



MINISTÈRE
DE L'ÉDUCATION
NATIONALE, DE
L'ENSEIGNEMENT
SUPÉRIEUR ET DE
LA RECHERCHE

EAE SIE 3

SESSION 2016

AGRÉGATION CONCOURS EXTERNE

Section : SCIENCES INDUSTRIELLES DE L'INGÉNIEUR

Option : SCIENCES INDUSTRIELLES DE L'INGÉNIEUR
ET INGÉNIERIE ÉLECTRIQUE

CONCEPTION PRÉLIMINAIRE D'UN SYSTÈME,
D'UN PROCÉDÉ OU D'UNE ORGANISATION

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 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 : *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.*

Tournez la page S.V.P.

A

Optimisation d'une pompe entraînée par une machine synchrone à réluctance variable

Selon les estimations fournies par la Commission Électrotechnique Internationale (CEI), 42 % de l'énergie électrique mondiale est consommée par l'industrie. Les deux tiers de cette énergie sont utilisés par des convertisseurs électromécaniques dont l'actionneur principal est majoritairement un moteur asynchrone à cage. 90 % des moteurs installés sont alimentés directement par le réseau.

En France, d'après l'Insee, l'industrie représente 25 % de la consommation finale d'électricité. La répartition de cette consommation est décrite sur les diagrammes de la figure 1 :

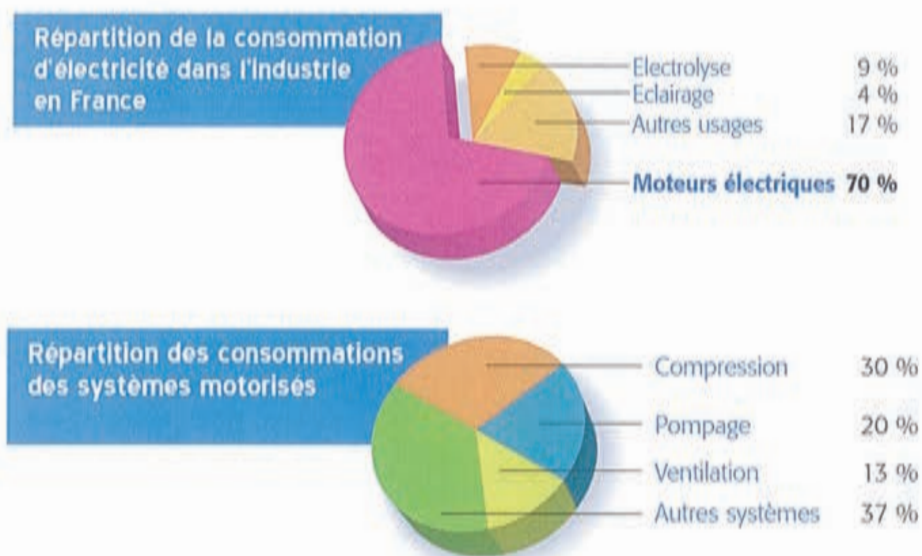


Figure 1 – Consommation industrielle d'électricité en France ¹

Selon l'ADEME ², le coût total d'un moteur sur sa durée de vie est réparti dans les proportions suivantes : 2,5 % pour son achat, 1,5 % pour sa maintenance et 96 % pour la consommation d'énergie électrique associée.

Plusieurs organismes internationaux proposent une définition et une classification du rendement des moteurs électriques. L'Europe a adopté celle de la CEI et n'autorise depuis 2011 que la vente et l'installation de moteurs asynchrones de classe supérieure ou égale à la classe IE2 (High Efficiency). À partir de 2017, tous les moteurs de puissance comprise entre 0,75 kW et 375 kW devront être de classe au moins égale à l'IE3 (Premium Efficiency) ou associés à un variateur s'ils sont de classe IE2.

¹ Guide technique du programme européen Motor Challenge publié par l'ADEME

² Agence De l'Environnement et de la Maîtrise de l'Énergie

La classe « Super Premium IE4 » a été définie¹ en 2014 par la CEI (figure 2), elle s'appliquera à terme aux moteurs, en incluant les moteurs à aimants permanents, et aux groupes « variateur – moteur ».

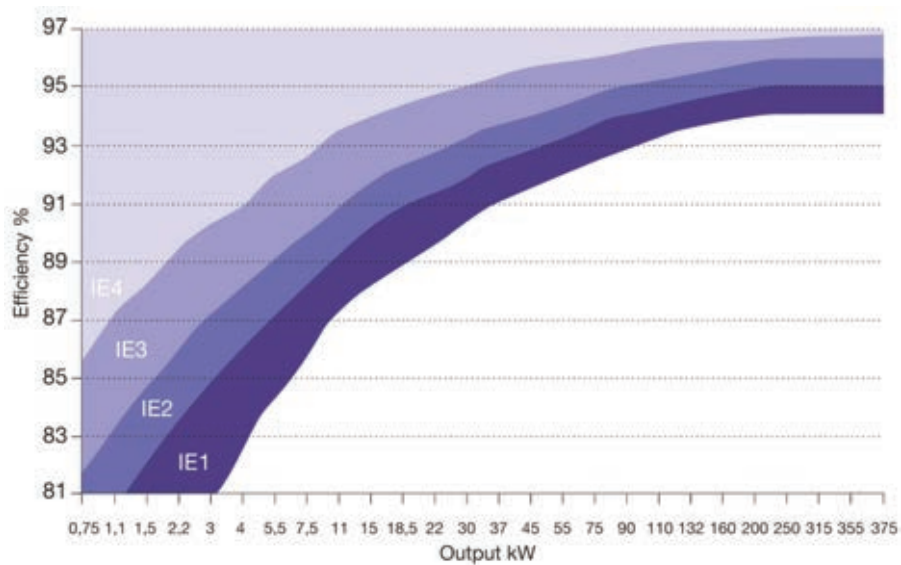


Figure 2 – Classes de rendement des moteurs à quatre pôles

Aux vues des estimations précédentes et des politiques énergétiques des différents pays, l'amélioration du rendement et l'optimisation du point de fonctionnement des moteurs électriques constituent des enjeux et des axes majeurs de recherche et de développement pour les fabricants.

Le groupe ABB, un des leaders mondiaux dans les technologies de l'énergie électrique et de l'automatisation, a récemment mis sur le marché dans sa gamme de moteurs industriels une machine désignée par l'appellation « Machine Synchronique à Réductance Variable (SynRM) ». D'après les données techniques fournies par le constructeur, cette nouvelle machine, vendue associée à un variateur, présente des performances qui la rendent concurrentielle du moteur asynchrone (figure 3).



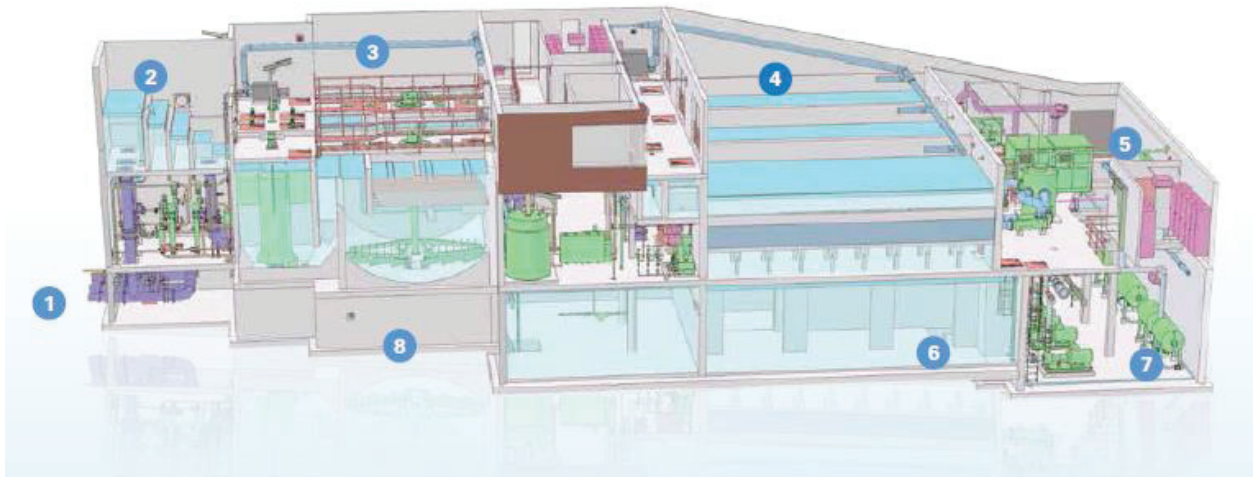
Figure 3 – Comparaison des pertes entre le moteur asynchrone à cage et le moteur synchrone à réductance variable²

¹ Norme IEC 60034-30-1

² Brochure ABB

La station de pompage et de traitement d'eau de Griesheim-sur-Souffel a été inaugurée en octobre 2014 (figure 4). La conception de cette station moderne et innovante s'est inscrite dans le cadre du développement durable :

- les toitures intègrent 600 m² de panneaux solaires photovoltaïques ;
- les eaux de lavage des filtres sont recyclées au sein même de la station ;
- le calcaire extrait de l'eau est utilisé pour l'amendement des terres agricoles.



① Pompage – ② Aération – ③ Décarbonation – ④ Filtration – ⑤ Désinfection – ⑥ Stockage – ⑦ Distribution
⑧ Récupération des sous-produits

Figure 4 – Synoptique de la station de Griesheim-Sur-Souffel

Les pompes de distribution de l'eau traitée pour le réseau des abonnés et les réserves (châteaux d'eau) ont été optimisées pour bénéficier du meilleur rendement aux points de fonctionnement attendus. Le cahier des charges n'imposait pas de contrainte sur le rendement des moteurs d'entraînement de ces pompes qui ont été livrées avec des moteurs asynchrones standards de classe IE2.

Les objectifs de ce sujet sont d'une part d'étudier l'impact économique du remplacement d'un moteur d'entraînement d'une des pompes de la station de Griesheim par un moteur à réluctance variable et d'autre part d'approfondir le fonctionnement et la commande de cette nouvelle technologie de moteur.

La modélisation et les résultats de simulations ou de mesures seront associés au package ABB suivant :

- gamme : High output motor-drive package
- référence du moteur : M3AL 90LB 4 / 3GAL092007-ASB // 400 V – 50 Hz; 1,5 kW
- référence du variateur : ACS850-04-04A8-5 R1 + J404

La géométrie du rotor présenté dans ce sujet n'est pas strictement identique à celle du moteur ABB mais les résultats issus des simulations réalisées avec différents logiciels d'analyse par éléments finis sont très proches des mesures réalisées ou des valeurs annoncées par le fabricant.

Le sujet est découpé en quatre parties indépendantes. Il est recommandé aux candidats de traiter les parties A, B, C et D dans l'ordre afin d'avoir une vision cohérente de l'installation et du fonctionnement du moteur.

La qualité de la rédaction, la justification et la cohérence des résultats présentés sont autant d'éléments qui contribuent à produire une copie de qualité. La précision des résultats numériques doit être adaptée au contexte et à la grandeur évaluée en choisissant l'unité ou son multiple le plus adapté.

Partie A (pages 5 à 7) :

Le dimensionnement d'un moteur d'entraînement d'une des pompes de reprise de la station de traitement de Grisheim-sur-Souffel sert de support au calcul de l'économie d'énergie réalisable lorsqu'un départ classique « moteur asynchrone IE2 + variateur » est remplacé par un pack SynRM.

Partie B (pages 8 à 11) :

Le principe de fonctionnement des machines synchrones à réluctance est abordé avant de détailler la constitution du moteur ABB, en particulier celle de son rotor, élément clé de ses performances qui seront comparées à celles d'un moteur asynchrone traditionnel.

Partie C (pages 12 à 15) :

Un modèle simplifié dans le repère du rotor est développé puis exploité afin d'établir l'expression du couple électromagnétique. Le recours à un logiciel d'analyse par éléments finis permet de prédéterminer la valeur des inductances d'axes d et q et de quantifier l'influence de la saturation.

Partie D (pages 16 à 23) :

Le modèle du moteur à réluctance est un modèle non linéaire dont les paramètres principaux sont variables en fonction de l'état de saturation de la machine. Son contrôle nécessite donc une commande robuste. Après avoir étudié la commande vectorielle de l'onduleur et sa mise en œuvre dans un DSP, une commande en régime glissant est appliquée dans le repère du rotor pour générer les tensions de consignes de l'onduleur.

Le contrôle du couple sans codeur est toujours un défi d'actualité pour les fabricants, notamment pour les faibles vitesses et en particulier à l'arrêt. L'estimation de la vitesse nécessite de reconstruire cette grandeur en temps quasi réel. L'algorithme d'un filtre de Kalman étendu aux systèmes non linéaires est étudié pour son estimation.

Partie A – Étude énergétique et économique du pompage

Le Syndicat des Eaux de Strasbourg Nord (SDEA) a récemment mis en exploitation une station de pompage et de traitement sur la commune de Griesheim-sur-Souffel afin de sécuriser la distribution d'eau aux abonnés des communes du Kochersberg. Deux forages réalisés respectivement à 91 m et 96 m ont permis d'aménager deux puits équipés de pompes immergées. Divers procédés permettent d'extraire le fer et le manganèse de cette eau. Le calcium fait aussi l'objet d'un traitement particulier pour ramener la dureté de l'eau à une valeur de 18°f. Le calcaire produit est recyclé dans l'agriculture pour l'amendement des terres acides.

Une fois traitée et stockée, l'eau est pompée vers différents circuits de distribution. Tous les moteurs qui équipent les pompes sont actuellement des moteurs asynchrones de classe IE2. Le corps de pompe et le moteur sont montés sur le même châssis et séparés par un accouplement direct standard (figure A1) :



Figure A1 – Pompes de reprise

Le départ « château d'eau de Truchtersheim » est le seul départ dont le débit est réglable par un ajustement de la vitesse de rotation du moteur d'entraînement des pompes dédiées. L'objectif de cette partie est de chiffrer les économies réalisables avec un pack ABB IE4 ou High output SynRM motor-drive pour l'équipement de ce type de départ afin d'envisager leur potentielle utilisation sur d'autres ouvrages.

A.1. Dimensionnement d'une pompe et de son moteur d'entraînement

Le circuit d'alimentation du château d'eau est complexe dans la mesure où il est interconnecté avec d'autres parties du réseau. Sous certaines conditions de fonctionnement, on peut l'assimiler à une seule conduite équivalente de 4,5 km de long et 250 mm de diamètre interne en fonte cimentée.

La cote (altitude) de la pompe au niveau de la station est de 156 m et celle de l'arrivée d'eau au niveau du réservoir du château de 230 m.

Seules les pertes de charges linéiques H_{Jp} de la conduite et la charge statique du réseau associée au dénivelé seront prises en compte.

$$\text{On donne : } H_{Jp} = \frac{\lambda l v^2}{2 g D}$$

avec :

- H_{Jp} : pertes de charge linéiques en hauteur équivalente d'eau ;
- λ : facteur de rugosité de la conduite ;
- l : longueur de la conduite ;
- v : vitesse moyenne d'écoulement de l'eau dans la conduite ;
- D : diamètre de la conduite ;
- $g = 9,81 \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$

La rugosité équivalente k de la conduite sera prise telle que $k = 0,1 \text{ mm}$.

Propriétés de l'eau à 20 °C :

- masse volumique $\rho_{20} = 998,2 \text{ kg} \cdot \text{m}^{-3}$
- viscosité cinématique $\nu_{20} = 1,007 \times 10^{-6} \text{ m}^2 \cdot \text{s}^{-1}$

A.1.1. Calculer le nombre de Reynolds $\mathcal{R}_e = \frac{v D}{\nu_{20}}$ associé à l'écoulement pour un débit de l'ordre de $200 \text{ m}^3 \cdot \text{h}^{-1}$ à une température de 20 °C.

Déterminer la valeur du facteur de rugosité λ en exploitant le diagramme de Moody du dossier ressources (figure 1).

Cette valeur sera supposée constante pour toute la plage de variation du débit dans la conduite.

A.1.2. Déterminer l'équation de $H_{Jp}[\text{m}]$ en fonction du débit volumique $Q_V[\text{m}^3 \cdot \text{h}^{-1}]$ de la pompe. En déduire l'équation de la charge totale du circuit $H_{MT}[\text{m}]$ en fonction de $Q_V[\text{m}^3 \cdot \text{h}^{-1}]$.

Le cahier des charges spécifiait un débit variable jusqu'à $215 \text{ m}^3 \cdot \text{h}^{-1}$. Le schéma électrique du départ « château d'eau » et les données techniques de la pompe sont fournis en figures 2 et 3 du dossier ressources. Les réseaux de courbes de puissances et de rendements de la pompe sont disponibles sur la figure 1 du document réponse A.

A.1.3. Superposer la caractéristique de charge du réseau $H_{MT} = f(Q_V)$ sur celle de la pompe (figure 1 du document réponse A) et vérifier que le point de fonctionnement correspondant au débit spécifié est compatible avec ses caractéristiques.

A.1.4. Calculer la puissance hydraulique nominale de la pompe et déterminer la puissance mécanique d'entraînement nécessaire. Justifier la valeur de la puissance normalisée du moteur à associer à la pompe.

A.1.5. Après avoir précisé comment est réalisée la variation de débit, déterminer la valeur du paramètre de réglage permettant d'obtenir le point de fonctionnement correspondant à un débit de $120 \text{ m}^3 \cdot \text{h}^{-1}$.

A.2. Efficacité énergétique

Trois configurations dans deux situations vont être comparées :

Moteur ou package	Variateur	Pompe
Asynchrone IE2 : MMG 280MA 90 kW	VACON	NK80-250/270
ABB High output SynRM motor-drive package		NK80-250/270
ABB IE4 SynRM motor-drive package		Équivalent en $1500 \text{ tr} \cdot \text{min}^{-1}$ *

* la gamme IE4 à $3000 \text{ tr} \cdot \text{min}^{-1}$ est actuellement limitée à 55 kW.

Les deux points de fonctionnement de la pompe envisagés sont :

	$Q_V (\text{m}^3 \cdot \text{h}^{-1})$	$H_{MT} (m)$	$vitesse_{pompe}$ (% $vitesse_{ref.}$)	η_{pompe}
F ₁	215	98,4	99 %	0,82
F ₂	120	81,6	87 %	0,73

La pompe nécessaire pour le pack « IE4 SynRM » est supposée avoir les mêmes caractéristiques (réseau de courbes identique à celui de la figure 1 du document réponse A), seule la référence de vitesse change : $1480 \text{ tr} \cdot \text{min}^{-1} \leftrightarrow 100 \%$

A.2.1. Déterminer en exploitant les données du dossier ressources (figure 4) la référence des deux packs ABB (High output et IE4) permettant de remplacer l'équipement d'origine. Positionner les deux points de fonctionnement F₁ et F₂ sur chaque diagramme de la figure 2 du document réponse A.

A.2.2. Compléter le tableau 1 des différents rendements du document réponse A.

Les options et les tarifs n'étant pas connus ou diffusables, seuls les coûts de consommation hors abonnement seront évalués pour un tarif moyen du kW·h de 5 centimes d'euro hors taxe.

A.2.3. Calculer le coût de la consommation en énergie électrique correspondant à 8000 h de service pour les modes de fonctionnement décrits dans le tableau 2 du document réponse A puis compléter entièrement ce dernier.

A.2.4. La gamme High output peut-elle présenter un intérêt particulier dans cette installation ?

Partie B – Conception et performances de la SynRM

Le principe de fonctionnement des machines à réluctance variable repose sur le concept général d'énergie minimale ou plus communément sur celui associé à la règle du flux maximum : le rotor des machines à réluctance variable aura toujours la velléité de s'aligner dans la direction minimisant la réluctance du circuit magnétique emprunté par les lignes de champ.

Les premiers moteurs synchrones à champ tournant exploitant uniquement un couple de réluctance datent des années 1920. Ces moteurs sont à simple saillance, celle du rotor, le stator « lisse » étant identique à celui d'une machine asynchrone. Leur faible puissance massique couplée à un mauvais facteur de puissance les ont initialement écartés d'un développement industriel significatif hormis quelques applications spécifiques où la constance de la vitesse était primordiale.

Les progrès technologiques et méthodologiques réalisés ces dernières années d'une part pour l'optimisation des machines et d'autre part pour le contrôle du couple ont aussi profité aux moteurs à réluctance. ABB propose ainsi depuis peu deux types de moteurs à réluctance variable dans sa gamme de moteurs industriels, ils sont présentés comme concurrentiels du moteur asynchrone dans les entraînements à vitesse variable.

B.1. Stator

Le stator d'une machine synchrone à réluctance variable (SynRM) est identique à celui d'une machine asynchrone triphasée. Il est constitué de trois enroulements, chaque enroulement résultant de l'association d'une ou plusieurs bobines. La répartition des conducteurs dans les encoches du stator et les connections entre les différentes bobines ont pour objectif de produire une force magnétomotrice sinusoïdale dans l'entrefer de la machine lorsque les enroulements sont parcourus par un système triphasé équilibré de courants sinusoïdaux.

B.1.1. Déterminer le nombre de paires de pôles p du moteur ABB (référence 3GAL092007-ASB) en exploitant les données techniques du dossier ressources.

La photo de la figure 5 du dossier ressources montre l'intérieur du stator du moteur ABB ainsi que sa modélisation simplifiée réalisée avec un logiciel de CAO. Le bobinage est réalisé sur une seule couche.

B.1.2. Déterminer le nombre m d'encoches par pôle et par phase. En déduire, en fonction de m , le nombre d'encoches correspondant :

- au pas polaire : angle entre deux pôles consécutifs d'un même enroulement, cet angle correspond au pas diamétral pour un bobinage de type imbriqué ;
- au décalage angulaire entre deux enroulements.

B.1.3. Compléter le diagramme n°1 du document réponse B afin d'identifier l'appartenance des faisceaux de conducteurs aux encoches. Les connexions entre les bobines n'étant pas à représenter, le résultat est indépendant du mode de bobinage supposé ici régulier.

Le bobinage des moteurs de la même gamme mais de plus forte puissance est généralement un bobinage à pas raccourci sur deux couches. Un exemple de répartition des conducteurs est représenté sur le diagramme n°2 du document réponse B. Chaque franchissement d'une encoche en parcourant l'entrefer augmente algébriquement les ampères-tours en fonction du nombre, du sens et de la valeur du courant circulant dans les conducteurs de cette encoche.

B.1.4. Compléter le diagramme n°2 du document réponse B afin de tracer l'évolution $\varepsilon(\theta)$ de la force magnétomotrice le long de l'entrefer. L'instant de représentation choisi est tel que : $i_A = 1 A$, $i_B = -0,5 A$ et $i_C = -0,5 A$. Par convention, un courant d'aller positif augmente la valeur de la force magnétomotrice quand θ augmente.

La décomposition en série de Fourier du signal précédent permet de déterminer l'amplitude de ses harmoniques. Les formules généralisées donnent pour le rang $n = 6k \pm 1$:

$$\varepsilon_n = \frac{3\sqrt{2} NI k_{bn} k_{rn}}{n p \pi} ; k_{bn} = \frac{\sin(n \frac{\pi}{6})}{m \sin(n \frac{\pi}{6m})} ; k_{rn} = \sin(n \beta \frac{\pi}{2})$$

avec :

- ε_n : amplitude de l'harmonique de rang $n = 6k \pm 1$, k entier
- k_{bn} : coefficient de bobinage de l'harmonique de rang n
- k_{rn} : coefficient de raccourcissement de l'harmonique de rang n
- NI : nombre d'ampères-tours efficace par enroulement
- p : nombre de paires de pôles
- m : nombre d'encoches par pôle et par phase
- β : facteur de raccourcissement $\beta = 1 - \frac{p \alpha}{\pi}$ où α correspond au décalage angulaire entre les bobinages des deux couches

B.1.5. Déterminer α à partir du diagramme précédent puis calculer la valeur du facteur de raccourcissement β .

B.1.6. Calculer les valeurs de k_{bn} , k_{rn} et du produit $k_{bn} \cdot k_{rn}$ pour le fondamental et les deux premiers harmoniques non nuls dont le rang sera précisé. En déduire l'intérêt du pas raccourci.

B.1.7. Quelles sont les conséquences de ces harmoniques pour le fonctionnement de la machine ? Quel est l'intérêt pour les fabricants d'utiliser un stator et un bobinage identiques à ceux des moteurs asynchrones ?

B.2. Rotor

Les premiers rotors des machines synchrones à réluctance variable étaient conçus à partir de modifications réalisées sur ceux des machines synchrones ou asynchrones existantes (figure B1) :



Figure B1 – Rotor utilisé dans les premiers moteurs synchrones à réluctance

B.2.1. Identifier l'origine du rotor de la figure B1 et décrire les modifications apportées. Les machines possédant ce type de rotor pouvaient-elles démarrer directement sur le réseau ? Justifier.

Les rotors récents ont une structure identique à celle observable sur la figure 6 du dossier ressources. La figure 7 du même dossier montre plusieurs vues en coupe illustrant la répartition des lignes de champ à l'intérieur du moteur ABB pour différentes positions du rotor, la distribution des courants statoriques étant identique.

Soit \mathcal{R}_e la réluctance d'un tube de champ élémentaire fermé traversant l'entrefer en un point M d'abscisse angulaire θ lié au rotor (figure B2). La courbe d'aimantation de l'acier des tôles du rotor et du stator utilisée pour la simulation est donnée en figure 8 du dossier ressources. Les zones découpées à l'intérieur du rotor ainsi que l'espace occupé par les conducteurs, non représentés, dans les encoches du stator ont les propriétés magnétiques de l'air.

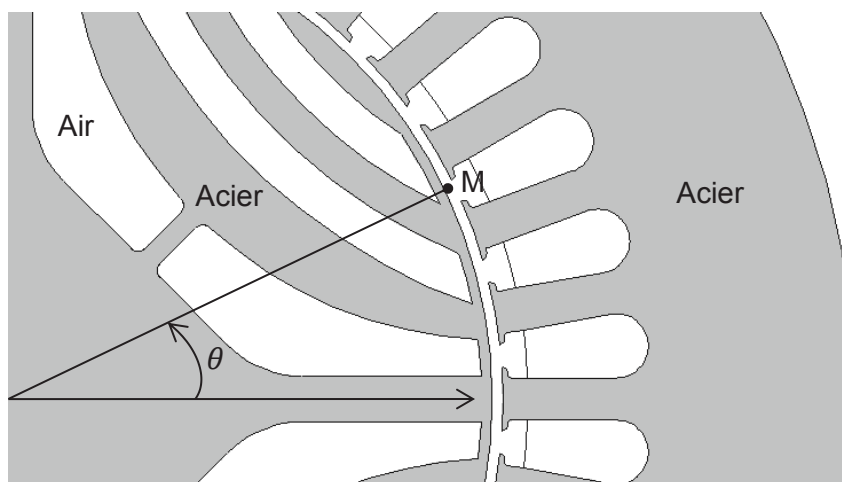


Figure B2

B.2.2. Tracer l'allure de la courbe $\mathcal{R}_e = f(\theta)$ pour θ variant de 0 à 2π . Proposer une équation limitée à son fondamental pour représenter son évolution.

On définit les axes géométriques d et q du rotor comme étant respectivement les axes de réluctance minimum et maximum.

B.2.3. Tracer les différents axes d et q sur le rotor de la figure 1 du document réponse B. Expliquer comment est réalisée la différence de réluctance entre ces axes et en déduire le nombre de « barrières de flux » du rotor du moteur ABB.

B.3. Performances

B.3.1. Sur quel paramètre est réalisé le gain du rendement du moteur synchrone à réluctance variable par rapport au moteur asynchrone ? Quel serait l'ordre de grandeur de ce gain d'après la figure 3 de l'introduction pour un rendement initial de 95 % ?

La hauteur d'axe (frame size) d'un moteur est un des paramètres géométriques normalisés les plus importants, il est caractéristique de la dimension globale, de l'encombrement ainsi que de la masse du moteur.

B.3.2. Pour la gamme « High output SynRM - 1500 tr·min⁻¹ » d'ABB, à partir de quelle puissance la hauteur d'axe devient-elle inférieure à celle du moteur asynchrone de même puissance ? Quel est le gain au niveau du rendement pour les deux puissances extrêmes de la gamme « IE4 SynRM » par rapport au moteur asynchrone équivalent ?

Les performances de l'ensemble moteur-variateur ABB ont été évaluées à partir d'essais réalisés en laboratoire. Une partie des résultats sont présentés dans le dossier ressources (figure 11).

B.3.3. Déduire des relevés la structure de l'étage d'entrée et de l'étage de sortie du variateur ABB. Préciser la valeur de la tension du bus continu.

B.3.4. Déterminer pour le point de fonctionnement nominal :

- la valeur efficace du courant moteur ;
- le facteur de puissance et le taux de distorsion en harmonique du courant en amont du variateur ;
- la marge d'augmentation de température des enroulements par rapport à la classe d'isolation thermique du moteur ;
- le rendement de l'ensemble « moteur – variateur » en précisant à quelle classe de rendement IE il pourrait être associé.

Partie C – Modélisation et simulation du moteur ABB

C.1. Modèle simplifié du moteur

On désigne par v_a, v_b, v_c les tensions simples instantanées appliquées aux trois enroulements statoriques de résistance identique r et i_a, i_b, i_c les courants circulants dans ces derniers. Les enroulements sont couplés en étoile et alimentés sans neutre. Les tensions et les courants sont supposés équilibrés.

Soient :

- v et i les vecteurs associés tels que $v = [v_a \ v_b \ v_c]^T$ et $i = [i_a \ i_b \ i_c]^T$;
- φ le vecteur des flux totalisés dans les enroulements : $\varphi = [\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^T$;
- R la matrice des résistances des enroulements $R = \begin{bmatrix} r & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & r \end{bmatrix}$;
- L la matrice des inductances telle que $\varphi = L \cdot i$ avec $L = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix}$;
- p le nombre de paires de pôles du champ tournant ;
- θ_e l'angle de décalage électrique entre l'axe d'une bobine de la phase « a » et le premier axe direct de réluctance minimale du rotor. θ_e est tel que : $\frac{d\theta_e}{dt} = p \Omega$

La représentation bipolaire simplifiée du moteur correspond au diagramme suivant (figure C1) :

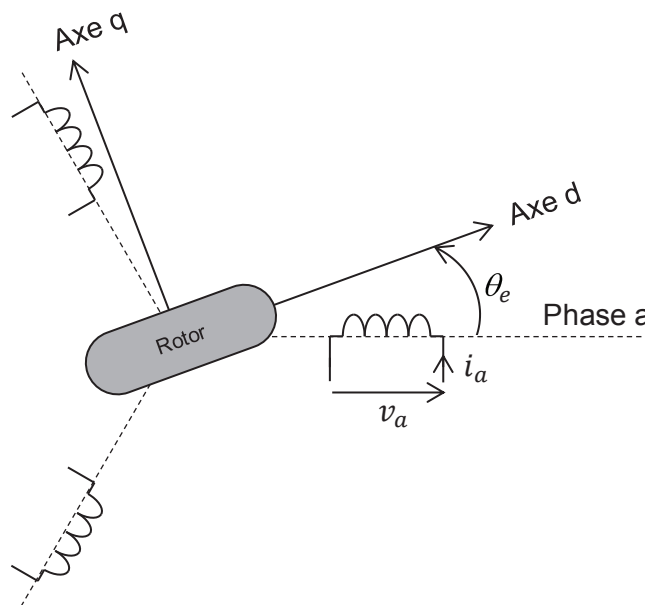


Figure C1

L'origine des temps sera choisie telle que $\theta_e = 0 \text{ rad}$ à $t = 0 \text{ s}$

C.1.1. Écrire l'équation reliant v , R , i et φ

Le développement de cette équation et son exploitation pour obtenir l'expression du couple conduisent à des relations difficilement exploitables car la matrice des inductances n'est pas diagonale et ses coefficients dépendent de la position du rotor. On propose dans cette première partie d'appliquer la transformée de Park décrite dans l'annexe du dossier ressources afin d'obtenir un modèle diphasé équivalent dans le repère « dq » du rotor.

C.1.2. Montrer que la relation obtenue en C.1.1. s'écrit dans le repère dq0 :

$$v_{dq0} = R \cdot i_{dq0} + \frac{d\theta_e}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \varphi_{dq0} + \frac{d\varphi_{dq0}}{dt}$$

Que représente la composante d'indice 0 des vecteurs transformés ? Quelle est sa valeur compte tenu des hypothèses formulées ?

En négligeant les harmoniques d'espace, la saturation, les inductances de fuite et en supposant les flux d'axes d et q indépendants, on montre que les composantes « dq » du flux sont liées aux courants par la relation :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$

Avec les hypothèses formulées, les inductances L_d et L_q sont constantes.

C.1.3. Écrire à l'aide des relations précédentes les équations respectives de v_d et v_q . Faire un bilan de puissance instantanée sur chaque axe et interpréter chaque terme des expressions obtenues. Montrer que le couple électromagnétique s'écrit dans le repère dq : $C_e = p(L_d - L_q) i_d i_q$

En régime permanent, la vitesse mécanique de rotation de l'arbre du moteur est synchrone de la vitesse de rotation du champ tournant. On suppose que les courants circulants dans les enroulements sont sinusoïdaux :

$$i = \begin{bmatrix} I\sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi_i) \\ I\sqrt{2} \cos\left(\omega t + \varphi_i - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I\sqrt{2} \cos\left(\omega t + \varphi_i + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

Soit δ l'angle formé dans le repère dq entre le vecteur de composantes i_{dq} et l'axe d.

C.1.4. Déterminer l'expression du couple électromagnétique en régime permanent en fonction de p, L_d, L_q, I et δ . Pour quelle valeur de l'angle du courant δ le couple moteur est-il maximal à I donné ?

C.1.5. Etablir l'expression du facteur de puissance F_p du moteur en fonction de L_d, L_q et δ en négligeant la résistance r des enroulements. Tracer l'évolution de F_p en fonction du rapport de saillance $\frac{L_d}{L_q}$ pour la valeur optimale de δ obtenue en C.1.4.

C.1.6. Conclure sur les enjeux au niveau de la conception du rotor par rapport aux inductances L_d et L_q .

C.2. Détermination des inductances

Le trajet complexe des lignes de champ ne permet pas d'obtenir une expression analytique des inductances. Le logiciel d'analyse par éléments finis utilisé permet de traiter les problèmes d'électromagnétisme en deux dimensions soit en régime constant soit en régime harmonique. Les équations de Maxwell sont résolues à partir du calcul numérique du potentiel vecteur \vec{A} avec une jauge de Coulomb, les conditions limites étant définies par l'utilisateur.

La distribution des courants dans les encoches est axiale (figure C2) et les effets de bord au niveau des faces avant et arrière du moteur sont négligés en raison de la limitation 2D du modèle.

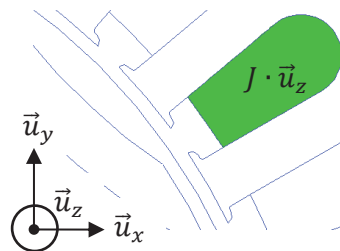


Figure C2 – Distribution axiale du courant de densité moyenne J dans les encoches

C.2.1. Justifier dans ces conditions que le potentiel vecteur \vec{A} du champ \vec{B} possède une seule composante non nulle à préciser.

C.2.2. Montrer que l'intégrale de surface définissant le flux de \vec{B} à travers une spire d'une bobine d'un enroulement peut être calculée par l'intégrale de son potentiel vecteur \vec{A} le long d'un contour à tracer sur le schéma de la figure 1 du document réponse C.

C.2.3. En déduire une méthode de calcul du flux à travers une bobine de N spires dont les brins de longueur active L sont logés dans des encoches de section S . Montrer que cette méthode est équivalente à celle mise en œuvre dans le logiciel (figure C3) pour le calcul des inductances :

The block integrals currently supported are:

- $\int A \cdot J dV$ This integral is the evaluation of $\int A \cdot J dV$ that is usually used evaluate inductance for linear problems. Generally, the self-inductance of a coil is:

$$L_{self} = \frac{\int A \cdot J dV}{i^2} \quad (2.8)$$

where i is the current flowing through the coil.

Figure C3 – Calcul des inductances¹. dV représente le volume de la bobine et J la densité de courant sur sa section

C.2.4. Interpréter les courbes d'inductances (figure 10 du dossier ressources) du point de vue de la saturation et de l'effet de « cross magnetization », analogue à celui de la réaction magnétique d'induit pour la machine à courant continu.

C.3. Limites du modèle

Le modèle simplifié établi précédemment ne prend pas en compte les pertes fer, les inductances de fuite, la saturation et le phénomène de « cross magnetization ». L'influence des harmoniques d'espace, en particulier ceux de denture et de perméance, a aussi été négligée.

C.3.1. Déterminer à partir des résultats de simulation présentés dans le dossier ressource la valeur optimale de l'angle δ à courant nominal. Comparer sa valeur à celle obtenue en C.1.4.

La figure C4 montre l'évolution du couple instantané à courant nominal et angle de courant constant lorsque le rotor tourne à 1500 tr·min⁻¹ :

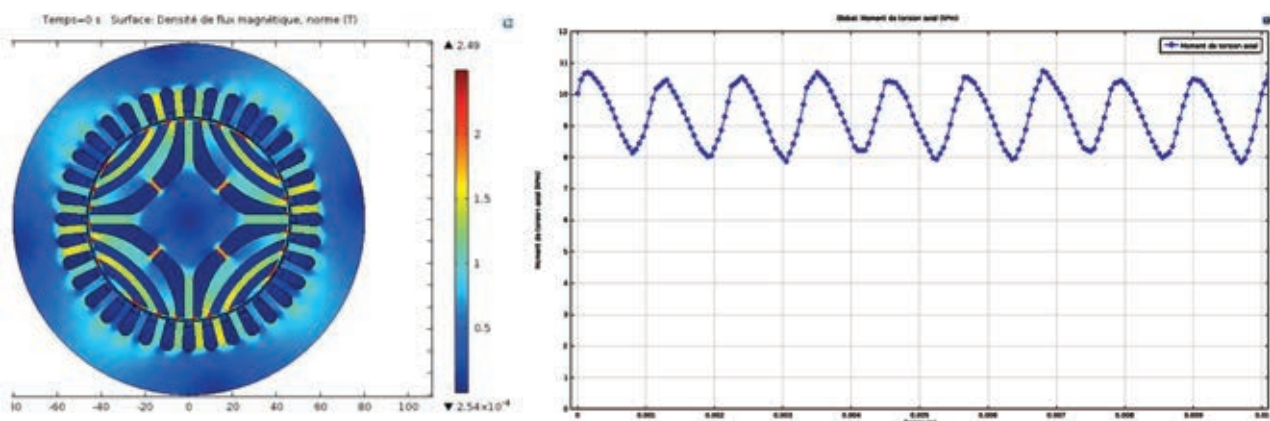


Figure C4 – Évolution du couple sur un quart de tour

C.3.2. Justifier l'allure de la courbe d'évolution du couple de la figure C4. Quelles seront les conséquences pour une commande en courant de la machine ?

¹ FEMM 4.2 User's Manual

Partie D – Commande en couple de la SynRM

Le pilotage en vitesse du moteur synchrone à réluctance ne peut se faire qu'en boucle fermée par une régulation interne du couple dont le contrôle peut être réalisé par les courants d'alimentation du moteur. Les variateurs associés aux moteurs synchrones à réluctance sont structurellement identiques à ceux, déjà polyvalents, des moteurs synchrones ou asynchrones intégrant une commande vectorielle : seul l'algorithme de commande diffère, l'alimentation en puissance étant assurée par l'intermédiaire d'un onduleur de tension.

La commande de l'onduleur est de type MLI vectorielle (SVPWM), son fonctionnement et son implantation dans un DSP seront abordés dans la première partie. La non-linéarité et la variabilité des paramètres du modèle de la machine synchrone à réluctance nécessitent pour sa commande des méthodes de contrôle adaptées. Une commande en régime glissant sera étudiée et validée en deuxième partie. L'estimation robuste de la vitesse à l'aide d'un filtre de Kalman finalisera la commande de cette machine.

D.1. MLI vectorielle

L'étage de puissance qui alimente le moteur est un onduleur triphasé à deux niveaux (figure D1). La commande de cet onduleur est une commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) de type vectorielle. Les principaux avantages par rapport à une MLI intersective sinusoïdale classique sont une plus faible distorsion harmonique et une meilleure utilisation du bus continu.

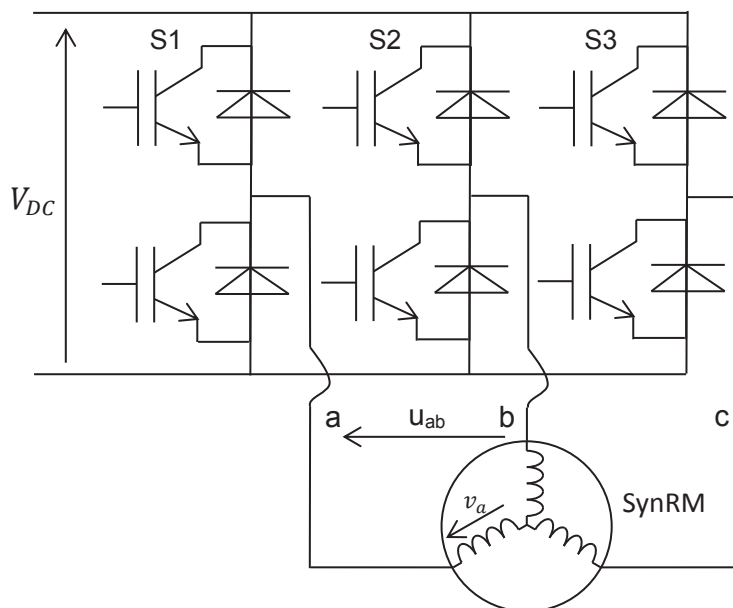


Figure D1 – Onduleur triphasé à deux niveaux

Les cellules à base d'IGBT sont supposées parfaites : on associera la valeur « 1 » pour l'état fermé et « 0 » pour l'état ouvert des interrupteurs équivalents. Le moteur représenté ici par ses trois enroulements couplés en étoile est supposé équilibré. La tension du bus continu est régulée à une valeur V_{DC} constante. Dans chaque branche du pont la commande des IGBT est complémentaire.

D.1.1. Quel est le nombre de configurations possibles de l'onduleur en fonction de l'état des interrupteurs ? Déterminer l'expression des tensions d'alimentation du moteur en fonction de V_{DC} pour les trois combinaisons suivantes :

S1	S2	S3
0	0	0
1	0	0
1	1	0

Renseigner les résultats dans le tableau n°1 du document réponse D.

D.1.2. Etablir en appliquant la transformée de Concordia définie dans l'annexe du dossier ressources les coordonnées $\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}$ du phaseur correspondant à chaque combinaison des tensions simples du tableau précédent. Compléter le tableau n°1 du document réponse D avec les résultats obtenus.

D.1.3. Représenter sur le diagramme de la figure 1 du document réponse D les phaseurs spatiaux correspondants et compléter par symétrie la construction avec ceux non calculés. Chaque phaseur appelé aussi vecteur de commutation sera identifié par la combinaison [S1,S2,S3] des états associés.

La commande en MLI vectorielle consiste à approximer le vecteur de référence ou de consigne \vec{V}_{ref} à appliquer au moteur à partir de sa projection sur les deux vecteurs de commutation les plus proches (figure D2) :

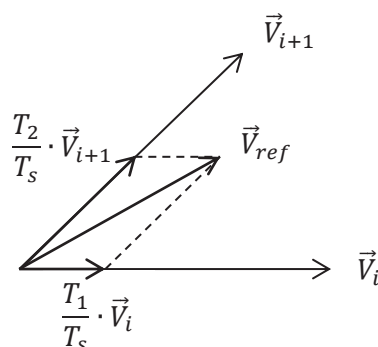


Figure D2 – Projections du vecteur de référence

La valeur moyenne temporelle de \vec{V}_{ref} sur une période de découpage T_s doit être identique à celle issue de ses projections :

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \vec{V}_{ref} \cdot dt = \frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_0^{T_1} \vec{V}_i \cdot dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \vec{V}_{i+1} \cdot dt \right)$$

Si la période de découpage est choisie suffisamment faible devant la dynamique de commande, \vec{V}_{ref} peut être considéré constant pendant la durée T_s et l'équation précédente devient :

$$\vec{V}_{ref} = \frac{T_1}{T_s} \cdot \vec{V}_i + \frac{T_2}{T_s} \cdot \vec{V}_{i+1}$$

Le principe de la modulation vectorielle est d'appliquer le vecteur \vec{V}_i pendant la durée T_1 et le vecteur \vec{V}_{i+1} pendant la durée T_2 .

D.1.4. Justifier la condition générale $T_1 + T_2 \leq T_s$. Quels seront les vecteurs appliqués pendant la durée résiduelle T_0 ?

D.1.5. Montrer que la position ou la trajectoire de \vec{V}_{ref} est délimitée par un hexagone dont le contour sera tracé sur le diagramme de la figure 1 du document réponse D. Représenter sur ce même diagramme la limite de fonctionnement linéaire de l'onduleur.

Soient $V_{ref_α}$ et $V_{ref_β}$ les coordonnées du vecteur de référence \vec{V}_{ref} dans le repère $(α, β)$

D.1.6. Donner les expressions de T_1 , T_2 et T_0 en fonction de $V_{ref_α}$, $V_{ref_β}$, V_{DC} et T_s quand le vecteur \vec{V}_{ref} est dans le secteur délimité par les vecteurs de commutation calculés en D.1.2.

La répartition des durées de conduction des interrupteurs sur une période de découpage est libre tant que la condition $T_1 + T_2 + T_0 = T_s$ est respectée. Le choix de cette répartition influence cependant le nombre de commutations et le contenu en harmoniques des tensions générées. Une des répartitions les plus utilisées correspond à la séquence suivante (tableau D1) :

Tableau D1 – Répartition symétrique des durées de conduction

	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_1}{2}$	$\frac{T_2}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_2}{2}$	$\frac{T_1}{2}$	$\frac{T_0}{4}$
Secteur 1	[000]	[100]	[110]	[111]	[110]	[100]	[000]

Pour générer les signaux PWM de commande des transistors sur chaque période de commutation, la plupart des DSP (Digital Signal Processor) dédiés intègrent un générateur de signal triangulaire de fréquence $\frac{1}{T_s}$ et trois comparateurs associés à trois registres (figure D3) :

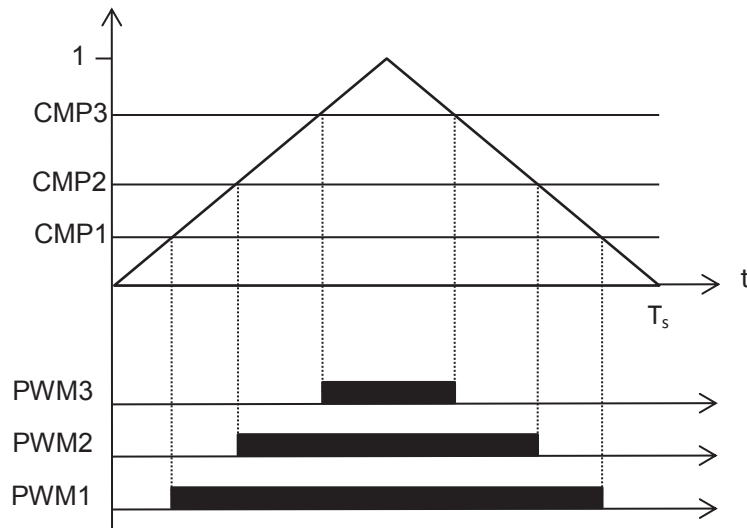


Figure D3 – Génération des signaux de commande

D.1.7. Déterminer les expressions qui permettent de calculer les valeurs à transférer dans les trois registres CMP1, CMP2 et CMP3 en fonction de $V_{ref_α}$, $V_{ref_β}$ et V_{DC} afin d'obtenir la répartition du tableau D1 lorsque \vec{V}_{ref} est dans le secteur 1. Préciser sur quels transistors seront envoyés les signaux PWM1, PWM2 et PWM3.

D.2. Commande robuste en régime glissant

La commande en régime glissant (Sliding Mode Control) est particulièrement adaptée au contrôle des systèmes non linéaires dont les paramètres sont variables ou connus avec une précision limitée. Le principe de cette commande à structure variable consiste à amener et maintenir un vecteur d'état du système sur une surface dite de glissement répondant aux objectifs de la commande. Une fois la surface de glissement atteinte, la dynamique du système est alors imposée par celle-ci, indépendamment des paramètres du modèle et de certaines perturbations, sous réserve d'une amplitude de commande suffisante et dans la limite de la dynamique propre du système.

L'objectif de cette partie est d'utiliser une commande en régime glissant pour contrôler les courants i_d et i_q afin d'asservir le couple de la machine. Le modèle servant de support dans le repère dq du rotor correspond aux schémas électriques équivalents suivants (figure D4) :

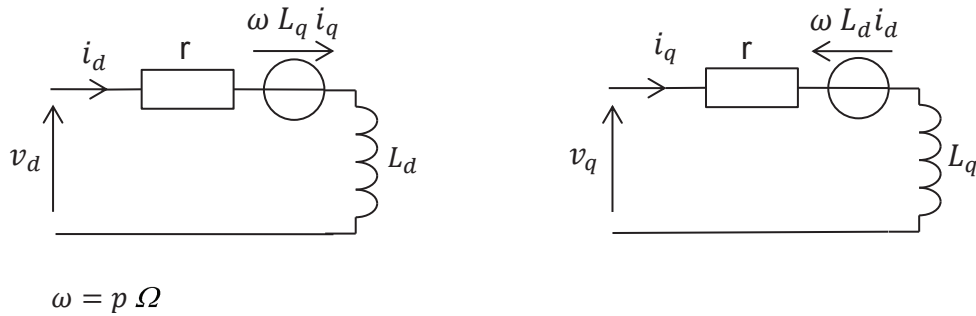


Figure D4 – Modèle dq du moteur

Soient $x = [i_d \ i_q \ \Omega]^T$ le vecteur d'état, $u = [v_d \ v_q]^T$ le vecteur de commande et $y = [i_d \ i_q]^T$ le vecteur des mesures. L'inertie du moteur sera notée J .

L'inertie de la charge, le couple résistant et le couple de pertes sont considérés comme des grandeurs de perturbations non prises en compte dans le modèle d'état. Le couple électromagnétique du moteur est donné par la relation : $C_e = p(L_d - L_q)i_d i_q$

D.2.1. Etablir un modèle d'état du moteur sous sa forme affine en commande :

$$\begin{cases} \dot{x} = \mathbf{A}(x) \cdot x + \mathbf{B} \cdot u \\ y = \mathbf{C} \cdot x \end{cases}$$

en explicitant les matrices \mathbf{A} , \mathbf{B} et \mathbf{C} .

On désigne par i_{dref} et i_{qref} les consignes supposées constantes ou lentement variables des courants i_d et i_q et on définit la fonction vectorielle $s(x)$ telle que $s(x) = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix}$ avec $\begin{cases} e_d = i_d - i_{dref} \\ e_q = i_q - i_{qref} \end{cases}$

La notation \dot{s} désigne la dérivée temporelle de $s(x)$ et s_i représente la i^{e} composante du vecteur s associé à $s(x)$.

D.2.2. Montrer que l'équation $s(x) = 0$ définit dans l'espace d'état deux surfaces à préciser telles que sur chacune d'elles le courant est égal à sa consigne.

L'intersection de ces deux surfaces constitue une hyper-surface dite de commutation ou de glissement selon l'évolution du vecteur d'état. Pour amener et ensuite maintenir le vecteur d'état sur cette hyper-surface, il faut que chacune d'entre elles soit attractive. L'adaptation des méthodes de Lyapunov sur la stabilité des systèmes montre que la convergence vers une surface en un temps fini est garantie si la condition d'attractivité $s_i \dot{s}_i \leq -\eta |s_i|$ est vérifiée pour $\eta > 0$. Les commandes discontinues du type $u_i = -k_i \text{sign}(s_i)$ garantissent généralement cette condition et sont les plus simples à mettre en œuvre pour des surfaces linéaires (figure D5) :

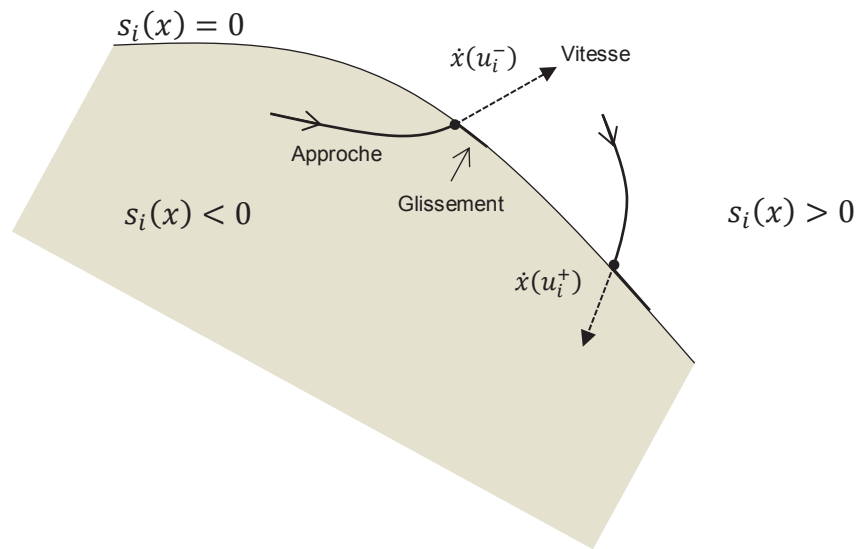


Figure D5 – Exemples de trajectoires au voisinage de la surface de glissement

D.2.3. Proposer un schéma bloc partiel du régulateur en mode glissant du courant i_d et justifier la dénomination de commande à structure variable.

Une fois la surface de glissement atteinte, l'évolution du système est régie par les équations $s(x) = 0$ et donc $\dot{s}(x) = 0$. On définit la commande équivalente u_{eq} comme la valeur de u correspondant à cette phase de glissement.

D.2.4. Montrer en partant de la condition $\dot{s}(x) = 0$ que la commande équivalente est donnée par la relation générale : $u_{eq} = - \left(\frac{\partial s(x)}{\partial x} \cdot \mathbf{B} \right)^{-1} \cdot \frac{\partial s(x)}{\partial x} \cdot \mathbf{A}(x) \cdot x$

En déduire que la commande équivalente du courant i_d correspond à l'équation :

$$v_{deq} = r i_d - p \Omega L_q i_q$$

Pour maintenir le système exactement sur la surface de glissement, la fréquence de commutation de la commande discontinue devrait en théorie être infinie. La limitation pratique de cette fréquence est à l'origine du phénomène de réticence ou chattering : le système oscille autour de la surface de glissement, ce qui peut être néfaste à la fois pour le dispositif de commande ou pour les éléments commandés. Pour atténuer le chattering, on ajoute la commande équivalente à la commande discontinue et on remplace la fonction $sign()$ par une fonction continue plus « douce ».

D.2.5. Illustrer par un schéma le phénomène de chattering et proposer une amélioration du schéma bloc établi en D.2.3.

La robustesse de la commande en régime glissant vis-à-vis des perturbations et des bruits de mesure a été testée en simulation, une partie des résultats sont présentés dans le dossier ressources (figure 12).

D.2.6. Déduire des relevés proposés les méthodes utilisées pour tester la robustesse de la commande.

D.3. Estimation robuste de la vitesse

La position et la vitesse du rotor, nécessaires au changement de repère et à la régulation, peuvent être déterminées par l'ajout d'un codeur mais les enjeux actuels sont, du point de vue du coût et de la fiabilité, de réaliser une machine sans capteur mécanique. Une estimation robuste de ces grandeurs est alors requise pour garantir un contrôle du couple notamment aux basses vitesses.

Le filtre de Kalman, optimal pour les systèmes linéaires, peut être étendu aux systèmes non linéaires pour l'estimation de la vitesse. Il s'implémente en pratique sous la forme d'un algorithme récursif à temps discret. La période d'échantillonnage T_s est supposée suffisamment courte devant la dynamique du moteur pour que les variables d'état restent constantes pendant la durée T_s . Dans ces conditions, le modèle d'état discrétisé du moteur peut s'écrire :

$$\begin{cases} x_{k+1} = \mathbf{A}_k \cdot x_k + \mathbf{B}_k \cdot u_k \\ y_k = \mathbf{C}_k \cdot x_k \end{cases}$$

On montre que les matrices \mathbf{A}_k , \mathbf{B}_k et \mathbf{C}_k sont telles que :

$$\mathbf{A}_k = \mathbf{I} + \mathbf{A} \cdot T_s$$

$$\mathbf{B}_k = \mathbf{B} \cdot T_s$$

$$\mathbf{C}_k = \mathbf{C}$$

où \mathbf{I} est la matrice identité et \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} les matrices correspondantes du modèle à temps continu.

Le filtre de Kalman sera mis en œuvre dans le repère dq du moteur : le modèle d'état servant de support au codage de son algorithme est identique à celui établi dans la partie D.2 précédente (question D.2.1). Pour simplifier la représentation matricielle, la position du rotor nécessaire au changement repère n'est pas ajoutée en tant que variable d'état, seule la vitesse sera estimée. L'estimation de la position initiale du rotor constitue toutefois un problème à part entière non abordé dans cette partie.

D.3.1. Déterminer les nouvelles expressions des coefficients des matrices \mathbf{A}_k et \mathbf{B}_k .

Le principe du filtre de Kalman est de prédire l'état d'un système en minimisant l'écart entre les valeurs des sorties mesurées et celles déduites du modèle. Concrètement, l'algorithme se décompose en deux étapes :

- une étape de prédiction à partir du modèle ;
- une étape de mise à jour ou de correction à partir des mesures qui permet d'obtenir l'état estimé.

Les notations suivantes seront adoptées :

- vecteur d'état estimé précédent : \hat{x}_k
- vecteur d'état prédit : $\hat{x}_{k+1/k}$
- vecteur d'état mis à jour ou estimé : $\hat{x}_{k+1/k+1}$

D.3.2. Identifier dans le code suivant (figure D6) les étapes de prédiction et de mise à jour du vecteur d'état. Réécrire les deux équations correspondantes avec les notations définies ci-dessus.

```

Editor - Block: Kalman/MATLAB Function
MATLAB Function
1 function x = fcn(id,iq,vd,vq,Ts)
2 %#codegen
3 persistent x_hat P Q R K
4 if isempty(P)
5     P = zeros(3,3);
6     Q = [1e-3 0 0 ; 0 1e-3 0; 0 0 10];
7     R = [1e-3 0; 0 1e-3];
8     x_hat = [id;iq;0];
9 end
10 r = 4;
11 Id = 0.23602;
12 Lq = 0.06573;
13 p = 2;
14 J = 0.00276;
15 Ck = [1 0 0 ; 0 1 0 ];
16 yk = [id;iq];
17 uk = [vd;vq];
18
19 Ak = [1-r*Ts/Ld Lq*p*x_hat(3)*Ts/Ld 0; Ld*p*x_hat(3)*Ts/Ld 1-r*Ts/Ld 0; 0 0 1];
20 Bk = [Ts/Ld 0; 0 Ts/Lq 0];
21
22 F = [1-r*Ts/Ld Lq*p*x_hat(3)*Ts/Ld Lq*p*Ts/Ld*x_hat(2); -Ld*p*x_hat(3)*Ts/Ld 1-r*Ts/Ld 0; 0 0 1];
23 P = F*P*F' + Q;
24 x_hat = Ak*x_hat + Bk*uk;
25
26 yerr = yk - Ck*x_hat;
27 Sk = Ck*P*Ck' + R;
28 K = P*Ck'/Sk;
29 x_hat = x_hat + K*yerr;
30 P = P - K*Ck*P;
31
32 x = x_hat;

```

Figure D6 – Filtre de Kalman

D.3.3. Quelles seraient globalement les modifications à apporter pour estimer non seulement la vitesse mais aussi la position et le couple résistant supposé constant ou lentement variable ?

DOSSIER RESSOURCES

STATION DE POMPAGE :

Figure 1 – Diagramme de Moody (manuel Grundfos) :

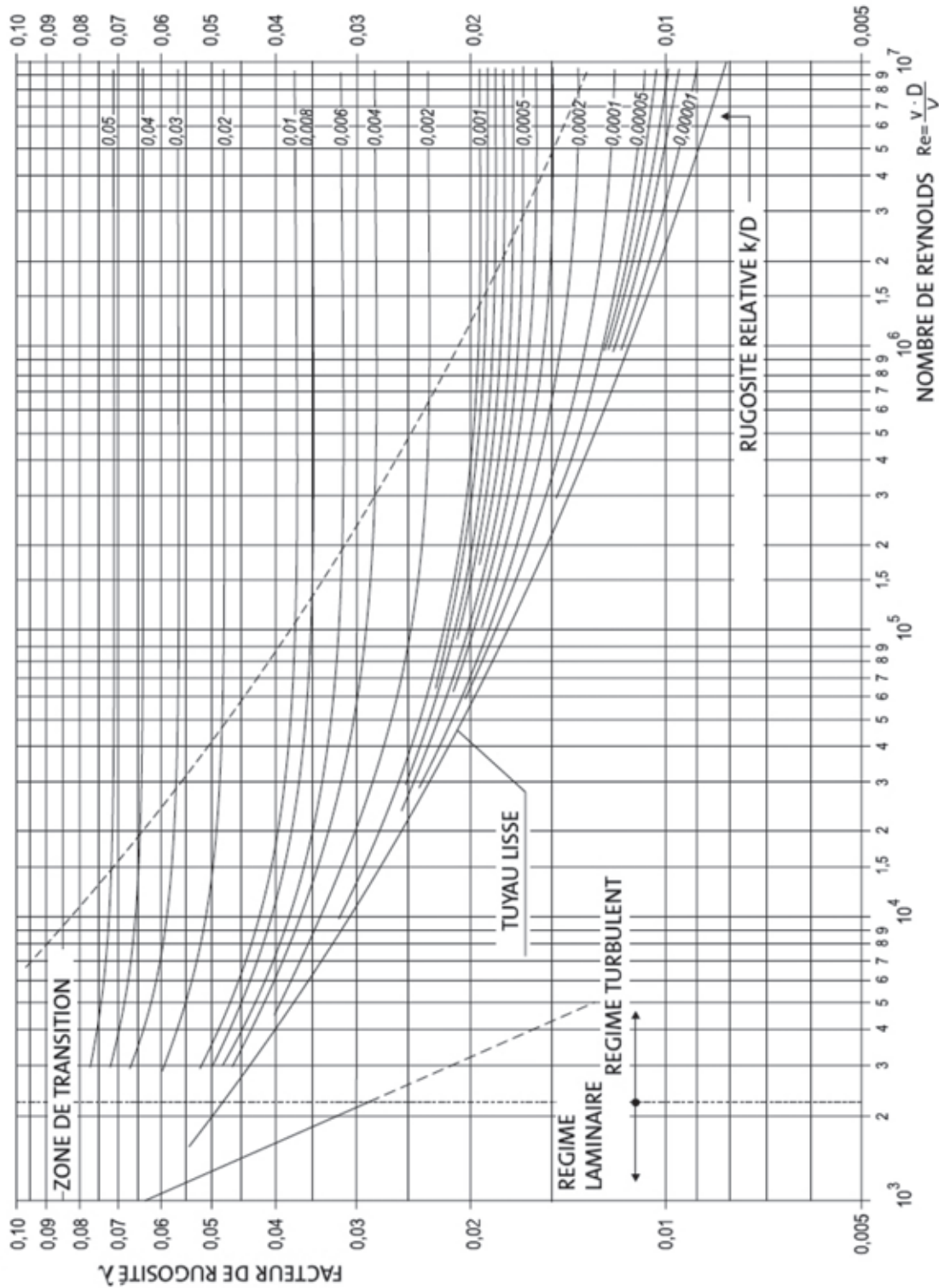


Diagramme permettant d'établir la valeur du facteur de rugosité λ . La valeur de λ est obtenue à l'aide du nombre de Reynolds et de la rugosité relative k/D , où D est le diamètre interne de la tuyauterie en mm et k la rugosité équivalente en mm. L'écoulement turbulent dans les applications eaux usées est une certitude.

Figure 2 – Schéma électrique du départ « château d'eau » :

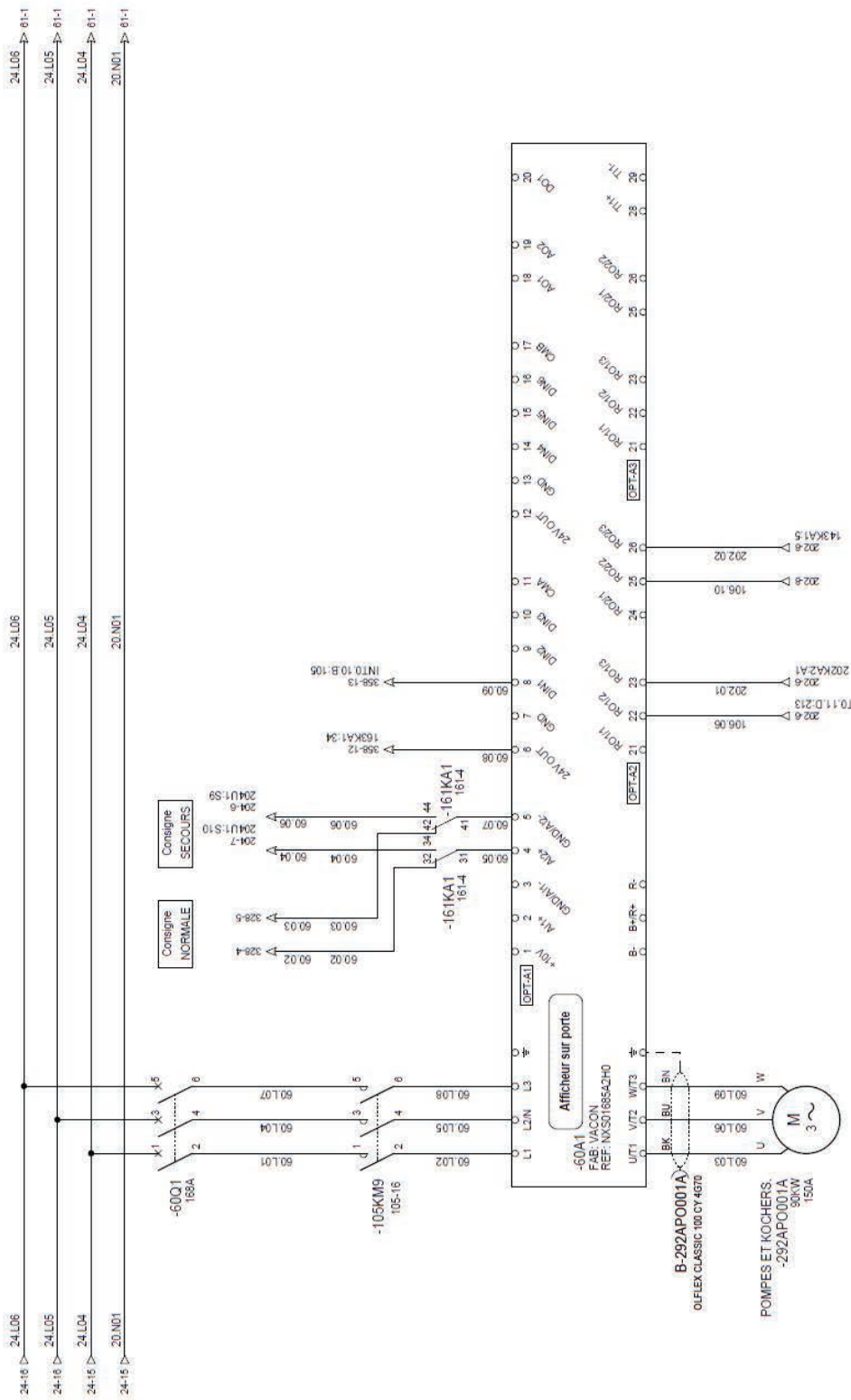


Figure 3 – Caractéristiques techniques nominales de la pompe et de son moteur d'entraînement (documentation Grundfos) :



NK 80-250/270 50 Hz

Plage température liquide:	0 .. 120 °C
Température liquide:	20 °C
Masse volumique:	998.2 kg/m ³
Viscosité cinématique:	1 mm ² /s

Technique:

Vitesse pour donnée pompe:	2980 mn-1
Débit calculé réel:	250 m ³ /h
Point de fonctionnement réel de la pompe:	93.6 m
Diamètre réelle de la roue mobile:	270 mm
Roue mobile nom.:	250 mm
Garniture mécanique:	BAQE
Garniture secondaire:	NONE
Tolérance de courbe:	ISO9906:2012 3B

Donnée électrique:

Type moteur:	MMG280MA
Classe de rendement IE:	IE2
Nombre de pôles:	2
Puissance nominale - P2:	90 kW
Fréquence d'alimentation:	50 Hz
Tension nominale:	3 x 380-420D/660-725Y V
Courant nominal:	160-144/91,5-83,5 A
Intensité démarrage:	750-750 %
Cos phi - facteur de puissance:	0,9
Vitesse nominale:	2980 mn-1
Rendement IE:	IE2 94,5%
Rendement moteur à pleine charge:	94,5-94,5 %
Rendement moteur à 3/4 charge:	94,1-94,1 %
Rendement moteur à 1/2 charge:	92,7-92,7 %
Indice de protection (IEC 34-5):	55 (Protect. water jets/dust)
Classe d'isolement (IEC 85):	F
Type de lubrifiant:	Grease

DONNÉES TECHNIQUES DES MOTEURS ABB :

Figure 4 – Extraits de différents documents issus des catalogues ABB :

Catalogue « Synchronous reluctance motor-drive package for machine builders » :

IE4 SynRM motor-drive package

This package is focused on efficiency and meets the IE4 super premium efficiency grading as well as increase machine reliability.

Package highlights	
Super efficiency	Meets the IE4 super premium efficiency and offers excellent partial load efficiency performance
Reliability	IE4 SynRM motors run uniquely cool keeping the motor bearing temperature very low which increases bearing system reliability
Easy retrofit	Can replace standard induction motors – same power and size combinations

High output motor-drive package

This package will reduce your machine weights and motor size, or optionally, you can increase the power 20 to ~100 percent using the same motor frame size.

Package highlights	
Small size	Same output with a motor that's up to two frame sizes smaller – enables smaller, lighter and more cost-efficient machine designs.
High output	Up to double output power at higher speed without increasing motor size
Good efficiency	Good efficiency from IE2 to IE3



Traditional IE2 induction motor

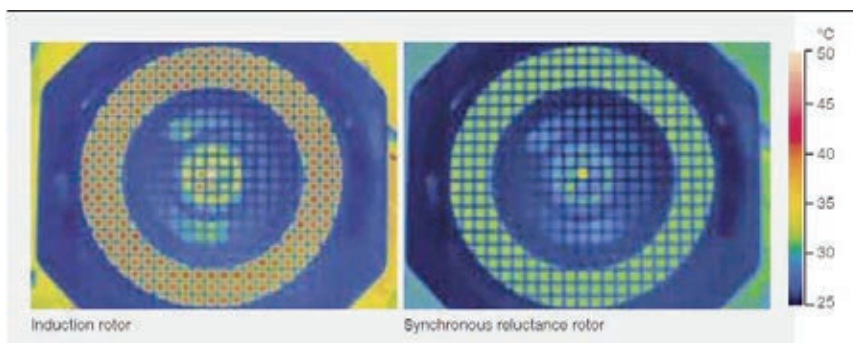
IE4 SynRM motor

Super premium efficiency from same frame size



Same power from smaller size

Mesure des températures par imagerie thermique :



Induction rotor

Synchronous reluctance rotor

High output SynRM motor-drive package

Technical data

Mechanical construction details and variant codes of M3AL range are based on M3AA motors and details of M3BL range are based on M3BP motors. **Protection class IP55, cooling IC411, insulation class F, temperature rise class F.** The motor values given with ACS850 VSD supply.

Output kW	Motor type	Product code	Performance at nominal speed						Performance at maximum speed						
			Speed	Frequency	Motor efficiency	Current 370 V	Torque	Torque	Output	Speed	Torque	Torque	Inertia	Weight	Suggested frequency converter type for no overload pump and fan use*
			n_n r/min	f_n Hz	η	I_n A	T_n Nm	T_{c1}/T_n	P kW	n_{max} r/min	T_2 Nm	T_{c2}/T_2	J kgm ²	m kg	
3000 r/min			400 V network												
1.5	M3AL 90 L 4	3GAL 092 001-_SB	3000	100	84.2	3.9	4.8	1.5	1.5	3600	4.0	1.2	0.00202	13	ACS850-04-04A8-5
2.2	M3AL 90 LA 4	3GAL 092 002-_SB	3000	100	85.9	5.6	7.0	1.5	2.2	3600	5.8	1.2	0.00202	13	ACS850-04-06A0-5
3	M3AL 90 LB 4	3GAL 092 003-_SB	3000	100	87.1	7.5	9.6	1.5	3	3600	8.0	1.2	0.00276	16	ACS850-04-08A0-5
4	M3AL 90 LC 4	3GAL 092 004-_SB	3000	100	88.1	9.8	12.7	1.5	4	3600	10.6	1.2	0.00276	16	ACS850-04-010A-5
5.5	M3AL 90 LDA 4	3GAL 092 005-_SB	3000	100	89.2	13.4	17.5	1.5	5.5	3600	14.6	1.2	0.00351	17	ACS850-04-014A-5
7.5	M3AL 100 LB 4	3GAL 102 001-_SB	3000	100	90.1	18.0	23.9	1.5	7.5	3600	19.9	1.2	0.00565	23	ACS850-04-018A-5
11	M3AL 112 MB 4	3GAL 112 001-_SB	3000	100	91.2	26.1	35.0	1.5	11	3600	29.2	1.2	0.00813	33	ACS850-04-030A-5
15	M3AL 132 SMB 4	3GAL 132 001-_SB	3000	100	91.9	35.4	47.8	1.5	15	3600	39.8	1.2	0.0184	47	ACS850-04-044A-5
18.5	M3AL 132 SMC 4	3GAL 132 002-_SB	3000	100	92.4	43.4	58.9	1.5	18.5	3600	49.1	1.2	0.0226	57	ACS850-04-044A-5
22	M3AL 132 SMD 4	3GAL 132 003-_SB	3000	100	92.7	51.4	70.0	1.5	22	3600	58.4	1.2	0.0226	57	ACS850-04-061A-5
30	M3AL 132 SME 4	3GAL 132 004-_SB	3000	100	93.3	69.7	95.5	1.5	30	3600	79.6	1.2	0.0277	80	ACS850-04-078A-5
37	M3AL 132 SMF 4	3GAL 132 005-_SB	3000	100	93.7	85.6	118	1.5	37	3600	96.1	1.2	0.0332	89	ACS850-04-094A-5
33	M3BL 160 MLB 4	3GBL 162 001-_SB	3000	100	93.5	76.7	105	1.5	33	3600	87.5	1.2	0.0579	130	ACS850-04-078A-5
40	M3BL 160 MLC 4	3GBL 162 002-_SB	3000	100	93.9	92.5	127	1.5	40	3600	106	1.2	0.0702	157	ACS850-04-094A-5
45	M3BL 160 MLE 4	3GBL 162 003-_SB	3000	100	94.6	103	143	1.5	45	3600	119	1.2	0.0864	174	ACS850-04-103A-5
62	M3BL 200 MLA 4	3GBL 202 001-_SB	3000	100	95.1	144	197	1.5	62	3600	164	1.2	0.242	279	ACS850-04-144A-5
72	M3BL 200 MLC 4	3GBL 202 002-_SB	3000	100	95.4	166	229	1.5	72	3600	191	1.2	0.287	304	ACS850-04-166A-5
97	M3BL 250 SMA 4	3GBL 252 001-_SB	3000	100	95.2	224	309	1.5	97	3000	309	1.2	0.499	396	ACS850-04-225A-5
112	M3BL 250 SMB 4	3GBL 252 007-_SB	3000	100	95.3	259	357	1.5	112	3000	357	1.2	0.575	428	ACS850-04-260A-5
125	M3BL 250 SMC 4	3GBL 252 002-_SB	3000	100	95.5	288	398	1.5	125	3000	398	1.2	0.633	454	ACS850-04-290A-5
1500 r/min			400 V network												
1.1	M3AL 90 LA 4	3GAL 092 006-_SB	1500	50	81.4	2.9	7.0	1.5	1.1	1800	5.8	1.2	0.00202	13	ACS850-04-03A0-5
1.5	M3AL 90 LB 4	3GAL 092 007-_SB	1500	50	82.8	3.9	9.6	1.5	1.5	1800	8.0	1.2	0.00276	16	ACS850-04-04A8-5
2.2	M3AL 90 LDA 4	3GAL 092 008-_SB	1500	50	84.3	5.7	14.0	1.5	2.2	1800	11.7	1.2	0.00351	17	ACS850-04-06A0-5
3	M3AL 100 LB 4	3GAL 102 002-_SB	1500	50	85.5	7.6	19.1	1.5	3	1800	15.9	1.2	0.00585	23	ACS850-04-08A0-5
4	M3AL 100 LDA 4	3GAL 102 003-_SB	1500	50	86.6	10.0	25.5	1.5	4	1800	21.2	1.2	0.00690	27	ACS850-04-010A-5
5.5	M3AL 112 MB 4	3GAL 112 002-_SB	1500	50	87.7	13.6	35.0	1.5	5.5	1800	29.2	1.2	0.00813	33	ACS850-04-014A-5
7.5	M3AL 132 SMB 4	3GAL 132 006-_SB	1500	50	88.7	18.3	47.7	1.5	7.5	1800	39.8	1.2	0.0184	47	ACS850-04-025A-5
11	M3AL 132 SMC 4	3GAL 132 007-_SB	1500	50	89.8	26.5	70.0	1.5	11	1800	58.4	1.2	0.0226	57	ACS850-04-030A-5
15	M3AL 132 SME 4	3GAL 132 008-_SB	1500	50	90.8	35.9	95.5	1.5	15	1800	79.6	1.2	0.0277	80	ACS850-04-044A-5
18.5	M3AL 132 SMF 4	3GAL 132 009-_SB	1500	50	91.2	44.0	118	1.5	18.5	1800	98.1	1.2	0.0332	89	ACS850-04-044A-5
17	M3BL 160 MLB 4	3GBL 162 004-_SB	1500	50	91.2	42.6	108	1.5	17	1800	90.2	1.2	0.0579	130	ACS850-04-044A-5
20	M3BL 160 MLC 4	3GBL 162 005-_SB	1500	50	92.0	49.2	127	1.5	20	1800	106	1.2	0.0702	157	ACS850-04-050A-5
25	M3BL 160 MLE 4	3GBL 162 006-_SB	1500	50	92.8	58.5	159	1.5	25	1800	133	1.2	0.0864	174	ACS850-04-061A-5
33	M3BL 200 MLA 4	3GBL 202 003-_SB	1500	50	93.2	78.9	210	1.5	33	1800	175	1.2	0.242	279	ACS850-04-078A-5
40	M3BL 200 MLC 4	3GBL 202 004-_SB	1500	50	93.5	92.9	255	1.5	40	1800	212	1.2	0.287	304	ACS850-04-094A-5
71	M3BL 250 SMA 4	3GBL 252 003-_SB	1500	50	94.3	166	452	1.5	71	1800	377	1.2	0.499	396	ACS850-04-166A-5
86	M3BL 250 SMB 4	3GBL 252 009-_SB	1500	50	94.6	200	547	1.5	86	1800	458	1.2	0.575	428	ACS850-04-202A-5
97	M3BL 250 SMC 4	3GBL 252 004-_SB	1500	50	95.0	225	618	1.5	97	1800	515	1.2	0.633	454	ACS850-04-225A-5
103	M3BL 280 SMA 4	3GBL 282 213-_DB	1500	50	94.8	221	656	1.4	103	1800	548	1.1	0.857	604	ACS850-04-225A-5
118	M3BL 280 SMB 4	3GBL 282 223-_DB	1500	50	95.3	246	758	1.3	118	1800	626	1.1	1.00	639	ACS850-04-260A-5
134	M3BL 280 SMC 4	3GBL 282 233-_DB	1500	50	95.6	279	853	1.5	134	1800	711	1.2	1.21	697	ACS850-04-290A-5
155	M3BL 315 SMA 4	3GBL 312 213-_DB	1500	50	95.7	321	987	1.3	155	1800	822	1.1	1.64	873	ACS850-04-387A-5
180	M3BL 315 SMB 4	3GBL 312 223-_DB	1500	50	96.0	374	1148	1.4	180	1800	955	1.1	1.87	925	ACS850-04-387A-5
205	M3BL 315 SMC 4	3GBL 312 233-_DB	1500	50	96.1	423	1305	1.3	205	1800	1088	1.1	2.04	965	ACS850-04-500A-5
250	M3BL 315 MLA 4	3GBL 312 413-_DB	1500	50	96.4	516	1592	1.4	250	1800	1326	1.1	2.45	1118	ACS850-04-580A-5
275	M3BL 315 MLB 4	3GBL 312 423-_DB	1500	50	96.5	573	1751	1.5	275	1800	1459	1.2	2.68	1169	ACS850-04-580A-5
315	M3BL 315 LKA 4	3GBL 312 813-_DB	1500	50	96.4	659	2005	1.5	315	1800	1671	1.2	3.04	1357	ACS850-04-710A-5
350	M3BL 315 LKC 4	3GBL 312 833-_DB	1500	50	96.5	712	2228	1.5	350	1800	1857	1.2	3.77	1533	ACS850-04-710A-5

M3AL : carter en aluminium

M3BL : carter en fonte

Product code : _ = A (Foot-mounted motor) or B (Flange-mounted motor)

IE4 SynRM motor-drive package

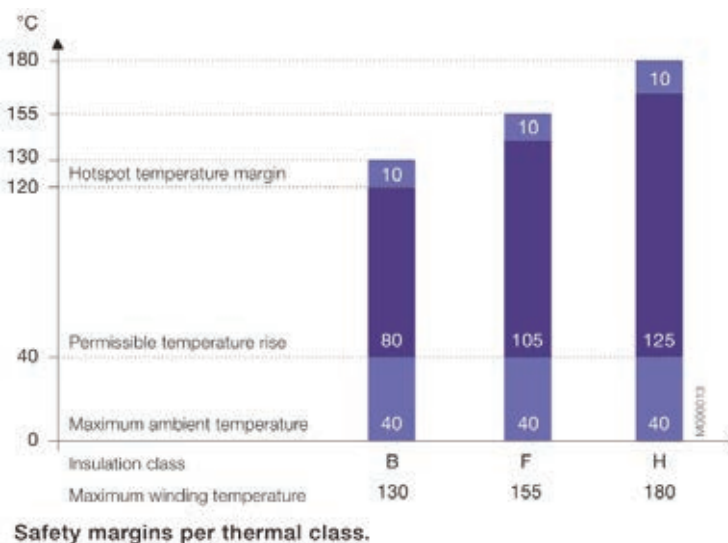
Technical data

Mechanical construction details and variant codes of M3BL range are based on M3BP motors. **Protection class IP55, cooling IC411, insulation class F, temperature rise class B.** The motor values given with ACS850 VSD supply.

Output kW	Motor type	Product code	Performance at nominal speed								Suggested frequency converter type for no overload pump and fan use*
			Speed	Frequency	Motor Efficiency	Current	Torque	Torque	Inertia	Weight	
			n_n r/min	f_n Hz	with VSD supply	I_n A	T_n Nm	T_{150}/T_n	J kgm ²	m kg	
3000 r/min			400 V network								
11	M3BL 160 MLA 4	3GBL 162 101-SC	3000	100	92.6	25.0	35	1.5	0.0579	133	ACS880-01-025A-3
15	M3BL 160 MLB 4	3GBL 162 102-SC	3000	100	93.3	34.8	48	1.5	0.0579	133	ACS880-01-038A-3
18.5	M3BL 160 MLC 4	3GBL 162 103-SC	3000	100	93.7	42.8	59	1.5	0.0579	133	ACS880-01-045A-3
22	M3BL 180 MLA 4	3GBL 182 101-SC	3000	100	94.0	50.0	70	1.5	0.0702	160	ACS880-01-061A-3
30	M3BL 200 MLA 4	3GBL 202 101-SC	3000	100	94.5	68.8	95	1.5	0.207	259	ACS880-01-072A-3
37	M3BL 200 MLB 4	3GBL 202 102-SC	3000	100	94.8	84.6	118	1.5	0.207	259	ACS880-01-087A-3
45	M3BL 225 SMA 4	3GBL 222 101-SC	3000	100	95.0	103	143	1.5	0.242	282	ACS880-01-105A-3
55	M3BL 225 SMF 4	3GBL 222 102-SC	3000	100	95.3	122	175	1.5	0.242	282	ACS880-01-145A-3
1500 r/min			400 V network								
11	M3BL 160 MLA 4	3GBL 162 104-SC	1500	50	93.3	24.9	70	1.5	0.0702	160	ACS880-01-025A-3
15	M3BL 160 MLB 4	3GBL 162 105-SC	1500	50	93.9	33.7	95	1.5	0.0864	177	ACS880-01-038A-3
18.5	M3BL 180 MLA 4	3GBL 182 102-SC	1500	50	94.2	42.0	118	1.5	0.0864	177	ACS880-01-045A-3
22	M3BL 200 MLF 4	3GBL 202 106-SC	1500	50	94.5	49.1	140	1.5	0.287	304	ACS880-01-061A-3
30	M3BL 200 MLA 4	3GBL 202 103-SC	1500	50	94.9	66.7	191	1.5	0.287	304	ACS880-01-072A-3
37	M3BL 250 SMF 4	3GBL 252 104-SC	1500	50	95.2	82.0	236	1.5	0.575	428	ACS880-01-087A-3
45	M3BL 250 SMG 4	3GBL 252 105-SC	1500	50	95.4	99.5	288	1.5	0.575	428	ACS880-01-105A-3
55	M3BL 250 SMA 4	3GBL 252 102-SC	1500	50	95.7	121	350	1.5	0.633	454	ACS880-01-145A-3
75	M3BL 280 SMA 4	3GBL 282 213-DC	1500	50	96.0	173	478	1.7	1.00	639	ACS880-01-206A-3
90	M3BL 280 SMB 4	3GBL 282 223-DC	1500	50	96.1	202	573	1.7	1.00	639	ACS880-01-206A-3
110	M3BL 280 SMC 4	3GBL 282 233-DC	1500	50	96.3	245	699	1.8	1.21	697	ACS880-01-246A-3
110	M3BL 315 SMA 4	3GBL 312 213-DC	1500	50	96.3	244	702	1.8	1.64	873	ACS880-01-246A-3
132	M3BL 315 SMB 4	3GBL 312 223-DC	1500	50	96.4	290	842	1.9	1.87	925	ACS880-01-293A-3
160	M3BL 315 SMC 4	3GBL 312 233-DC	1500	50	96.6	343	1018	1.7	2.04	965	ACS880-01-363A-3
200	M3BL 315 MLA 4	3GBL 312 413-DC	1500	50	96.7	427	1272	1.7	2.45	1116	ACS880-01-430A-3
250	M3BL 315 LKA 4	3GBL 312 813-DC	1500	50	96.7	542	1591	1.8	3.04	1357	ACS880-04-585A-3**
315	M3BL 315 LKC 4	3GBL 312 833-DC	1500	50	96.7	650	2006	1.6	3.77	1533	ACS880-04-650A-3**

M3BL : carter en fonte

Insulation classes :



Catalogue « Low voltage Process performance motors » :

Squirrel cage induction motors

Technical data

IE2 cast iron motors, 1500 r/min

IP 55 - IC 411 - Insulation class F, temperature rise class B

IE2 efficiency class according to IEC 60034-30; 2008

Output kW	Motor type	Product code	Speed r/min	Efficiency IEC 60034-2-1; 2007			Power factor cos φ	Current		Torque			Moment of inertia J = 1/4 GD² kgm²	Weight kg	Sound pressure level L _{PA} dB
				Full load 100%	3/4 load 75%	1/2 load 50%		I _n A	I _L A	T _n Nm	T _r Nm	T _s Nm			
1500 r/min = 4 poles				400 V 50 Hz				CENELEC-design							
0.25	M3BP 71 MA	3GBP 072 321-***B	1365	68.3	70.8	69.7	0.81	0.65	3.5	1.74	1.90	2.00	0.00074	10	45
0.37	M3BP 71 MB	3GBP 072 322-***B	1380	72.4	74.5	74.6	0.83	0.88	4.0	2.5	1.60	2.10	0.00088	11	45
0.55	M3BP 80 MA	3GBP 082 321-***B	1415	74.5	73.8	70.0	0.73	1.45	5.0	3.7	2.00	2.80	0.00144	15	45
0.75	M3BP 80 MD	3GBP 082 324-***B	1430	81.0	80.7	77.3	0.73	1.83	5.3	5.0	2.70	3.20	0.00205	17	50
1.1	M3BP 90 SLC	3GBP 092 324-***B	1430	83.7	84.0	82.2	0.78	2.4	6.2	7.3	2.70	3.05	0.00491	26	56
1.1	M3BP 90 SLB	3GBP 092 322-***B	1435	83.6	84.5	83.2	0.80	2.3	6.1	7.3	2.70	3.40	0.0044	25	50
1.5	M3BP 90 SLD	3GBP 092 325-***B	1430	84.3	85.6	84.7	0.83	3.0	6.3	10.0	2.70	3.40	0.0053	27	56
2.2	M3BP 100 LC	3GBP 102 323-***B	1450	85.9	85.1	83.4	0.78	4.7	6.4	14.4	2.90	3.60	0.00948	36	56
3	M3BP 100 LD	3GBP 102 324-***B	1450	86.8	87.0	85.4	0.79	6.3	7.7	19.7	2.90	3.40	0.011	38	58
4	M3BP 112 MB	3GBP 112 322-***B	1440	86.8	87.7	87.3	0.81	8.2	7.0	26.5	2.50	2.90	0.0125	44	59
5.5	M3BP 132 SMB	3GBP 132 322-***B	1460	89.0	89.8	88.9	0.80	11.1	5.9	35.9	1.70	2.40	0.03282	70	67
7.5	M3BP 132 SMC	3GBP 132 323-***B	1450	89.3	90.1	90.0	0.81	14.9	5.6	49.3	1.60	2.40	0.03659	73	64
11	M3BP 160 MLA	3GBP 162 031-***G	1466	90.4	91.6	91.3	0.84	20.9	6.8	71.6	2.20	2.80	0.081	135	62
15	M3BP 160 MLB	3GBP 162 032-***G	1470	91.4	92.4	92.2	0.83	28.5	7.1	97.4	2.60	3.00	0.099	165	62
18.5	M3BP 180 MLA	3GBP 182 031-***G	1477	91.9	92.9	92.7	0.84	34.5	7.2	119	2.60	2.90	0.166	205	62
22	M3BP 180 MLB	3GBP 182 032-***G	1475	92.4	93.3	93.2	0.84	40.9	7.3	142	2.60	3.00	0.195	222	62
30	M3BP 200 MLA	3GBP 202 031-***G	1480	93.2	94.0	93.7	0.84	55.3	7.4	193	2.80	3.00	0.309	291	63
37	M3BP 225 SMA	3GBP 222 031-***G	1479	93.4	93.9	93.4	0.84	68.0	7.1	238	2.60	2.90	0.356	324	66
45	M3BP 225 SMB	3GBP 222 032-***G	1480	93.9	94.3	93.9	0.85	81.3	7.5	290	2.80	3.20	0.440	356	66
55	M3BP 250 SMA	3GBP 252 031-***G	1480	94.4	95.0	94.7	0.85	98.9	7.0	354	2.60	2.90	0.765	414	67
75	M3BP 280 SMA	3GBP 282 210-***G	1484	94.5	94.5	93.9	0.85	134	6.9	482	2.50	2.80	1.250	625	68
90	M3BP 280 SMB	3GBP 282 220-***G	1483	94.7	94.8	94.4	0.86	159	7.2	579	2.50	2.70	1.500	665	68
110	M3BP 315 SMA	3GBP 312 210-***G	1487	95.1	95.1	94.3	0.86	194	7.2	706	2.00	2.50	2.300	900	70
132	M3BP 315 SMB	3GBP 312 220-***G	1487	95.4	95.4	94.7	0.86	232	7.1	847	2.30	2.70	2.600	960	70
160	M3BP 315 SMC	3GBP 312 230-***G	1487	95.6	95.6	95.1	0.85	284	7.2	1027	2.40	2.90	2.900	1000	70
200	M3BP 315 MLA	3GBP 312 410-***G	1486	95.6	95.6	95.3	0.86	351	7.2	1285	2.50	2.90	3.500	1160	70
250	M3BP 355 SMA	3GBP 352 210-***G	1488	95.9	95.9	95.5	0.86	437	7.1	1604	2.30	2.70	5.900	1610	74
315	M3BP 355 SMB	3GBP 352 220-***G	1488	95.9	95.9	95.6	0.86	551	7.3	2021	2.30	2.80	6.900	1780	74

M3BP : carter en fonte

Explanation of the product code

Motor type	Motor size	Product code	Mounting arrangement code, Voltage and frequency code, Generation code	Variant codes
M3BP	160MLC	3GBP 161 033 - ADG		003, etc.
		1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14		

CONSTITUTION :

Figure 5 – Photographie du stator à 36 encoches et modèle géométrique simplifié du moteur 3GAL092007-ASB :



Figure 6 – Rotors récents de machines synchrones à réluctance :



Rotor classique à « air » (photo KSB)

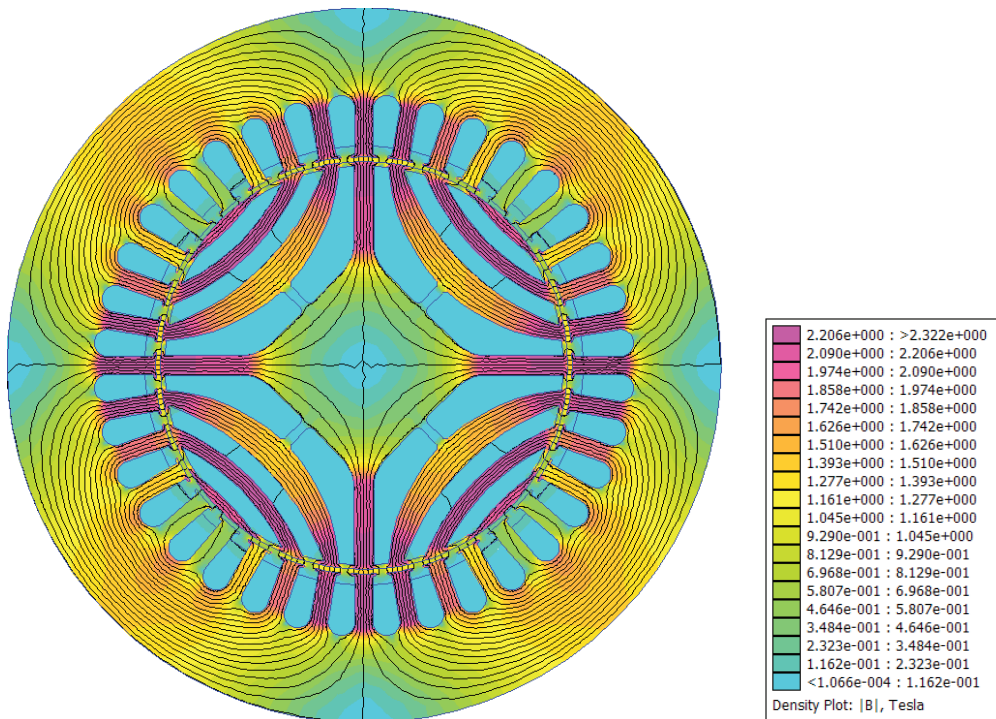


L'air peut être remplacé par un matériau amagnétique pour une meilleure tenue mécanique (photo ABB)

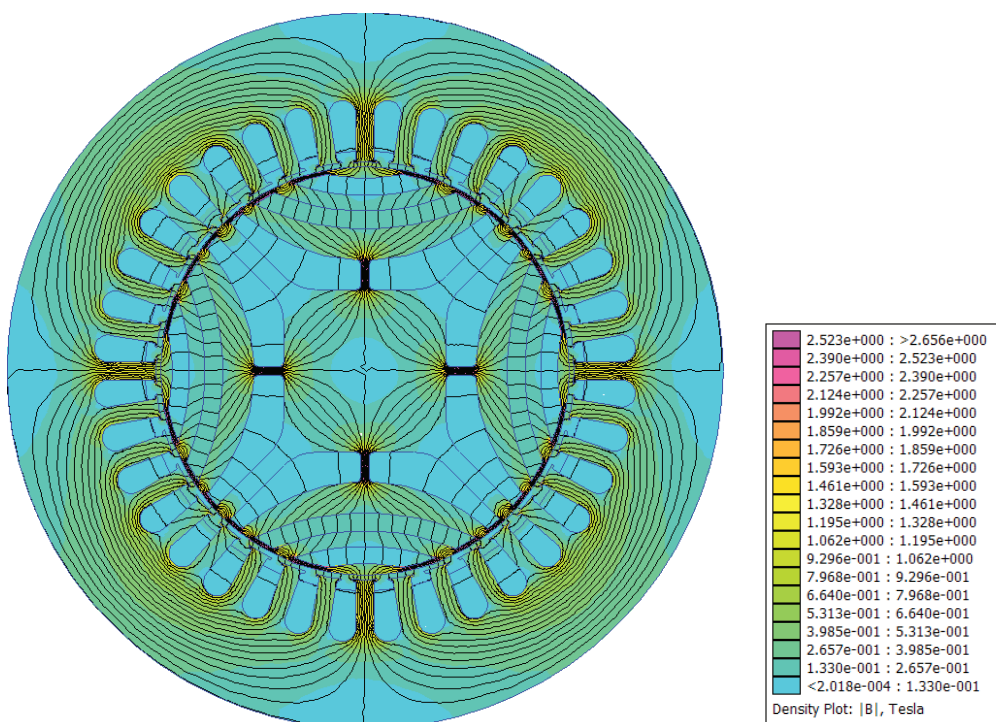
RÉSULTATS DE SIMULATIONS :

Figure 7 – Intensité du champ magnétique pour différentes positions du rotor :

- Axes d du rotor alignés avec les directions où la force magnétomotrice est maximale :



- Axes q du rotor alignés avec les directions où la force magnétomotrice est maximale :



- Position intermédiaire :

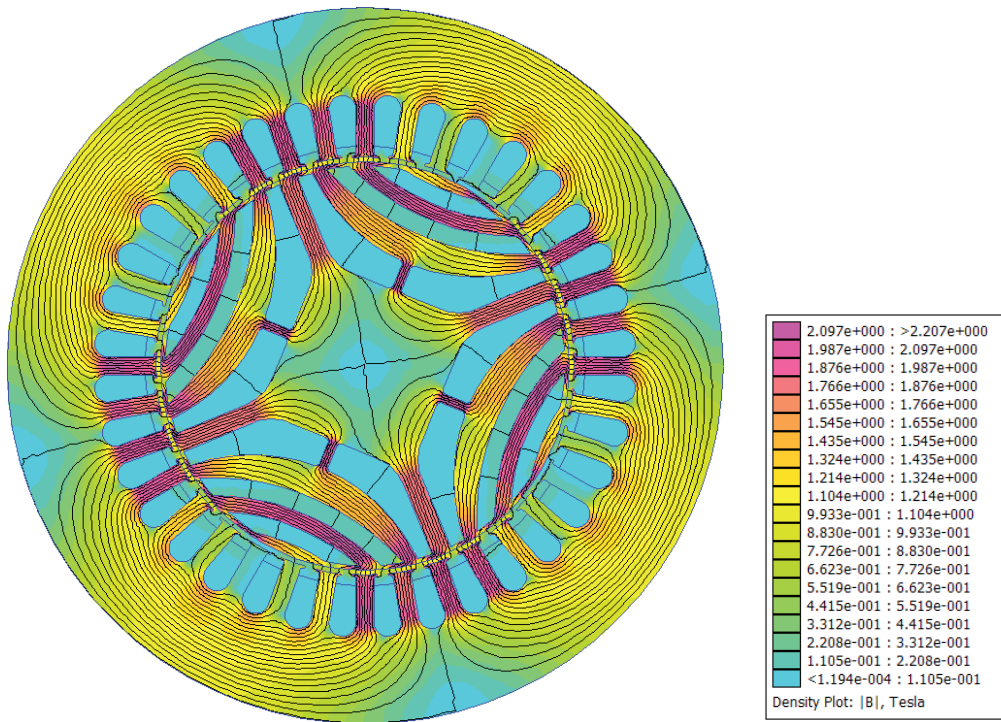


Figure 8 – Courbe d'aimantation de l'acier des tôles du rotor et du stator :

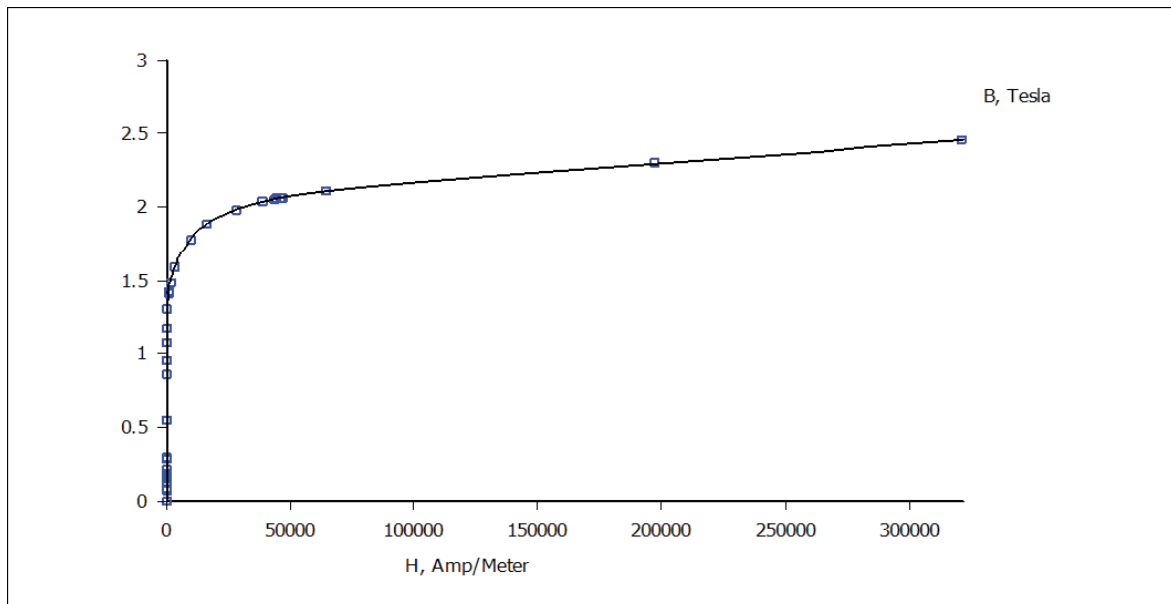


Tableau 1 – Extraits de résultats issus des simulations réalisées à courant nominal et angle de courant variable :

Entrées				Résultats					Post calculs			
i_A (A)	i_B (A)	i_C (A)	θ_e (°)	δ (°)	φ_A (Wb)	φ_B (Wb)	φ_C (Wb)	Couple (N·m)	i_d (A)	i_q (A)	L_d (mH)	L_q (mH)
5,50	-2,75	-2,75	-0	0	1,521	-0,739	-0,737	0	6,73	0	274	
5,50	-2,75	-2,75	-20	20	1,444	-0,999	-0,413	6,03	6,33	2,30	283	92
5,50	-2,75	-2,75	-45	45	1,094	-1,092	0,006	11,48	4,76	4,76	314	83

Figure 9 – Variation du couple moyen en fonction de l'angle δ à courant nominal :

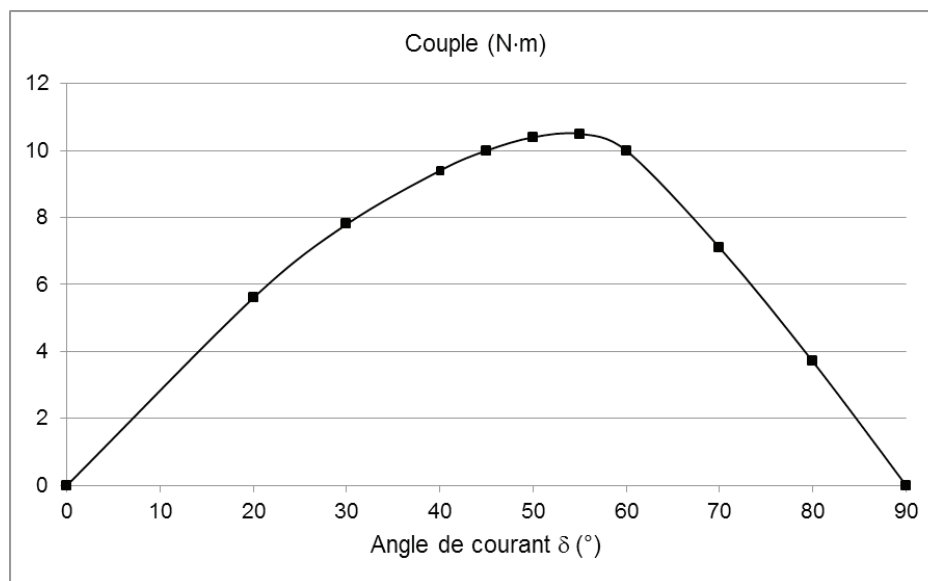
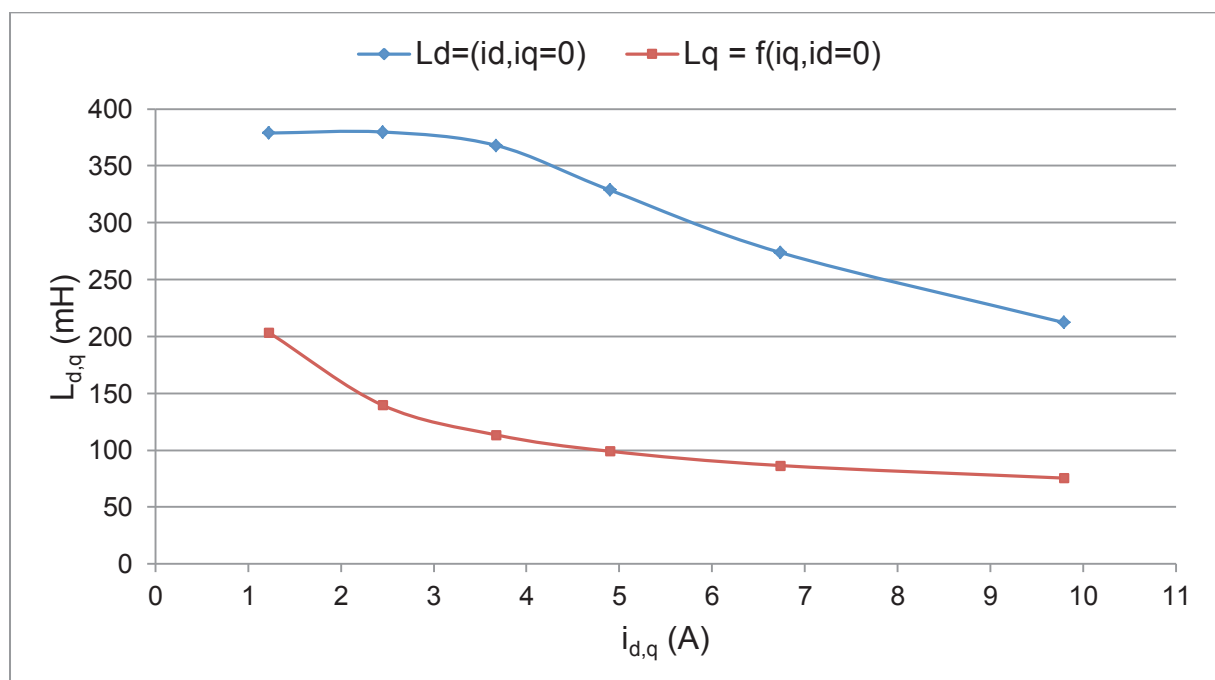
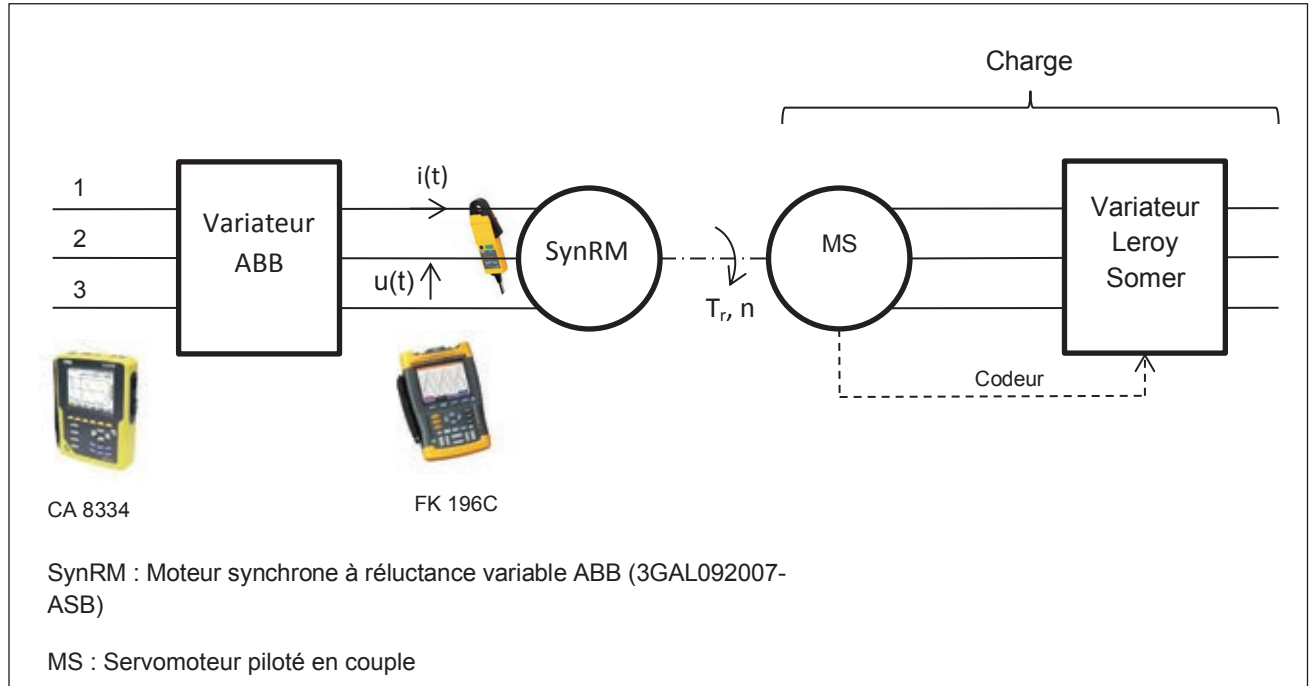


Figure 10 – Variation des inductances en fonction du courant :



ESSAIS ET MESURES :

Montage d'étude



Symbole	Grandeur	Appareil de mesure
P_a	Puissance active en amont du variateur ABB	Chauvin Arnoux 8334
Q_a	Puissance réactive en amont du variateur ABB avec harmoniques	Chauvin Arnoux 8334
S_a	Puissance apparente en amont du variateur ABB	Chauvin Arnoux 8334
PF	Facteur de puissance en amont du variateur ABB	Chauvin Arnoux 8334
DPF	Facteur de déplacement en amont du variateur ABB	Chauvin Arnoux 8334
$i(t)$	Courant de phase du moteur ABB	Fluke 196C avec Sonde de courant i30S de sensibilité $100 \text{ mV}\cdot\text{A}^{-1}$
$u(t)$	Tension composée aux bornes du moteur ABB	Fluke 196C avec sonde différentielle atténuatrice 1/200
θ	Température d'un enroulement du moteur ABB	Estimation du variateur ABB
V_{DC}	Tension du bus continu du variateur ABB	Mesure du variateur ABB
T_r	Couple résistant	Variateur Leroy Somer
n	Vitesse mécanique	Retour codeur du servomoteur

Le point de fonctionnement nominal est défini en régime permanent pour une vitesse n de $1500 \text{ tr}\cdot\text{min}^{-1}$ et un couple utile T_u de $9,5 \text{ N}\cdot\text{m}$

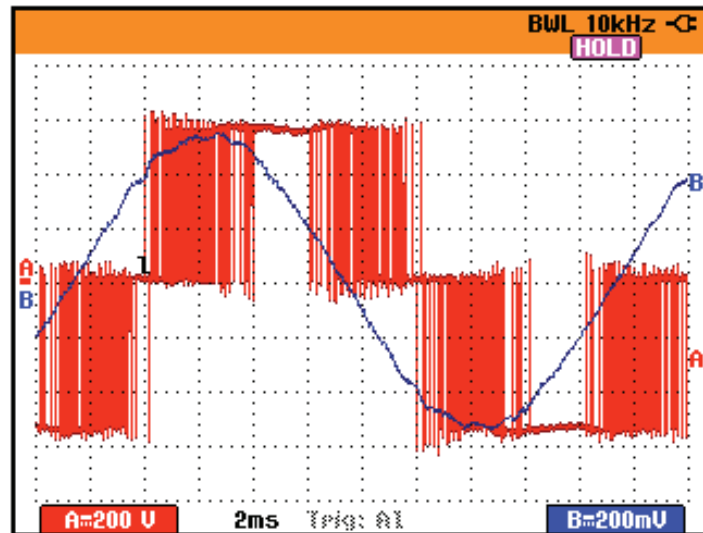
Relevés et mesures réalisés au point de fonctionnement nominal :

Température ambiante : 20°C

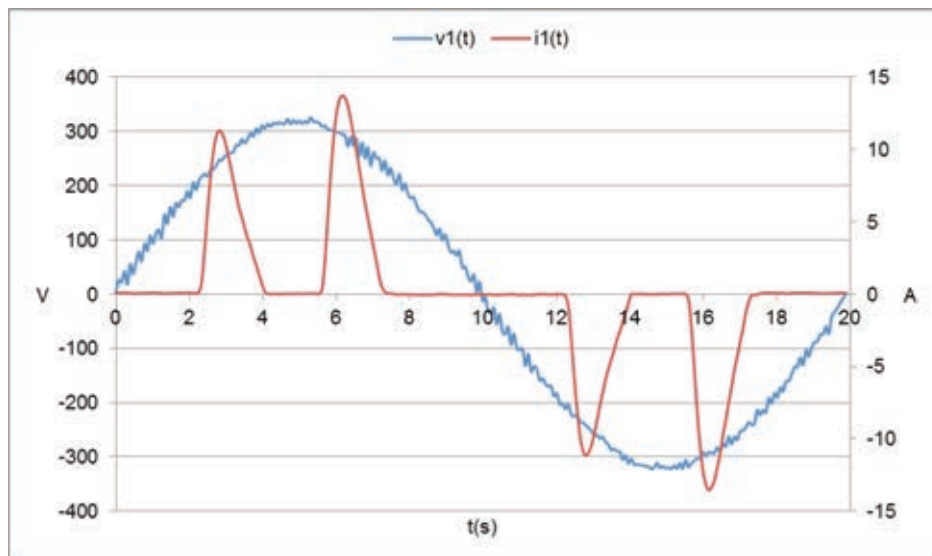
Figure 11 :

(a) Oscillogrammes de la tension et du courant moteur :

- voie A : $u(t)$
- voie B : image de $i(t)$ relevé avec une sonde de courant 100 mV·A⁻¹



(b) Tension simple et courant sur la phase 1 en amont du variateur :

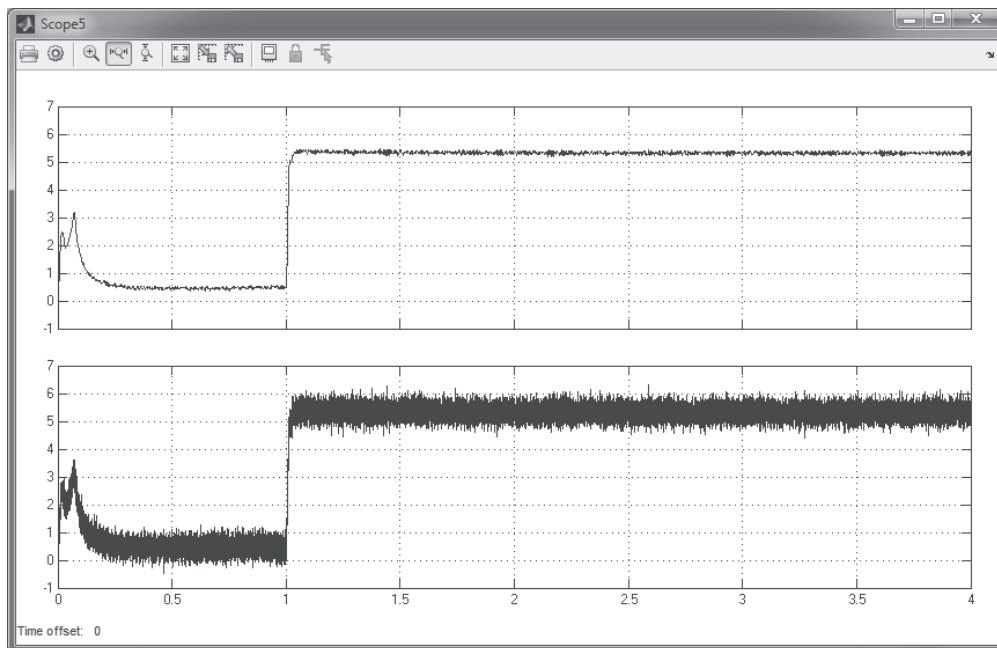


(c) Mesures :

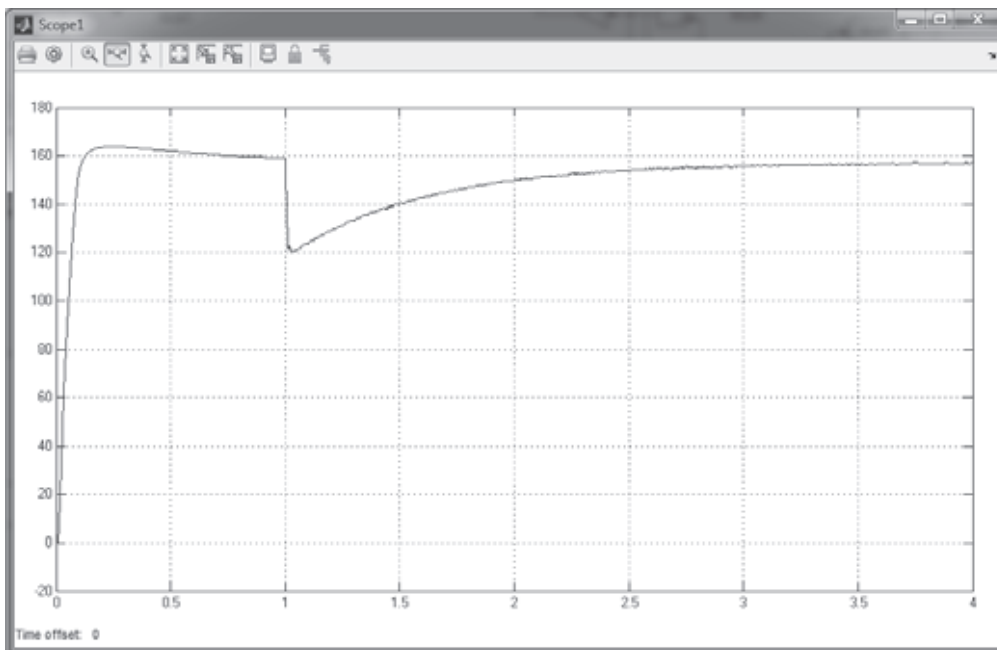
P_a	Q_a	S_a	DPF	T_r	n	θ
W	VAR	VA		N·m	tr·min ⁻¹	°C
1831	-2642	3211	0,998	9,53	1500	84,9

CONTRÔLE EN RÉGIME GLISSANT :

Figure 12 – Démarrage à vide à $t = 0$ s et réponse à un échelon de couple nominal à $t = 1$ s pour une consigne de vitesse constante de $1500 \text{ tr}\cdot\text{min}^{-1}$



(a)



(b)

(a) $i_d [A] = f(t[s])$:

- fenêtre supérieure : sortie modèle
- fenêtre inférieure : sortie mesure

(b) $\Omega [\text{rad/s}] = f(t[s])$

ANNEXE :

Transformée de Park

La transformée de Park peut être vue comme la succession d'une transformée de Clarke ou de Concordia suivie d'une rotation. L'intérêt de la transformée de Clarke ou de Concordia est de réduire un système triphasé équilibré de trois à deux composantes alors que la rotation sert généralement à rendre constants les coefficients des matrices d'inductances d'un moteur en rendant le repère de Clarke ou de Concordia synchrone du rotor ou du champ tournant.

Les transformées de Clarke et de Concordia sont orthogonales mais seule la transformée de Concordia est normée :

- la transformée de Clarke conserve les amplitudes
- la transformée de Concordia conserve la puissance instantanée

Les composantes de Clarke ou de Concordia sont appelées composantes « α, β ». Les composantes de Park sont appelées composantes « $d, q, 0$ ».

Les matrices de passage suivantes permettent de réaliser les différentes transformations :

Concordia :

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

$$x_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

Park (issue de Concordia donc orthonormée) d'angle θ :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$$x_{dq0} = \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = P(\theta)^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix}$$

$$P(\theta)^{-1} = P(\theta)^T \quad T = \textit{transposée}$$

DOCUMENT RÉPONSE A

Question A.1.3.

NK 80-250/270 50 Hz

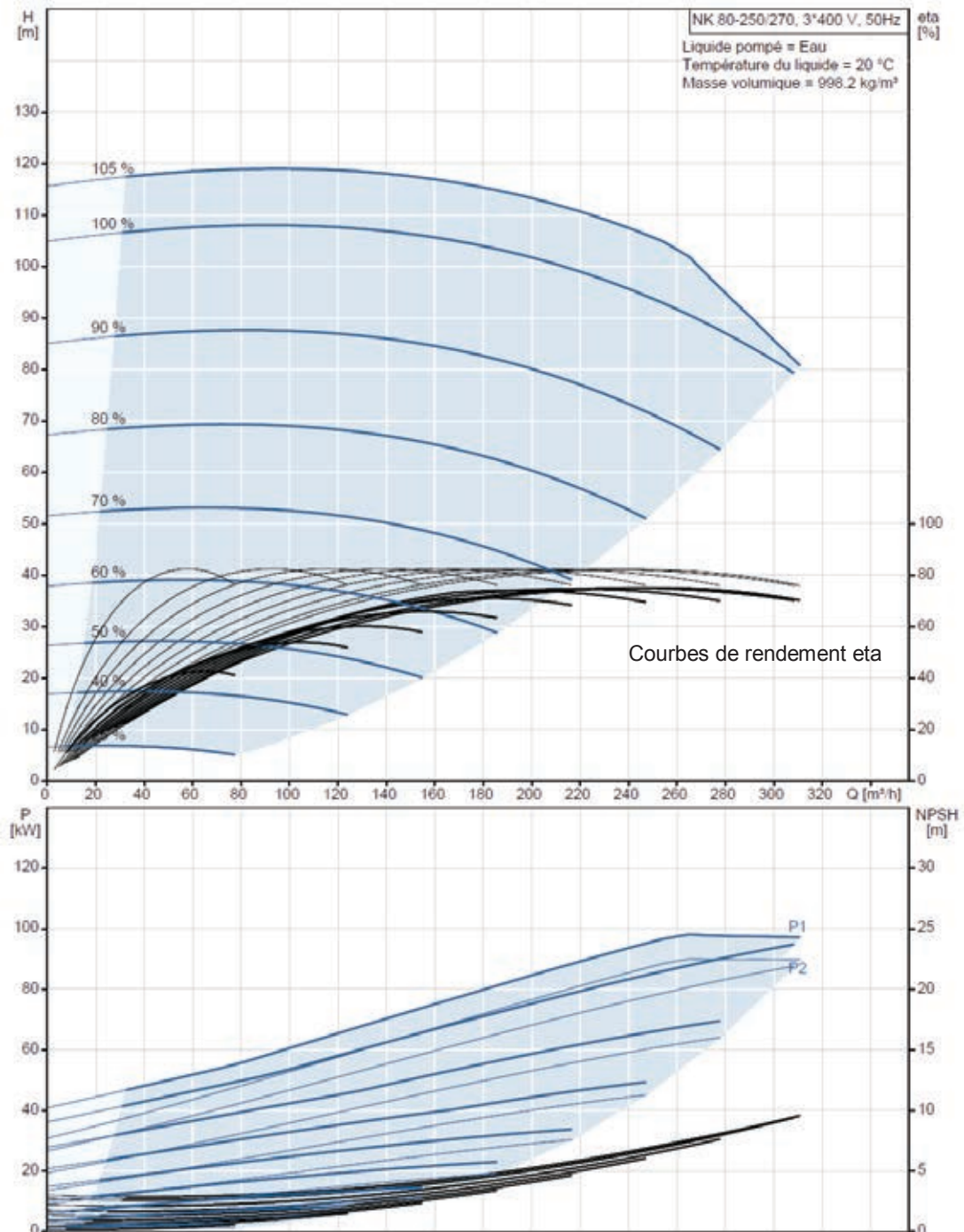
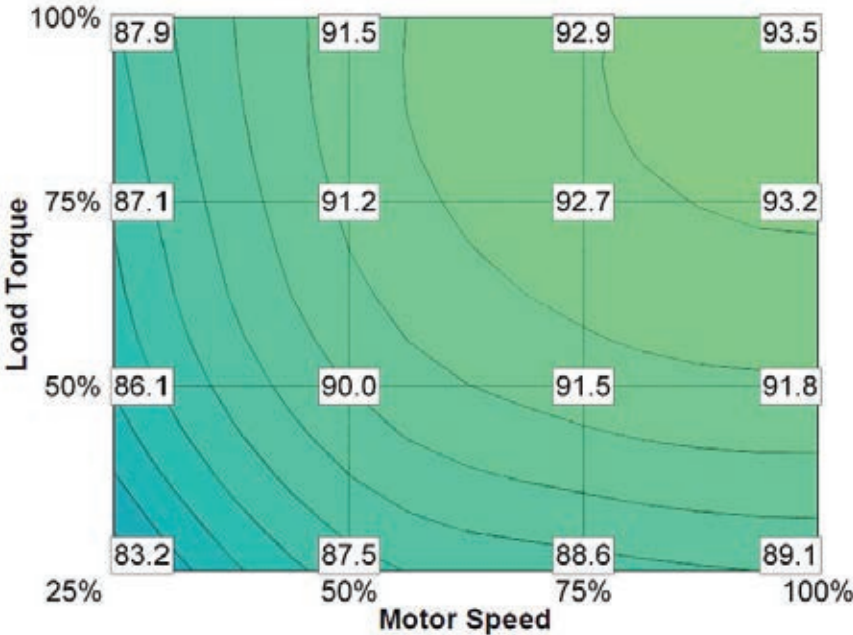


Figure 1 – Hauteur manométrique (H) et rendement (η) de la pompe (traits fins noirs) pour différentes vitesses d'entraînement ($2980 \text{ tr}\cdot\text{min}^{-1} \leftrightarrow 100 \%$).

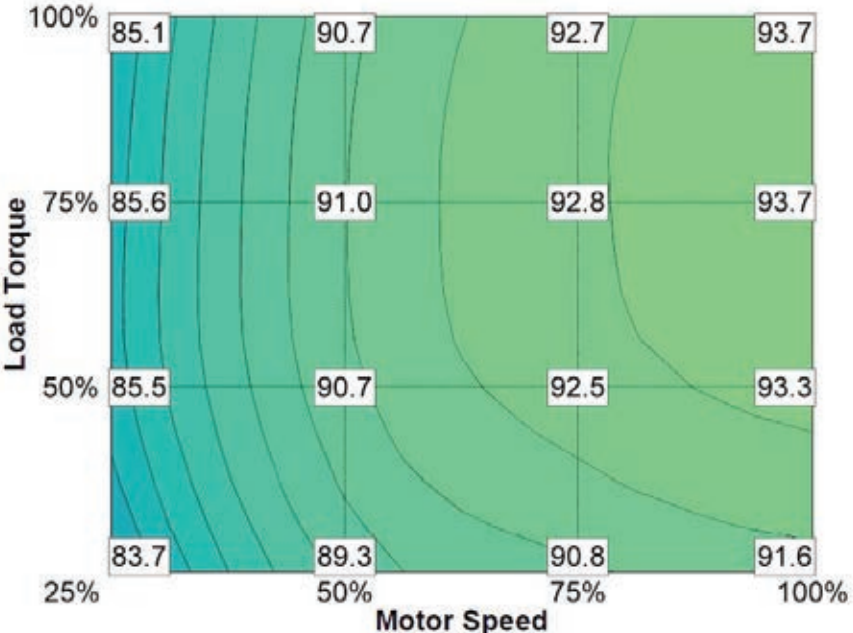
P2 : puissance mécanique d'entraînement de la pompe ; P1 : puissance électrique en amont du variateur pilotant le moteur (MMG 280MA). Les courbes des deux graphes H [m] et P [kW] sont corrélées.

Question A.2.1

Package efficiency [%] for applications with other load characteristics:



(a) – High output SynRM motor-drive package



(b) – IE4 SynRM motor-drive package

Figure 2 – Diagrammes des rendements (données ABB)

Question A.2.2.

Tableau 1 – Rendements (%)

	Pompe	MMG 280MA + variateur VACON	High output SynRM motor- drive package	IE4 SynRM motor-drive package
F ₁	82,0	90,9		
F ₂	73,0	86,2		

Question A.2.3.

Tableau 2 – Coût énergétique en €

	Durée totale de fonctionnement : 8000 heures Tarif : 0,05 €·kW ⁻¹ ·h ⁻¹			Économie / IE2 (MMG 280MA + VACON 90)
Répartition du temps de fonctionnement	100 % F ₁	100 % F ₂	30 % F ₁ 70 % F ₂	30 % F ₁ 70 % F ₂
Asynchrone IE2 MMG 280MA + VACON 90				X
High output SynRM motor-drive package				
IE4 SynRM motor-drive package				

Nom :
(Suivi, s'il y a lieu, du nom d'épouse)

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

Prénom :

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

N° d'inscription :

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

Né(e) le :

		/			/					
--	--	---	--	--	---	--	--	--	--	--

(Le numéro est celui qui figure sur la convocation ou la feuille d'émargement)

Concours

--	--	--

Section/Option

--	--	--	--	--

Epreuve

--	--	--	--	--

Matière

--	--	--	--

DOCUMENTS RÉPONSES B et C

DOCUMENT RÉPONSE B

Question B.1.3.

Convention de représentation des conducteurs dans les encoches :



Enroulement : A, B ou C

Bobine : 1, 2, ...

Exemple : faisceau d'aller de la 2^e bobine de l'enroulement B :

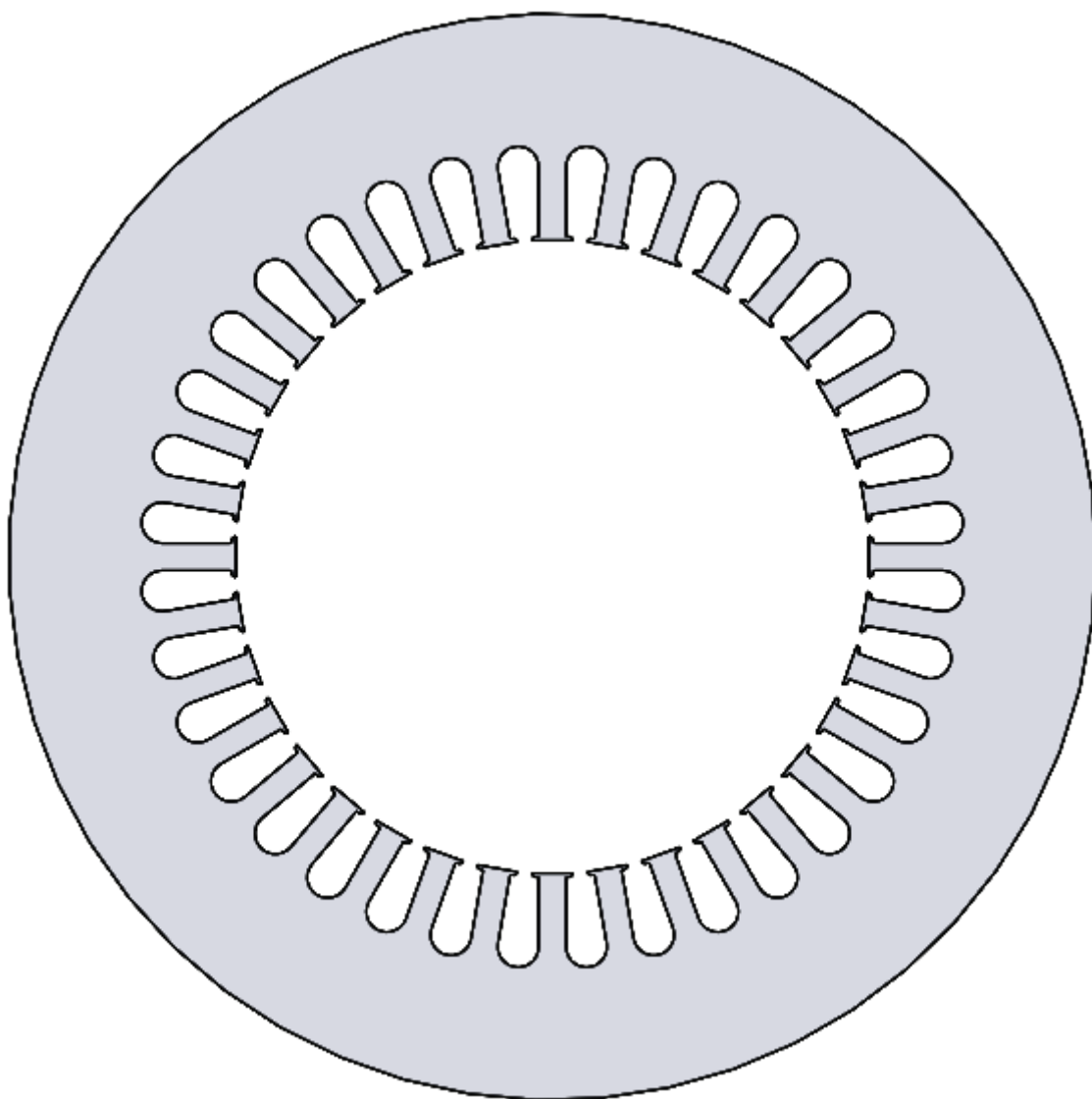
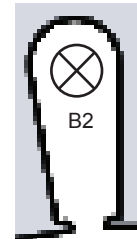


Diagramme n°1 – Répartition des conducteurs dans les encoches du stator

Question B.1.4.

- Le nombre de conducteurs par faisceau sera supposé égal à un pour la représentation de $\varepsilon(\theta)$
- L'origine est telle que $\varepsilon(\theta = 0^-) = 0^-$
- Pour simplifier, seule une double distance polaire est représentée : 24 encoches sur 48 pour ce stator

-	+	+	+	+	-	-	-	-	+	+	+	+	+	-	-	-	-	+	+	+	+	-	-
B	A	A	C	C	C	A	A	B	B	B	B	A	A	A	C	C	C	A	A	C	C	B	B
+	+	-	-	-	+	+	+	+	+	+	+	+	+	-	+	+	+	-	-	-	-	-	-
A	A	C	C	C	B	B	B	A	A	A	A	C	C	C	B	B	B	A	A	C	C	B	B

+ : Aller
- : Retour
 $i_A = +1A$

$i_B = i_C = -0,5A$

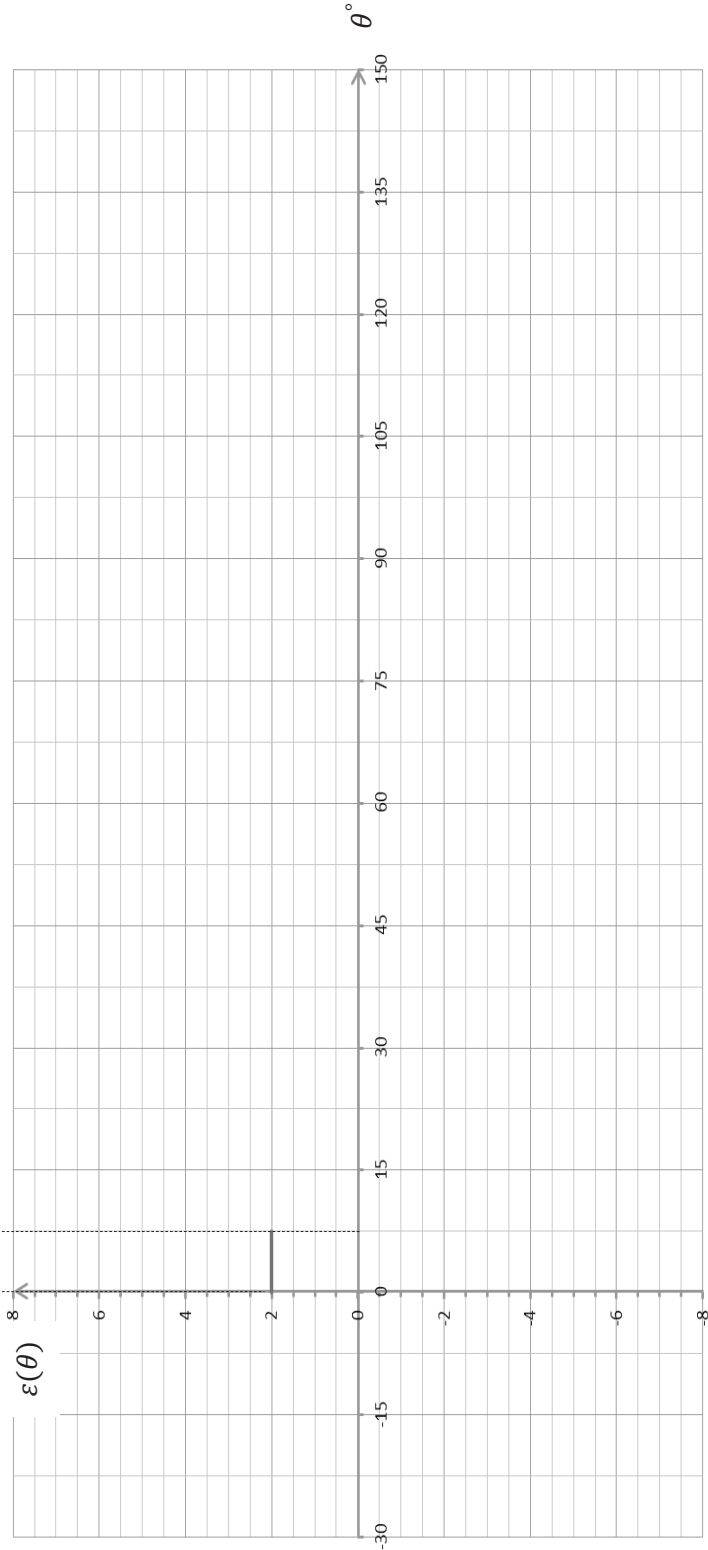


Diagramme n°2 – Bobinage à pas raccourci sur deux couches

Question B.2.3.



Figure 1 – Coupe transversale du rotor ABB

DOCUMENT RÉPONSE C

Question C.2.2.

Le contour doit être tracé pour une spire diamétrale d'une bobine d'un enroulement tétrapolaire. Le stator possède 36 encoches.

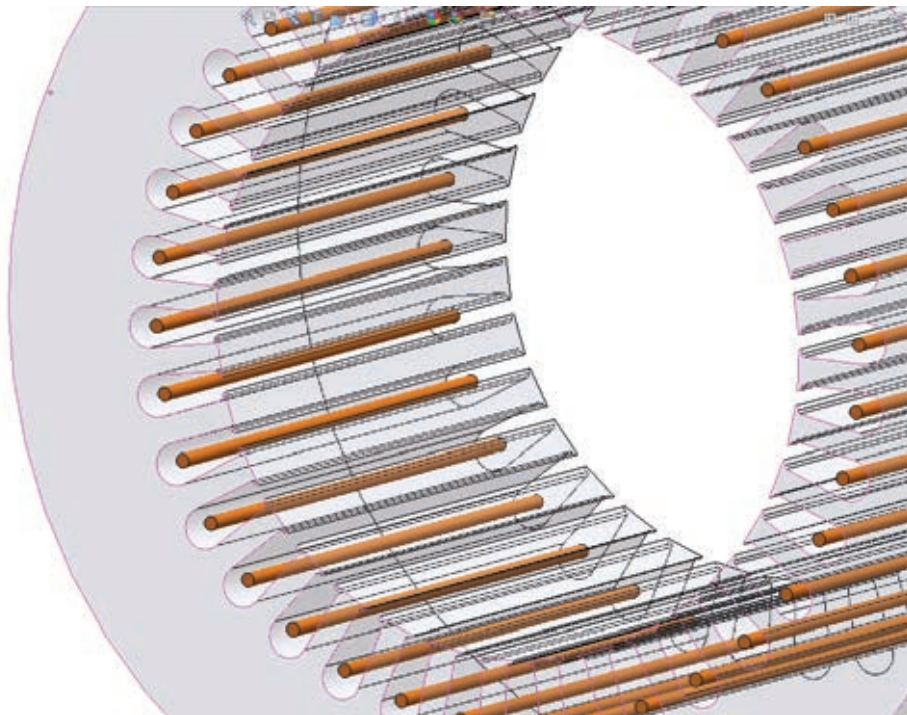


Figure 1 – Calcul du flux à partir du potentiel vecteur

Nom : <i>(Suivi, s'il y a lieu, du nom d'épouse)</i>																						
Prénom :																						
N° d'inscription :												Né(e) le :			/			/				

(Le numéro est celui qui figure sur la convocation ou la feuille d'émargement)

■	Concours	Section/Option	Epreuve	Matière

DOCUMENT RÉPONSE D

DOCUMENT RÉPONSE D

Questions D.1.1. et D.1.2.

Tableau 1 :

S1	S2	S3	u_{ab}	u_{bc}	u_{ca}	v_a	v_b	v_c	v_α	v_β
0	0	0								
1	0	0								
1	1	0								

Questions D.1.3. et D.1.5.

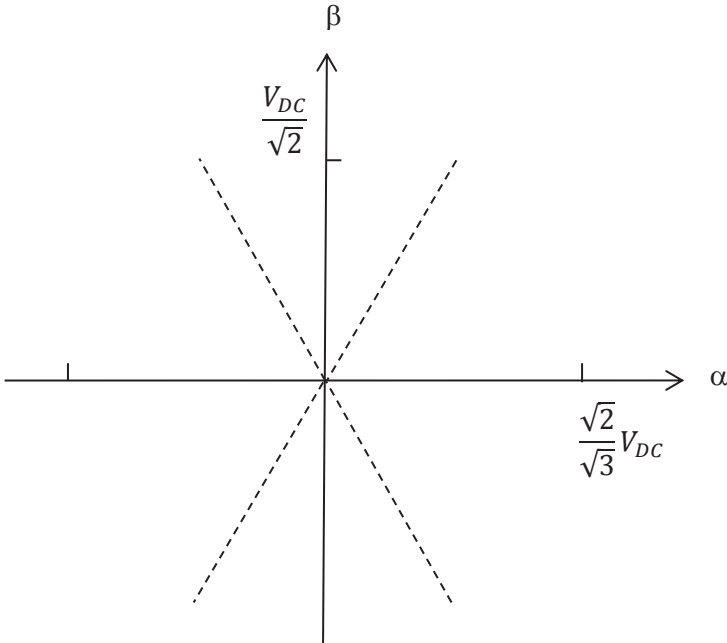


Figure 1 – Diagramme des phaseurs spatiaux dans le repère (α, β)