

PARTIE 2 – PROJET ELECTRICITE

Répondre sur des copies différentes de celles utilisées pour la partie Projet Mécanique

AVERTISSEMENT

Il est rappelé aux candidats qu'ils doivent impérativement utiliser les notations indiquées dans le texte ou sur les figures. Les candidats sont priés de rédiger sur des feuilles séparées les réponses aux questions relatives aux différentes parties de la composition. Pour chaque partie, **il est demandé aux candidats de rédiger dans l'ordre proposé par le sujet.**

Il est rappelé aux candidats qu'ils doivent présenter les calculs clairement, dégager et encadrer les résultats relatifs à chaque question référencée dans le sujet. Tout résultat incorrectement exprimé ne sera pas pris en compte. En outre, les correcteurs recommandent d'écrire lisiblement, de numéroter chaque copie en y faisant apparaître clairement la partie traitée.

RECOMMANDATIONS GENERALES

L'épreuve se compose de deux parties A, B, indépendantes. Dans chaque partie, certaines sous-parties sont elles-mêmes indépendantes. Les candidats sont donc invités à lire entièrement l'énoncé avant de commencer à composer et d'autre part, à bien répartir leur temps de composition entre les différentes parties. Le candidat tracera toutes les formes d'onde, chronogrammes, ..., qui lui permettent d'étayer ses raisonnements.

HYPOTHESES

En l'absence de précision particulière, les effets résistifs seront négligés.

Les interrupteurs à semi-conducteur sont idéaux (commutations instantanées, chute de tension à l'état passant nulle, courant nul à l'état ouvert).

SUJET DE L'EPREUVE

A. ETUDE DE L'ALIMENTATION DES CARTES ELECTRONIQUES.....	2
A.1 Etude du hacheur abaisseur.....	2
A.2 Etude de l'asservissement de courant.....	3
A.3 Etude de l'asservissement de tension.....	4
A.4 Etude du redresseur de tension.....	6
 B. ETUDE DE LA MOTORISATION DE BROCHE.....	 8
B.1 Etude des caractéristiques du moteur d'entraînement.....	9
B.2 Etude d'une stratégie d'alimentation.....	10

A. ETUDE DE L'ALIMENTATION DES CARTES ELECTRONIQUES

L'alimentation de l'électronique des variateurs de vitesse du tour et de la commande numérique nécessite la fourniture d'une tension continue de **24V** pour une puissance utile de **240W**, depuis le réseau monophasé **230V, 50Hz**. Un module d'alimentation dont le schéma de principe est reproduit **figure 1**, est utilisé.

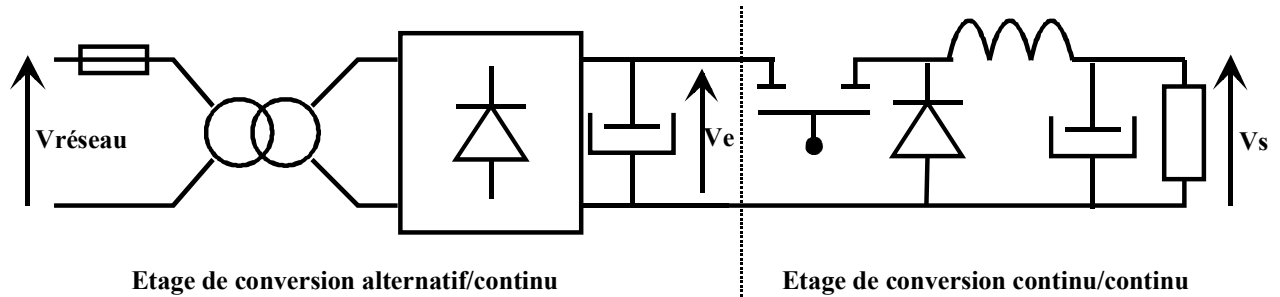


figure 1

L'étude de ce module d'alimentation est volontairement scindée en 4 sous-parties indépendantes. Chaque sous-partie peut être traitée séparément.

A.1 Etude du hacheur abaisseur

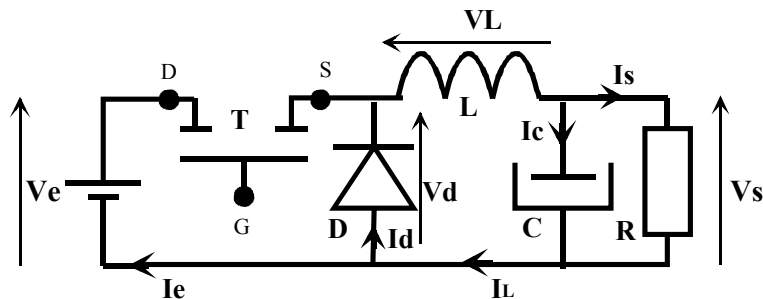


figure 2

On donne : $V_e = 30V$; $V_s = 24V$; $L = 0.48mH$; $C = 47\mu F$.

Le montage est appelé **figure 2**. Son rôle est d'élaborer une tension continue V_s à partir d'une tension redressée filtrée V_e . Pour cette sous-partie et les deux suivantes, les ondulations de la tension V_e ne sont pas considérées afin de simplifier l'étude. Egalement, la tension V_s est supposée continue grâce à l'usage d'un condensateur C de capacité suffisante.

La résistance R symbolise la puissance consommée par l'ensemble des cartes électroniques alimentées. On donne :

$T_h = 10^{-4}$ sec., la période de découpage

$\alpha = 0.8$, le rapport cyclique de commande du transistor T

$0 \leq t \leq \alpha T_h$, le transistor T est passant.....($V_{GS} = +15V$)

$\alpha T_h \leq t \leq T_h$, le transistor T est bloqué.....($V_{GS} = -15V$)

A1.1 Pour $0 \leq t \leq \alpha T_h$, exprimer la tension V_d . En déduire l'expression de l'ondulation $\Delta I_L = (I_L)_{MAX} - (I_L)_{MIN}$ du courant dans l'inductance L en fonction de V_e , V_s , L , α , T_h .

A1.2 Pour la puissance utile nominale et pour un fonctionnement en régime établi du convertisseur statique, montrer que $\overline{I_L} = 10A$, avec $\overline{I_L}$ la valeur moyenne du courant I_L . Calculer $\overline{V_L}$. En déduire l'expression de la tension V_s en fonction de V_e .

A1.3 Compléter le **document réponse DR1** en utilisant des couleurs différentes et en respectant les échelles proposées. Prendre $1cm \equiv 6V$ pour les tensions et $1cm \equiv 1A$ pour les courants.

A1.4 Exprimer la puissance moyenne délivrée par la source de tension V_e en fonction de I_e . Conclure quant à l'efficacité énergétique du convertisseur.

A.2 Etude de l'asservissement de courant

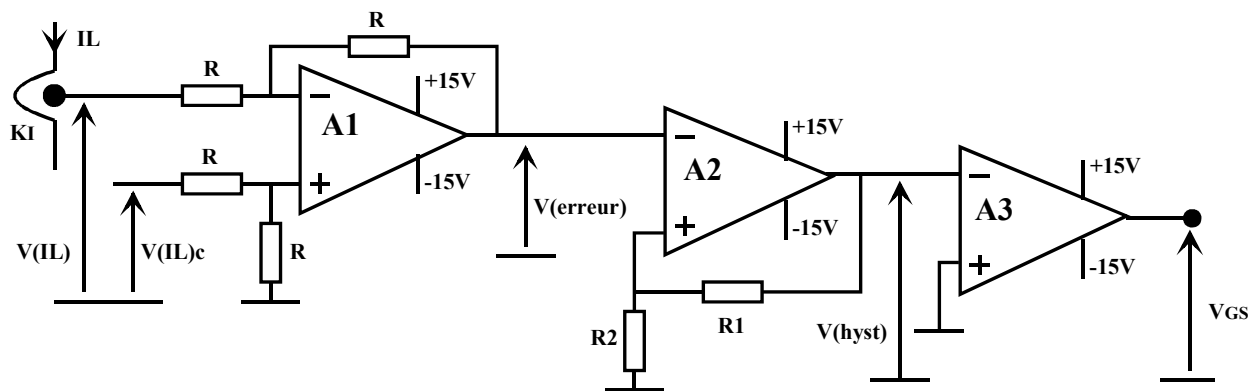


figure 3

La commande du transistor T (tension V_{GS}) est imposée par l'asservissement du courant I_L à une consigne positive $V(IL)_c$, conformément à la représentation de la **figure 3**. La mesure du courant I_L est faite par un capteur de courant de gain $K_I = 1V/A$, tel que $V(IL) = K_I * I_L = I_L$.

Les 3 amplificateurs opérationnels considérés parfaits, sont utilisés pour synthétiser une commande dite "en fourchette de courant" ou à fréquence et rapport cyclique libres.

A2.1 Exprimer $V(erreur)$ en fonction de $V(IL)_c$ et de $V(IL)$.

A2.2 Représenter sur le **document réponse DR2**, la fonction de transfert f , telle que $V(hyst) = f[V(erreur)]$. Pour un tracé clair, on prendra le rapport $\frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{5}$ (Prendre $1cm \equiv 6V$).

A2.3 Expliquer qualitativement la fonction de chaque amplificateur opérationnel et le fonctionnement du dispositif (commande et puissance) suite à l'application d'un échelon de consigne $V(IL)_c = 10V$.

A2.4 Pour une consigne $V(IL)_c$ donnée du courant IL , le courant IL varie périodiquement entre une valeur maximum $(IL)_{MAX}$ et une valeur minimum $(IL)_{MIN}$. Exprimer ΔIL en fonction de $R1$ et $R2$. Proposer un couple de valeurs $R1, R2$, tel que $\Delta IL = 1A$.

A2.5 En utilisant les résultats de la question **A1.1**, et pour le mode de commande utilisé à ΔIL constant (*commande en fourchette de courant*), montrer que la fréquence de découpage f_h s'exprime par la relation $f_h = k \left(1 - \frac{V_s}{V_e} \right) \cdot \frac{V_s}{V_e}$.

Montrer qu'il existe un rapport $\frac{V_s}{V_e}$ tel que la fréquence de découpage f_h passe par un maximum. Exprimer ce maximum et faire l'application numérique.

A2.6 Quel est l'inconvénient présenté par le fonctionnement du convertisseur statique muni de cette loi de commande dans le cas d'une charge variable ? Quelle solution proposer à ce problème ?

A.3 Etude de l'asservissement de tension

Nous considérons pour les questions suivantes, que le convertisseur statique muni d'une commande "en fourchette de courant" impose l'égalité $V(IL)_c = V(IL) = K_I \cdot IL = IL$ ($K_I = 1$ en pratique). Un fonctionnement à $\frac{\Delta IL}{IL}$ très faible validerait d'autant mieux cette approximation, mais au prix d'une fréquence de découpage plus élevée.

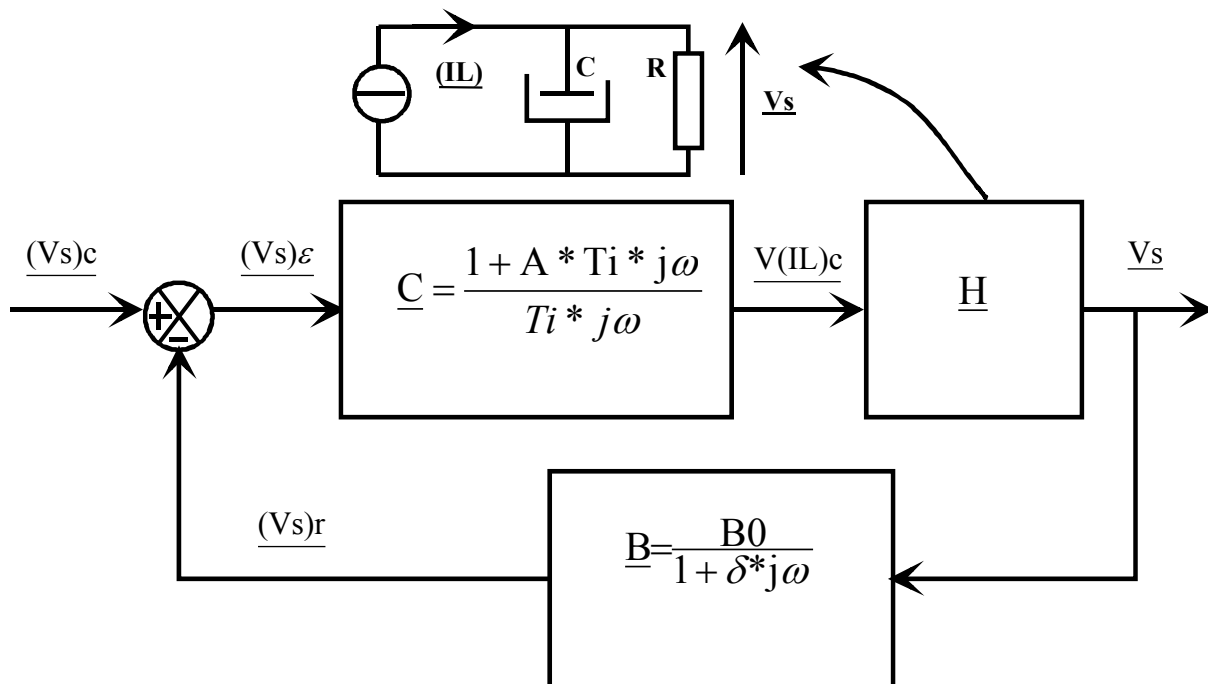


figure 4

A3.1 Soit $\underline{H} = \frac{V_s}{V(IL)c}$ la fonction de transfert du convertisseur statique. Exprimer \underline{H} en fonction de R, C, et ω la pulsation des grandeurs électriques.

A3.2 Le fonctionnement du montage à tension V_s constante est obtenu en pratique par un asservissement de tension. Soit **figure 4**, le schéma fonctionnel de cet asservissement. La tension V_s est mesurée par un capteur de gain statique $B_0 = \frac{10}{24}$. Le signal atténué est filtré par un filtre passe-bas de constante de temps $\delta = \frac{1}{\omega_c} = \frac{1}{2 * \pi * 10^3}$, afin d'éliminer les ondulations de la tension V_s sur le signal $(V_s)r$. Proposer un schéma de réalisation pratique de la fonction de transfert \underline{B} .

A3.3 Le produit $A * T_i$ du correcteur est choisi pour compenser le dénominateur de la fonction de transfert \underline{H} . Exprimer la fonction de transfert en **boucle ouverte** $\underline{FTBO} = \frac{(V_s)r}{(V_s)c}$.

A3.4 On souhaite imposer une marge de phase de $\frac{\pi}{4}$ pour le point de puissance nominale. On appelle ω_{co} , la pulsation correspondante. Calculer le gain proportionnel A et la constante de temps d'intégration T_i du correcteur.

A3.5 En pratique, le signal de sortie du correcteur est limité en valeur haute et en valeur basse. Quel peut être l'intérêt d'une telle stratégie ?

A.4 Etude du redresseur de tension

L'étage de conversion alternatif/continu est constitué d'un ensemble transformateur-redresseur à diodes-filtrage capacitif. Il résulte de cette association, une tension V_e unidirectionnelle mais présentant une ondulation importante dépendante du choix de la capacité du condensateur C de filtrage.

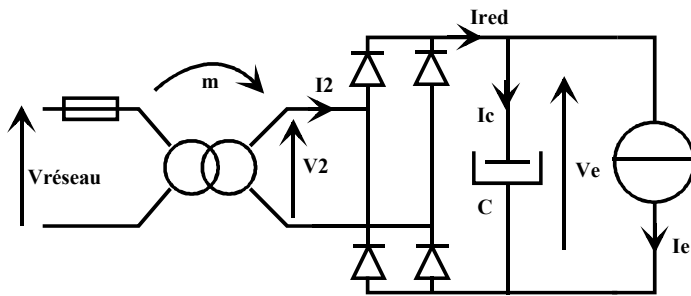


figure 5

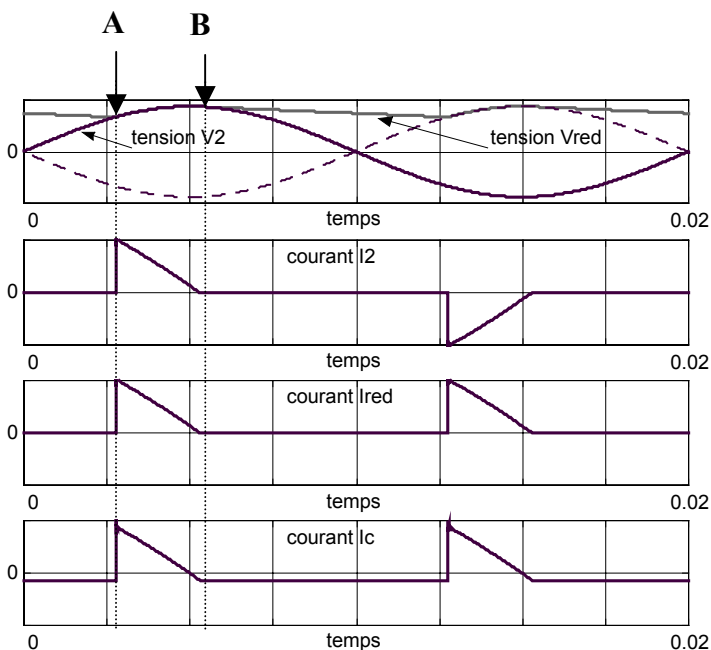


figure 6

Soit $V_2 = V_{MAX} \cdot \sin(\theta) = m \cdot V_{réseau}$ avec $\theta = \omega \cdot t$ et T la période du réseau ($\omega = 100 \cdot \pi$).

On pose la variable réduite $X = \frac{C \cdot V_{MAX} \cdot \omega}{I_e}$.

Le **document ressource 1** établit la correspondance entre les angles θ_1 , θ_2 , et la variable X .

A4.1 Pour cette question et les suivantes, nous assimilerons les arches de sinusôides constituant les courants à des segments de droite. L'observation de la **figure 6** valide complètement cette hypothèse simplificatrice.

Les questions qui suivent ont pour but la recherche d'une valeur optimale de la capacité du condensateur C de filtrage. Nous admettrons pour cette étude, que la charge du redresseur (étage de conversion continu/continu asservi en tension) est assimilable à une source de courant continu \bar{I}_e égale à la valeur moyenne du courant I_e . Le montage d'étude devient celui de la **figure 5**.

Une simulation du dispositif a fourni les chronogrammes de la **figure 6**.

Le point A de coordonnées $(V_{min} ; t_1 = \frac{\theta_1}{\omega} + k \frac{T}{2})$ caractérise l'instant de mise en conduction du pont redresseur.

Le point B de coordonnées $(V(t_2) ; t_2 = \frac{\theta_2}{\omega} + k \frac{T}{2})$ caractérise l'instant de blocage du pont redresseur.

Soit \hat{I} , la valeur maximale du courant I_{red} . On rappelle qu'en régime établi $\bar{I}_c = 0$; démontrer alors que l'expression $\hat{I} = \frac{\bar{I}_e * T}{\tau}$ avec $\tau = t_2 - t_1$.

A4.2 Soit $(I_2)_{eff}$ la valeur efficace du courant I_2 . Démontrer que $(I_2)_{eff} = \bar{I}_e \sqrt{\frac{2 * T}{3 * \tau}}$.

A4.3 La tension V_2 étant supposée sinusoïdale, la puissance apparente S fournie par le secondaire du transformateur s'exprime par la relation :

$$S = (V_2)_{eff} \cdot (I_2)_{eff} = \frac{V_{MAX}}{\sqrt{2}} \cdot \bar{I}_e \sqrt{\frac{2 * T}{3 * \tau}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{min}}{\sin \theta_1} \cdot \bar{I}_e \sqrt{\frac{4 * \pi}{3 * (\theta_2 - \theta_1)}}$$

En pratique, la capacité du condensateur C détermine la valeur minimale de la tension V_2 . Le fonctionnement correct du hacheur abaisseur ne sera possible que si cette valeur V_{min} reste supérieure à 24V en théorie. Egalement les angles θ_1 , θ_2 , et donc la valeur efficace du courant I_2 sont déterminés par cette capacité.

Pour cette question et les suivantes, nous prendrons la valeur utile V_{min} constante égale à 30V.

En vous aidant du **document ressource 1**, vers quelle limite tend la puissance apparente S , lorsque X tend vers 1 puis lorsque X tend vers 1000 ? Que peut-on en conclure ?

A4.4 On donne à X la valeur optimale, soit $X = 10$. Calculer la valeur V_{max} .

A4.5 En vous aidant du **document ressource 2**, calculer la valeur \bar{I}_e pour une puissance transmise toujours égale à 240W. En déduire la capacité du condensateur C nécessaire.

A4.6 Calculer la valeur de la puissance apparente délivrée par le transformateur. En considérant le transformateur parfait, que vaut le facteur de puissance λ de l'installation, vu du côté EDF ? Conclure.

B. ETUDE DE LA MOTORISATION DE BROCHE

Le moteur de broche est utilisé pour mettre en mouvement la pièce à usiner. Sa caractéristique mécanique en service continu est donnée par la **figure 7**.

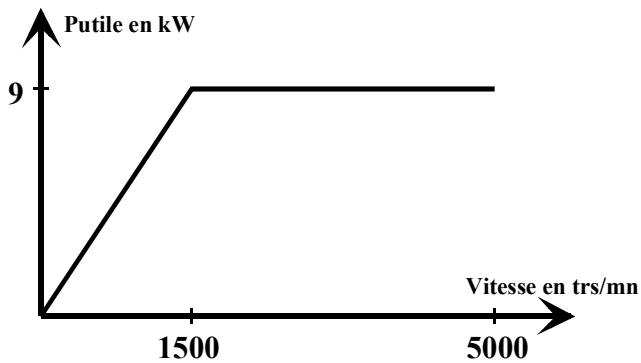


figure 7

Le moteur de type asynchrone doit fonctionner selon 2 modes.

Mode usinage/filetage : il est utilisé à vitesse constante réglable électroniquement de 100 à 5000 trs/mn, grâce à un codeur incrémental de résolution 1250 impulsions/tour.

Mode contournage, dit mode C : il est utilisé à des vitesses réglables de 0 à 20 trs/mn, autorisant une précision de positionnement de la pièce sur son axe de rotation de $2\pi/360000$, grâce à un codeur

supplémentaire de résolution 90000 impulsions/tour. Ce mode permet d'usiner des contours de forme particulière en association à un outil tournant monté sur la tourelle porte-outils. Dans ce mode, une surveillance de la température des bobinages du stator est recommandée.

L'alimentation par un variateur de fréquence permet de régler la fréquence des tensions statoriques appliquées au moteur. Le réglage de la vitesse du champ tournant statorique qui en résulte, satisfait aux besoins de l'application. Les courants absorbés par le moteur sont sensiblement sinusoïdaux. Nous admettons donc par hypothèse, que tout se passe comme si les tensions appliquées par le variateur étaient sinusoïdales et égales au fondamental des tensions réelles. Le schéma équivalent monophasé du moteur peut alors être utilisé.

Le schéma de l'alimentation du moteur donné par le constructeur, est appelé **figure 8**.

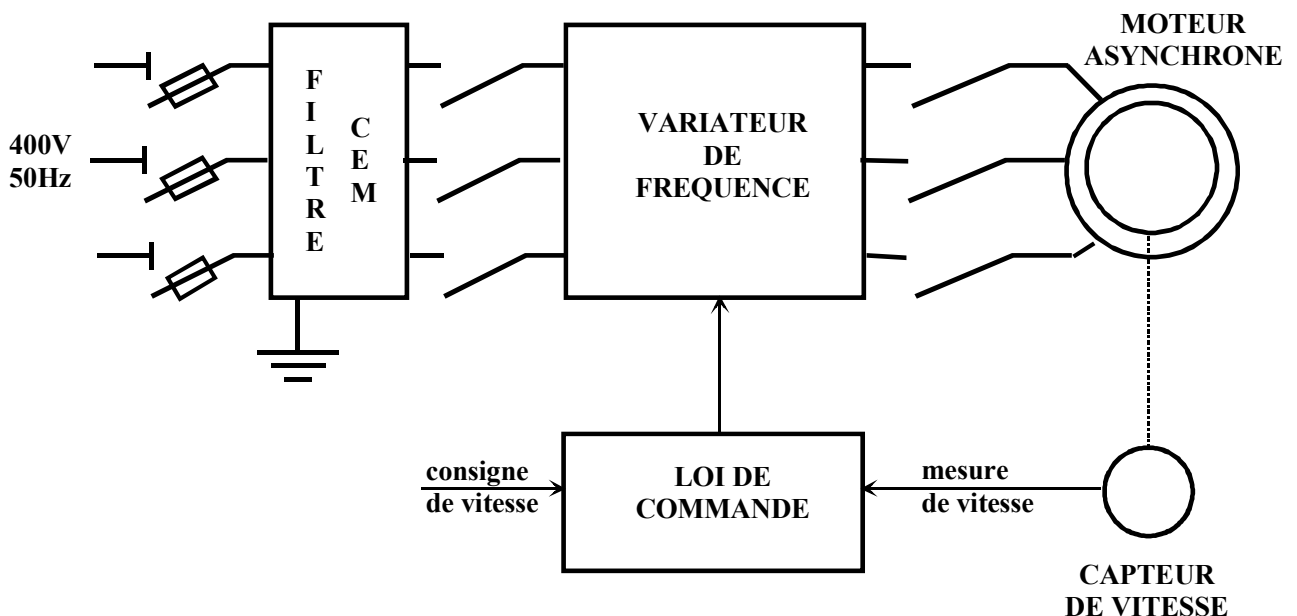


figure 8

B.1 Etude des caractéristiques du moteur d'entraînement

On rappelle le schéma simplifié pour une phase de la machine asynchrone, **figure 9**.

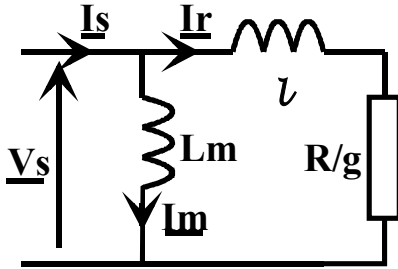


figure 9

L_m : inductance magnétisante

l : inductance de fuites totalisée au rotor et ramenée au stator

R : résistance d'une phase rotorique ramenée au stator

ω_s : pulsation des courants statoriques

p : nombre de paires de pôles

Ω_s : vitesse du champ tournant statorique

Ω : vitesse angulaire du rotor avec $\omega = p \cdot \Omega$

Ω_N : vitesse angulaire nominale du rotor avec $\omega_N = p \cdot \Omega_N$

g : le glissement du rotor avec $g = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s}$

$\omega_r = \omega_s - \omega$: la pulsation des courants rotoriques

V_s : tension appliquée par phase au stator

η : le rendement du moteur

Remarque : toutes les grandeurs électriques sont sinusoïdales à la pulsation $\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f_s$.

Remarque : la résistance des enroulements statoriques est négligée.

Soient P_e , C_e , les puissance et couple électromagnétiques transmis au rotor.

On rappelle que :

$$P_e = C_e \cdot \Omega_s = C_e \cdot \frac{\omega_s}{p} \Rightarrow C_e = \frac{p}{\omega_s} * \left(3 * \frac{R}{g} * |I_r|^2 \right) \text{ soit, } C_e = 3 * p * \frac{V_s^2}{\omega_s} * \frac{\frac{R}{g}}{\left(\frac{R}{g} \right)^2 + (l * \omega_s)^2}$$

B1.1 En vous aidant du **document ressource 3**, choisir la référence du moteur et les options associées.

B1.2 Pour le point de fonctionnement nominal et en utilisant les données constructeur, calculer la valeur nominale $(C_e)_N$ du couple électromagnétique (*il est rappelé que le modèle simplifié néglige toutes les pertes statoriques ; il en résulte que la puissance absorbée par la machine s'identifie par cette approximation à la puissance électromagnétique transmise*). En déduire pour ce point de fonctionnement le couple de pertes C_0 de la machine.

Remarque : le fonctionnement à vitesse variable de la machine impose une ventilation forcée par un moto-ventilateur ; ce mode de fonctionnement nous autorise à admettre pour les questions suivantes que C_0 est constant quelle que soit la vitesse de rotation.

B1.3 Pour quelle expression g_{MAX} du glissement g , C_e est-il maximum. En déduire l'expression $(C_e)_{MAX}$ du maximum de C_e . En utilisant les données constructeur calculer l .

B1.4 En admettant que $g \approx 0$ pour le fonctionnement à vide, calculer L_m .

B1.5 Calculer le glissement nominal g_N et la valeur nominale de la pulsation ω_{rN} .

B1.6 En utilisant l'écriture $\underline{Z} = \rho * e^{-j\phi}$ des nombres complexes, exprimer \underline{I}_r . Calculer pour le point de fonctionnement nominal I_{rN} . Déduire de ce calcul la valeur R de la résistance par phase du rotor.

B.2 Etude d'une stratégie d'alimentation

Le variateur de fréquence impose les tensions appliquées aux phases de la machine en fonction des signaux de commande reçus par les transistors réalisant le variateur.

Le fondamental des tensions appliquées est défini en amplitude (\hat{V}_s) et en pulsation (ω_s). La loi de commande du variateur doit donc être telle qu'elle décide conjointement des valeurs de (\hat{V}_s) et de (ω_s) pour chaque point de fonctionnement. On considère que le couple (\hat{V}_s, ω_s) optimum, sera celui qui maximise le rapport $\frac{C_e}{I_s}$.

B2.1 En admettant que $\mathcal{L} * \omega_r \ll R$ pour $\Omega_N < \Omega < \Omega_s$, montrer que l'expression du couple C_e peut se mettre sous la forme approchée $C_e \approx \frac{3p}{R} * (A)^2 * \omega_r$. Expliciter A.

B2.2 En admettant que $\mathcal{L} * \omega_r \ll R$ pour $\Omega_N < \Omega < \Omega_s$, montrer que l'expression du courant I_s peut se mettre sous la forme approchée $I_s \approx A.B.\sqrt{1 + C^2.\omega_r^2}$. Expliciter B, C.

B2.3 Discuter du choix du paramètre A pour maximiser le rapport $\frac{C_e}{I_s}$ (En pratique $A = 0.735$).

B2.4 Tracer pour deux vitesses quelconques ω_{s1} et ω_{s2} du champ tournant, l'allure des caractéristiques $C_e(\Omega)$ et $I_s(\Omega)$.

B2.5 Le moteur de broche doit fonctionner depuis la vitesse nulle jusqu'à 5000trs/mn selon le type d'usinage envisagé. Alimenté par un variateur dont la loi de commande est celle de la question B2.3, tracer le graphe $V_s(\omega_s)$.

B2.6 Le fonctionnement à vitesse variable du moteur, nécessite donc la mise en place de la loi de commande élaborée à la question B2.5. Muni de cette loi, la question B2.1 montre que le couple C_e est alors quasi-proportionnel à ω_r . La question B2.2 montre que si $\omega_r \leq \omega_{rN}$, le courant absorbé vaut $0 \leq I_s \leq I_{sN}$. La grandeur ω_r est donc la grandeur réglante du dispositif. Sa valeur impose le couple C_e , et doit être limitée à ω_{rN} pour éviter les surintensités en ligne.

A l'appui de toutes ces remarques, proposer sur le **document réponse DR3** un schéma de principe réalisant la loi de commande souhaitée.

Fin de l'énoncé