

CAHIER DE CHARGE

TITRE : ETUDE COMPARATIVE DES SCHEMAS DE RESOLUTION DES EQUATIONS D'UN MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHAASE.

(1 étudiant GE)

Objectif : Familiariser le candidat aux méthodes de résolution des équations différentielles des machines électriques

Travaux demandés :

- Revoir les machines asynchrones : construction, principe et régimes de fonctionnement, ...
- Revoir les axes de coordonnées utilisées dans l'étude des machines électriques
- Etablir les modèles mathématiques d'un moteur asynchrone dans les axes α, β solidaires au stator :
 - en courant,
 - en flux totalisés et
 - en flux totalisés et en courants
- Donner les schémas de simulation correspondants
- Réaliser pour chaque cas la résolution
- Dans la base de critères à préciser, dire quel schéma est plus stable
- Traiter en détail les résultats et donner des recommandations
- Donner une séquence pédagogique
- Conclure

Encadreur : Rabe Tsirobaka

REMERCIEMENTS

Avant tout, je tiens à remercier le SEIGNEUR de m'avoir aidé durant toutes ces années même si je ne suis pas parfait, il ne s'est jamais lassé à renouveler sa bénédiction chaque jour.

J'exprime aussi ma profonde reconnaissance envers RABE Tsirobaka qui a proposé ce sujet.

Je tiens également à exprimer ma gratitude aux Madame le Président et les membres de Jury qui ont accepté de Juger la valeur de ce travail.

Je ne saurais oublier de remercier tous les professeurs qui m'ont transmis leurs connaissances pendant mes cinq ans de formation à l'Ecole Normale Supérieure pour l'Enseignement Technique de l'Université d'Antsiranana.

J'aimerais aussi remercier mes parents qui n'ont jamais cessé de me soutenir tant sur le plan moral que financier, de leurs chaleureux conseils perpétués durant mes études.

Enfin, je remercie mes frères et sœurs, ainsi que mes collègues, en particulier ceux de promotion, pour leurs aides et leurs encouragements.

TSARAVELO Gaston

INTRODUCTION

La machine asynchrone est une machine électrique utilisée principalement dans les applications industrielles. Ses principaux avantages sont : sa conception simple, son coût peu élevé, sa sûreté de fonctionnement, sa robustesse et sa maintenance économique. Non seulement dans des applications industrielles, mais elle aussi est utilisée dans les institutions pédagogiques, dans des domaines scientifiques, option électrotechnique surtout. Ici à Madagascar, nous n'avons pas assez de matériels et d'équipements pour faire les études complètes, c'est-à-dire étude théorique et vérification expérimentale. Heureusement que l'évolution en informatique nous donne une dernière chance, qui nous permet de faire des recherches scientifiques par voie de simulation. La simulation est un moyen efficace et économique, utilisé pour faire des études préliminaires et/ou comparatives, tant au stade du développement (conception), qu'au cours du fonctionnement normal des systèmes. Plusieurs outils (spécialisés ou non) de simulation sont utilisés dans le domaine de l'électronique de puissance ou de la commande des machines électriques : ATOSSEC5, EMTP, SPICE, SIMNON, MATLAB, SIMULINK. Nous allons pratiquer la simulation sur « l'étude comparative des schémas de résolution des équations d'un moteur asynchrone triphasé » qui est le sujet de ce travail de mémoire. La simulation va essayer de répondre à un cahier de charge dans le cas des phénomènes transitoires au démarrage des machines asynchrones. Le travail est reparti en quatre chapitres.

Le premier chapitre expose les généralités sur les machines asynchrones : topologie, structure morphologique, divers types de machine asynchrone, régimes de fonctionnement, bilan de puissance ainsi différents modes de démarrage.

Dans le second chapitre, après avoir évoqué et caractérisé succinctement les différents axes habituellement utilisés dans l'étude des machines électriques, se trouve établi un modèle mathématique approprié qui représente efficacement la machine. Une modélisation originale nous a permis d'établir les équations d'état et de simuler son comportement en régime équilibré, et de confronter les résultats à d'autres résultats obtenus par les méthodes numériques de Rung-Kutta et les données des catalogues, par exemple. Le logiciel Matlab/Simulink 2007 servira de support tout le long de la simulation, et permettra de fournir les résultats correspondants aux trois schémas basés sur les modèles utilisant: les courants ; les courants et les flux totalisés ; et enfin flux totalisés.

Enfin, comme le doit être un travail de tout candidat normalien, une séquence pédagogique touchant un thème du programme du lycée technique tiré du sujet constitue la suite de l'objet du mémoire de fin d'études.

Une conclusion générale close le rapport du mémoire.

CHAPITRE I. GENERALITES SUR LA MACHINE ASYNCHRONE

I-1. Définition

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif, appelée aussi machine à induction. Sa vitesse en charge et la fréquence du réseau auquel elle est reliée ne sont pas dans un rapport constant.

I-2. Constitution

L'organisation d'une machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants :

- le stator (ou la partie fixe) ;
- le rotor (ou la partie tournante) ;
- les organes mécaniques permettant la rotation du rotor.

I-2-1. Le stator

C'est la partie fixe de la machine sur lequel les enroulements statoriques sont logés dans les encoches. Il est constitué par une couronne de tôles d'acier magnétique empilées et isolées, généralement de 0.5 mm d'épaisseur, ce qui est le cas de tous les moteurs asynchrones sauf les plus gros, et de forme circulaire poinçonné en un seul morceau avec perçage simultané sur le côté intérieur des encoches.

Le stator remplit généralement deux fonctions: l'une électrique d'inducteur et l'autre mécanique de support et de lien entre les différentes parties permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous ensembles. Il comporte une carcasse, un paquet de tôles, un bobinage et des accessoires divers.

a. La Carcasse

Lors de la présentation de la carcasse d'un moteur, nous y remarquons la boîte à bornes, les ailettes de refroidissement, les sièges des flasques, les points d'accrochage pour accessoires. Elle peut être en fonte ou en aluminium. Les machines à injecter d'aluminium ne permettent pas de réaliser des pièces de grande taille de manière économique (pression d'injection nécessaire trop grande). Par conséquent, les petites carcasses (hauteur d'axe inférieure à 132 mm) seront en aluminium, tandis que les grandes carcasses utiliseront de la fonte.

La carcasse assure aussi deux fonctions importantes : fixation mécanique (Brides ou pattes) et refroidissement. Le concepteur doit trouver un compromis entre la surface totale des ailettes et la complexité de réalisation du moule. De nombreux appendices (trous, bossages, plats...) sont nécessaires.

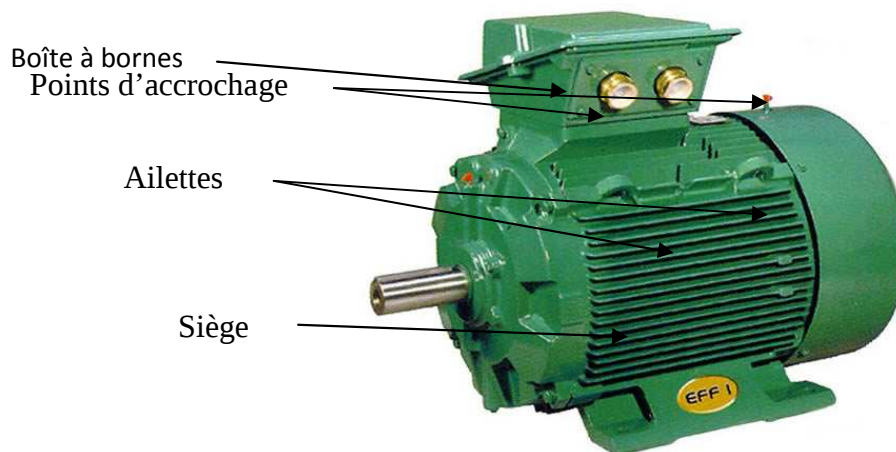


Figure I- 1. Carcasse d'un moteur asynchrone

Il est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est relié l'alimentation électrique. Les enroulements statoriques sont libres de couplage. Chacune est accessible par ses bornes de connexion. Les entrées des enroulements sont repérés par les lettres U, V, W et les sorties correspondantes sont X, Y, Z.

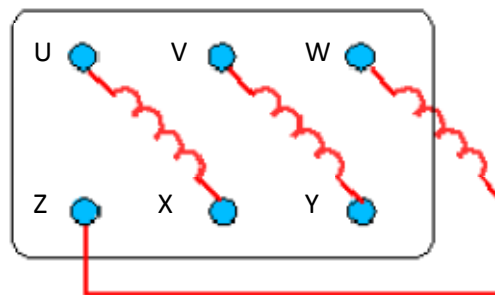


Figure I- 2. Boîte à bornes

L'interconnexion X, Y, Z et l'alimentation U, V, W pour les couplages sont figurés comme suit :

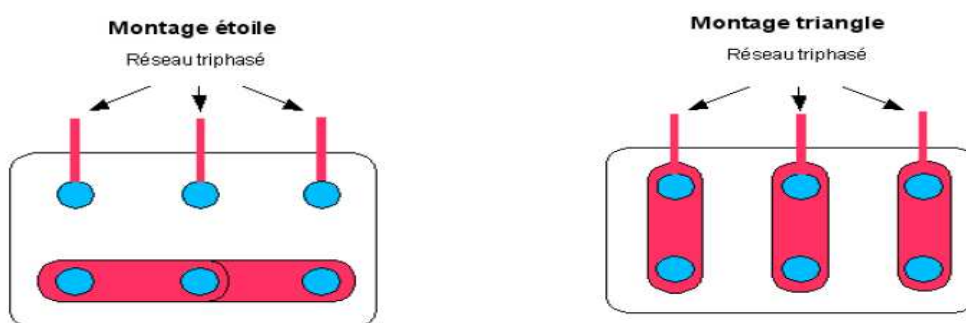


Figure I- 3. L'interconnexion pour le couplage étoile et triangle

b. L'Entrefer

C'est la partie vide de la machine. Elle se situe entre le stator et le rotor de la machine, son rôle est de bien pouvoir tourner le rotor. La dimension de l'entrefer dépend de la puissance de la machine, c'est pour cela que la dimension de l'entrefer est fine pour que le transit de puissance vers le rotor soit meilleur.

I-2-2. Le rotor

Le rotor est la partie mobile, clavetée sur l'arbre de la machine. C'est aussi la partie tournante de la machine où les charges sont couplées par l'intermédiaire d'un arbre métallique. Il est de forme cylindrique, fait de tôles empilées. Des encoches cylindriques légèrement ouvertes sont percées dans les tôles près de la surface extérieure du cylindre. Une tige de cuivre ou de laiton passe dans chaque encoche. Toutes ces tiges sont réunies entre elles par une couronne de cuivre à chaque extrémité du rotor. Les différents types des moteurs asynchrones ne se distinguent que par le rotor, dans tous les cas, le stator reste au moins dans son principe.

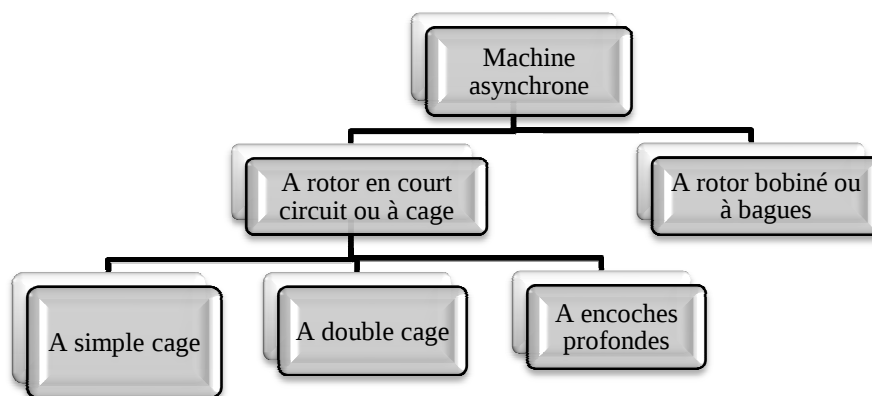


Figure I- 4. Classification des machines asynchrones

a. Machine asynchrone à rotor bobiné

Le rotor comporte un enroulement bobiné à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué des disques en tôle empilés sur l'arbre de la machine. Cet enroulement est obligatoirement polyphasé même si le moteur est monophasé, et en pratique, toujours triphasé à couplage en étoile. Les encoches découpées dans les tôles sont légèrement inclinées par rapport à l'axe de la machine de façon à réduire les harmoniques de rang supérieur.

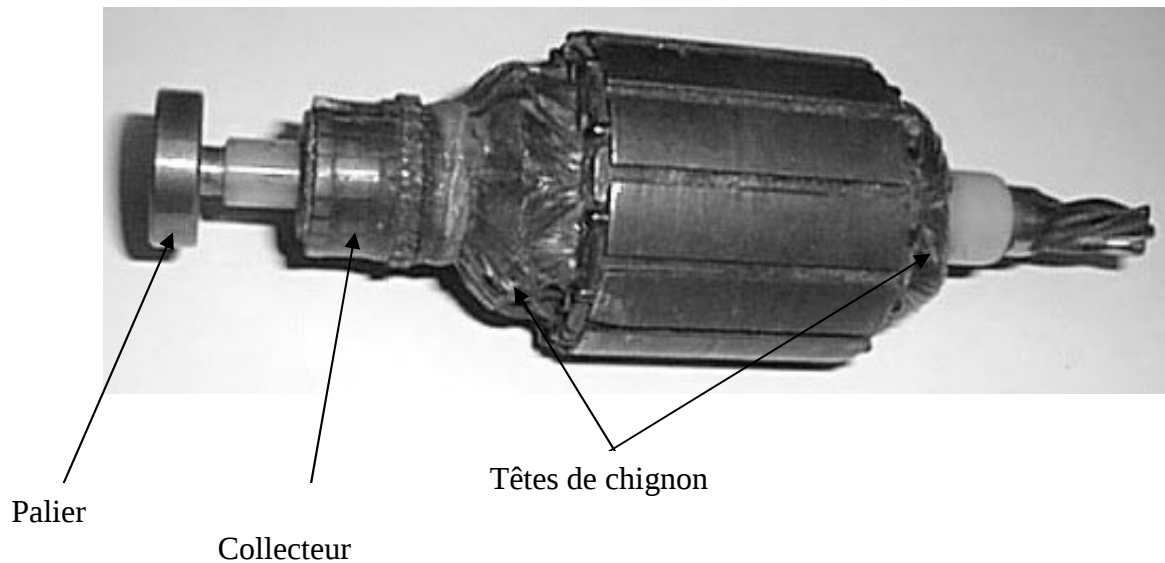


Figure I- 5. Rotor bobiné ou à bagues

b. Machine asynchrone à rotor en cage d'écureuil simple

Le circuit du rotor est constitué de barres conductrices régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques formant les extrémités, le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil. Bien entendu, cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique analogue à celui du moteur à rotor bobiné.

Les barres sont faites en cuivre, en bronze ou en aluminium, suivant les caractéristiques mécaniques et électriques recherchées par le constructeur. Dans certaines constructions, notamment pour des moteurs à basse tension (par exemple 230/400 V), la cage est réalisée par coulée et centrifugation d'aluminium. On démontre que, si le nombre de barres est suffisamment grand, la cage se transforme automatiquement en un circuit polyphasé de polarité adéquate. Ce type de moteur est beaucoup plus aisé à construire que le moteur à rotor bobiné. Par conséquent, d'un n'est donc pas étonnant qu'il constitue la plus grande partie du parc des moteurs asynchrones.

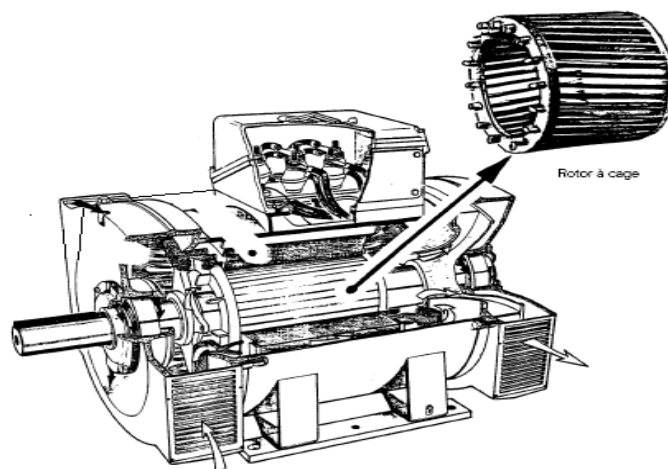


Figure I- 6. : Moteur asynchrone à cage d'écureuil simple

c. Machine asynchrone à rotor à double cage

Le rotor comporte deux cages coaxiales : l'une externe (fréquemment réalisée en laiton ou en bronze) à résistance relativement élevée est placée près de l'entrefer, l'autre interne (en cuivre) de plus faible résistance et noyée dans le fer. Au démarrage, le courant rotorique de fréquence égale à la fréquence f du réseau d'alimentation se situe essentiellement dans la cage externe, du fait de la faible pénétration des courants dans l'épaisseur du rotor (effet de peau). Sa relativement forte résistance réduit l'appel de courant et accroît le couple de démarrage.

Au contraire, lorsque le moteur atteint son régime nominal de fonctionnement, normalement caractérisé par un faible glissement g donc une fréquence rotorique basse, la cage interne de faible résistance est parcourue par la presque totalité du courant rotorique, ce qui réduit le glissement, donc les pertes rotoriques. On peut ainsi obtenir des couples de démarrage C_d de deux à trois fois supérieurs à ceux du rotor à simple cage sans trop augmenter le glissement nominal.

d. Machine asynchrone à rotor à encoches profondes

Le rotor à double cage est beaucoup plus difficile à construire et d'un coût plus élevé que le rotor à simple cage. On peut pallier cet inconvénient tout en gardant une partie de ses avantages, en construisant une cage rotorique simple avec des barres très plates s'enfonçant profondément dans le circuit magnétique. Lors du démarrage, les lignes de courant se concentrent près de la périphérie et tendent ainsi à assigner une section de conducteur apparente réduite et par conséquent une résistance rotorique importante. Ce type de moteur, est très utilisé, notamment dans le cas des moteurs à haute tension à fort couple de démarrage.

Il présente cependant l'inconvénient des enroulements, dont une diminution du facteur de puissance du moteur et bien sûr, d'exiger d'entraîner une augmentation du coefficient de dispersion, un diamètre de rotor plus important. Pour remédier à ce dernier inconvénient, on a parfois fait appel à des conducteurs ayant des formes plus compliquées, en trapèze, voire en L (la base du L étant en fond d'encoche).

I-3. Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone

Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans le stator. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques, c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique. La vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme.

L'enroulement au rotor est donc soumis à des variations de flux magnétique. Une force électromotrice induite apparaît et crée des courants rotoriques. Ces courants sont responsables de l'apparition d'un couple qui tend à mettre le rotor en mouvement afin de s'opposer à la variation de flux : loi de Lenz.

Le rotor se met donc à tourner pour tenter de suivre le champ statorique. La machine est dite asynchrone lorsqu'elle est dans l'impossibilité, sans la présence d'un entraînement extérieur, d'atteindre la même vitesse que le champ statorique.

En effet, vu dans le référentiel du rotor, il n'y aurait pas de variations de champ magnétique; les courants s'annuleraient, de même que le couple qu'ils produisent et, la machine ne serait plus entraînée.

La différence de vitesse entre le rotor et le champ statique est appelée vitesse de glissement. Ce glissement g va dépendre de la charge, ainsi on définit le glissement de la machine par :

$$g = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (I-1)$$

avec n_s : vitesse de rotation de synchronisme du champ tournant, n : vitesse de rotation du rotor.

Fonctionnement en moteur :

Quand on dit "moteur" : c'est la transformation d'énergie électrique en énergie mécanique. Donc, les moteurs sont classifiés comme récepteurs. Pour ce fonctionnement, le glissement est positif ($g > 0$), et le rotor tourne à une vitesse légèrement inférieure à celle du champ tournant. Le moteur absorbe de l'énergie active et réactive du réseau. La puissance réactive est nécessaire uniquement pour son alimentation.

Soit P_a , la puissance fournie par le réseau au stator. Une partie de cette puissance est dissipée par les pertes dans le cuivre du stator et le reste est transformé en puissance du flux tournant.

Fonctionnement en générateur:

Une machine asynchrone est une machine électrique réversible, elle peut fonctionner en mode moteur ou en mode générateur. Pour pouvoir l'utiliser comme générateur, il faut que la vitesse de rotation de la machine soit supérieure à la vitesse du synchronisme. En effet, en couplant la machine au réseau, le stator y est branché, le réseau fournit la puissance réactive nécessaire pour la création du champ tournant, mais la vitesse de rotation est peu élevée. Il faut coupler mécaniquement le rotor de la machine asynchrone à l'arbre de transmission de la turbine par l'intermédiaire du multiplicateur de vitesse. Voici alors l'évolution du couple en fonction de la vitesse pour une machine asynchrone.

Le domaine de fonctionnement peut être divisé en plusieurs zones :

➤ Glissement supérieur à un ($g > 1$) : dans cette zone, le moteur tourne en sens inverse du champ tournant et soumis à un couple de freinage. C'est pourquoi cette zone est nommée zone de freinage.

➤ Glissement compris entre 0 à un ($0 < g < 1$) : ici, la machine fonctionne en régime moteur ; on l'appelle zone de fonctionnement en régime moteur.

➤ Glissement inférieur à 0 ($g < 0$) : là le couple change de signe, la machine asynchrone devient génératrice. La machine absorbera une puissance mécanique qui sera restituée, en majeure partie au réseau sous forme d'énergie électrique.

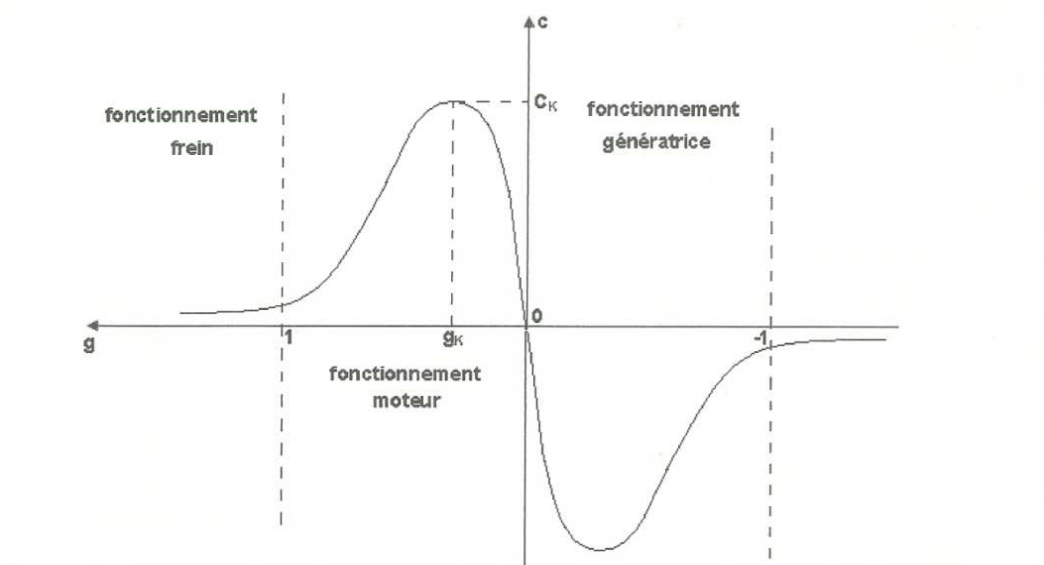


Figure I- 7 : Caractéristique couple-vitesse d'une machine asynchrone

.Bilan de puissance

On peut schématiser le bilan de puissance suivant la figure ci-dessous :

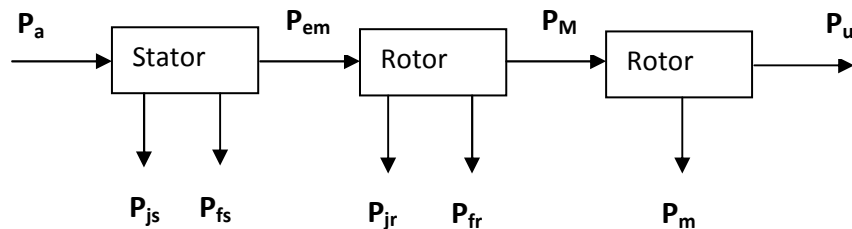


Figure I- 8 : Bilan de puissance

Légende : P_u : puissance utile ; P_a : puissance absorbée ; P_{fs} : pertes fer statoriques ; P_{fr} : pertes fer rotoriques ; P_{js} : perte joules rotoriques ; P_m : pertes mécaniques dues aux roulements ou à la ventilation ; P_M : puissance mécanique ; P_{em} : puissance transmise du rotor au stator. Le moteur absorbe du réseau de la puissance absorbée à travers les bornes statoriques.

➤ Puissance électrique absorbée :

$$P_a = \sqrt{3} UI \cos \varphi \quad (I-2)$$

U : tension entre phases [V], I : courant absorbé [A].

Une partie de cette puissance est perdue dans le stator sous forme de pertes fer P_{fs} (pertes magnétiques) et de pertes dans le cuivre P_{js} dues à l'effet joule.

➤ **Puissance joules statoriques :**

$$P_{js} = 3R_s I^2 \quad (I-3)$$

R_s : résistance statorique.

La puissance restante est alors transmise au rotor par le champ tournant sous forme de puissance électromagnétique.

➤ **Puissance électromagnétique ou Puissance transmise du stator au rotor :**

$$P_{em} = P_a - P_{js} - P_{fs} \quad (I-4)$$

➤ **Moment du couple électromagnétique :**

Les forces qui s'exercent sur les conducteurs du rotor tournent à la vitesse Ω_s : elles glissent sur le rotor qui, lui ne tourne qu'à la vitesse Ω . L'action de l'ensemble des forces électromagnétiques se réduit à un couple électromagnétique résultant le moment T_{em} .

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} \quad (I-5)$$

T_{em} : moment du couple électromagnétique exprimé en [N m].

Le rotor utilise la puissance électromagnétique et une partie de cette puissance est gaspillée sous formes des pertes par effet joule rotorique.

➤ **Pertes joules rotoriques :**

$$P_{jr} = gP_{em} \quad (I-6)$$

La puissance restante sera la puissance P_M disponible à l'arbre du moteur.

➤ **Puissance mécanique :**

$$P_M = P_{em}(1-g) = P_{em} - P_{jr} - P_{fr} \quad (I-7)$$

Une partie de la puissance mécanique est transformée à des pertes P_m dues au frottement ou par ventilation, et la puissance restante sera la puissance utile P_u du moteur.

➤ **Pertes mécaniques :**

$$P_m = P_u - P_M \quad (I-8)$$

➤ **Couple utile :**

$$T_u = \frac{P_u}{\Omega} \quad (I-9)$$

➤ **Le rendement s'écrit :**

$$\eta = \frac{P_u}{P} \quad (I-10)$$

CHAPITRE II. MODELISATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

Les phénomènes qui se passent dans les machines électriques lors des phénomènes transitoires sont tellement complexes que leur description mathématique et leur recherche sans une série de simplifications sont pratiquement impossibles. La complexité de recherche est conditionnée par le fait que la courbe d'aimantation est non linéaire, les paramètres de la machine dépendent de la valeur des courants dans les enroulements, les forces magnétomotrices (fmm) des enroulements sont réparties dans l'espace de façon non sinusoïdale et varient en fonction du régime de fonctionnement de la machine. La prise en compte de ces actions mutuelles complexes mène à de gros systèmes d'équations non linéaires et fait que le problème de recherche analytique des processus dans une machine électrique est pratiquement irrésoluble. On résout les problèmes avec une certaine approximation en soulignant les facteurs fondamentaux et en négligeant les facteurs secondaires.

II.1 PRINCIPALES HYPOTHESES ADOPTEES DANS L'ETUDE DES MACHINES ELECTRIQUES

Dans l'étude des machines électriques, en particulier dans celle des machines asynchrones en régimes transitoires, on pratique une série de simplifications qui permettent de considérer une certaine machine idéalisée à la place de la machine réelle. Ces hypothèses peuvent se résumer en aux termes suivants :

1. absence de saturation du circuit magnétique, de l'hystérésis, des pertes dans le fer ;
2. absence d'effet de peau dans le cuivre des enroulements ;
3. répartition sinusoïdale dans l'espace des courbes d'aimantation et des inductions magnétiques ;
4. non dépendance des réactances de fuite des enroulements statoriques des machines électriques de la position du rotor ;
5. symétrie totale des enroulements des stators des machines à courant alternatif et des induits des machines à courant continu.

La négligence de la saturation du circuit magnétique et des pertes dans le fer permet d'utiliser la relation linéaire entre les flux magnétiques et les forces magnétomotrices ou fmm. Quand les pertes dans le fer sont négligées, les flux sont confondus de phase avec les fmm et les courants qui les ont créés. Le fait de négliger les composantes dues aux harmoniques supérieurs du flux simplifie la recherche mathématique des machines électriques.

Les changements et hypothèses indiqués qui idéalisent la machine permettent tout de même de conserver dans les limites d'écarts admissibles l'allure réelle des phénomènes qui ont lieu dans la machine réelle.

L'expérience démontre que les recherches analytiques des phénomènes transitoires effectuées dans la base d'une machine idéalisée donnent des résultats bien confondus avec les résultats des essais, ceci permet de les utiliser pour des buts pratiques.

II.2. SYSTEMES D'AXES DE COORDONNEES

On établit, dans la description mathématique des phénomènes qui se passent dans les machines électriques, des équations d'équilibre de tensions des enroulements et d'une équation d'équilibre de couples sur l'arbre de la machine. La forme d'écriture de ces équations doit assurer le maximum de simplicité et de précision de recherche des différents régimes de fonctionnement de la machine électrique. Ceci est largement déterminé par le choix de système d'axes de coordonnées.

On adopte comme sens positif du courant dans les enroulements d'une machine idéalisée le sens allant de l'extrémité finale de la bobine à son extrémité initiale ; comme sens positif de l'axe de l'enroulement ou bien de ses éléments isolés, - les sens des fmm des bobines traversées par des courants dans le sens positif (Figure II. 1, a).

Quand on alimente un enroulement triphasé symétrique par une tension triphasée symétrique, les vecteurs fmm des phases forment une étoile à trois rayons. Si la fmm résultante de l'enroulement tourne dans le sens contre les aiguilles d'une montre qui est considéré comme sens positif, la suite des vecteurs fmm des phases sera la suivante : a, b, c. On prend comme sens positif des axes des phases d'un enroulement triphasé les sens positifs des fmm des bobines correspondantes de la machine idéalisée comme c'est indiqué sur la Figure II. 1. Les sens positifs des axes des phases des rotors polyphasés des machines électriques se déterminent comme dans un stator polyphasé. Pour le cas de rotor à saillance, on utilise le système orthogonal d'axes.

Dans ce cas, on distingue l'axe longitudinal du rotor qui est confondu avec le sens positif du vecteur Fmm de l'enroulement d'excitation, et l'axe transversal q. Le sens positif de q est en avance de $\pi/2$ par rapport à l'axe longitudinal. S'il existe sur le rotor un enroulement amortisseur, on le représente alors comme deux contours. Quand dans les contours amortisseurs le courant a un sens positif alors le vecteur fmm et l'axe du contour yd sont confondus avec l'axe d, et le vecteur fmm et l'axe du contour yq - avec l'axe q du rotor.

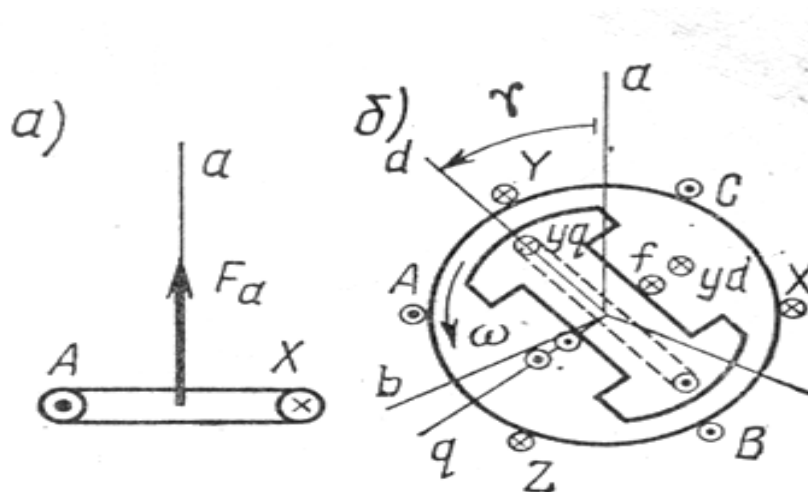


Fig. II.1. Axes de coordonnées d'une bobine isolée (a), et d'une machine électrique (b)

Les projections de toutes les grandeurs qui sont confondues avec les sens positifs des axes de coordonnées sont jugées positives.

Le sens contraire à celui d'une montre est pris positif pour la rotation du rotor de la machine, et le sens positif des angles est celui de la rotation du rotor. On compte l'angle actuel de rotation γ du rotor à partir de l'axe de la phase a jusqu'à l'axe longitudinal d du rotor.

Le choix des axes de coordonnées a, b, c pour l'enroulement du stator d'une machine à courant alternatif n'est pas l'unique possible. Pour obtenir des équations différentielles d'équilibre de tensions avec des coefficients constants, il est recommandé d'utiliser un tel système d'axes de coordonnées dans lequel les contours transformés des enroulements du stator et du rotor sont mutuellement immobiles. Par exemple, pour une machine synchrone on utilise un système transformé de coordonnées immobile relativement aux axes d et q solidement liés au rotor. Pour les machines à entrefer constant comme un moteur électrique asynchrone, en fonction de la vitesse de rotation des axes de coordonnées, à part les axes d, q solidement liés au rotor sont possibles les systèmes d'axes orthogonaux suivants :

- 1) les axes α, β , immobiles dans l'espace, l'axe α étant confondu avec l'axe de la phase a du stator ;
- 2) les axes u, v , qui tournent avec la vitesse de synchronisme.

II.3 SYSTEME D'UNITES RELATIVES

Dans l'analyse des différents régimes de fonctionnement des machines électriques, en particulier lors des recherches théoriques des phénomènes transitoires, on utilise les unités relatives. Si, dans le système des unités physiques (actuellement, le système d'unités international SI est obligatoire), les grandeurs s'expriment en unités absolues (ampère, volt, ohm, watt, weber, etc.) qui facilitent la compréhension du sens physique des résultats obtenus lors des calculs, alors dans le système des unités relatives, les grandeurs sont adimensionnelles et s'expriment en portions des unités de base.

L'utilisation des unités relatives (ou per unit pu) donne une série d'avantages :

- 1) le système d'équations d'une machine électrique est de forme plus simple ;
- 2) les calculs se font avec des nombres proches de l'unité, ce qui est particulièrement important lors de l'utilisation des ordinateurs ;
- 3) le contrôle de l'exactitude des calculs se trouve simplifié ;
- 4) se simplifient la comparaison du comportement des machines électriques dans différents régimes de fonctionnement, la comparaison des machines de différentes puissances et types. Apparaît la possibilité d'établir les régularités générales du comportement des machines électriques dans les phénomènes transitoires ;
- 5) plusieurs grandeurs différentes par leur sens physique s'expriment par un même nombre. Par exemple, les fonctions entre la tension, le flux totalisé, le flux, l'induction dans l'entrefer d'une machine et la fmm ou le courant d'excitation s'expriment par une même courbe. Dans le système des unités relatives ou pu la dérivée par rapport au temps est en même temps la dérivée par rapport à l'angle de rotation du rotor. Les réactances, les coefficients d'induction propre et d'induction mutuelle s'expriment par les mêmes nombres.

On prend les valeurs nominales des grandeurs physiques en qualité de grandeurs de base pour l'enroulement primaire d'un transformateur ou l'enroulement du stator d'une machine électrique dans le système d'unités relatives. Le système d'unités relatives suivant est le plus répandu :

1. Comme grandeurs de base de tension et de courant on utilise les amplitudes des grandeurs de phase nominales respectivement en volts et en ampère :

$$U_b = E_b = U_{mn} ; I_b = I_{mn} . \quad (II-1)$$

2. On utilise la puissance totale nominale de toutes les phases du stator en Watts comme grandeur de base de puissance :

$$P_b = m U_n I_n = \frac{m}{2} U_{mn} \cdot I_{mn} = \frac{m}{2} U_b \cdot I_b . \quad (II-2)$$

3. On prend la fréquence nominale du réseau en Hertz comme unité de base de fréquence :

$$f_b = f_n . \quad (II-3)$$

4. On adopte comme unité de base de vitesse angulaire :

$$\omega_b = 2\pi f_b = \omega_1 , \quad (II-4)$$

où ω_1 – vitesse angulaire de synchronisme exprimée en « radians électriques ». Dans ce cas la vitesse angulaire de base du rotor est, rad / s :

$$\Omega_b = \frac{\omega_b}{p} , \quad (II-5)$$

où p – nombre de paires de pôles.

5. On adopte comme unité de base du temps le temps au cours duquel le rotor, en tournant avec la vitesse de synchronisme, aurait tourné d'un radian électrique :

$$t_b = \frac{1}{\omega_b} \quad (II-6)$$

L'unité de base du temps est exprimée en radians électriques appelés souvent secondes électriques ; dans ce cas, $1 \text{ s} = 2\pi f_b$ secondes électriques. La commodité de cette unité de temps consiste en ce que le temps et les angles de rotation du rotor d'une machine biphasée, ou bien les vecteurs fem résultants, les flux totalisés, etc. sont confondus, ce qui donne à l'analyse des phénomènes transitoires une grande clarté.

6. On adopte comme unité de base du couple le couple qui crée la puissance de base lors d'une vitesse de rotation de base. L'unité de base de couple s'exprime en Watt-secondes ou bien en Watt radians :

$$M_b = \frac{P_b}{\Omega_b} \quad (II-7)$$

L'énergie s'exprime dans les mêmes unités. On adopte comme unité d'énergie l'énergie fournie lors d'une puissance de base et d'une vitesse angulaire de base au cours d'un temps égal au temps de rotation du rotor de un (1) radian. Pour une machine à plusieurs pôles ce temps vaut pt_b ; on a alors :

$$W_b = P_b \cdot pt_b = \left(\frac{P_b}{\omega_b} \right) p. \quad (II-8)$$

7. On adopte comme unité de base de résistance la grandeur, Ohm :

$$z_b = \frac{U_b}{I_b} = \frac{U_n}{I_n} \quad (II-9)$$

On utilise la résistance de base lors de la détermination des valeurs aussi pour les résistances actives qu'inductives (réactances).

8. On adopte comme unité de base d'inductance la grandeur en Henry :

$$L_b = \frac{z_b}{\omega_b} \quad (II-10)$$

9. On adopte comme unité de base de flux totalisé le flux totalisé qui induit dans l'enroulement du stator la tension de base lors de la vitesse angulaire de base :

$$\psi_b = \frac{U_b}{\omega_b} \quad (II-11)$$

Le flux totalisé de base s'exprime en Volt secondes ou bien en Webers.

Le système d'unités relatives exposé ci-dessus est destiné pour des opérations avec les paramètres de l'enroulement du stator d'une machine électrique ou bien de l'enroulement primaire d'un transformateur. Dans le choix des grandeurs de base pour l'enroulement du rotor, il faudra tendre à ce que les transformations mathématiques soient simples et que le sens physique des équations de la machine ne soit pas perdu.

L'utilisation pour les enroulements du rotor du même système d'unités relatives que pour le stator répond mieux à ces exigences. Pour cela, on doit ramener les enroulements du rotor aux enroulements du stator, et l'enroulement secondaire du transformateur – à l'enroulement primaire. Au cas où les coefficients de substitution de l'enroulement du rotor, pour des raisons quelconques, se trouvent difficiles à calculer, on adopte souvent le système à inductances mutuelles égales. Dans un tel système, les réactances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor, ainsi qu'entre l'enroulement d'excitation et l'enroulement amortisseur sont prises égales aux réactances de la réaction de l'induit *xad*. En partant de cette équation on obtient les unités de base. Il existe d'autres systèmes d'unités relatives. Dans la suite, pour ne pas introduire des indices complémentaires pour la désignation des grandeurs et des paramètres en unités relatives, on s'entend sur les indices.

II.4. Modèle mathématique de la machine asynchrone à cage suivant les axes (dq)

Dans une machine électrique multipolaire supposée symétrique (présence de symétries : électrique, magnétique, géométrique), les phénomènes électromagnétiques se répètent tous les deux pôles.

En d'autres termes, les machines symétriques multipolaires peuvent toujours se ramener à une machine bipolaire. Bref, les machines multipolaires et polyphasées répondant aux hypothèses suscitées peuvent toujours se ramener à une machine bipolaire biphasée [Postnikov I. M. Théorie généralisée et phénomènes transitoires des machines électriques. Edition « Ecole supérieure », M., 2^{ème} édition 1975].

II.4.1. Transformation triphasée en diphasé du repère classique

Partons de la Figure II. 2 ci-dessous.

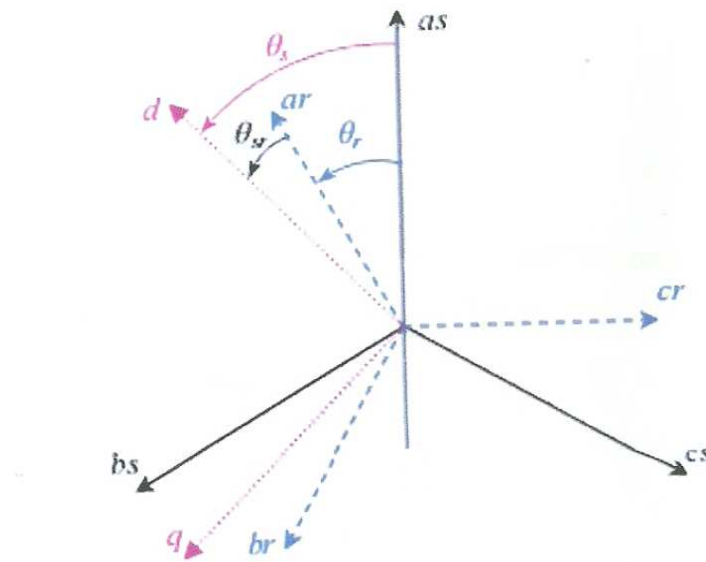


Figure II.2. Axe de repère dq

Pour passer du système triphasé abc vers un système biphasé dq ou (réciproquement), faut utiliser la transformation de Park [9].

Tableau II.1 : Transformations de Park direct et inverse

Passer d'un système diphasé (dq) vers un système abc	Passer d'un système triphasé vers un système biphasé (dq)
$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [A]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix}$

Pour passer un système triphasé abc vers un système biphasé dq, on a choisi d'utiliser la transformation de Park.

La transformation de Park directe se formule comme suit :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-12})$$

où la matrice de Park [P] est :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-13})$$

La transformation de Park inverse se formule comme suit :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} \quad (\text{II-14})$$

Où la matrice de Park [P]⁻¹ est :

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-15})$$

où θ est l'angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé (*as* pour les grandeurs statorique et *ar* pour les grandeurs rotorique). Les grandeurs (courant, tensions, et flux) transformées du système diphasé sont égales à la matrice de Park multipliée par les grandeurs du système triphasé c'est-à-dire :

$$\begin{aligned} [V_{dqs}] &= [P][V_{sabs}] \\ [I_{dqs}] &= [P][I_{sabc}] \\ [\psi_{dqs}] &= [P][\psi_{sabc}] \end{aligned} \quad (\text{II-16})$$

avec $\theta = \theta_s$.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} I_{dqr} \end{bmatrix} &= [P] \begin{bmatrix} I_{abc} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \psi_{dqr} \end{bmatrix} &= [P] \begin{bmatrix} \psi_{abc} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{II-17})$$

avec $\theta = \theta_r$.

II.4.2. Transformation triphasée (abc) en diphasé ($\alpha\beta$)

Pour cela, nous allons raisonner sur la figure ci-dessous, où l'axe de la phase « a » est confondu avec l'axe « α », et que les axes sont solidaires au stator (i.e. leurs vitesses de rotation par rapport au stator sont nulles) [8].

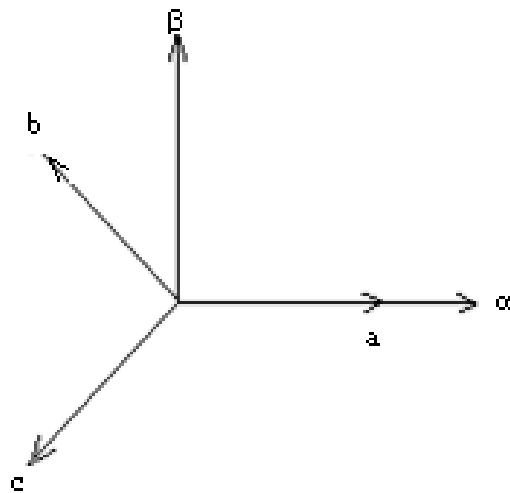


Figure II.3. Transformation triphasé- diphasé (abc- $\alpha\beta$)

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé abc vers un système diphasé $\alpha\beta$. Il existe principalement deux transformations : celle de Clarke et celle de Concordia.

La transformation de Clarke conserve l'amplitude des grandeurs, mais pas la puissance ni le couple (on doit multiplier par le coefficient $3/2$). Par contre, celle de Concordia, qui est normée, elle conserve la puissance, mais pas les amplitudes.

Tableau II.2. Transformations abc vers $\alpha\beta$

Transformation de Concordia	Transformation de Clarke
Passer du système abc vers un système diphasé $\alpha\beta$	
$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{23}} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad c - \dot{a} - d \begin{bmatrix} x_{\alpha\beta} \end{bmatrix} = T_{23} \begin{bmatrix} x_{abc} \end{bmatrix}$ $\text{avec } T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{23}} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad c - \dot{a} - d \begin{bmatrix} x_{\alpha\beta} \end{bmatrix} = C_{23} \begin{bmatrix} x_{abc} \end{bmatrix}$ $\text{avec } C_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$

La transformation inverse, c'est-à-dire la transformation diphasé-triphasé, est claire sur le Tableau II. 3 ci-dessous.

Tableau II.3 Transformation $\alpha\beta$ vers abc

Transformation de Concordia	Transformation de Clarke
Passer d'un système diphasé vers un système abc	
$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{32}} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad c - \dot{a} - d \begin{bmatrix} x_{abc} \end{bmatrix} = T_{32} \begin{bmatrix} x_{\alpha\beta} \end{bmatrix}$ $\text{avec } T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{32}} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad c - \dot{a} - d \begin{bmatrix} x_{abc} \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} x_{\alpha\beta} \end{bmatrix}$ $\text{avec } C_{32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$

Le choix de matrice de passage non normée (Clarke) est bien pratique en commande où l'on traite des grandeurs dq (I_{ds} , I_{qs}). En effet, cela permet, par exemple, d'apprécier directement le module du courant qui est absorbé par la machine, sans avoir à passer par un coefficient multiplicateur. Mathématiquement parlant, le choix d'une matrice normée (Concordia) est souvent adopté pour des raisons de symétrie de transformation directe et inverse.

Nous allons utiliser la transformation de Concordia dans notre modélisation. Son application aux équations de la machine écrites ci-dessous donne :

$$T_{23} [V_{abcs}] = [V_{\alpha\beta s}] = T_{23} \left\{ R_s [i_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\psi_{abcs}] \right\}; \quad (II-18)$$

$$\begin{aligned} [V_{\alpha\beta s}] &= R_s T_{23} [i_{abcs}] + \frac{d}{dt} T_{23} [\psi_{abcs}]; \\ [V_{\alpha\beta s}] &= R_s [i_{\alpha\beta s}] + \frac{d}{dt} [\psi_{\alpha\beta s}]. \\ \text{avec } [i_{\alpha\beta s}] &= T_{23} [i_{abcs}]; \\ [\psi_{\alpha\beta s}] &= T_{23} [\psi_{abcs}]. \end{aligned} \quad (II-19)$$

On a alors réduit le système de trois équations à un système à deux équations.

De même pour le rotor :

$$[V_{\alpha\beta r}] = R_r [i_{\alpha\beta r}] + \frac{d}{dt} [\psi_{\alpha\beta r}] \quad (II-20)$$

Il en est de même pour l'écriture des flux en fonction des courants. L'intérêt pour les flux, c'est que les matrices trois fois trois (3x3) des inductances vont être réduites à des matrices deux fois deux (2x2). On a alors l'apparition des inductances cycliques :

$$\begin{aligned} L_s &= l_s - m_s \\ L_r &= l_r - m_r \\ M &= \frac{3}{2} m_{sr} \end{aligned} \quad (II-21)$$

où la matrice $P(\theta)$ est la matrice de rotation :

$$\begin{aligned} P(\theta) &= \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}; [\psi_{s\alpha\beta}] = \begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} \\ \text{et } [\psi_{r\alpha\beta}] &= \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix}; \text{avec } I_{s\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}; I_{r\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (II-22)$$

On dispose à présent d'une modélisation de la machine asynchrone dans deux repères séparés : les grandeurs statoriques sont exprimées dans le repère $\alpha\beta$ stator et les grandeurs rotoriques sont respectivement dans le repère rotor $\alpha\beta$. Il faut exprimer toute la modélisation dans un repère commun. En effet, si l'on examine de plus près la matrice des inductances, on a :

$$\begin{bmatrix} L_s & 0 & M.P(\theta) \\ 0 & L_s & \\ M.P(-\theta) & L_r & 0 \\ & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad (II-23)$$

On s'aperçoit que les grandeurs sont liées aux grandeurs rotoriques à travers l'angle θ .

On choisit alors de transformer les grandeurs statoriques et les grandeurs rotoriques vers un repère commun dit dq et ceci à l'aide de deux transformations dans le plan qui sont des rotations. Ce sont ces transformations ainsi que la transformation de Concordia ou de Clarke qui constitue la transformation de Park.

II.4.3. Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasé- diphase suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère $\alpha\beta$ puis vers le repère dq. Le repère $\alpha\beta$ est toujours fixe par rapport au repère abc (Figure. II.3), par contre, le repère dq est mobile. Il forme avec le repère fixe $\alpha\beta$ un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de Park.

Revenons au choix de ces angles de transformation pour chaque ensemble de grandeurs (statorique et rotorique). Si l'on note par θ_s (respectivement par θ_r) l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques (respectivement rotoriques), il existe une relation qui les lie et qui simplifie les équations et par la même le modèle final.

Les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotorique doivent coïncider pour simplifier ces équations (Figure. II.4).

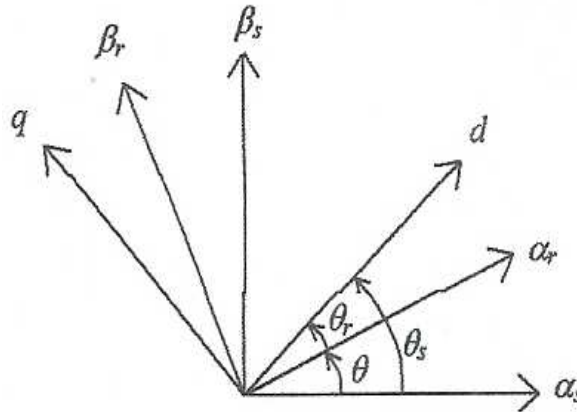


Figure. II.4. Transformation de Park.

Ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation :

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad (II-24)$$

Les grandeurs statoriques sont transformées :

$$\begin{bmatrix} x_{\alpha\beta s} \end{bmatrix} = P(\theta_s) \begin{bmatrix} x_{dq s} \end{bmatrix} \quad (II-25)$$

Et les grandeurs rotoriques également :

$$\begin{bmatrix} x_{\alpha\beta r} \end{bmatrix} = P(\theta_s) \begin{bmatrix} x_{dq r} \end{bmatrix} \quad (II-26)$$

Les équations aux tensions deviennent :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{dqs} \end{bmatrix} &= R_s \begin{bmatrix} i_{dqs} \end{bmatrix} + \theta_s P \left(\frac{\pi}{2} \right) \begin{bmatrix} \psi_{dqs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{dqs} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_{dqr} \end{bmatrix} &= R_r \begin{bmatrix} i_{dqr} \end{bmatrix} + \theta_s P \left(\frac{\pi}{2} \right) \begin{bmatrix} \psi_{dqr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{dqr} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (II-27)$$

Cependant, c'est au niveau de l'écriture des flux que ça devient intéressant, puisque :

$$P \left(\frac{\pi}{2} \right) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (II-28)$$

On aura : entre le stator et le rotor).

$$\begin{bmatrix} \psi_{dqs} \\ \psi_{dqr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dqs} \\ i_{dqr} \end{bmatrix} \quad (II-29)$$

En effet, les sous matrices sont maintenant diagonales et ne dépendent plus de θ (l'angle électrique).

Le système matriciel peut également s'écrire sous forme suivante :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{dr} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \\ \text{et} \begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{qr} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (II-30)$$

Et les tensions :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s i_{ds} - \psi_{qs} \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\psi_{ds}}{dt}; \\ V_{qs} &= -R_s i_{qs} + \psi_{ds} \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\psi_{qs}}{dt}; \\ V_{dr} &= 0 = R_r i_{dr} + \psi_{qr} \frac{d\theta_r}{dt} + \frac{d\psi_{dr}}{dt}; \\ V_{qr} &= 0 = R_r i_{qr} - \psi_{dr} \frac{d\theta_r}{dt} + \frac{d\psi_{qr}}{dt}. \end{aligned} \quad (II-31)$$

CHAPITRE III. SIMULATION DE MACHINE ASYNCHRONE

Les processus d'un convertisseur électromécaniques d'énergie dans une machine électrique généralisée sont décrits par les équations de tensions (III.1) et l'équation de mouvement (III.2). Le système d'équations (III.1) et (III.2), à quoi s'ajoute l'équation de couple électromagnétique – représente le système fondamental de transformation électromagnétique d'énergie.

$$\begin{pmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \\ u_{s\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_{s\alpha} + \frac{d}{dt} L_{s\alpha} & \frac{d}{dt} M & 0 & 0 \\ \frac{d}{dt} M & r_{r\alpha} + \frac{d}{dt} L_{r\alpha} & L_{r\beta} \omega_p & M \omega_p \\ -M \omega_p & -L_{r\alpha} \omega_p & r_{r\beta} + \frac{d}{dt} L_{r\beta} & \frac{d}{dt} M \\ 0 & 0 & \frac{d}{dt} M & r_{s\beta} + \frac{d}{dt} L_{s\beta} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix} \quad (III-1)$$

$$\left(\frac{1}{p}\right) J d\omega_p / dt \pm M_c = M_e \quad (III-2)$$

Dans les équations (III.1), $u_{s\alpha}, u_{s\beta}, u_{r\alpha}, u_{r\beta}, i_{s\alpha}, i_{s\beta}, i_{r\alpha}, i_{r\beta}$ - respectivement tensions et courants dans les enroulements du stator et du rotor ; $r_{s\alpha}, r_{s\beta}, r_{r\alpha}, r_{r\beta}$ - résistances des enroulements du stator et du rotor ; M - inductance mutuelle ; $L_{s\alpha}, L_{s\beta}, L_{r\alpha}, L_{r\beta}$ - inductances totales des enroulements du stator et du rotor sur les axes α et β .

Les relations suivantes définissent les inductances des enroulements :

$$\begin{aligned} L_{s\alpha} &= M + l_{s\alpha} \\ L_{s\beta} &= M + l_{s\beta} \\ L_{r\alpha} &= M + l_{r\alpha} \\ L_{r\beta} &= M + l_{r\beta} \end{aligned} \quad (III-3)$$

où $l_{s\alpha}, l_{s\beta}, l_{r\alpha}, l_{r\beta}$ - inductances de fuite des enroulements du stator et du rotor suivant les axes α et β .

Les équations (III.1) sont données pour une machine ramenée où les nombres de spires sur le stator et sur le rotor sont égaux, avec des enroulements pseudoimmobiles. Pour conserver l'invariance de la puissance sur la machine réelle et sur la machine à enroulements immobiles, on introduit dans les équations des fém. de rotation.

Etant donné qu'elles renferment des produits des variables, les équations d'un transducteur électromécanique n'ont pas de solution analytique. Pour les résoudre, on utilise des machines numériques ou analogiques, c'est pourquoi on obtient des solutions approchées. Ceci permet de modéliser les équations même à coefficients non linéaires.

III.1. Utilisation du logiciel Matlab/Simulink

Cette partie consiste à développer la simulation des modèles avec Matlab sous simulink. D'abord, on va traduire les modèles mathématiques de chaque système à des schémas blocs, puis simuler ces derniers.

La simulation est devenue un moyen d'étude des systèmes complexes dans le domaine des machines électriques. Elle permet de décrire le fonctionnement de notre système (MAS) avec une grande précision.

Plusieurs logiciels sont utilisés pour la simulation, nous utilisons le logiciel (Simulink) dans l'environnement «MATLAB», pour la simulation de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension.

➤ Matlab

Un système interactif et convivial de calcul numérique et de visualisation graphique, destiné aux ingénieurs et scientifiques. Il possède un langage de programmation à la fois puissant et simple d'utilisation. Il permet d'exprimer les problèmes et solutions d'une façon aisée, contrairement à d'autres langages de programmation. Il intègre des fonctions d'analyse numérique, de calcul matriciel, de traitement de signal, de visualisation graphique 2D et 3D.

Dans MATLAB, l'élément de base est la matrice. L'utilisateur ne s'occupe pas des allocations de mémoire ou de redimensionnement comme dans les langages classiques. Les problèmes numériques peuvent être résolus en un temps record, qui ne représente qu'une infime du temps à passer avec d'autres langages comme le Basic, C, C++ ou le Fortran. MATLAB s'est imposé dans les milieux universitaire et industriel comme un outil puissant de modélisation, de simulation et de visualisation de problèmes numériques. Dans le monde universitaire, MATLAB est utilisé pour l'enseignement de l'algèbre linéaire, le traitement du signal, l'automatique, etc., ainsi que dans la recherche scientifique.

➤ Simulink

SIMULINKTM est un programme pour la simulation des systèmes dynamiques linéaires et non linéaires; une extension de MATLABTM, dans laquelle la définition des modèles se fait par schémas blocs (diagramme structurel); Le diagramme structurel permet la représentation graphique d'un système d'équations linéaires et non linéaires. Il met en évidence la structure du système et permet de visualiser les interactions entre les différentes grandeurs internes et externes. SIMULINK possède une interface graphique pour visualiser les résultats sous forme de graphiques ou de valeurs numériques en cours de simulation.

➤ Méthode numérique pour étudier le démarrage d'un moteur asynchrone

Dans ce mémoire, les équations de la machine sont simplifiées au moyen d'une transformation de Park adéquate et donnent lieu à un programme de simulation basé sur trois algorithmes d'intégration. Cela permet de mettre en évidence l'importance de la méthode numérique et du pas de calcul de la simulation.

Pour la simulation numérique, nous avons utilisées Matlab/simulink, version 10, qui est connue sous le nom « Matlab2010 ». Nous avons juste simulé les programmes existant dans le logiciel, pour le démarrage d'une MAS, en utilisant la fonction ode 45. Nous verrons ci- dessous quelques tableaux qui nous représenteront quelques résultats, de la méthode Runge-Kutta, Euler et Heun.

III.2. Transformations des équations à des formes commodes à la simulation

Dans une simulation, il est nécessaire de tenir compte des particularités du fonctionnement du modèle analogique en combinant la forme commode d'écriture des équations et les conditions favorables de leur résolution.

III.2.1. Modèle en courants

Pour la préparation de la simulation, on transforme les équations (III.1) et (III.2) à la forme [Kopilov I. P. Modélisation des machines électriques M. Ecole Supérieure, 1987, 248 p.] :

$$\begin{aligned} i_{s\alpha} &= \frac{1}{p} \left(\frac{1}{L_s} u_{s\alpha} - \frac{R_s}{L_s} i_{s\alpha} \right) - \frac{M}{L_s} i_{r\alpha}; \\ i_{s\beta} &= \frac{1}{p} \left(\frac{1}{L_s} u_{s\beta} - \frac{R_s}{L_s} i_{s\beta} \right) - \frac{M}{L_s} i_{r\beta}; \\ i_{r\alpha} &= \frac{1}{p} \left[-\frac{R_r}{L_r} i_{r\beta} - \omega_p \left(i_{r\beta} + \frac{M}{L_r} i_{s\beta} \right) \right] - \frac{M}{L_r} i_{s\alpha}; \\ i_{r\beta} &= \frac{1}{p} \left[-\frac{R_r}{L_r} i_{r\alpha} - \omega_p \left(i_{r\alpha} + \frac{M}{L_r} i_{s\alpha} \right) \right] - \frac{M}{L_r} i_{s\beta}. \end{aligned} \quad (III-4)$$

$$M_e = \frac{3}{2} p M (i_{r\alpha} i_{s\beta} - i_{r\beta} i_{s\alpha}); \quad (III-5)$$

$$p\omega_p = \frac{1}{J} p (M_e - M_c). \quad (III-6)$$

Les schémas de résolution de (III.4) sont présentés sur les Figure III.1. et Figure III.2. La résolution de (III.4) est liée à l'intégration des équations.

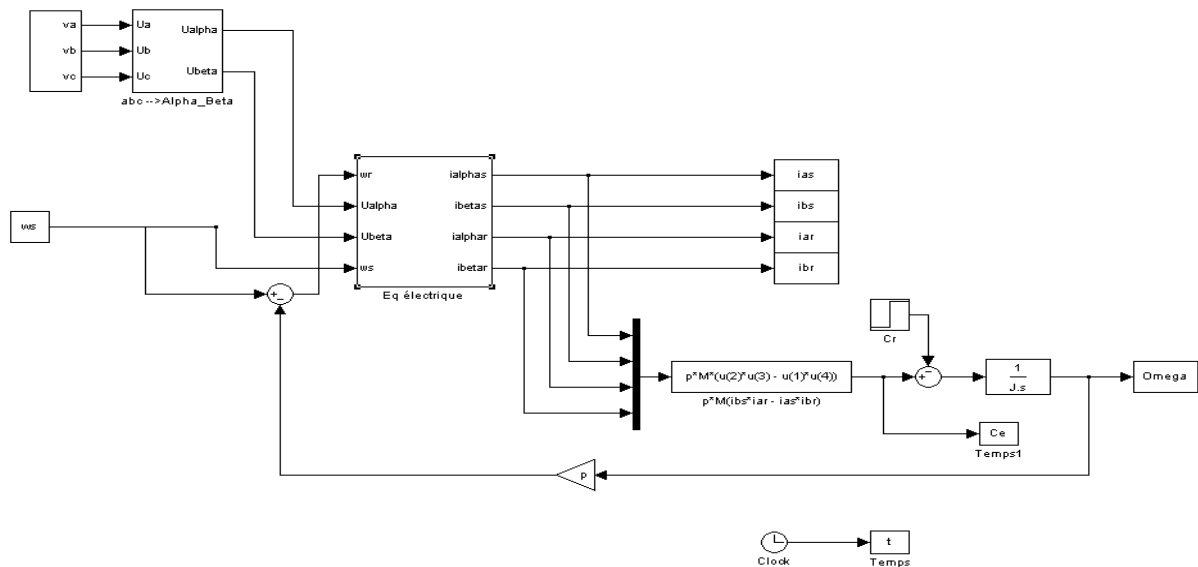


Figure III.1. Schéma bloc du modèle avec courants

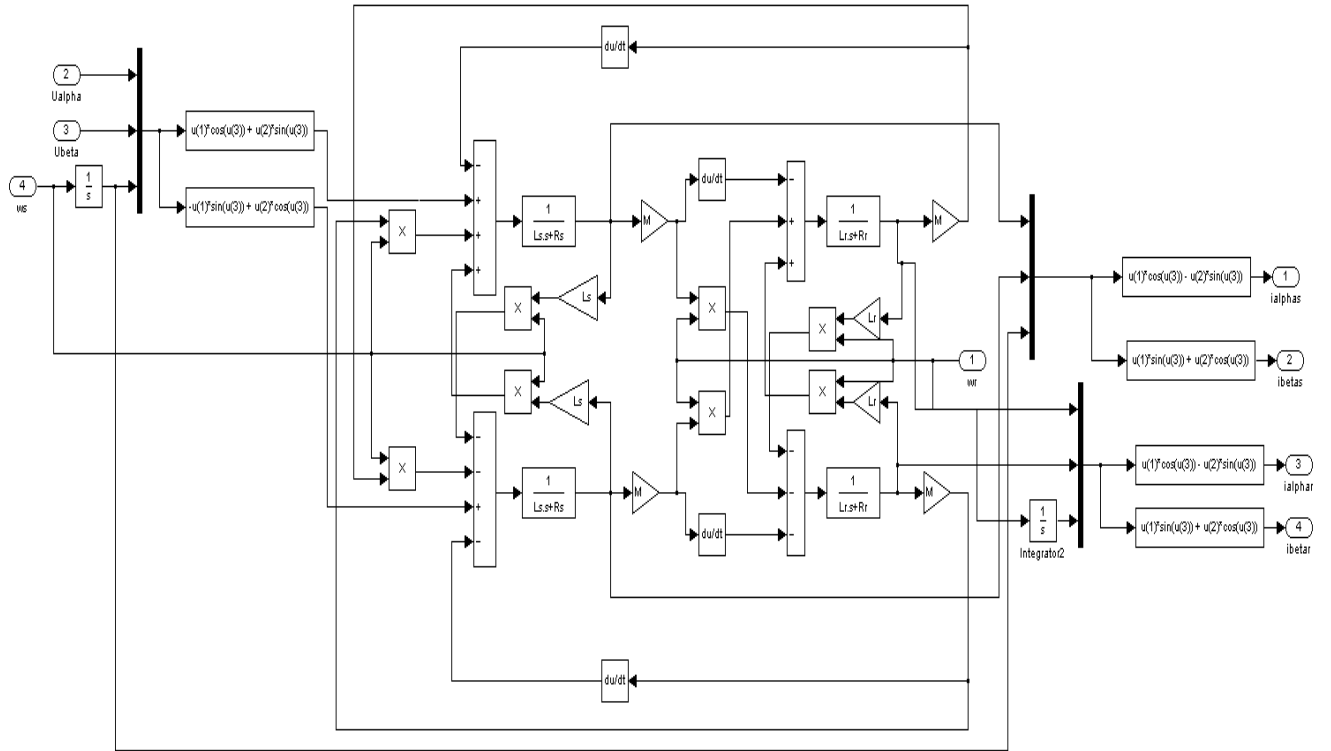


Figure III.2. Schéma détaillé du modèle avec courants

III.2.2. Modèle en flux totalisés

On peut écrire les équations (III.1) et (III.2) à travers les flux totalisés sous les formes (III.7) et (III.10). Les schémas de résolution correspondants sont clairs sur les Figure III.3. et Figure III.4 ci-dessous.

$$\begin{aligned}
 \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} &= U_m \cos \omega t - \frac{R_s L_r}{L_s L_r - M} \psi_{s\alpha} + \frac{R_s M}{L_s L_r - M} \psi_{r\alpha}; \\
 \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} &= U_m \sin \omega t - \frac{R_s L_r}{L_s L_r - M} \psi_{s\beta} + \frac{R_s M}{L_s L_r - M} \psi_{r\beta}; \\
 \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} &= -\frac{R_r L_s}{L_s L_r - M} \psi_{r\alpha} + \frac{R_r M}{L_s L_r - M} \psi_{s\alpha} - \omega_p \psi_{r\beta}; \\
 \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} &= -\frac{R_r L_s}{L_s L_r - M} \psi_{r\beta} + \frac{R_r M}{L_s L_r - M} \psi_{s\beta} - \omega_p \psi_{r\alpha}.
 \end{aligned} \tag{III-7}$$

$$M_e = \frac{mp}{2} \frac{M}{L_s L_r - M} (\psi_{s\beta} \psi_{r\alpha} - \psi_{s\alpha} \psi_{r\beta}); \tag{III-8}$$

$$\frac{d\omega_p}{dt} = \frac{p}{J} (M_e - M_c). \tag{III-9}$$

$$\begin{aligned}
 i_{s\alpha} &= \frac{L_r}{L_r L_s - M} \psi_{s\alpha} - \frac{M}{L_r L_s - M} \psi_{r\alpha}; \\
 i_{s\beta} &= \frac{L_r}{L_r L_s - M} \psi_{s\beta} - \frac{M}{L_r L_s - M} \psi_{r\beta}; \\
 i_{r\alpha} &= \frac{L_s}{L_r L_s - M} \psi_{r\alpha} - \frac{M}{L_r L_s - M} \psi_{s\alpha}; \\
 i_{r\beta} &= \frac{L_s}{L_r L_s - M} \psi_{r\beta} - \frac{M}{L_r L_s - M} \psi_{s\beta}.
 \end{aligned}
 \tag{III-10}$$

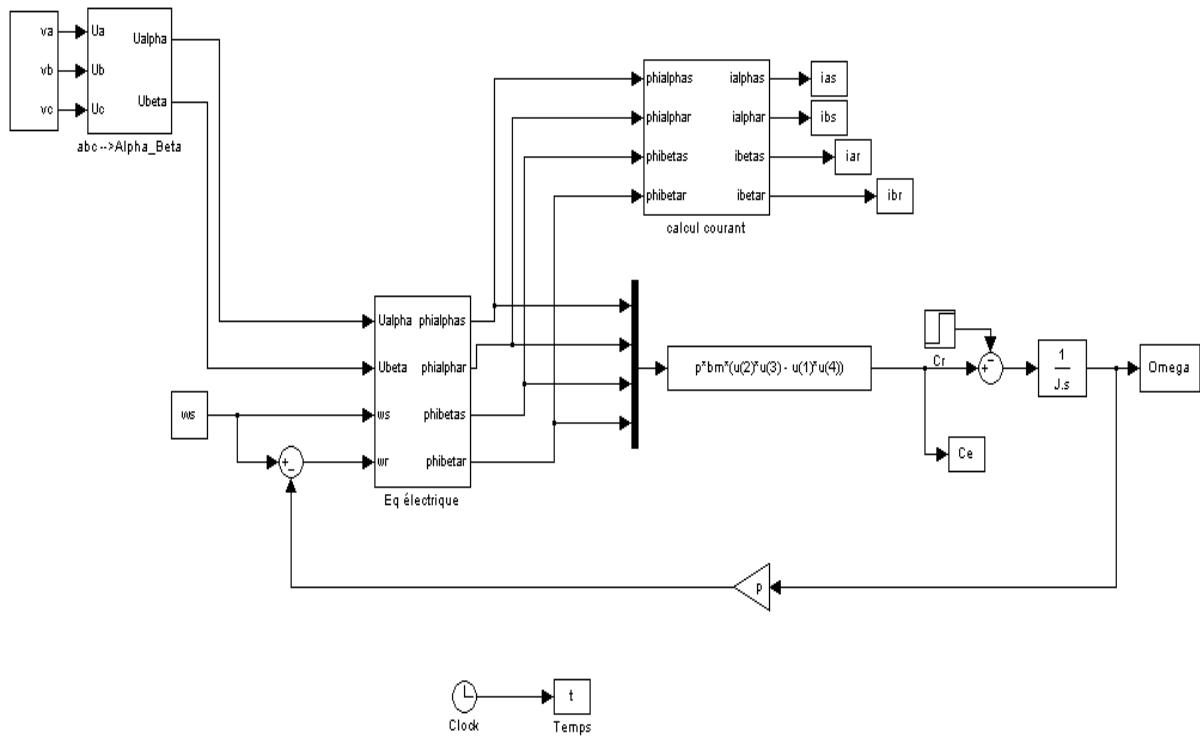


Figure III.3. Schéma bloc du modèle avec flux totalisés

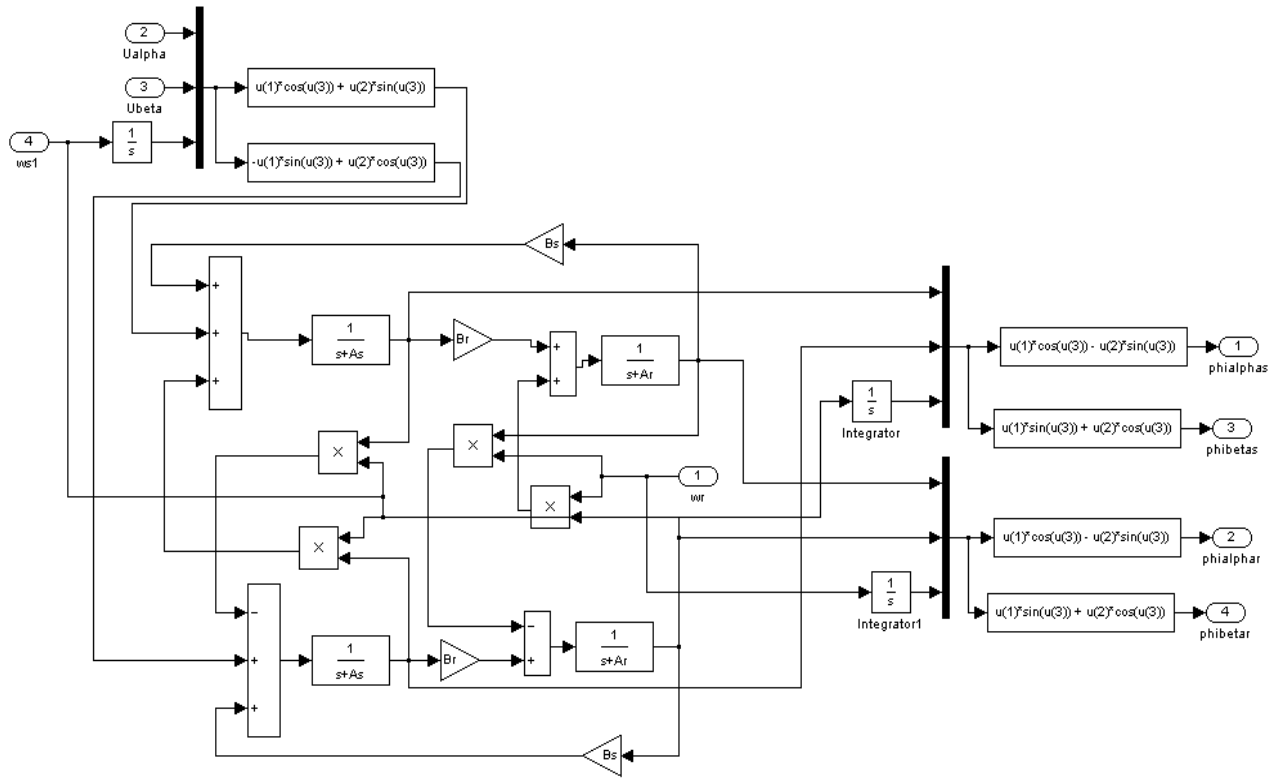


Figure III.4. Schéma détaillé du modèle avec flux totalisés

III.2.3. Modèle en flux totalisés et courants

Une des formes très répandues d'écriture lors de la simulation est l'écriture des équations relativement aux courants et aux flux totalisés : équations (III.11) et (III.12). Les schémas de résolution sont présentés sur les Figure III.5. et Figure III.6.

$$\begin{aligned}
 \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} &= U_m \cos \omega t - R_s i_{s\alpha}; \\
 \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} &= U_m \sin \omega t - R_s i_{s\beta}; \\
 \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} &= -\omega_p \psi_{r\beta} - R_r i_{r\alpha}; \\
 \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} &= \omega_p \psi_{r\alpha} - R_r i_{r\beta}.
 \end{aligned}
 \tag{III-11}$$

$$\begin{aligned}
 i_{r\alpha} &= \frac{L_s}{L_s L_r - L_m^2} \psi_{r\alpha} - \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} \psi_{s\alpha}; \\
 i_{r\beta} &= \frac{L_s}{L_s L_r - L_m^2} \psi_{r\beta} - \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} \psi_{s\beta}; \\
 i_{s\alpha} &= \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} \psi_{s\alpha} - \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} \psi_{r\alpha}; \\
 i_{s\beta} &= \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} \psi_{s\beta} - \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} \psi_{r\beta}.
 \end{aligned}
 \tag{III-12}$$

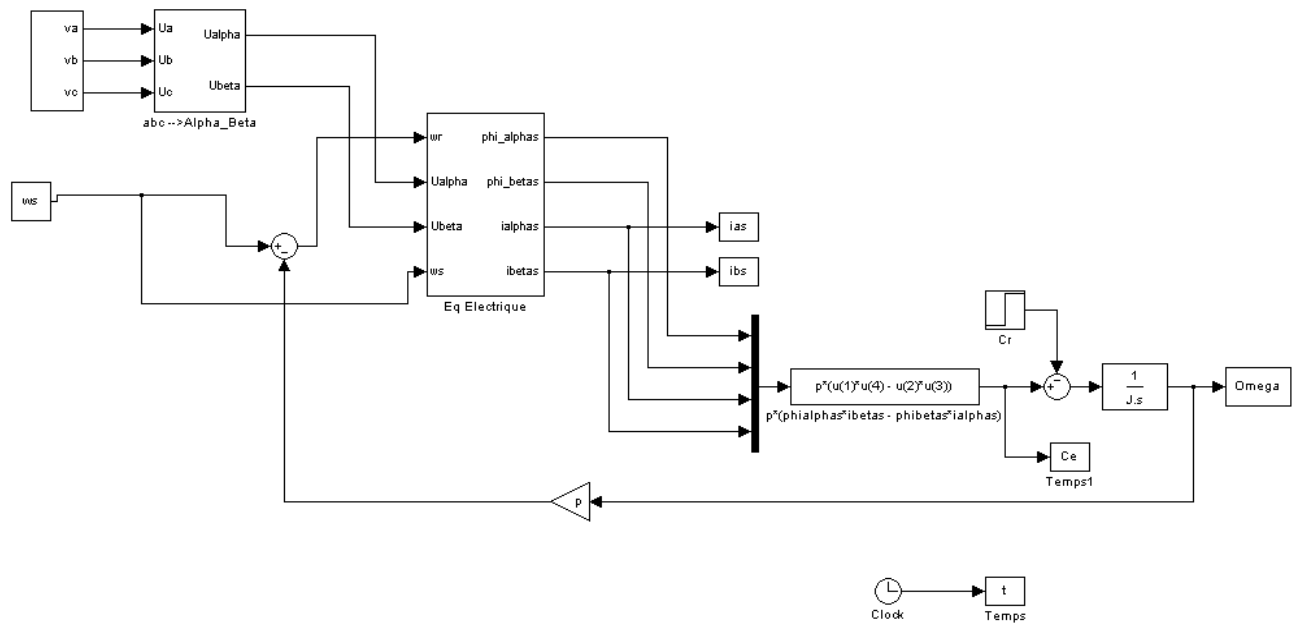


Figure III.5. Schéma bloc du modèle avec flux totalisés et courants

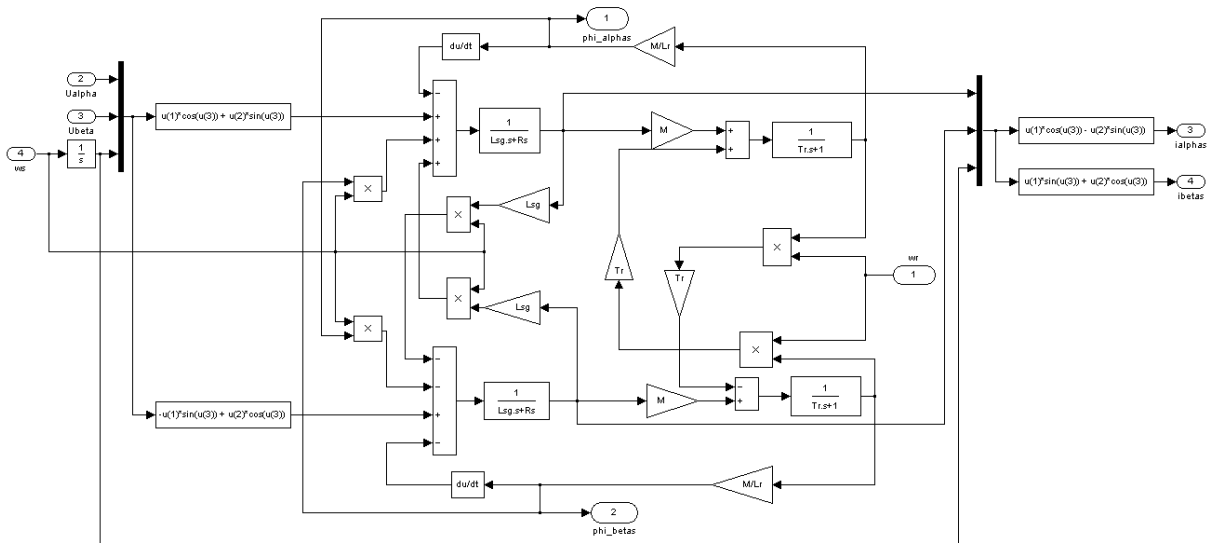


Figure III.6. Schéma détaillé du modèle avec courants

III.3.EXPLOITATION DES SCHEMAS DE SIMULATION

Dans la base des schémas de simulation qui traduisent les équations correspondant aux:

- Modèle utilisant les courants,
- Modèle utilisant les flux totalisés, et
- Modèle utilisant les courants et les flux totalisés,

nous allons maintenant prendre la machine asynchrone comme objet concret d'études, et dont les caractéristiques principales sont présentées ci-dessous :

- tension aux bornes 220 V ;
- pulsation $\omega_s = 314 \text{ rad/s}$;
- résistance statorique $R^s = 0,29 \Omega$;
- résistance rotorique $R^r = 0,35 \Omega$;
- inductance statorique $L^s = 50.10^{-3} \text{ H}$;
- inductance rotorique $L^r = 50.10^{-3} \text{ H}$;
- inductance mutuelle $M = 47.10^{-1} \text{ H}$;
- moment d'inertie $J = 0,5 \text{ Kg.m}^2$;
- nombre paires de pôles $P = 2$;
- fréquence $f = 50 \text{ Hz}$.

Pour le moteur donné, et pour chaque modèle de simulation, après avoir choisi un temps de simulation approprié, nous avons réalisé des essais. Trois méthodes numériques sont successivement prises comme bases tout le long des opérations, à savoir :

- la méthode de Runge-Kutta,
- la méthode d'Euler, et
- la méthode de Heun.

Le choix de ces méthodes a été dicté par la pratique. Les comportements des modèles (basés sur les valeurs du temps de simulation) sont étudiés pour trois pas d'intégration appliqués successivement aux trois méthodes numériques choisies. Les résultats sont affichés sur les tableaux ci-dessous.

Tableau III.1. Pas d'intégration 10^{-3}

Méthode	Modèle en courant	Modèle en flux totalisé	Modèle en flux totalisé et en courant
Runge-kutta	erreur	0.1260[s]	0,1325[s]
Euler	erreur	erreur	erreur
Heun	erreur	erreur	erreur

Tableau III.2. Pas d'intégration 10^{-4}

Méthode	Modèle en courant	Modèle en flux totalisé	Modèle en flux totalisé et en courant
Runge-kutta	0,7792[s]	0,7788[s]	0,7790[s]
Euler	erreur	0,3925[s]	erreur
Heun	0,4798[s]	0,4782[s]	0,4795[s]

Tableau III.3. Pas d'intégration 10^{-5}

Méthode	Modèle en courant	Modèle en flux totalisé	Modèle en flux totalisé et en courant
Runge-kutta	6,8839[s]	6,9299[s]	6,9096[s]
Euler	2,4068[s]	2,3788[s]	2,3928[s]
Heun	3,8952[s]	3,9697[s]	3,9314[s]

La recherche des comportements des modèles est également effectuée suivant le critère « pas optimal d'intégration ». La procédure des opérations a été la suivante : pour chaque méthode numérique, on cherche la valeur du pas pour laquelle la simulation réagit et donne des résultats. Et le pas correspondant est qualifié de « optimal » pour cette méthode et pour ce modèle. Notons au passage que ce pas représente sa valeur maximale au delà de laquelle le solveur d'intégration n'arrive plus à résoudre le problème. Les résultats des opérations sont consignés dans les tableaux ci-dessous.

.Cas 1 : Utilisation des courants statoriques.

Tableau III. 4. Pas optimaux pour le modèle en courant.

Méthode	Temps de simulation	Pas d'intégrations
Runge-kutta	3,536 [s]	$1,7 \cdot 10^{-4}$
Euler	3,130 [s]	$6,7 \cdot 10^{-5}$
Heun	2,962 [s]	$1,05 \cdot 10^{-4}$

. Cas 2 : Utilisation des flux totalisés.

Tableau III. 5. Pas optimaux pour le modèle en flux totalisés.

Méthode	Temps de simulation	Pas d'intégrations
Runge-Kutta	0,109 [s]	$8 \cdot 10^{-3}$
Euler	1,542 [s]	10^{-4}
Heur	0,292 [s]	$1,7 \cdot 10^{-3}$

. Cas 3 : Utilisation des flux totalisés et des courants.

Tableau III. 6. Pas optimaux pour le modèle en flux totalisés et en courant.

Méthode	Temps de simulation	Pas d'intégrations
Runge-Kutta	0,166 [s]	$5 \cdot 10^{-3}$
Euler	0,275 [s]	$7,5 \cdot 10^{-4}$
Heur	0,1905 [s]	$2,1 \cdot 10^{-3}$

III. 4 RESULTATS ET ANALYSE

Le phénomène pris en considération est ici le démarrage à vide du moteur. Nous avons fixé les modèles pour la méthode de Runge-kutta qui est jugée comme la plus précise. Les trois quantités : courant, couples et vitesse en fonction du temps sont visualisés et présentés sur les figures.

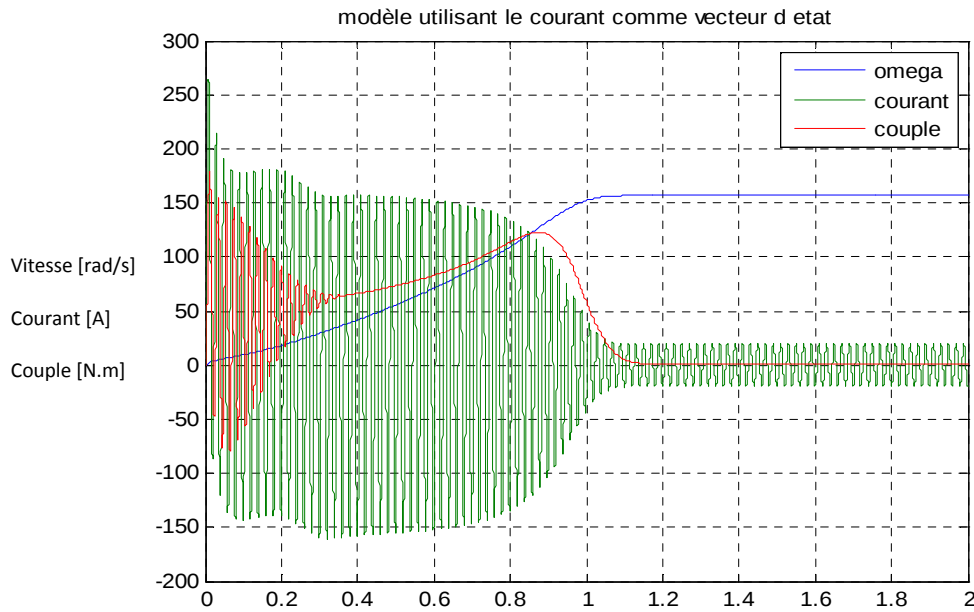


Figure III.7. Allures de vitesse, courant et couple en fonction du temps.

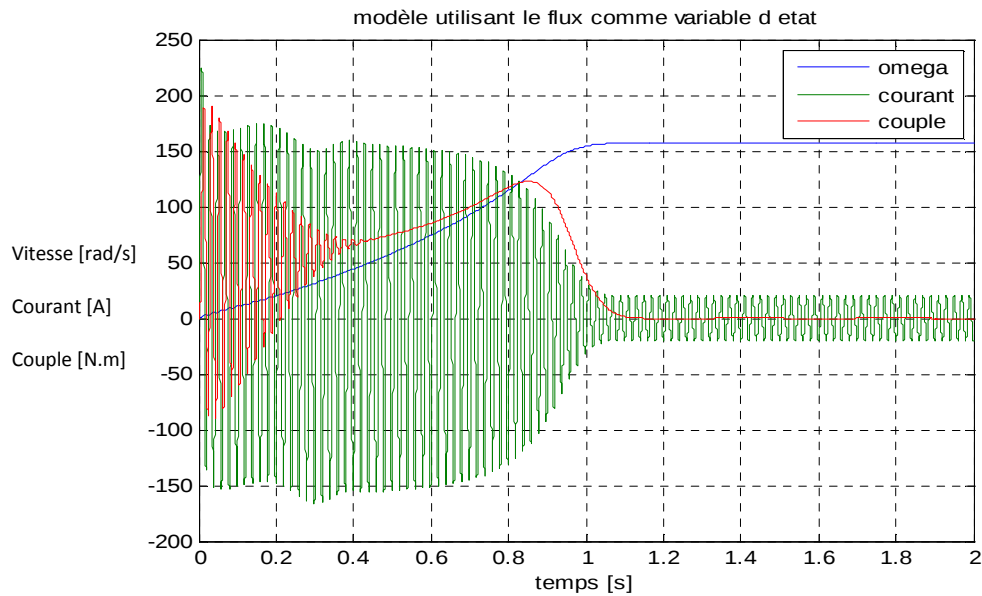


Figure III.8. Allures de vitesse, courant et couple en fonction du temps.

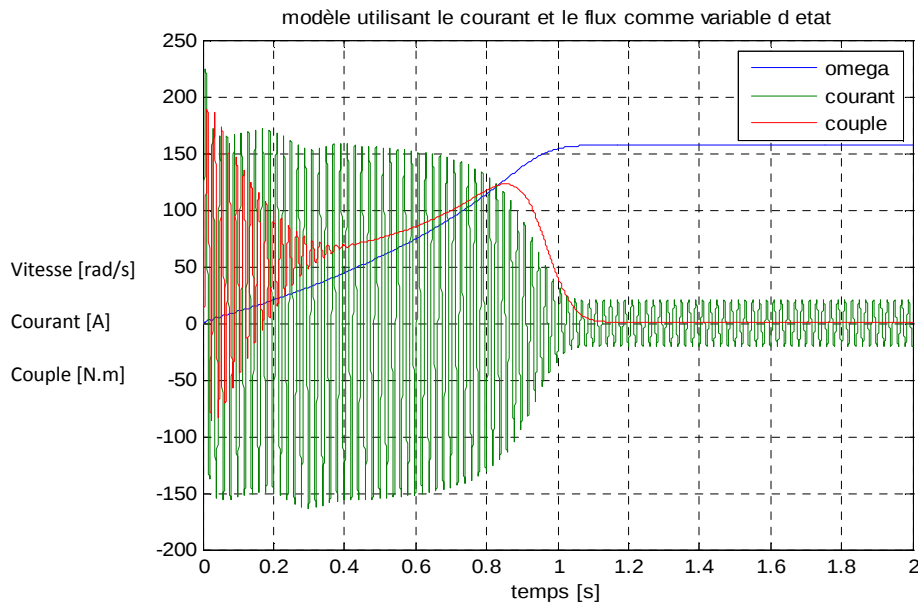


Figure III.9. Allures de vitesse, courant et couple en fonction du temps.

L'analyse des deux groupes des tableaux et des figures ci-dessus permettent d'émettre les remarques suivantes :

- Pour des valeurs de pas d'intégration élevées, le modèle en courant a du mal à fournir des résultats, le modèle en flux ne donne aucun résultat pour les méthodes d'Euler et de Heun ;
- Le modèle en flux totalisés reste stable pour une large gamme de valeurs du pas d'intégration ;
- Pour des valeurs de pas admissibles, le modèle en flux totalisés présente à chaque un temps de simulation record ;
- Le modèle en flux totalisés et en courant occupe une place intermédiaire entre les deux modèles sur le plan stabilité ;
- Les allures des grandeurs respectives données par les modèles sont pratiquement identiques et diffèrent peu des celles données le catalogue ;
- Le modèle en courant donne une valeur surélevée du pic du courant, alors que les deux autres modèles donnent des valeurs pratiquement identiques.

Tout compte fait, le modèle en flux totalisés se recommande le mieux parmi les trois méthodes de simulation étudiées.

CHAPITRE IV. IMPLICATION PEDAGOGIQUE

Thème : Moteur asynchrone

Matière : ELECTROTECHNIQUE

Spécialité : TMEL

Niveau : 3^{ème} année

Objectif : A l'issu de cette séance, les élèves devront connaître les caractéristiques, le principe de fonctionnement et les différentes parties d'un moteur asynchrone.

Pré-requis : Connaissance sur les machines à courant alternatif et le circuit équivalent du transformateur.

Durée : 6 heures

Contenu :

PLAN :

1. Définition de moteur asynchrone
2. Constitution de moteur asynchrone
3. Principe de fonctionnement
4. Bilan de puissance
5. Circuit équivalent du moteur asynchrone
6. Exercice pratique.

1. Définition de moteur asynchrone

Le moteur asynchrone est une machine tournante transformant l'énergie électrique apportée par le courant alternatif (monophasé ou triphasé) en énergie mécanique. Il est caractérisé par des grandeurs d'entrée qui sont électriques et par des grandeurs de sortie qui sont mécaniques.

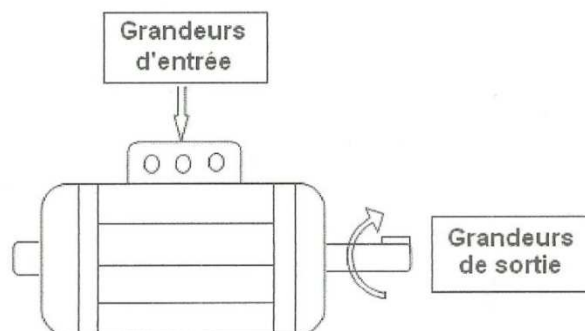


Figure IV.1: Caractéristiques de moteur asynchrone

- Grandeur d'entrée

Il s'agit de la puissance électrique P_a absorbée par un moteur:

en monophasé :

$$P_a = UI \cos \varphi , \quad (IV-1)$$

en triphasé :

$$P_a = \sqrt{3} UI \cos \varphi \quad (IV-2)$$

avec U : tension entre phases [V], I : courant absorbé [A], $\cos \varphi$: cosinus de l'angle de déphasage entre le courant et la tension.

- Grandeur de sortie

C'est la puissance mécanique obtenue sur l'arbre du moteur et qui représente la puissance nominale utile du moteur. Elle s'écrit :

$$P = T \omega \quad (IV-3)$$

avec,

$$\omega = \pi n_s \quad (IV-4)$$

ω la vitesse angulaire [rad/s], $n_s = \frac{f}{p}$ - vitesse du synchronisme [tr/s], f , p - respectivement fréquence [Hz] et nombre de paires de pôles, T : couple moteur [N.m].

2. Constitution de moteur asynchrone

Le moteur asynchrone est constitué d'une partie fixe appelée stator, et d'une partie tournante appelée rotor.

Stator :

Le stator est constitué par des tôles magnétiques dont le nombre de phases est indiqué sur la plaque signalétique. Les enroulements statoriques sont libres de couplage.

Rotor :

D'une manière générale, on distingue deux types de rotor :

-Rotor à cage

Il est constitué des barres conductrices en cuivre placées dans des encoches et mises en court-circuit permanent par deux anneaux de court-circuit.

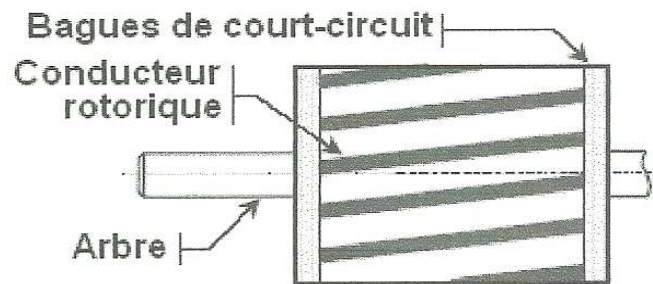


Figure IV.2: Constitution du rotor à cage

-Rotor à bagues

Il est mis en court-circuit à l'extérieur à travers de trois bornes liées électriquement par des contacts glissants appelés bagues sur lesquelles s'appliquent des balais.

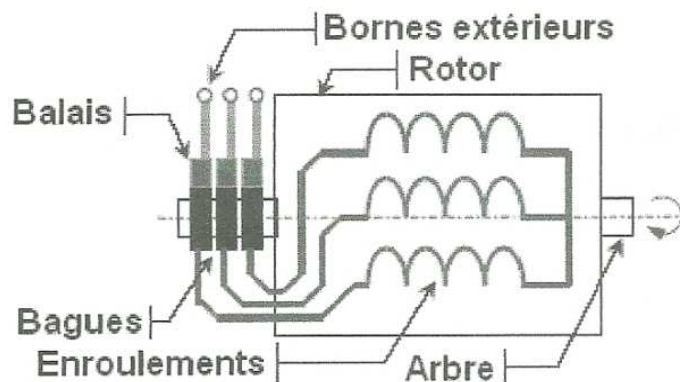


Figure IV.3: Constitution du rotor à bagues

-Symboles

Les deux types de moteur susmentionnés sont symboliquement représentés comme suit.

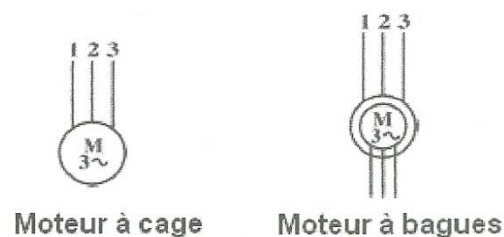


Figure IV.4: Symboles des moteurs asynchrones

3. Principe de fonctionnement

Si on alimente les enroulements statoriques par une tension de pulsation ω , ils créent p paires de pôles d'un champ magnétique glissant à la pulsation du synchronisme :

$$\Omega_s = \frac{\omega}{p}. \quad (\text{IV-5})$$

La présence des courants et d'un champ magnétique glissant est l'origine de l'existence d'un couple électromagnétique ; ce dernier provoque la rotation relative du champ magnétique par rapport au rotor. Le glissement du rotor par rapport au champ magnétique est défini par la relation :

$$g = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (\text{IV-6})$$

où n : vitesse mécanique de rotation du rotor en [tr/s].

De plus, on distingue trois régimes de fonctionnement de la machine asynchrone :

-Fonctionnement en frein électromagnétique : $g > 1$.

L'arbre de la machine asynchrone tourne dans le sens contraire à celui du champ tournant statorique.

-Fonctionnement en moteur : $0 < g < 1$.

L'énergie électrique absorbée au stator est transformée en énergie mécanique sur l'arbre de la machine.

-Fonctionnement en génératrice : $g < 0$.

La machine absorbe une puissance mécanique qui sera restituée, en majeure partie, au réseau sous forme d'énergie électrique.

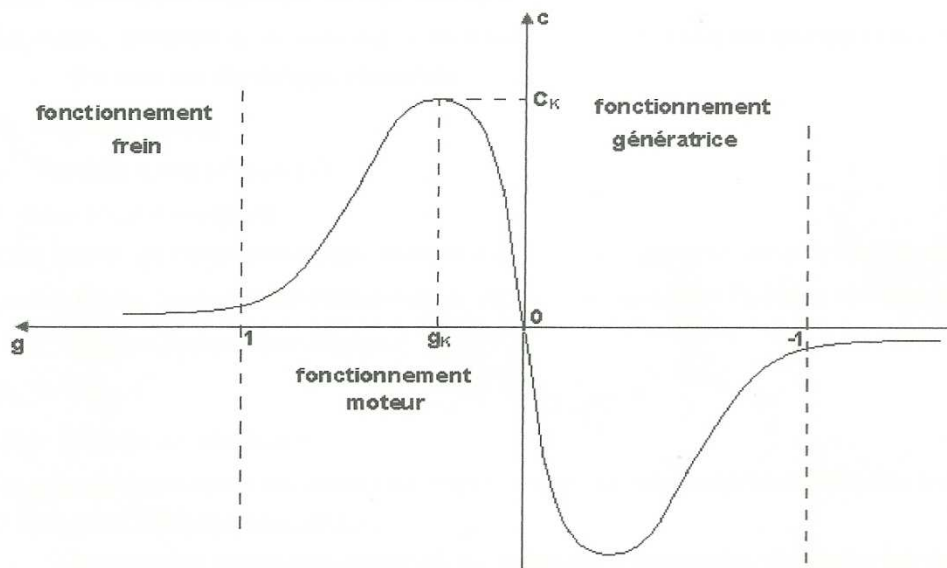


Figure IV.5: Régime de fonctionnement de la machine asynchrone

4. Bilan de puissance

On peut schématiser le bilan de puissance suivant la figure ci-dessous :

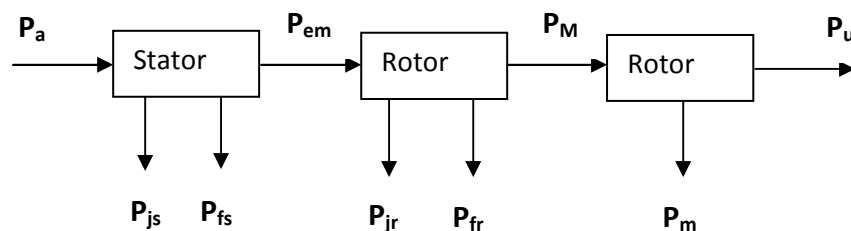


Figure IV.6 : Bilan de puissance

Légende : P_u : puissance utile ; P_a : puissance absorbée ; P_{fs} : pertes fer statoriques ; P_{fr} : pertes fer rotoriques ; P_{js} : perte joules rotoriques ; P_m : pertes mécaniques dues aux roulements ou à la ventilation ; P_M : puissance mécanique ; P_{em} : puissance transmise du rotor au stator.

Le moteur absorbe du réseau de la puissance absorbée à travers les bornes statoriques.

➤ Puissance électrique absorbée :

$$P_a = \sqrt{3} UI \cos \varphi \quad (IV-7)$$

U : tension entre phases [V], I : courant absorbé [A].

Une partie de cette puissance est perdue dans le stator sous forme de pertes fer P_{fs} (pertes magnétiques) et de pertes dans le cuivre P_{js} dues à l'effet joule.

➤ **Puissance joules statoriques :**

$$P_{js} = 3R_s I^2 \quad (IV-8)$$

R_s : résistance de l'enroulement d'une phase statorique.

La puissance restante est alors transmise au rotor par le champ tournant sous forme de puissance électromagnétique.

➤ **Puissance électromagnétique ou puissance transmise du stator au rotor :**

$$P_{em} = P_a - P_{js} - P_{fs} \quad (IV-9)$$

➤ **Moment du couple électromagnétique :**

Les forces qui s'exercent sur les conducteurs du rotor tournent à la vitesse Ω_s : elles glissent sur le rotor qui, lui ne tourne qu'à la vitesse Ω . L'action de l'ensemble des forces électromagnétiques se réduit à un couple électromagnétique résultant à moment T_{em} :

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} \quad , \quad (IV-10)$$

T_{em} : moment du couple électromagnétique exprimé en [N m].

Le rotor utilise la puissance électromagnétique et une partie de cette puissance est gaspillée sous formes des pertes par effet joule.

➤ **Pertes joules rotoriques :**

$$P_{jr} = gP_{em} \quad (IV-11)$$

La puissance restante sera la puissance P_M disponible à l'arbre du moteur.

➤ **Puissance mécanique :**

$$P_M = P_{em}(1-g) = P_{em} - P_{jr} - P_{fr} \quad (IV-12)$$

Une partie de la puissance mécanique est transformée à des pertes P_m dues au frottement ou par ventilation, et la puissance restante sera la puissance utile P_u du moteur.

➤ **Pertes mécaniques :**

$$P_m = P_u - P_M \quad (IV-13)$$

➤ **Couple utile :**

$$T_u = \frac{Pu}{\Omega} \quad (IV-14)$$

➤ **Le rendement s'écrit :**

$$\eta = \frac{P_u}{\Omega} \quad (IV-15)$$

5. Circuit équivalent du moteur asynchrone

Le moteur asynchrone est équivalent à un transformateur dont le circuit équivalent est établi de façon à ramener les éléments rotoriques au stator.

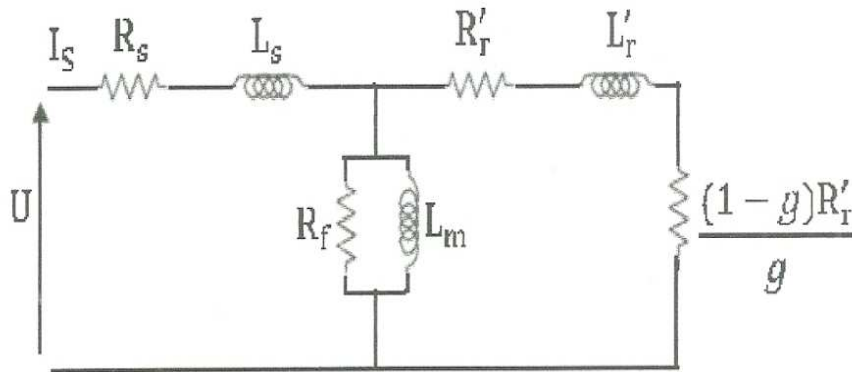


Figure IV.7 : circuit équivalent

avec :

$$R'_r = \frac{R_r}{m^2} \quad (IV-16)$$

$$L'_r = \frac{L_r}{m^2} \quad (IV-17)$$

$$m = \frac{N_2}{N_1} \quad (IV-18)$$

N_1 et N_2 nombres de spires statoriques et rotoriques.

6. Exercice pratique

Voici la plaque signalétique d'un moteur asynchrone :

ABB Motors			
Mot As. D30L/MEDL 280 M4			
N° FL 528663		~3	Cos.φ 0,87
Kw 90	CIF		Δθ 80K
50Hz		IP 55	640 kg
V 220 Δ		290 A	
V 380 Y		167 A	
t/min 1480		S1	
Rot V		A	CI

Figure IV.8 : Plaque signalétique

- Décoder cette plaque signalétique
- Déterminer la vitesse du synchronisme
- Calculer le glissement du moteur
- Quel couplage doit – on effectuer sur ce moteur pour un réseau triphasé 220/380 [V] ?
- Quel sera l'intensité du courant absorbée correspondant à ce couplage ?
- Représenter le schéma de la plaque à bornes correspondant.

➤ Solution

- Décodage de la plaque signalétique :
 - Nature du courant ou tension : alternative
 - Tension d'alimentation : 220 [V] en triangle et 380 [V] en étoile
 - Nombre de phases : 3
 - Vitesse de rotation : 1480[tr/mn]
 - Nature de couplage : triangle (Δ) ou étoile (Y)
 - Nombre de pôles : 4
 - Indice de protection [IP] : étanche
 - Nombre de manœuvres par heure : service (S₁)
 - Classe d'isolation des bobinages : F

b. Vitesse de synchronisme :

$$n = \frac{f}{p} \quad (\text{IV-19})$$

avec $2p = 4$ et $f = 50\text{Hz}$

$$n = \frac{50}{2}$$

$$n = 25[\text{tr} / \text{s}] = 1500[\text{tr} / \text{mn}]$$

c. Le glissement du moteur :

$$g = \frac{n - n'}{n} \quad (\text{IV-20})$$

$$g = \frac{1500 - 1480}{1500} = 0,013$$

d. Pour un réseau triphasé 220/380 [V], on doit effectuer le couplage triangle à ce moteur.

e. L'intensité du courant absorbée correspondante sera 290 [A]

f. Le schéma de la plaque à bornes :

Réseau d'alimentation

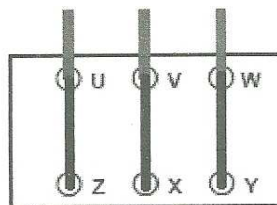


Figure IV.9 : Plaque à bornes

CONCLUSION GENERALE

A la lumière de notre travail, nous avons pu aborder une partie de la grande famille des machines électriques. Dans ce mémoire, notre étude s'est portée essentiellement sur la machine asynchrone, et plus spécialement sur une des différentes méthodes de résolution du système d'équations différentielles régissant son fonctionnement. Il s'agit de la méthode analogique de résolution.

En effet, ces derniers temps la méthode de résolution par simulation acquiert de plus en plus de place dans les domaines de recherches scientifiques, surtout avec l'aide des logiciels toujours plus performants comme MATLAB/SIMULINK, COMSOL, et bien d'autres.

Le travail a débuté par un exposé succinct des moteurs asynchrones : constitution avec présentation de ses différents éléments constitutifs ; principe de fonctionnement ; domaine d'utilisation, La modélisation est finalisée après avoir choisi un système d'axes approprié, et le système d'équations différentielles est en définitive écrit dans ledit système. Des transformations sont effectuées pour ramener le système à une forme commode pour une simulation. Sont obtenues par la suite trois formes d'écriture des équations :

- Modèle utilisant les courants comme variables d'état.
- Modèle utilisant les flux totalisés comme variable d'état
- Modèle utilisant les flux totalisés et les courants comme variable d'état

Fut donné, pour chaque modèle, le schéma de simulation correspondant et des résultats attendus en sont sortis. Lesdits résultats sont obtenus dans la base d'une machine concrète préalablement choisie. Dans la base des données expérimentales et celles du catalogue, l'analyse des résultats permet d'écrire les conclusions comparatives suivantes.

- Le modèle utilisant les flux totalisés comme variable d'état s'avère la plus stable. Il reste actif pour une large gamme de variations du pas d'intégration.
- Le modèle en courant donne par contre une valeur du courant de démarrage peu crédible, car s'éloigne légèrement trop de la valeur du catalogue.
- Le modèle utilisant les flux totalisés et les courants comme variable d'état, compte tenu des paramètres mis-en jeu pour sa réalisation, se place au milieu des deux autres méthodes si l'on se base sur le côté stabilité.
- Le modèle en courant réagit mal au pas d'intégration « élevés ».

Le travail s'achève sur une séquence pédagogique. En effet, il m'est difficile, en tant qu'étudiant d'une Ecole Normale, de ne pas se pencher sérieusement sur le côté pédagogique d'une tâche quelconque (technique, sociale,).

ANNEXE

PROGRAMMATION POUR LA SIMULATION

```
figure(1)

clc;clear;

.Parametre globeax de la machine
.global Rs Rr Ls Lr JfP
U = 220;
ws = 2*pi*50;
Rs = 0.29;résistance statorique
Rr = 0.35;résistance rotorique
Ls = 50e-3;inductance statorique
Lr = 50e-3;inductance rotorique
M = 47e-3;inductance mutuelle
J = 0.5;moment d'inertie
p = 2;nombre de pôles
sim('modele_courant1',[0 2]);
plot(t,Omega,t,ias,t,Ce);
grid on;

figure(2)

clc;clear;

U = 220;
ws = 2*pi*50;
Rs = 0.29;résistance statorique
Rr = 0.35;résistance rotorique
Ls = 50e-3;inductance statorique
Lr = 50e-3;inductance rotorique
M = 47e-3;inductance mutuelle
J = 0.5;moment d'inertie
p = 2; nombre de pôles
Dsr = Ls*Lr - M^2;
As = Rs*Lr/Dsr;
```

```
Ar = Rr*Ts/Dsr;  
Bs = Rs*M/Dsr;  
Br = Rr*M/Dsr;  
as = Ts/Dsr;  
ar = Lr/Dsr;  
bm = M/Dsr;  
sim('modele_flux1',[0 2]);  
plot(t,Omega,t,ias,t,Ce);  
grid on;  
figure(3)  
clc;clear;  
U = 220;  
ws = 2*pi*50;  
Rs = 0.29;résistance statorique  
Rr = 0.35;résistance rotorique  
Ts = 50e-3;inductance statorique  
Lr = 50e-3;inductance rotorique  
M = 47e-3;inductance mutuelle  
J = 0.5; moment d'inertie  
p = 2;nombre de pôles  
Tr = Lr/Rr;constante de temp rotorique  
sigma = 1-M^2/(Ts*Lr);coefficient de disperssion  
Lsg = sigma*Ts;  
sim('modele_courant_flux1',[0 2]);  
plot(t,Omega,t,ias,t,Ce);  
grid on;
```

BIBLIOGRAPHIE

[1] PHILIPPE Barret :

Régimes transitoires des machines tournantes électriques : 2^{ème} édition.

[2] KOSTENKO M.P. PIOTROVSKI L.M. ! Machines électriques T.2 Mouscou : Edition MIR, 1979.

[3] SAID M'zé

Cours d'électrotechnique 4^{ème} Année PET GE

Année d'étude 2009-2010.

[4] L. BAGHLI

Modélisation et la commande de machine asynchrone.

<http://www.windpower.org/fr/tour/wtrb/async.html>

[5] LUC MUTREL

Régimes statique et dynamique des Machines asynchrones, technosup, édition Ellipses.

[6] SOATOMBO Lydia

Modélisation et simulation d'une machine asynchrone à cage à l'aide d'un logiciel.

Mémoire 2010.

[7] KOPILOV I.P.

Modélisation des machines électriques. Edition Ecole Supérieur Mouscou, 1980.

[8] VELIN Albert

Simulation du comportement dynamique d'une génératrice asynchrone.

Mémoire 2009.

[9] KOPILOV I.P (rédacteur) : Projet des machines électriques : Moscou : Edition ENERGIE, 1980.

[10] BAO Jean Britos

Contrôle de la tension d'une génératrice asynchrone dédiée à la conversion de l'énergie éolienne.

Mémoire 2010.

[11] POSTNIKOV I. M. Théorie généralisée et phénomènes transitoires des machines électriques. Edition « Ecole supérieure », M., 2^{ème} édition 1975.

Table des matières

TITRE : Etude comparative des schémas de résolution des équations d'un moteur asynchrone triphasé.	1
REMERCIEMENTS.	2
INTRODUCTION.	3
CHAPITRE I. GENERALITES SUR LA MACHINE ASYNCHRONE	4
I-1. Définition.	4
I-2. Constitution.	4
I-2-1. Le stator.	4
I-2-2. Le rotor.	6
I-3. Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone	8
CHAPITRE II. MODELISATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE	13
II.1 Principales hypothèses adoptées dans l'étude des machines électriques	13
II.2. Systèmes d'axes de coordonnées	14
II.3 Système d'unités relatives	15
II.4. Modèle mathématique de la machine asynchrone à cage suivant les axes (dq)	18
II.4.1. Transformation triphasée en diphasé du repère classique	18
II.4.2. Transformation triphasée (abc) en diphasé ($\alpha\beta$)	20
II.4.3. Transformation de Park	23
CHAPITRE III. SIMULATION DE MACHINE ASYNCHRONE	25
III.1. Utilisation du logiciel Matlab/Simulink.	26
III.2. Transformations des équations à des formes commodes à la simulation	27
III.2.1. Modèle en courants	27
III.2.2. Modèle en flux totalisés	28
III.2.3. Modèle en flux totalisés et courants.	30
III.3. Exploitation des schémas de simulation.	32
III. 4 Résultats et analyse	34
CHAPITRE IV. IMPLICATION PEDAGOGIQUE	36
1. Définition de moteur asynchrone.	36
2. Constitution de moteur asynchrone	37
3. Principe de fonctionnement	39
4. Bilan de puissance.	40
5. Circuit équivalent du moteur asynchrone.	42

6. Exercice pratique	43
CONCLUSION GENERALE.....	45
ANNEXE	46
BIBLIOGRAPHIE	48