et $E_B=96V$. Donner les valeurs numériques des deux paramètres fondamentaux qui caractérisent cette inductance.

C1.3 Compte tenu des caractéristiques des panneaux solaires formant le capteur, de leur nombre et de leurs interconnexions électriques, déterminer la valeur maximale de la tension U_C . Compte tenu du fait que la valeur minimale de U_C est fixée à 150V, déterminer la plage de variation de la fréquence de découpage du hacheur en supposant que la tension E_B reste égale à 96V.

C2 Onduleur monophasé.

Cet onduleur, présenté à la figure 4, fonctionne en modulation de largeur d'impulsions (MLI) de façon à produire une tension alternative sinusoïdale 220V/50Hz dont la valeur efficace est indépendante de la tension aux bornes des batteries tant que celle-ci reste comprise entre $\pm 10\%$ de sa valeur nominale. On utilise la technique dite "sinus triangle", la fréquence de découpage est fixée à 20 kHz. La tension u_1 , au primaire du transformateur, a une forme d'onde complexe, elle possède une composante utile à 50Hz et des composantes hautes fréquences indésirables dont la principale est à 20kHz. Pour simplifier l'approche théorique du problème

on peut considérer que la valeur instantanée de la composante utile de cette tension est égale à la valeur moyenne de la tension réelle, calculée sur une période de découpage. En ce qui concerne la principale composante HF, le cas le plus défavorable est obtenu aux instants où la tension u_1 est un créneau symétrique d'amplitude $E_B/2=48V$.

C2.1 Etablir le schéma synoptique du circuit de commande de l'onduleur monophasé. Préciser les principales fonctions que doit réaliser le circuit de commande sans prendre en compte la boucle de régulation de la tension de sortie. Il est nécessaire de prévoir une entrée analogique $x'(t)$ qui permet d'agir sur la valeur efficace de la tension de sortie de cet onduleur.

C2.2 Après avoir rappelé la définition de l'indice de modulation d'un signal MLI, calculer le rapport de transformation N_2/N_1 du transformateur qui permet d'obtenir une tension de sortie de 220Veff. lorsque la tension aux bornes des batteries vaut 90% de sa valeur nominale et lorsque l'indice de modulation vaut 0,9. La chute de tension due au filtre de sortie (L_F , C_F) est négligée.

C2.3 Déterminer la fréquence naturelle du filtre de sortie (L_F , C_F) de façon à ce que la composante harmonique la plus importante de la tension de sortie ait une valeur efficace inférieure à 2,2V dans le cas le plus défavorable c'est-à-dire lorsque la tension aux bornes des batteries est maximale et aux instants où la commande MLI impose un rapport cyclique de 0,5.

C2.4 Calculer les valeurs des éléments L_F et C_F pour limiter la principale composante HF du courant primaire à 4 Aeff dans les conditions les plus défavorables énoncées précédemment. Choisir une valeur normalisée dans la série E12 pour le condensateur et recalculer la valeur de l'inductance en conséquence.

Fin du problème

Document réponse 1

Questions B2.1

