

CORRIGE CAPET NAVIRE TOUT ELECTRIQUE

PARTIE 1

1.1 : Détermination de la puissance propulsive du navire.

$$\Re = \frac{VL}{v} = \frac{11,83 \times 246}{1,2 \cdot 10^{-6}} = 2,43 \cdot 10^9$$

$$Cf = \frac{0,455}{(\log_{10} \Re)^{2,58}} = \frac{0,455}{(9,38)^{2,58}} = 1,41 \cdot 10^{-3}$$

$$Rf = \frac{1}{2} \times 1025 \times 11,83^2 \times 8200 \times 1,41 \cdot 10^{-3} = 829 \text{ kN}$$

$$Rapp = \frac{1}{2} \times 1025 \times 11,83^2 \times 50 \times 1,41 \cdot 10^{-3} = 5,05 \text{ kN}$$

$$Ra = \frac{1}{2} \times 1025 \times 11,83^2 \times 8200 \times 0,00035 = 206 \text{ kN}$$

$$Avec Rb = 0,060 \text{ kN}$$

$$Rtr = 0$$

$$Rw = 480 \text{ kN}$$

1. Résistance totale à l'avancement.

$$F = (829 \cdot 10^3 \times 1,05) + (5,05 \cdot 10^3 \times 1,45) + 480 \cdot 10^3 + 0,060 \cdot 10^3 + 0 + 206 \cdot 10^3 = 1,56 \cdot 10^6 \text{ N}$$

2. Puissance effective de remorquage PE.

$$PE = F \times V = 1,56 \cdot 10^6 \times 11,83 = 18,5 \text{ MW}$$

3. Puissance propulsive PD.

$$PD = \frac{Pe}{\eta_p} = \frac{18,5 \cdot 10^6}{0,72} = 25,7 \text{ MW}$$

4. Puissance des moteurs de propulsion PB.

$$PB = \frac{Pd}{\eta_{méca}} = \frac{25,7 \cdot 10^6}{0,99} = 26 \text{ MW}$$

On retrouve une puissance voisine des $2 \times 12 \text{ MW} = 24 \text{ MW}$ qui correspond à celle des deux moteurs (1 par hélice).

PARTIE 2.

2.1 : Limite en vitesse

5. Relation entre vitesse de rotation et fréquence f.

$$n = \frac{f}{p} \text{ avec } n \text{ en tr/s et } p : \text{ nombre de paires de pôles.}$$

f	0 Hz	29Hz
n	0 tr/min	145 tr/min

2.2 : Courant nominal

$$S_n = U \times I_s \times \sqrt{3} = 13876 \text{ kVA} \text{ soit pour un demi moteur } 6938 \text{ kVA}$$

6. Calcul du courant nominal.

$$I_s = \frac{S_n}{U_s \times \sqrt{3}} = \frac{6938 \cdot 10^3}{3000 \times \sqrt{3}} = 1335 \text{ A}$$

2.3 : Dimensionnement électromagnétique du moteur

7. Puissance apparente S.

On peut écrire $S = q \times E \times I_s = 3 \times E \times I_s$ (pour un demi moteur)

$$\text{En reportant les expressions données, on obtient } S = \frac{\pi^2 \times Kb \times f \times L \times D^2 \times B \times Ac}{\sqrt{2} \times p}$$

8. Longueur et diamètre du rotor.

$$\text{L'expression de la question précédente permet d'avoir } LD^2 = \frac{S \times \sqrt{2} \times p}{\pi^2 \times Kb \times f \times B \times Ac}$$

$$\text{Application numérique : } LD^2 = 12,536 \text{ m}^3 \text{ d'ou } D = \frac{3 \times N_c \times I}{\pi \times Ac} = 3,312 \text{ m} \text{ et } L = 1,14 \text{ m}$$

N_c est le nombre de conducteurs en série par phase, la valeur donnée pour l'application numérique tient compte des deux stators.

2.4 : Rapport de court circuit kcc

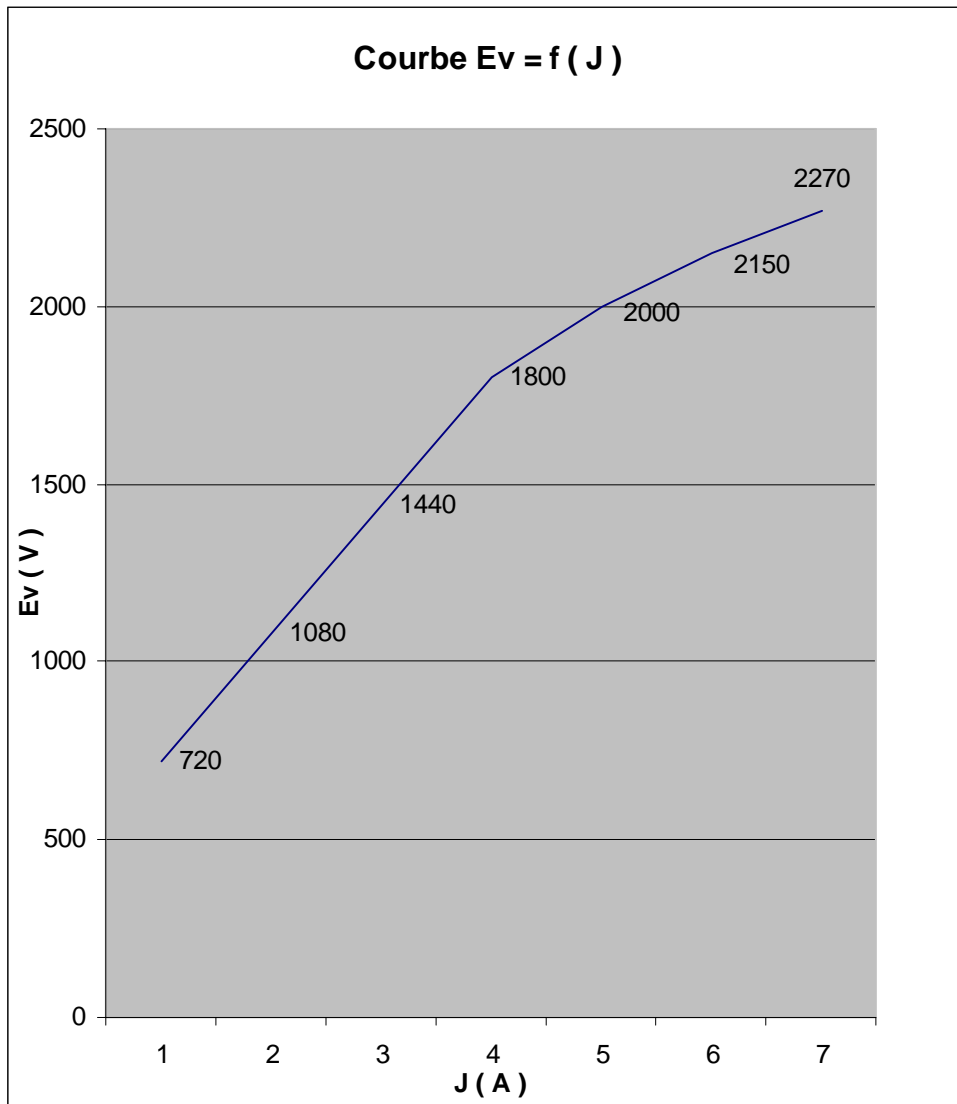
$$k_{cc} = \frac{J_{vn}}{J_{ccn}}$$

J_{vn} = courant inducteur donnant à vide la tension nominale V_s

J_{ccn} = courant inducteur donnant en court-circuit la courant nominal I_s

$$\text{Pente de la caractéristique à vide : } k = \frac{720}{100} = 7,2 \cdot V / A$$

Ev (V)	720	1080	1440	1800	2000	2150	2270
J (A)	100	150	200	300	400	500	600



A vide, une f.e.m de 1732 V $\left(3000/\sqrt{3}\right)$ est due à J = 280 A

9. Calcul de kcc.

$$\text{d'ou } k_{cc} = \frac{J_{vn}}{J_{ccn}} = \frac{280}{370} = 0,756$$

10. Importance de kcc.

kcc indique l'importance de la réaction d'induit, plus il est faible, plus la réaction d'induit est forte.

2.5: Impédances caractéristiques

On définit X en Ohm et x (valeur réduite)

11. Relation générale entre X et x.

On place $\vec{OA} = V_s = 1732V$ sur l'axe des X

On trace le courant I_s déphasé de l'angle $\varphi = -27^\circ$

On trace $\vec{AB} = X I_s$ directement perpendiculaire à I_s , la droite OB sera le support de E.

On projette C sur OB ; on a bien $\vec{AC} = j X I_s \cos \psi$ directement perpendiculaire à OE.

Dans l'alignement de OB, on porte $\vec{CD} = j X I_s \sin \psi$, et on a $\vec{OD} = \vec{E}$ (E=4180 V)

La loi d'Ohm pour un enroulement s'écrit : $\vec{V} = \vec{E} + \vec{X I_s \cos \psi} + \vec{X \lambda I_s \sin \psi}$

15. Courant d'excitation pour le fonctionnement nominal.

Comme $E = k \times J$ avec $k = 7,2$ V/A, on peut en déduire $J = \frac{4180}{7,2} = 580A$

16. Valeur de l'angle de déphasage interne.

D'après le diagramme à deux réactances, l'angle interne $\delta = 33^\circ$

2.7: Bilan des pertes et rendement du moteur de propulsion

17. Calcul des résistances du stator et du rotor.

$$\frac{R_{130}}{R_{75}} = \frac{1 + 0,00426 \times 130}{1 + 0,00426 \times 75} = 1,18$$

soit $R_s = 1,18 \times 0,0068 = 0,00802 \Omega$ et $R_r = 1,18 \times 0,2578 = 0,304 \Omega$

18. Pertes Joules aux stators.

$$P_{js} = 2 \times 3 \times R_s \times I_s^2 = 2 \times 3 \times 0,00802 \times 824^2 = 32,7 kW$$

19. Pertes Joules au rotor.

$$P_{jr} = R_r \times J^2 = 0,304 \times 490^2 = 73 kW$$

20. Rendement du moteur de propulsion.

$$\sum \text{pertes} = 43.10^3 + 20.10^3 + 36.10^3 + 8.10^3 + 32,7.10^3 + 73.10^3 = 213 kW$$

d'ou le rendement du moteur $\eta_m = \frac{7640}{7640 + 213} = 0,973$

2.8: Rendement garanti pour un essai réel à la mer

$$\sum \text{pertes} = 238.10^3 + 58.10^3 + 84.10^3 + 18.10^3 + 26.10^3 + 2.10^3 + p_{moteur} = 639 kW$$

21. Rendement global pour le point de fonctionnement défini :

$$\eta_{global} = \frac{7640.10^3}{7640.10^3 + 639.10^3} = 0,923$$

2.9 : Excitation du moteur

22. Partie tournante.

La partie tournante est constituée :

- du rotor du transformateur tournant (génératrice asynchrone)
- du pont de diodes PD3
- de la roue polaire du moteur synchrone.

23. Principe de fonctionnement de l'excitation.

La roue polaire du moteur synchrone est alimenté en courant continu par un système comprenant :

- un convertisseur à diodes installé sur un plateau isolant entraîné par l'arbre du moteur
- une génératrice asynchrone qui se comporte comme un transformateur à champ tournant dont le secondaire est entraîné lui aussi par l'arbre du moteur.
- un gradateur à thyristors permettant de faire varier la tension de ce transformateur, et par conséquent de régler le courant d'excitation.

Le champ de l'inducteur de l'excitatrice doit avoir une vitesse non nulle par rapport à l'induit. Cette fonction est assurée par une génératrice asynchrone dont le stator, alimenté à fréquence constante par le réseau, crée un champ tournant, de préférence en sens inverse du sens de rotation de l'induit, afin qu'à aucun moment les champ inducteur et induit n'aient ni la même vitesse, ni le même sens.

2.10 : Réactances

24. réactances transitoires et subtransitoires.

Les **réactances transitoires** correspondent aux fuites totales entre induit et inducteur ramenées à l'induit.

Les **réactances subtransitoires** correspondent aux fuites totales entre induit, inducteur et amortisseurs ramenées à l'induit.

25. Exploitation des réactances transitoires et subtransitoires.

Les **réactances transitoires** indiquent le courant que l'appareil de protection doit pouvoir couper.

Les **réactances subtransitoires** indiquent les pointes maximales instantanées de courant que la machine doit pouvoir supporter sans que les efforts électrodynamiques ne déforment le bobinage, notamment les têtes de section.

2.11 : Calcul du couple électromagnétique

26. Expression du couple électromagnétique.

A partir du diagramme vectoriel donné en annexe, on peut écrire :

$$V \sin \delta = XtIs \cos \psi \quad \text{d'ou} \quad \sin \delta = \frac{XtIs \cos \psi}{V}$$

$$V \cos \delta = E + X\lambda Is \sin \psi \quad (\psi < 0, \sin \psi < 0) \quad \text{d'ou} \quad \cos \delta = \frac{E + X\lambda Is \sin \psi}{V}$$

$$\varphi = \psi + \delta$$

$$\cos \varphi = \cos(\psi + \delta) = \cos \psi \cos \delta - \sin \psi \sin \delta$$

$$\cos \varphi = \frac{E \cos \psi + X\lambda Is \sin \psi \cos \psi}{V} - \frac{XtIs \cos \psi \sin \psi}{V}$$

$$\text{Or} \quad \cos \psi \sin \psi = \frac{1}{2} \sin 2\psi \quad \text{d'ou} \quad \cos \varphi = \frac{E \cos \psi}{V} + \frac{X\lambda Is}{2V} \sin 2\psi - \frac{XtIs}{2V} \sin 2\psi$$

$$\text{Comme} \quad P = 3 \times V \times Is \times \cos \varphi = 3 \times V \times Is \times \cos(\psi + \delta)$$

$$\text{On peut écrire} \quad P = 3EI_s \cos \psi + \frac{3}{2} (X\lambda - Xt) Is^2 \sin 2\psi$$

Avec $T = \frac{P}{\Omega}$ on peut donner l'expression du couple T

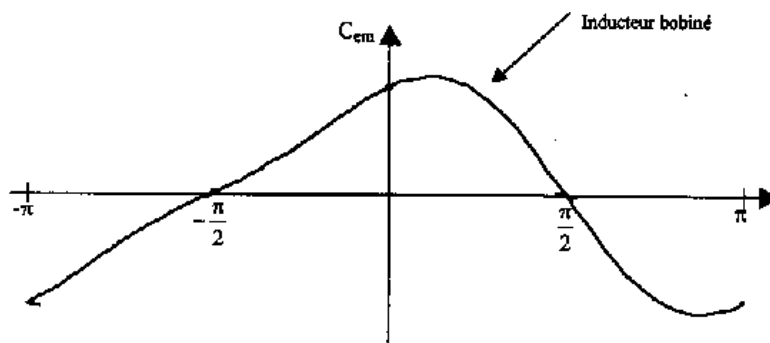
$$T = \frac{3EI}{\Omega} \cos \psi + \frac{3}{2} \left(\frac{X\lambda - Xt}{\Omega} \right) Is^2 \sin 2\psi$$

Le couple est la somme de deux terme :

- le premier est dû à l'action du flux rotorique sur les courants statoriques.
- le second correspond au couple de réductance dû à la saillance du rotor.

Si le flux à vide et la vitesse sont constants, le couple électromagnétique ne dépend que de Is et ψ .

27. Allure du couple en fonction de ψ



On trouve un point maximum $T = 906\,000 \text{ Nm}$ pour $\psi = 0,302 \text{ rd}$

2.12 : Pulsation de couple, moteur simple étoile

28. Pour un moteur simple étoile.

La formule donne l'expression du couple $C = C_0 + C_6$

$$\text{Avec} \quad C_0 = \frac{3}{\pi} K \times \phi \times I \times \cos \varphi_i \quad \text{et} \quad C_6 = \frac{1}{\pi} K \times \phi \times I \times \sin \varphi_i \sin 6\omega t$$

$$\text{d'ou } \frac{C_6}{C_0} = \frac{\sin \varphi_i}{3 \times \cos \varphi_i} = \frac{1}{3} \operatorname{tg} \varphi_i = 9 \%$$

L'amplitude du couple harmonique d'ordre 6 atteint 9 % du couple moyen

2.26 : Pulsations de couple, moteur double étoile

29. Pour un moteur double étoile.

La formule donne l'expression du couple $C = C_0 + C_{12}$

$$\text{Avec } C_{12} = \frac{1}{2\pi} K \times \phi \times I \times \sin \varphi_i \sin 12\omega t$$

$$\text{d'ou } \frac{C_{12}}{C_0} = \frac{\sin \varphi_i}{2\pi \times \frac{3}{\pi} \times \cos \varphi_i} = \frac{1}{6} \operatorname{tg} \varphi_i = 4,4 \%$$

L'amplitude du couple harmonique d'ordre 12 atteint 4,4 % du couple moyen.

30. Intérêt du moteur double étoile vis à vis du couple pulsatoire.

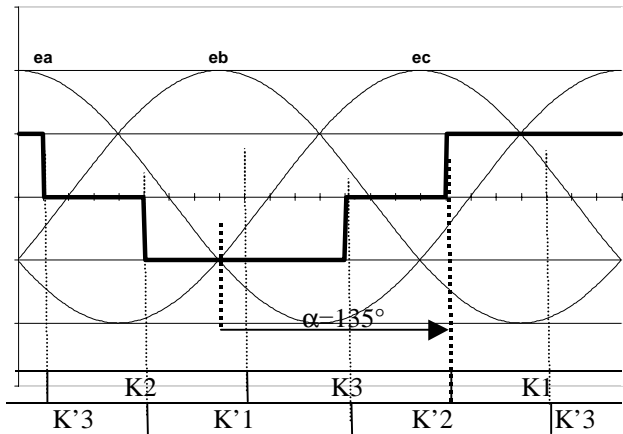
L'emploi d'un moteur à deux bobinages décalés de 30° électrique porte le couple pulsatoire au rang 12 avec une amplitude moitié.

Du fait du déphasage de 30° électrique, les couples harmoniques d'ordre 6 produit par les deux onduleurs sont en opposition de phase et s'annulent.

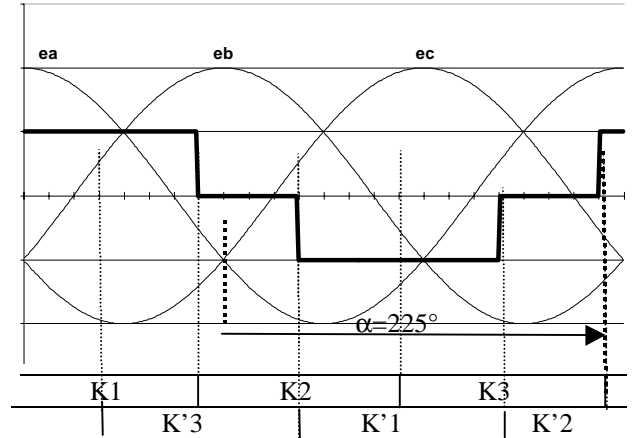
Il ne restera comme composantes principales que les deux harmoniques d'ordre 12, qui eux seront en phase.

En augmentant la fréquence de ce couple pulsatoire, celui ci sera en outre mieux étouffé par l'inertie des parties mécaniques.

PARTIE 3



*Courant induit en avance sur la tension
(une graduation = 15°)*



Courant induit en retard sur la tension

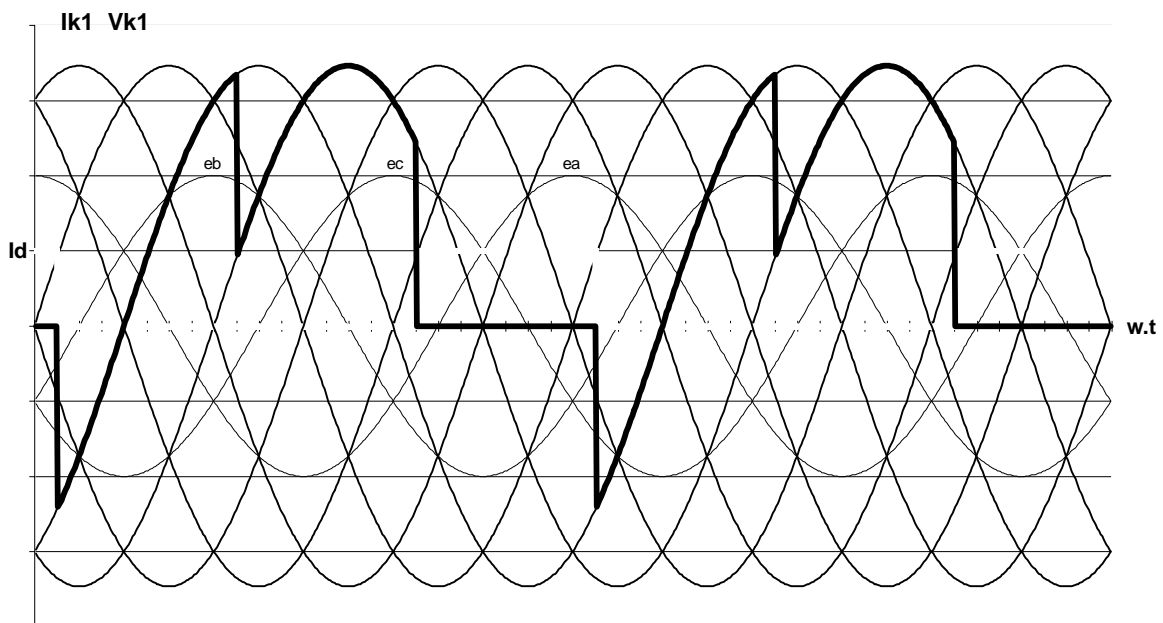
- 32 Courant induit en avance de 45° ($\psi = +45^\circ$) sur la tension $\rightarrow \alpha = 135^\circ (\Pi - \psi)$
 Courant induit en retard de 45° ($\psi = -45^\circ$) sur la tension $\rightarrow \alpha = 225^\circ (\Pi - \psi)$

- 33 Déphasage du courant I_s par rapport au début de l'amorçage possible : $\Pi/3 + \alpha$
 Déphasage de la f.e.m. E par rapport au début de l'amorçage possible : $4.\Pi/3$
 Déphasage de la f.e.m. E par rapport au courant I_s : ψ
 d'où $\Pi/3 + \alpha + \psi = 4.\Pi/3 \rightarrow \alpha + \psi = \Pi$

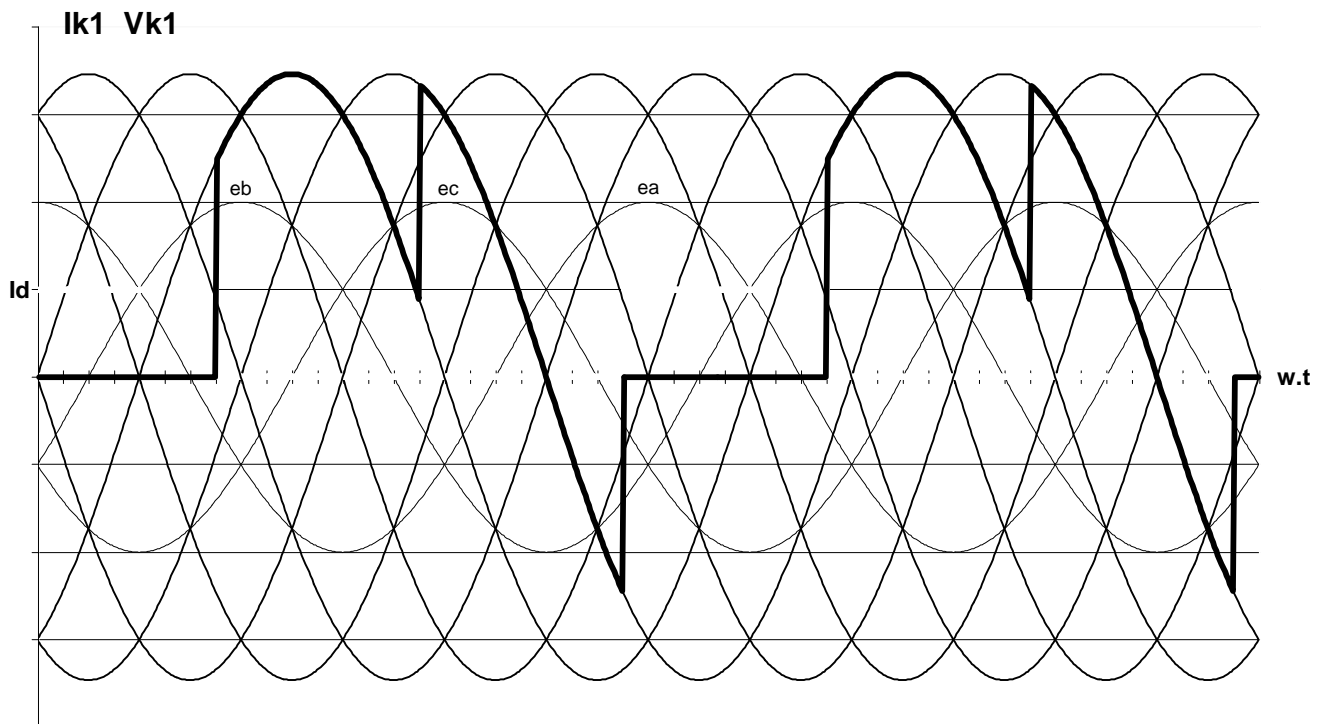
- 34 Traction $\rightarrow \cos(\psi) > 0 \rightarrow \psi \in]-\Pi/2, +\Pi/2 [\rightarrow \alpha \in]\Pi/2, +3.\Pi/2 [$
 Freinage $\rightarrow \cos(\psi) < 0 \rightarrow \psi \in]+\Pi/2, +3.\Pi/2 [\rightarrow \alpha \in]-\Pi/2, +\Pi/2 [$

3.2 Structure du convertisseur

- 35 Allure du courant et de la tension dans l'interrupteur K1



courant induit en avance de 45° sur la force électromotrice ($\psi=+45^\circ$) de la machine synchrone



- courant induit en retard de 45° sur la force électromotrice ($\psi = -45^\circ$) de la machine synchrone

36 Lorsque le courant est en avance sur la tension : structure à thyristor, commutation assistée, machine surexcitée.

Lorsque le courant est en retard sur la tension : structure à transistor, commutation forcée. machine sous excitée.

3.3 Dimensionnement des semi-conducteurs de puissance

37 $V_{rrm} = V_{drms} = \sqrt{2} \times 3300/3 = 1560V$

38 $I_{eff}(\text{thyristor}) = \sqrt{(1/3) \times I_d} = 1155A$; $\langle I(\text{thyristor}) \rangle = 1/3 \times I_d = 667A$

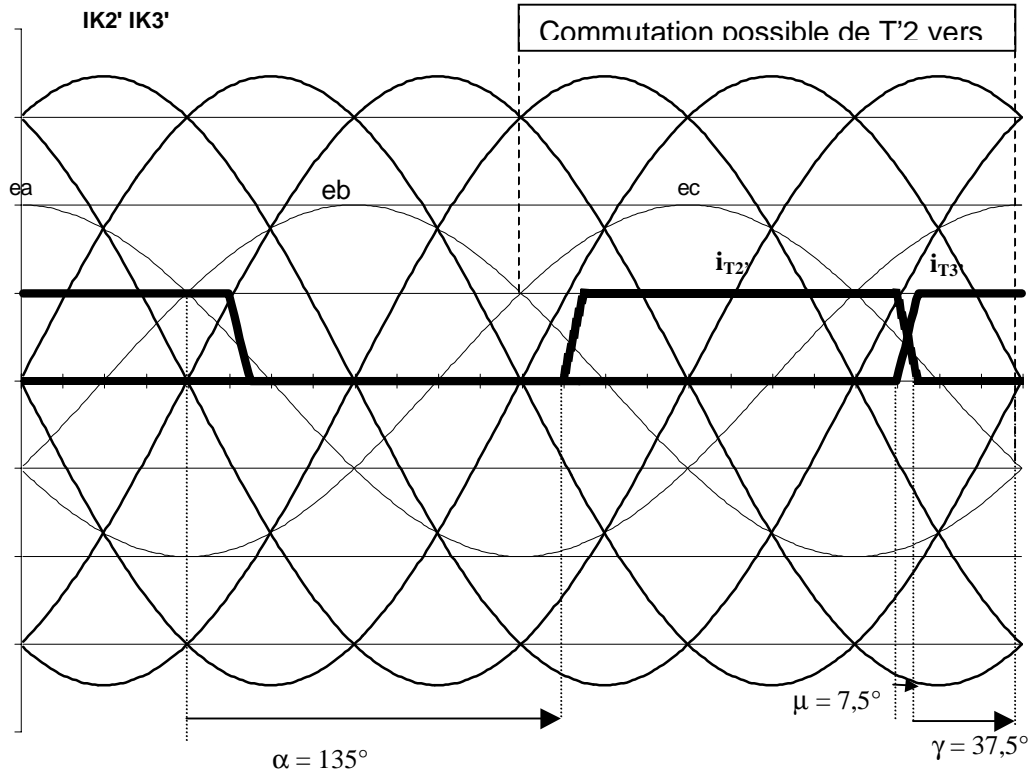
39 Fréquence des commutations : $2 \times 29Hz = 58Hz$

40 Thyristor choisi : SKT 760/18 ($I_{TAV} = 760A$; $V_{RRM} = V_{RRM} = 1800V$)

41 $p = r_T \cdot I_{RMS}^2 + V_T \cdot I_{TAV} = 1 \text{ kW}$

3.4 Analyse de la commutation

42 La commutation de T2' vers T3' est possible si $e_c > e_b$, c'est à dire $e_b - e_c < 0$



43

- avant la commutation de T2' vers T3' :
 $i_{T2'}(t) = Id ; i_{T3'}(t) = 0$
- après la commutation de T2' vers T3',
 $i_{T2'}(t) = 0 ; i_{T3'}(t) = Id$

44 pendant la commutation de T2' vers T3',

$$dId/dt = 0$$

$$i_{T2'}(t) + i_{T3'}(t) = Id$$

$$ec(t) - \sigma Ls \cdot di_{T3'}/dt = eb(t) - \sigma Ls \cdot di_{T2'}/dt$$

$$\left. \begin{array}{l} \\ \\ \end{array} \right\} \Rightarrow \begin{array}{l} di_{T2'}/dt = - di_{T3'}/dt \\ 2\sigma Ls \cdot di_{T3'}/dt = ec(t) - eb(t) \\ 2\sigma Ls \cdot di_{T2'}/dt = eb(t) - ec(t) \end{array}$$

46 On pose $t' = t - \beta/\omega$ ($t'=0$ au début de la commutation)

D'où :

$$i_{T3'}(t') = \int_{\beta}^{\beta+\omega t'} \frac{ec(t) - eb(t)}{2\sigma Ls} d\omega t$$

$$i_{T3'}(t') = \frac{E\sqrt{2}}{2\sigma Ls} \int_{\beta}^{\beta+\omega t'} [\cos(\omega t - 4\pi/3) - \cos(\omega t - 2\pi/3)] d\omega t = \frac{E\sqrt{2}}{2\sigma Ls} \int_{\beta}^{\beta+\omega t'} 2 \sin(\pi/3) \sin(\omega t - \pi) d\omega t$$

$$i_{T3'}(t') = \frac{E\sqrt{2}}{\sigma Ls} \frac{\sqrt{3}}{2\omega'} [\cos(\beta + \omega t') - \cos(\beta)] = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{E}{\sigma Ls \omega} [\cos(\beta + \omega t') - \cos(\beta)]$$

D'après les oscillogrammes : $\beta = \pi + \alpha$, d'où :

$$i_{T3'}(t') = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{E}{\sigma Ls \omega} [\cos(\alpha) - \cos(\alpha + \omega t')]$$

$$i_{T_2}(t') = Id - i_{T_3}(t') = Id - \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{E}{\sigma L_s \omega} [\cos(\alpha) - \cos(\alpha + \omega t')]$$

47 *Durée de la commutation :*

La fin de l'intervalle de commutation est obtenue lorsque $i_{K_3} = Id$:

$$i_{K_3}(\omega t' = \mu) = Id = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{E}{\sigma L_s \omega} [\cos(\alpha) - \cos(\alpha + \mu)] \Rightarrow \mu = \text{Arc cos} \left[\cos(\alpha) - Id \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\sigma L_s \omega}{E} \right] - \alpha$$

48 *Application numérique :* $\sqrt{3}.E = 3000V$; $\sigma L_s \omega = 213m\Omega$; $Id = 1700A$; $\alpha = 135^\circ \Rightarrow \mu = 16,4^\circ$

49 Empiètement \rightarrow limitation du temps t_{inv} d'application de la tension inverse aux bornes du thyristor.

3.5 Loi de commande

50 α angle de retard à l'amorçage des thyristors

$2\Pi/3 + \mu$ période de conduction d'un thyristor

γ angle entre la fin de la période de conduction et la fin de la période d'application d'une tension négative aux bornes des thyristors

$\Pi + 2\Pi/3$ angle (par rapport au début de l'amorçage possible) de fin d'application d'une tension négative aux bornes des thyristors

$\alpha + 2\Pi/3 + \mu + \gamma = \Pi + 2\Pi/3$ d'où $\alpha + \mu + \gamma = \Pi$

51 $\alpha + \mu + \gamma = \pi$

$$\gamma = \omega t_{inv}$$

$$Id = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{E}{\sigma L_s \omega} [\cos(\alpha) - \cos(\alpha + \mu)]$$

d'où

$$\alpha = \text{Arc cos} \left[Id \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\sigma L_s \omega}{E} - \cos(\omega t_{inv}) \right]$$

52 A.N. : $\sqrt{3}.E = 3000V$; $\sigma L_s \omega = 213m\Omega$; $Id = 1700A$; $\omega t_{inv} = 45,6.10^{-3}rad = 2,6^\circ$

Pour les valeurs ci-dessus, avec l'équation de la question précédente, on obtient $\alpha = 2,55rad = 145,9^\circ$ (d'où $\mu = 0,549 rad = 31,5^\circ$)

53 Déphasage du courant I_s par rapport au début de l'amorçage possible : $\Pi/3 + \alpha + \mu/2$

Déphasage de la f.e.m. E par rapport au début de l'amorçage possible : $4.\Pi/3$

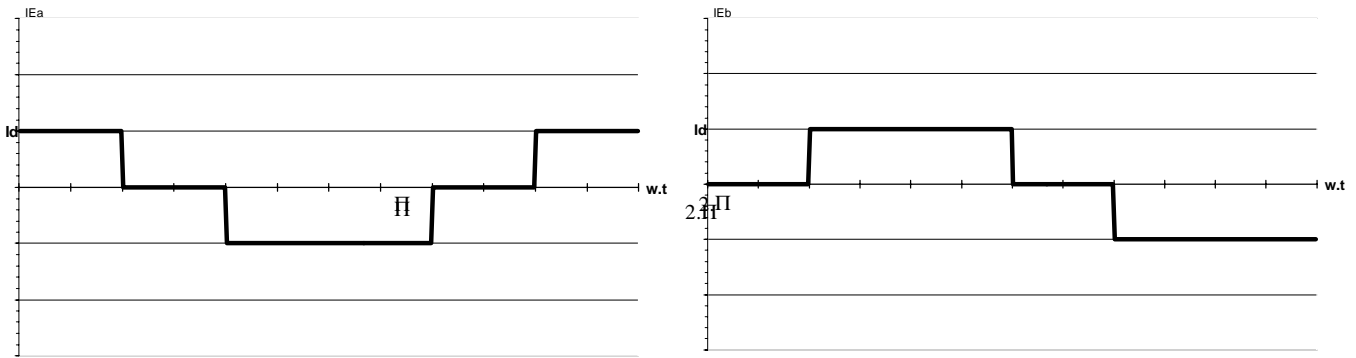
Déphasage de la f.e.m. E par rapport au courant I_s : ψ

d'où $\Pi/3 + \alpha + \mu/2 + \psi = 4.\Pi/3 \rightarrow \psi = \Pi - \alpha - \mu/2 = 18,4^\circ \rightarrow f_p = 0,89$

Partie 4

$$54 \quad D = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} X_n^2}}{X_f} = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} X_n^2 - I_f^2}}{X_f} = \frac{\sqrt{X^2 - X_f^2}}{X_f}$$

55 Allure des courants en ligne pour un redresseur hexaphasé



56 Valeurs efficaces du courant (I_E) et du fondamental du courant (I_{EF}) en fonction de I_d .

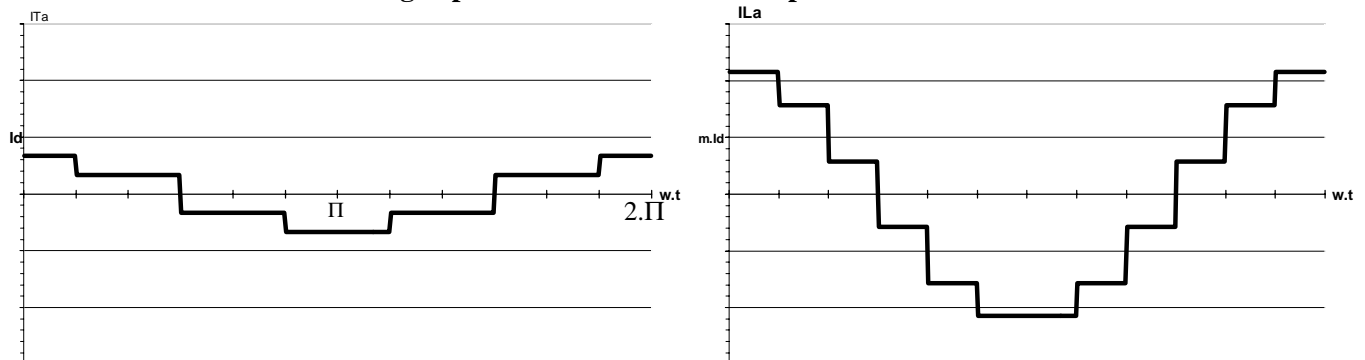
$$I_E = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_d \text{ et } I_{EF} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot I_d$$

57 Taux global de distorsion du courant en amont d'un redresseur hexaphasé : (D_{IL})

$$D = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_f} = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2 - I_f^2}}{I_f} = \frac{\sqrt{I^2 - I_f^2}}{I_f}$$

d'où pour le redresseur hexaphasé un taux de distorsion en courant : $D_{IE}=31\%$

58 Allure des courants en ligne pour un redresseur dodécaphasé



59 Courant efficace en ligne

$$I_L = mI_d \cdot \sqrt{\frac{2}{\pi} \left[\int_0^{\pi/6} \left(1 + \frac{2}{\sqrt{3}}\right)^2 \cdot d(\omega t) + \int_{\pi/6}^{2\pi/6} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2 \cdot d(\omega t) + \int_{2\pi/6}^{3\pi/6} \left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2 \cdot d(\omega t) \right]} = 0,789 \cdot mI_d$$

Fondamental du courant en ligne

$$I_{LF} = mI_d \frac{4}{\pi} \left[\int_0^{\pi/6} \left(1 + \frac{2}{\sqrt{3}}\right) \cdot \text{Cos}(\omega t) \cdot d(\omega t) + \int_{\pi/6}^{2\pi/6} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{3}}\right) \cdot \text{Cos}(\omega t) \cdot d(\omega t) + \int_{2\pi/6}^{3\pi/6} \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \text{Cos}(\omega t) \cdot d(\omega t) \right]$$

$$I_{LF} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} mI_d = 0,780 \cdot m \cdot I_d$$

60 Taux de distorsion harmonique en courant pour le pont dodécaphasé :

$$D_{IL} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{Ln}^2}}{I_{Lf}} = 15,2\%$$

61 Pont dodécaphasé / pont hexaphasé :

- diminution de moitié de la pollution harmonique
 - rejet des premiers harmoniques vers le haut du spectre de fréquence
- d'où un filtrage sur le réseau des harmoniques de courant facilité

Navire tout électrique Bibliographie

Partie 1.

- Statistical data for the extrapolation of model performance test.
J.HOLTROP / Netherlands Ship Model Basin, Wageningen
- An approximate power prediction method.
J.HOLTROP and G.G.J. MENNEN / Netherlands Ship Model Basin, Wageningen
- A statistical re-analysis of resistance and propulsion data.
J.HOLTROP / Netherlands Ship Model Basin, Wageningen

Documents fournis par G.DELHOMMEAU / EC Nantes (division hydrodynamique navale)

- Mécanique des fluides – R.COMOLET et J.BONNIN (Masson)

Parties 2,3 et 4.

- Document ALSTOM : «Motorisation du Star Princess »
- Revue ALSTHOM , N°8
- RGE N°3 mars 1997
- RGE N° 9 octobre 2000
- Documents du congrès « Civil or Military All Electric Ship » mars 1997 – Paris
- Entraînements électriques à vitesse variable
G.SEGUIER ET J.BONAL (Editions Techniques et Documentation)
- Techniques de l'ingénieur :Traité de génie électrique - Alimentation des machines synchrones
M.LAJOLIE MAZENC - P.VIAROUGE

Rapport de l'épreuve de 6 h
« Sciences et Techniques Industrielle »

Remarques générales sur le sujet

Le problème proposé présente une étude de motorisation d'un navire de croisière « tout électrique ». Les différentes parties étaient indépendantes et comme l'année précédente celles-ci couvraient des champs de compétence du génie électrique assez divers, pour que tous les candidats puissent s'exprimer.

Partie 1

Cette partie a été traitée correctement par la majorité des candidats. Toutefois, il serait bon que les résultats ne soient pas donnés au millième quand il s'agit de Mégawatt !

Partie 2

De nombreux candidats ont traité cette partie de manière très satisfaisante.

Les difficultés rencontrées par les candidats ont été de plusieurs ordres :

- Les méthodes d'étude de systèmes triphasés à partir de modèle équivalent par phase n'est pas suffisamment maîtrisé. Par exemple, le bilan des puissances de la machine synchrone est trop souvent calculé en multipliant par $\sqrt{3}$, la valeur pour une phase...
- Des confusions sont fréquentes entre la tension par phase et la tension entre phases et pour certains candidats le calcul de la vitesse de synchronisme pose un problème.

La partie 2.12 concernant les pulsations de couple et l'intérêt du moteur double étoile ne présentait pas de difficultés particulières et a été traitée correctement.

Partie 3

Le tracé des courbes de tension et courant a été traité par la moitié des candidats. L'analyse du fonctionnement du commutateur de courant et le dimensionnement des semi-conducteurs n'est pas bien maîtrisé. Les questions 42 à 45 concernant les principes fondamentaux de la commutation dans les commutateurs de courant sont rarement abordées.

Partie 4

Les parties 4.1 et 4.2 ont été traitées correctement, peu de candidats ont abordé la partie 4.3.

Il serait utile pour les candidats d'aborder chacune des diverses parties proposées.