

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur
et de la Recherche scientifique

Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued
Faculté des Sciences et de Technologies



Mémoire de Fin d'Etude
En vue de l'obtention du diplôme de

•
MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et de Technologies
Filière: Génie Électrique
Spécialité: Machine Électriques

Thème

**MODELISATION ET SIMULATION DE LA
MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS
PERMANENTS**

Diriger par:
AZZA ABDELAZIZ

Réaliser par:
BEN TICHA YACINE
ADOUKA MED TAYEB
REGUIGUE HAMED

Soutenu Juin 2023

Dédicace

A ma Mère et mon Père

A ma Famille

A mes Sœurs mes Frères et mes Proches

A tous ceux qui m'ont nourri de leur savoir

Et à ceux qui partagent de bons souvenirs

Adouka mohammed tayeb

Dédicace

A ma Mère et mon Père

A ma Famille

A mes Sœurs mes Frères et mes Proches

A tous ceux qui m'ont nourri de leur savoir

Et à ceux qui partagent de bons souvenirs

Ben ticha yacine

Dédicace

A ma Mère et mon Père

A ma Famille

A mes Sœurs mes Frères et mes Proches

A tous ceux qui m'ont nourri de leur savoir

Et à ceux qui partagent de bons souvenirs

Reguigue hamed

Liste de notation et symboles

Sigles utilisés :

MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanent
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
DTC	Commande directe de couple (Direct Torque Control).
SVM	Space Vector Modulation
FKE	Filtre de Kalman Etendu
PI	Correcteur Proportionnel-Integral
$[P(\theta)]$	Park
$[P(\theta)]^{-1}$	Park inverse
S	Transformée de Laplace

Repères :

a,b,c :	Axes liés aux enroulements triphasés
d,q :	Axes de référentiel de Park
α,β :	Axes de référentiel statorique
O :	Axe homopolaire

Paramètres de modélisation de la machine :

$R_s [\Omega]$:	Résistance statorique
$L_d [H]$:	Inductance longitudinal.
L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} :	Les inductances propres des phases statorique.
L_{ab}, L_{bc}, L_{ac} :	Les inductances mutuelles entre phases statorique.
L_{ca}, L_{cb}, L_{cb} :	Les inductances mutuelles entre phases statorique.
$L_q [H]$:	Inductance transversal.
$L_d [H]$:	Inductance longitudinal
p :	Nombre de paires de pôles.
$J [Kg.m^2]$:	Moment d'inertie des masses tournantes
$F_r [N.m.s/rd]$:	Coefficient de frottement visqueux

Grandeurs électriques :

$V [V]$: Tension

$V_{s,abc} [V]$: Vecteur tension statorique.

$V_{sd} [V]$: Tension statorique sur l'axe d.

$V_{sq} [V]$: Tension statorique sur l'axe q.

$V_{s\alpha} [V]$: Tension statorique sur l'axe α .

$V_{s\beta} [V]$: Tension statorique sur l'axe β .

$V_{s\alpha\text{-réf}} [V]$: Tension statorique de référence sur l'axe α .

$V_{s\beta\text{-réf}} [V]$: Tension statorique de référence sur l'axe β .

$I [A]$: Courant

$I_{s,abc} [A]$: Vecteur courant statorique.

$I_{sd} [A]$: Courant statorique sur l'axe d.

$I_{sq} [A]$: Courant statorique sur l'axe q.

$I_{s\alpha} [A]$: Courant statorique sur l'axe α .

$I_{s\beta} [A]$: Courant statorique sur l'axe β .

$P(t)[w]$: Puissance instantanée

Grandeurs magnétiques :

$\Phi_{s,abc} [Wb]$: Vecteur flux statorique

$\Phi_{m,abc} [Wb]$: Matrice du flux de fuite du à l'aimant permanent.

$\Phi_{sd} [Wb]$: Flux statorique sur l'axe d.

$\Phi_{sq} [Wb]$: Flux statorique sur l'axe q.

$\Phi_{s\alpha} [Wb]$: Flux statorique sur l'axe α .

$\Phi_{s\beta} [Wb]$: Flux statorique sur l'axe β .

Liste de notation et symboles

Φ_m [Wb] : Flux d'un aimant permanent par pôle

Grandeurs mécaniques :

Ω [rd/s] : Vitesse de rotation mécanique

ω [rd/s] : Vitesse de rotation électrique ($\omega = p\Omega$)

C_e [N.m] : Couple électromagnétique

C_r [N.m] : Couple résistant

θ [rd] : Angle de la position du rotor

δ [rd] : Angle entre le flux statorique et le flux de l'aimant permanent

φ_v [rd] : Angle de la position du vecteur de tension statorique

γ_s [rd] : Angle de la position du flux statorique

LISTE DE FIGURE

Fig I.1 :Moteur industriel à aimants permanents qq kW

FigI.2 : Différents types de rotors

Fig I.3 : Dispositions des aimants au rotor

Fig I.4 Symboles de MSAP

Fig I.5 Fonctionnement dans les quatre quadrants

Fig I.6 Modèle électrique équivalent

Fig I.7 Représentation vectorielle : diagramme de Behn-Eschenburg

Fig I.8 le diagramme plus simple pour une machine à pôles lisses et non saturé

Fig I.9. coefficient de Kapp

Fig II. 1 Représentation schématique de la MSAP dans l'espace électrique.

Fig II.2 Représentation de la MSAP dans le système d'axe biphasé d-q.

Fig II.3 Le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe d-q

Fig.II.4. Schéma bloc de la simulation.

FigII.5: Démarrage à vide ($C_r=0$ N.m)

FigII. 6 : Démarrage en charge ($C_r=20$ N.m)

SOMMAIRE

Dédicace	
Liste de notation et symbole	
Liste de figure	
Sommaire	
Introduction générale.....	07
Chapitre I: Généralité sur la MSAP.....	10
I.1 INTRODUCTION.....	10
I.2 Constitution de la MSAP.....	11
I.2.1 Stator.....	11
I.2.2 Rotor.....	11
* Rotor à aimant permanent.....	11
* Rotor bobinés.....	12
I.2.2 .1 Aimants permanents utilisés pour la MSAP.....	12
I.2.2 .2 Dispositions des aimants au rotor.....	13
I.2.3. Avantages et domaines d'utilisation de la MSAP.....	14
I.2.4.Symboles	15
I.2.4.1.Modes de fonctionnement	15
I.2.4.2.Fonctionnement dans les quatre quadrants.....	15
I.2.4.3.Fonctionnement en alternateur $P < 0$	16
I.2.4.5.Modèle électrique équivalent	17
I.2.4.6.Représentation vectorielle : diagramme de Behn-Eschenburg	17
I.2.4.7.F.e.m efficace par enroulement statorique, à vide	19
I.2.4.8.Les avantages et inconvénients de la MSAP.....	20
I.3.CONCLUSION.....	20

Chapitre II : Modélisation et simulation de la MSAP.....	22
II.1. Introduction.....	22
II.2. Modélisation de la MSAP.....	22
II.2.1. Mise en équations du modèle de MSAP.....	23
II.2.1.1. Équations électriques.....	24
II.2.1.2. Équations magnétique.....	24
II.2.1.3. Équation mécanique.....	26
II.2.2. Modèle de Park.....	27
II.2.3. Application de la transformation de Park à la MSAP.....	28
II.2.3.1. Équations électriques d'un enroulement triphasé dans le système d'axes d-q.....	29
II.2.3.2. Le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe d-q...	30
II.2.3.3. Équation de la puissance instantanée.....	31
II.2.3.4. Équation du couple électromagnétique.....	32
II.3 Schéma bloque.....	33
• Les paramètres de la machine	33
Résultat de simulation.....	33
Interprétation des résultats de simulation.....	35
Conclusion.....	35
Conclusion générale.....	36

INTRODUCTION GENERALE

Bien que la plus ancienne des machines tournantes industrielle, la machine à courant continu reste très utilisée et particulièrement comme actionneur. Ceci tient au fait que son fonctionnement est d'une grande simplicité, de même que sa modélisation, mais surtout ses performances statiques et dynamiques sont exceptionnelles. En effet le couple est le produit vectoriel de deux grandeurs naturellement orthogonales (flux inducteurs et courant d'induit) quasiment indépendantes et indépendantes de la vitesse et de la position du rotor. De plus, sa commande en couple, vitesse ou position à partir des tensions d'alimentation de l'induit ou de l'inducteur est des plus aisées et les convertisseurs statiques nécessaires, redresseurs ou hacheurs, sont également simples et facilement contrôlables. De toutes les associations :

machine - Convertisseur- commande c'est l'ensemble le plus simple qui puisse exister avec les meilleurs performances. Ces associations, ne cèdent la place que lorsque les limites mécaniques, électriques ou thermiques de l'ensemble collecteur - ballais sont atteintes (milieu hostile, coût, vitesses élevées ou de grandes puissances), dans ces cas de figures le recours aux machines à courant alternatif est une solution intéressante.

Les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance d'une part, par le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandés, puissants, robuste et rapides et d'autre part, l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeur d'impulsion ainsi que, le très fort développement dans le domaine de la microinformatique, ont permis une large utilisation des entraînements à vitesse variables à courants alternatifs.

La machine synchrone à aimants permanents est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inertie ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs robotique, servomoteurs, entraînement à vitesse variable...etc.) .Mais sa commande est plus complexe que celle d'une machine à courant continu ; car il est très difficile d'obtenir le découplage effectif des deux paramètres de

INTRODUCTION GENERALE

commande qui sont le flux magnétique et le couple mécanique qu'il faut réguler indépendamment l'un de l'autre .

La modélisation des machines également un passage obligée, que ce soit en modèles continus avec fonctions de transfert ou équations d'état, avec recherche de réduction d'ordre pour la synthèse des régulateurs et des correcteurs ou la détermination des algorithmes de calcul en commande numérique. Selon l'application et les performances étudiées, on pourra adopter l'une ou l'autre des deux méthodes d'analyse à notre disposition : soit la méthode fréquentielle, soit la méthode temporelle, plus moderne et plus puissante mais plus complexe, des variables d'état.

I.1 INTRODUCTION:

Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont des machines à courant alternatif autopilotées, la caractéristique essentielle de ces machines est que leurs vitesse de rotation est l'image exacte de la fréquence d'alimentation.

Les MSAP sont constituées généralement de :

- Un stator ; bobinages triphasés créant un champ tournant ;
- Un rotor ; l'excitation est obtenue par des aimants permanents montés à la surface du rotor.

La MSAP présente les avantages importantes suivantes:

- Fortes caractéristiques dynamiques (accélération, couple de démarrage) ;
- Une vitesse de rotation élevée ;
- Une bonne durée de vie ;
- Intégration facile dans les applications d'entraînement et d'asservissement ; vue l'encombrement réduit de la machine.
- Absence du collecteur et de balais, ce qui simplifie totalement sa maintenance, et augmente donc sa fiabilité. De plus, le fait que seul son stator soit bobiné, localise les échauffements par effet joules dans sa partie fixe.

L'aimant permanent conserve son état d'aimantation même en présence d'un environnement défavorable, dans lequel se manifestent de nombreux champs antagonistes qu'on qualifie de démagnétisant.

Les aimants permanents peuvent être utilisés comme transducteurs d'une forme d'énergie en une autre forme d'énergie, sans perdre leur propre énergie.

Avec l'application des aimants modernes, les applications sont développées dans la mesure où l'inducteur à aimant pouvait concurrencer l'inducteur bobiné.

Les aimants permanents procurent un certain nombre d'amélioration et d'avantages (inertie faible, couple élevée...) aux machines synchrones à aimants par rapport aux autres types de machines (à courants continu, synchrone à excitation électrique).

I.2 Constitution de la machine synchrone à aimants permanents:



Fig I.1 :Moteur industriel à aimants permanents qq kW

I.2.1 Stator:

Représente la partie fixe de la machine (Fig.1.1), destiné à produire le champ tournant, comporte le circuit magnétique ferromagnétique constitué d'un empilage de tôles en acier au silicium de 0.35 à 0.5 mm, qui accueille dans ces encoches les enroulements statorique triphasé bobiné en fil de cuivre isolé. Les trois bobines sont disposée de telle façon quelle constituent un ensemble triphasé coupler soit en étoile ou en triangle. [1]

I.2.2 Rotor:

* Rotor à aimant permanent

Ce sont des moteurs qui peuvent accepter des courants de surcharge importants pour démarrer rapidement. Associés à des variateurs de vitesse électronique, ils trouvent leur place dans certaines

applications de motorisation d'ascenseurs lorsque l'on cherche une certaine compacité et une accélération rapide (immeuble de grande hauteur par exemple).

* **Rotor bobinés**

Comme le nom l'indique le rotor est constitué d'un ou de noyau(s) magnétique(s) composé(s) de tôles et d'une ou plusieurs bobine(s) enroulée(s) autour de ce(s) noyau(x). Ces bobines correctement associées en série permettent d'obtenir des pôles nord et sud. Dans les rotor bobinés deux catégories sont à distinguer :

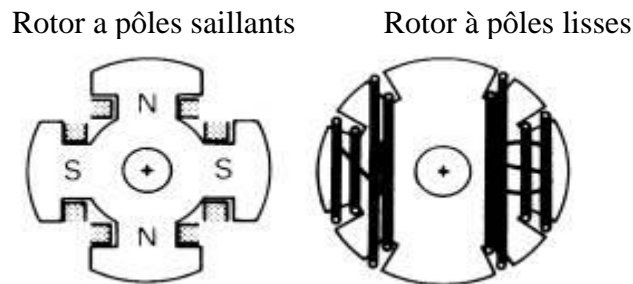


Fig I.2 : Différents types de rotors

- Rotor à pôles saillants : ce type de construction n'autorise pas de grandes vitesses de rotation. Forte puissance mais faible vitesse $n < 1500$ tr/min. Production d'énergie de 60 à 400 Hz dans les centrales hydrauliques, groupes électrogènes.
- Rotor à pôles lisses : ce mode de construction qui assure une grande robustesse mécanique est systématiquement adopté pour les alternateurs de fortes puissances dont la fréquence de rotation est élevée (3000 et 1500 tr/min). Production d'énergie dans les centrales nucléaires.

Représente la partie mobile de la machine formée d'un assemblage de tôles et d'aimants créant le flux inducteur . [2]

I.2.2 .1 Aimants permanents utilisés pour la MSAP:

La propriété de l'aimant permanent et le choix des matériaux convenables sont cruciaux dans la conception de la machine à aimants permanents. Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent beaucoup dans le couple massique qu'on peut attendre de l'actionneur. Leurs performances vont souvent de pair avec leur prix de revient ⁽¹⁾.

□□ Les ferrites: sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes. Ces aimants possèdent des performances modestes mais se sont imposés dans de très nombreuses applications en raison de leur faible prix

de revient et d'une rigidité magnétique élevée. En raison de leurs faibles valeurs d'aimantation rémanente (environ 0.4T), les ferrites sont utilisées plutôt dans des machines à aimants de faible puissance à faible coût . [2]

□□ Le samarium cobalt (SmCo_5 , $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$): est beaucoup plus performants en terme de densité volumique d'énergie que les autres type d'aimants de 140 à 200kJ/m³ pour le SmCo_5 et de 180 à 240[kJ/m³] pour le $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ et, autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 350°C), mais il est très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition[1]

I.2.2 Dispositions des aimants au rotor:

Il existe pour les machines à aimants permanents de nombreuses topologies et types, parmi ces topologies : machines à aimants cylindriques à champ radial, machines à aimants discoïdes à champ axial et machines à aimants à flux transverse ⁽³⁾⁽⁴⁾.

Pour les machines à aimants cylindriques à champ radial on distingue plusieurs types en fonction de la disposition des aimants sur le rotor (Fig.1.2).

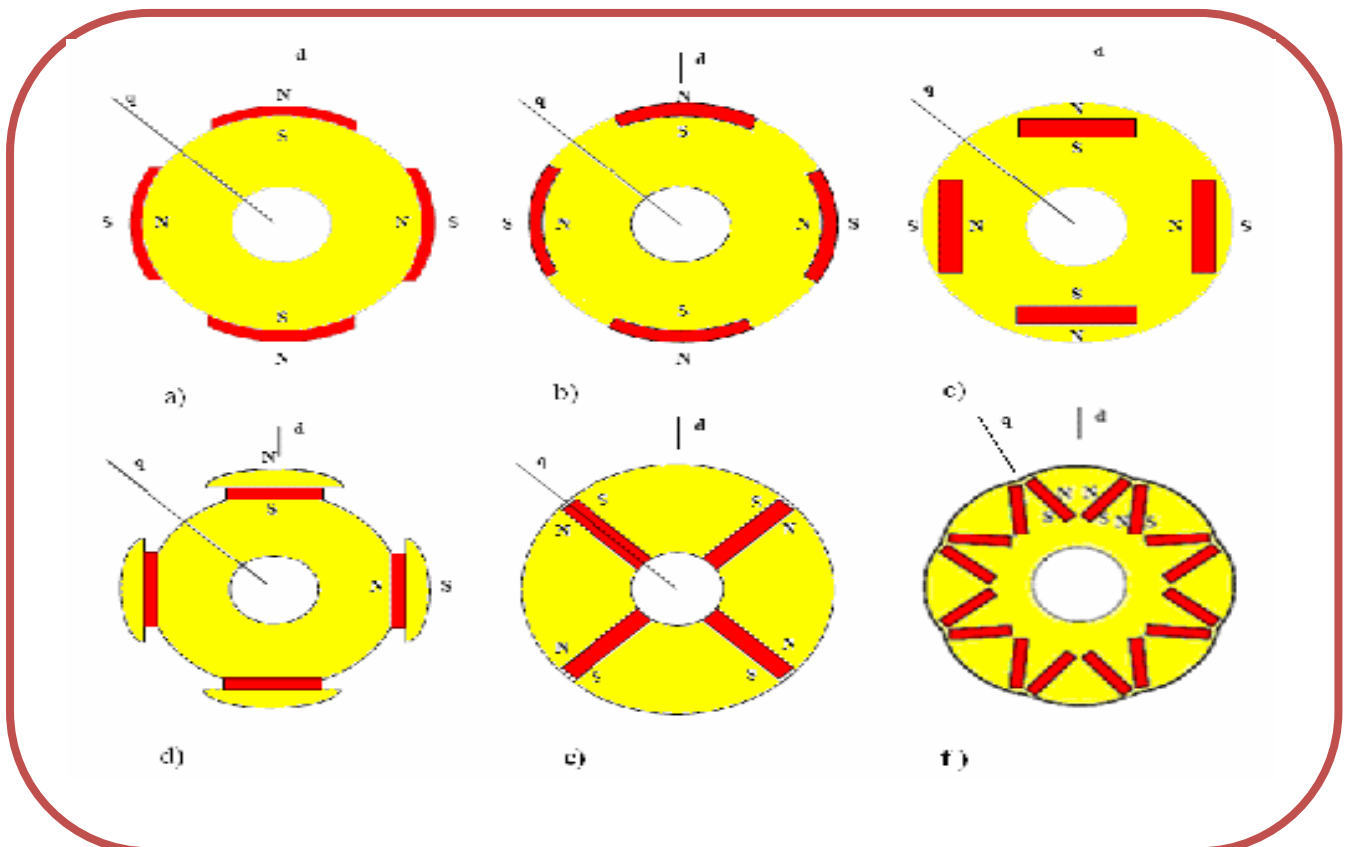


Fig I.3 : Dispositions des aimants au rotor

a) à aimants colées, sans pièces polaires.

- b) à aimants insérés.
- c) à aimants enterrés.
- d) à épanouissement polaire.
- e) et f) à aimants enterrés, structure à aimants à concentration de flux.

Parmi ces types on peut alors distinguer particulièrement les : machines sans pièces polaires, machines avec pièces polaires et machines avec pièces polaires et concentration de flux.

Les machines sans pièces polaires ($L_d = L_q$).

Les machines sans pièces polaires comportent un rotor dont les aimants sont montés en surface, en périphérie du noyau magnétique rotorique et sont maintenus par collage ou frettage. Ce type de structure se caractérise principalement par une réluctance constante et de faible valeur le long de l'entrefer ⁽³⁾ ⁽⁴⁾. On peut obtenir une force électromotrice quasi trapézoïdale si les aimants sont à aimantation radiale et l'entrefer réduit, utile pour une alimentation par courants rectangulaires sans ondulations de couple.

Les machines avec pièces polaires ($L_d < L_q$).

Le rôle des pièces polaires consiste à élever l'induction dans l'entrefer à une valeur supérieure à celle fournie par les aimants, particulièrement lorsque l'on y ajoute un effet de concentration géométrique du flux magnétique. • cause de l'épaisseur des aimants l'entrefer sur l'axe direct est plus grand que celle sur l'axe indirect, par conséquent L_d est inférieure à L_q . On peut distinguer deux types de machine avec pièces polaires. Les rotors avec aimants sous les pièces polaires comportant des aimants disposés contre le noyau magnétique [3] [4] .

Ces aimants peuvent être de forme parallélépipédique à aimantation parallèle ou en forme de tuile aimantée radialement. Les rotors à concentration de flux qui utilisent l'aimantation tangentielle d'aimants généralement parallélépipédiques disposés entre les pièces polaires contre un arbre amagnétique. Ces dernières réalisent une concentration de flux à condition que le nombre de pôles soit suffisamment élevé, ce qui permet d'augmenter le module du champ dans l'entrefer de façon significative.

I.2.3. Avantages et domaines d'utilisation de la MSAP :

La machine synchrone est devenue attractive et concurrente de la machine à induction dans le domaine des systèmes d'entraînement électriques, sont de plus en plus utilisés pour des

entraînements de haute technologie (rendement élevé, haute vitesse, environnement propre, fonctionnement de longue durée, etc.) [5].

Le grand avantage de la machine synchrone est l'élimination des pertes par glissement. En particulier pour les moyennes et petites puissances, la machine synchrone à aimants permanents est utilisée largement dans plusieurs applications, comme les machines outils, la robotique et les véhicules électriques. Cette large utilisation est devenue possible avec les hautes performances des aimants. Ce sont des moteurs qui peuvent accepter des courants de surcharge importants pour démarrer rapidement. Associés à des variateurs de vitesse électronique, ils trouvent leur place dans certaines applications de motorisation d'ascenseurs lorsque l'on cherche une certaine compacité et une accélération rapide (immeuble de grande hauteur par exemple) [5] [6]

I.2.4.Symboles :

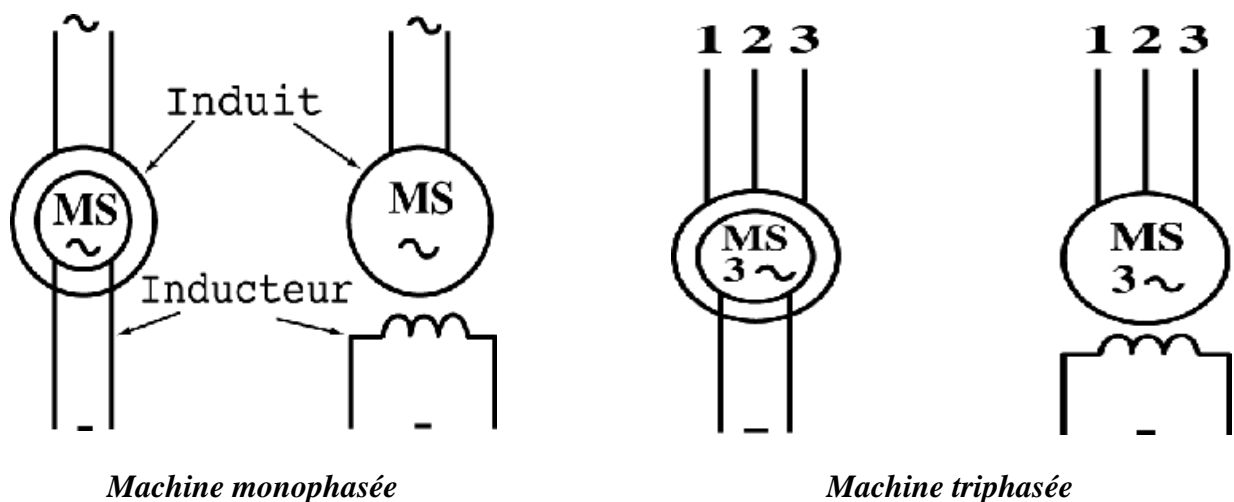


Fig I.4 Symboles de MSAP

I.2.4.1.Modes de fonctionnement :

La machine synchrone est réversible, elle peut fonctionner aussi bien en moteur qu'en générateur.

De même, elle peut être de type inductif ou capacitif selon l'excitation⁽⁴⁰⁾

I.2.4.2.Fonctionnement dans les quatre quadrants:

Une des particularités de la machine synchrone est sa capacité à fonctionner dans les quatre quadrants électriques. Il est en effet possible de rendre à volonté la machine inductive ou capacitive, que ce soit en fonctionnement moteur ou générateur. Il suffit pour cela de jouer sur l'amplitude de

E, c'est à dire sur le courant d'excitation rotorique. On obtient alors les diagrammes de Behn-Eschenbourg suivants :

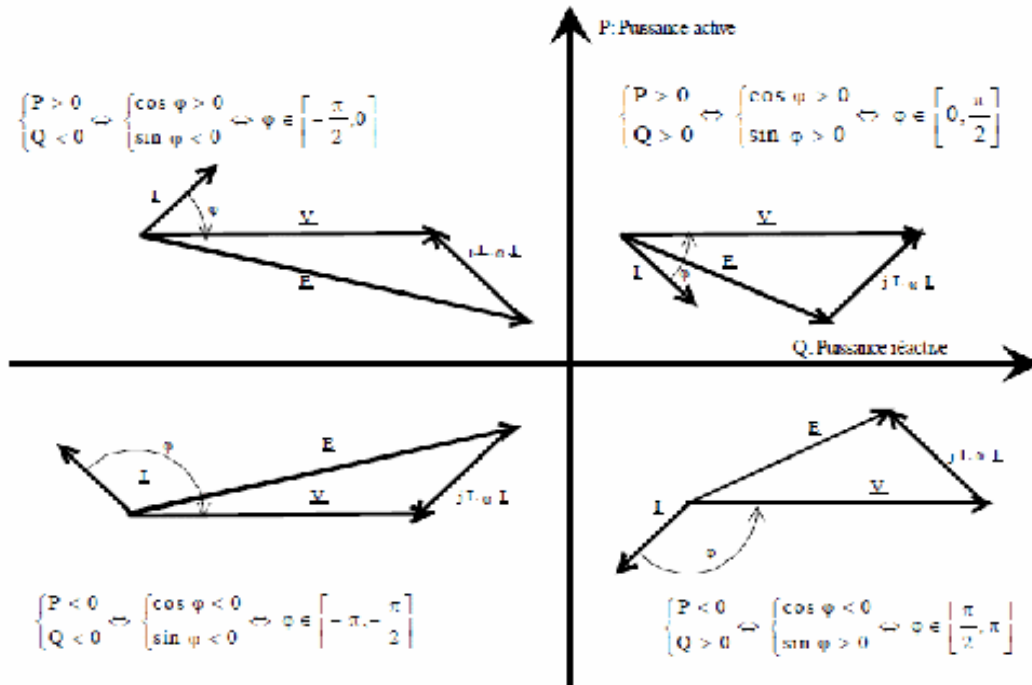


Fig I.5 Fonctionnement dans les quatre quadrants

Il est possible de constater que lors d'un fonctionnement capacitif, la f.e.m. E est supérieure à la tension d'alimentation, on dit que la machine est surexcitée. Lors d'un fonctionnement inductif, la f.e.m. E est inférieure à la tension d'alimentation, on dit que la machine est sous-excité [10]

I.2.4.3. Fonctionnement en alternateur P<0:

Pour fonctionner en alternateur, l'inducteur (rotor) doit être entraîné mécaniquement en rotation. L'enroulement induit (stator) est alors le siège d'une f.e.m induite quasi sinusoïdale

$$e(t) = E \sin(\omega t - \varphi)$$

Cette f.e.m est due à:

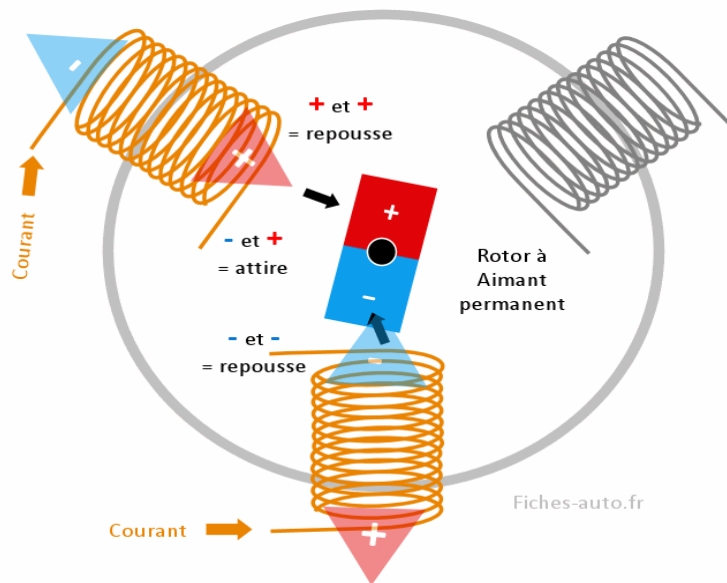
$$e(t) = -N_s \frac{d\Phi_r}{dt}$$

I.2.4.4. Fonctionnement en moteur :

Le moteur électrique synchrone à aimant permanent fonctionne donc avec des impulsions. Ces impulsions sont obtenues par les bobines placées de part et d'autre du stator.

Quand je fais passer du courant dedans, ces dernières se transforment en aimant dont le sens des pôles dépend du sens du courant. Chaque phase pourra donc avoir le + ou le moins vers le bas, selon qu'on veuille pousser ou attirer le rotor (selon sa position on activera le + ou le moins).

Voici les étapes de fonctionnement du moteur synchrone à aimant permanent, ce sera peut-être plus parlant pour ceux qui ont une intelligence plus orientée vers la géométrie et les formes. [12]



I.2.4.5. Modèle électrique équivalent :

Pour étudier l'alternateur triphasé, on modélise l'une de ses phases par une f.e.m. EPN en série avec une résistance R et une réactance synchrone $X = L\omega$.

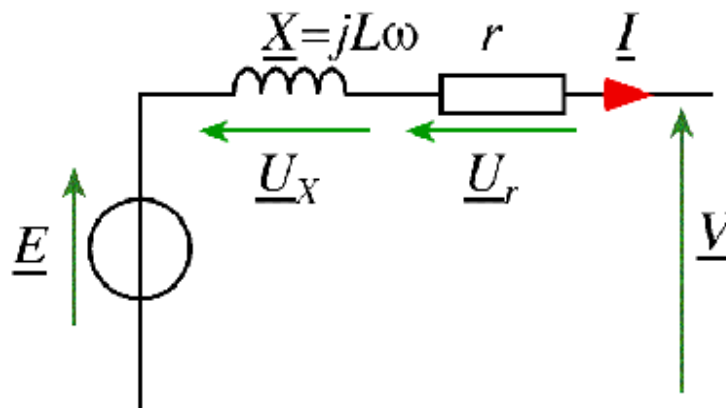


Fig I.6 Modèle électrique équivalent

EPN : fem induite à vide;

I : courant de ligne

V : tension entre phase et neutre

r : résistance d'un enroulement statorique (couplage Y)

$X = L\omega$: réactance synchrone d'un enroulement statorique

• **Remarque :**

X est proportionnelle à la vitesse de rotation. Elle tient compte de la réactance réelle de l'enroulement et de la réaction magnétique d'induit.

En pratique $X \gg r$

I.2.4.6. Représentation vectorielle : diagramme de Behn-Eschenburg :

C'est la représentation vectorielle des grandeurs électriques.

Loi des mailles avec les grandeurs complexes :

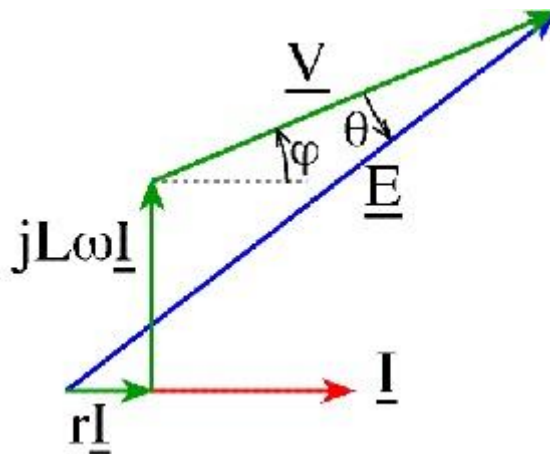


Fig I.7 Représentation vectorielle : diagramme de Behn-Eschenburg

$$\underline{E} = \underline{V} + jL\omega\underline{I} + R\underline{I}$$

Il peut être utile de connaître deux angles :

- Le déphasage φ entre le courant et la tension. φ et I varient en fonction de la consommation ;
- Le décalage interne θ entre V et E.

Remarque :

le diagramme ci-dessus est en fait le plus simple pour une machine à pôles lisses et non saturée.

On sait que :

$$e(t) = -N_s \frac{d\Phi_r}{dt}$$

D'où $\vec{E} \perp \vec{B}_r$

De même, $\vec{B}_s \parallel \vec{I}_s$, puisque $B_s = aI_s$.

Ce qui nous permet de faire la représentation suivante:

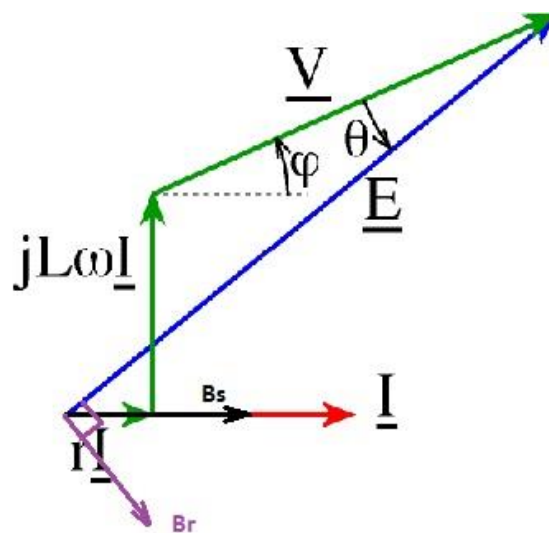


Fig I.8 le diagramme plus simple pour une machine à pôles lisses et non saturé

I.2.4.7.F.e.m efficace par enroulement statorique, à vide :

Un enroulement a N conducteurs, soit N/2 spires. Soit F_0 le flux sous un pôle à travers une spire

($\hat{U} F = NF_0/2$). [10]

L'alternateur fournit par enroulement la tension à vide suivante :

$$E = \omega \Phi \Rightarrow E_{\text{eff}} = \frac{2\pi f N}{\sqrt{2} \cdot 2} \Phi_0 = 2,22 \cdot f N \Phi_0 = K_{\text{app}} \cdot f N \Phi_0$$

En pratique le "coefficient de Kapp" Kapp est propre à chaque type de machine et vaut entre 2,2 et 2,6.

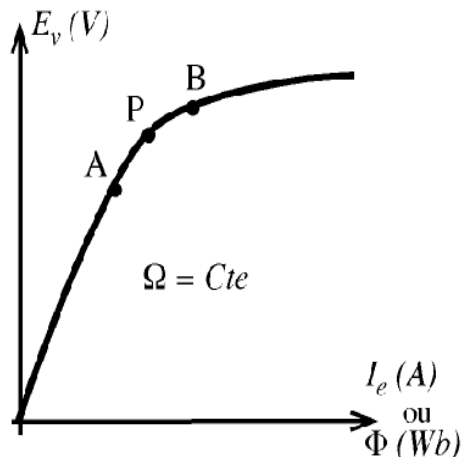


Fig I.9. coefficient de Kapp

I-3 Comparaison entre la machine synchrone classique et la machine synchrone a aimants permanents :

Les MSAP n'exigent pas d'excitation, et grâce à l'absence des pertes par excitation et dans les contacts flottants, elles possèdent un rendement élevé, par contre dans les MS classiques l'excitation est nécessaire, l'enroulement d'excitation tournant et les balais présentent assez fréquemment des défaillances de plus, d'où le rendement est relativement faible.

- La MSAP n'exige aucun entretien pendant toute la durée de vie, et se caractérise par une sécurité de fonctionnement plus élevée, mais dans le MS classique, l'entretien est exigé avec moins de sécurité.
- Les MSAP diffèrent de leurs analogues à excitation électromagnétique par la construction des systèmes inducteurs.
- La MS classique peut avoir trois modes de fonctionnement, à excitation optimale, sous excitée, et sur excitée. Ce qui la rend capable d'améliorer le facteur de puissance d'une installation comportant des appareils consommateurs de puissance réactive, ces avantages ne peuvent être par une MSAP.
- La présence de l'inducteur à CC dans la MS rend le moteur plus coûteux qu'un MSAP, et nécessite de plus une alimentation et un réglage de l'excitation.

I-4 Types des machines synchrones a aimant permanents :

Dans la MSAP, le champ du flux de rotor Ψ_f est considéré comme constant ; l'effet de saturation est négligeable due aux propriétés physiques de l'aimant et suivant la position géométrique de l'aimant dans la machine, on distingue deux types :

I-4-1 MSAP ou l'aimant est monté sur la surface de rotor, l'entrefer effectif large a pour conséquence :

- Pas d'effet de saillant significatif.
- L'effet de réaction d'armature est négligeable.

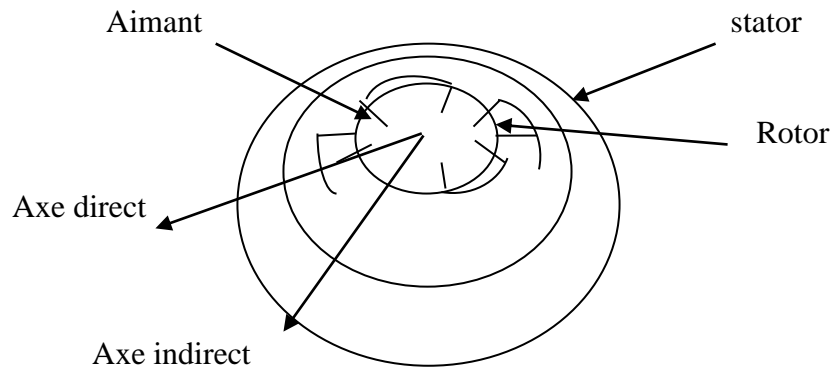


Fig.I.6 MS à aimant monté sur la surface du rotor

I-4-2 MSAP à aimant inséré dans matière de rotor donnant ainsi une forme cylindrique au rotor:

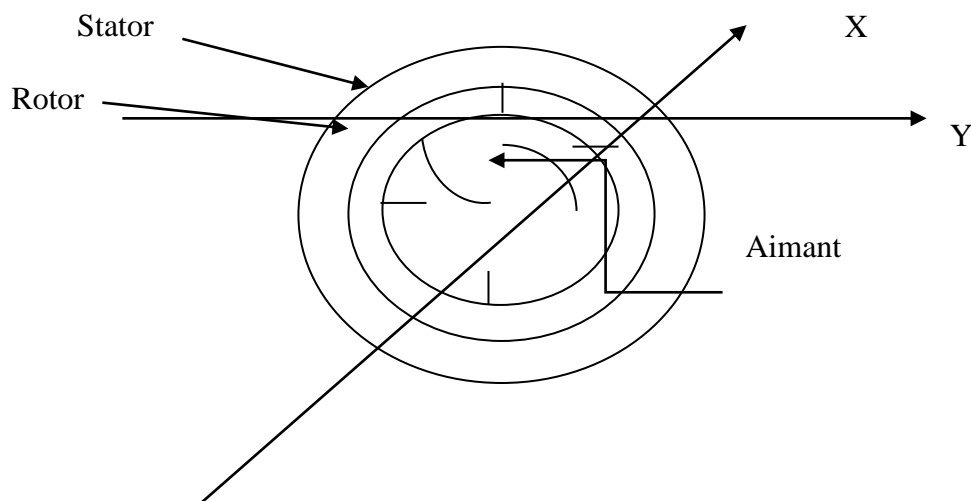


Fig.I.7 MS à aimant insérés dans la matière du rotor

L'aimant apparaît comme un entrefer large d'axe direct (X) ou les épanouissements polaires présentent un petit entrefer dans l'axe (Y).

I.5 Avantages et inconvénients de la machine synchrone à aimant permanent :

La machine synchrone à aimants permanents en surface semble être le meilleur choix pour le moteur-roue. Ces machines ont effectivement des avantages non négligeables :

- Rapports couple/masse et puissance/masse élevés.
- Très bon rendement.
- Moindre usure et moins de frais d'entretien (pas de balais, ni charbons).

Cependant ils ont tout de même certains inconvénients :

- Coût élevé (à cause du prix des aimants).
- Problème de tenue en température des aimants (250 °C pour le samarium-cobalt)
- Risque de démagnétisation irréversible des aimants par la réaction d'induit.
- Difficulté de dé fluxage et complexité de son électronique de commande (nécessité d'un capteur de position).
- Impossibilité de régler l'excitation.
- Pour atteindre des vitesses élevées, il est nécessaire d'augmenter le courant statorique afin de démagnétiser la machine. Ceci entraînera inévitablement une augmentation des pertes statoriques par effet Joule.
- La non-régulation de ce flux ne permet pas une souplesse de contrôle sur une très large plage de vitesse [11].

I.6.CONCLUSION :

La machine à aimants englobe toute une variété de structures. Le choix d'une structure est lié à l'application et la notion prix performants, l'excitation des machines synchrones par aimants permanentes offre plusieurs avantages. Elle permet la suppression des pertes par effet joule et une réduction de l'encombrement.

Une simple comparaison des machines synchrones à aimants avec les autres types des machines laisse deviner un avenir brillant pour la machine à aimants surtout avec l'apparition des aimants très performants (NdFeB, SmCo). De plus, elles n'exigent pratiquement aucun entretien pendant la durée de vie.

II.1. Introduction

Parmi des machines électriques utilisées, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) ont un couple volumique élevé et une inertie très faible. De plus, elles ont des inductances relativement faibles, ce qui entraîne des réponses rapides des courants et donc du couple [3]. Pour diminuer le taux d'ondulation de courant et de couple, elles sont alimentées par d'onduleurs de tension, à base de composants de haute fréquence de découpage (IGBT par exemple). En outre, grâce aux progrès de l'électronique numérique et l'apparition des processeurs rapides de traitement numérique (DSP), la réalisation de leur commande est devenue de plus en plus simple. L'ensemble de ces propriétés leur donne un avantage incontestable dans la motorisation d'actionneurs de forte puissance massique et de hautes performances, notamment dans les systèmes embarqués [3], [4], [31].

La miniaturisation des moteurs et la réduction des coûts de fabrication contribuent à la suppression des capteurs directs de position ou de vitesse, nécessaires à leurs commandes. Le travail proposé dans cette étude est axé sur la commande des moteurs synchrones à aimants permanents sans capteur direct de vitesse ou de position.

Dans ce chapitre on présentera la constitution et la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par une source de tension triphasée.

II.2. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

La modélisation est une méthode mathématique utilisée pour réduire la machine électrique en un simple système d'équations différentielles. L'élaboration du modèle mathématique des machines est une étape nécessaire en vue de la commande et de la simulation de leurs différents régimes de fonctionnement. L'établissement des équations du modèle repose sur les hypothèses habituelles suivantes [5].

- ✓ La répartition des forces magnétomotrices est sinusoïdale.
- ✓ Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- ✓ L'effet d'amortissement au rotor est négligé.
- ✓ Les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches statoriques sont ignorées.

- ✓ Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- ✓ Les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés.

II.2.1. Mise en équations du modèle de MSAP:

La représentation schématique de la machine synchrone à aimants permanents dans l'espace électrique est donnée sur la figure (II.1)

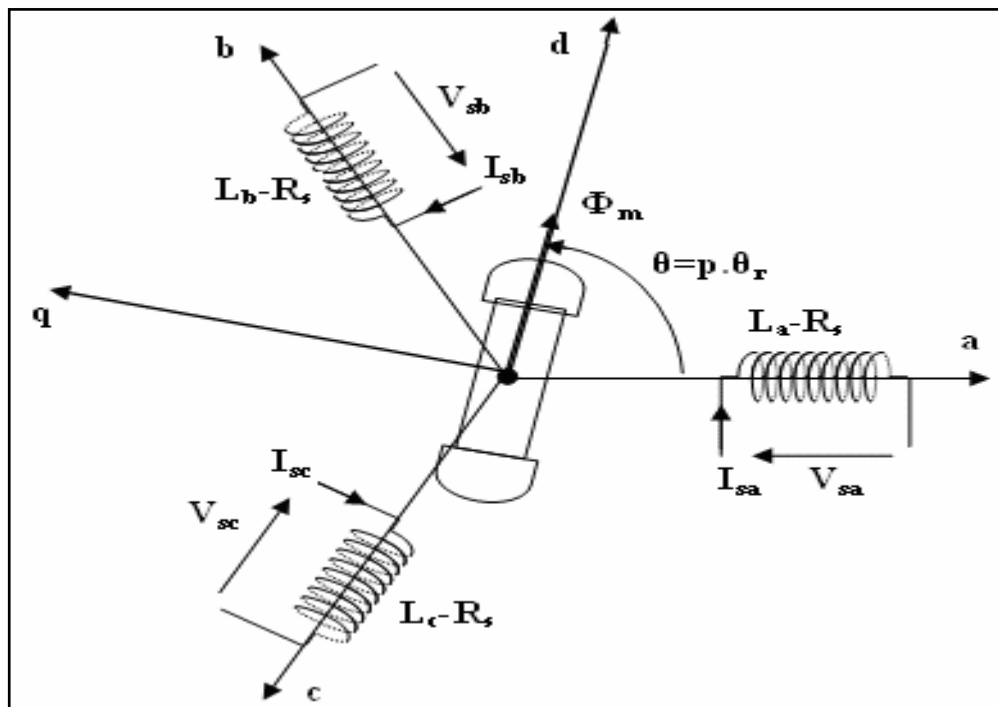


Fig II. 1 Représentation schématique de la MSAP dans l'espace électrique.

Pour le système d'axe de référence au stator abc: la phase (a) est choisie de sorte que la force magnétomotrice est maximale avec l'application d'un courant positif maximal à cette phase.

Les axes de références de la phase (b) et (c) sont fixés à 120° et 240° en avance de l'axe (a).

Le système d'axe de référence au rotor d-q est choisi de sorte que le flux de magnétisation est en phase avec l'axe d. L'axe q est fixé à 90° en avance de cet axe.

L'angle séparant l'axe d au rotor et l'axe a au stator représente la position électrique du rotor de la machine $\theta = p \cdot \theta_r$ [5].

Le système d'axe de référence au rotor d-q tourne à la vitesse $\omega = p \cdot (d\theta/dt)$ tandis que le système d'axe de référence au stator abc reste fixe, où ω est la fréquence électrique du système. La relation qui relie la fréquence électrique ω et la vitesse de rotation mécanique du rotor Ω présentée par l'expression suivante $\omega = p \cdot \Omega$, où p est le nombre de paire de pôles de la Machine [5] [6].

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée les équations de la machine s'écrivent comme suit :

II.2.1.1. Équations électriques:

Les équations dynamiques par phase de la machine s'écrivent comme suit:

$$\begin{aligned} V_{sa} &= R_s I_{sa} + d\Phi_{sa}/dt \\ V_{sb} &= R_s I_{sb} + d\Phi_{sb}/dt \\ V_{sc} &= R_s I_{sc} + d\Phi_{sc}/dt \end{aligned} \quad (1 - 1)$$

En désignant par :

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.

I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} : Les courants qui traversent celles-ci.

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$: Les flux totaux à travers ces enroulements.

R_s : Leur résistance.

Les équations (1.1) peuvent s'écrire sous forme matricielle :

$$[V_{s, abc}] = [R_s][I_{s, abc}] + d/dt[\Phi_{s, abc}] \quad (1 - 2)$$

II.2.1.2. Équations magnétique:

Les relations entre flux et courants s'écrivent comme suit :

$$\begin{aligned} \Phi_{sa} &= L_{aa}I_{sa} + L_{ab}I_{sb} + L_{ac}I_{sc} + \Phi_{ma} \\ \Phi_{sb} &= L_{ba}I_{sa} + L_{bb}I_{sb} + L_{bc}I_{sc} + \Phi_{mb} \\ \Phi_{sc} &= L_{ca}I_{sa} + L_{cb}I_{sb} + L_{cc}I_{sc} + \Phi_{mc} \end{aligned} \quad (1 - 3)$$

Sous forme matricielle on a :

$$[\Phi_{s, abc}] = [L_{ss}][I_{s, abc}] + [\Phi_{m, abc}] \quad (1 - 4)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad (1 - 5)$$

En désignant par :

$[L_{ss}]$: La matrice d'inductance du stator variable avec la position du rotor.

$[\Phi_s, abc]$: La matrice du flux de fuite du à l'aimant permanent.

L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} : Les inductances propres des phases statorique.

$L_{ab}, L_{ba}, L_{bc}, L_{cb}, L_{ca}, L_{ac}$: Les inductances mutuelles entre phases statorique.

Dans les équations (1.3) (1.5), on suppose que les inductances mutuelles sont symétries de sorte que: $(L_{ab}=L_{ba})$, $(L_{ac}=L_{ca})$, $(L_{bc}=L_{cb})$. La valeur de chaque inductance varie en fonction de la position électrique du rotor. Les inductances par phases L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} sont maximums lorsque l'axe q est en ligne avec chaque phase. Les inductances mutuelles L_{ab}, L_{ac}, L_{bc} sont à valeur maximale lorsque l'axe q est à mi- chemin entre les phases [5][6].

$$\begin{aligned} L_{aa} &= L_{s1} + L_{s0} - L_x \cos(2\theta) \\ L_{bb} &= L_{s1} + L_{s0} - L_x \cos(2\theta + 2\pi/3) \\ L_{cc} &= L_{s1} + L_{s0} - L_x \cos(2\theta - 2\pi/3) \end{aligned} \quad (1 - 6)$$

$$\begin{aligned} L_{ab} &= L_{ba} = -(1/2)L_{s0} - L_x \cos(2\theta - 2\pi/3) \\ L_{bc} &= L_{cb} = -\left(\frac{1}{2}\right)L_{s0} - L_x \cos(2\theta) \\ L_{ca} &= L_{ac} = -(1/2)L_{s0} - L_x \cos(2\theta + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (1 - 7)$$

La matrice des inductances $[L_{ss}]$ est sous la forme :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{s0} - L_x \cos(2\theta) & -(1/2)L_{s0} - L_x \cos(2\theta - 2\pi/3) & -(1/2)L_{s0} - L_x \cos(2\theta + 2\pi/3) \\ -(1/2)L_{s0} - L_x \cos(2\theta - 2\pi/3) & L_{s1} + L_{s0} - L_x \cos(2\theta + 2\pi/3) & -(1/2)L_{s0} - L_x \cos(2\theta) \\ -(1/2)L_{s0} - L_x \cos(2\theta + 2\pi/3) & -(1/2)L_{s0} - L_x \cos(2\theta) & L_{s1} + L_{s0} - L_x \cos(2\theta - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1 - 8)$$

Où, L_{s1} est l'inductance de fuite statorique, L_{s0} et L_x sont

déterminés comme la suit :

$$[L_{s0}] = (ms/2)^2 \pi \mu_0 0rL\varepsilon_1$$

$$[Lx] = (ms/2)^2 \pi \mu_0 rL\varepsilon_2$$

Où, ms est le nombre de tours pour chaque phase de l'enroulement statorique, r est le rayon du centre de la machine jusqu'à la circonférence intérieure du stator, μ_0 est la perméabilité de l'air, L est la longueur à l'axe de l'entrefer, 1ε et 2ε sont déterminés comme la suite :

$$\varepsilon_1 = \frac{1}{2}(1/gmin + 1/gmax)$$

$$\varepsilon_2 = \frac{1}{2}(1/gmin - 1/gmax)$$

Où, $gmin$ est la longueur minimale de l'entrefer, $gmax$ est la longueur maximale de l'entrefer

Les flux de fuite dû à l'aimant permanent, variables avec la position du rotor:

$$\Phi_{ma} = \Phi m \cos(\theta)$$

$$\Phi_{mb} = \Phi m \cos(\theta - 2\pi/3)$$

$$\Phi_{mc} = \Phi m \cos(\theta + 2\pi/3)$$

Sous forme matricielle on a :

$$[\Phi m, abc]^T = \Phi m [\cos(\theta) \quad \cos(\theta - 2\pi/3) \quad \cos(\theta + 2\pi/3)]^T \quad (1 - 14)$$

Telle que :

$[\Phi m, abc]^T$ La matrice des inductances mutuelles stator-rotor.

II.2.1.3. Équation mécanique:

Pour simuler la machine, en plus des équations électriques il faut ajouter l'équation du mouvement du système. Le couple électromagnétique est donné par la dérivée partielle de la coénergie par rapport à l'angle mécanique entre le rotor et le stator.

$$Jd\Omega/dt + fr\Omega = Ce - Cr \quad (1 - 15)$$

Avec :

- Ω : Vitesse de rotation mécanique de la MSAP
- J : moment d'inertie totale de la machine
- f : coefficient de frottement visqueux
- C_r : couple résistant appliqué sur l'arbre de la machine

La puissance instantanée d'entrée peut être écrite comme suit:

$$P(t) = V_{sa}I_{sa} + V_{sb}I_{sb} + V_{sc}I_{sc} \quad (1 - 16)$$

On note que cette approche implique l'obtention d'un ensemble d'équations différentielles non linéaires à coefficients variants dans le temps. La solution explicite d'un tel système est très complexe et rarement utilisée.

On fait donc appel aux modèles orthogonaux de la machine. Dans le cadre de ces techniques, la machine est remplacée par une machine fictive ayant des enroulements mutuellement couplés et placés sur deux axes orthogonaux. Deux différents modèles sont déduits : le modèle (d, q), dit de Park et le modèle (α , β) de Concordai. Ces deux modèles représentent bien le comportement et les propriétés de la machine réelle. Ils permettent d'étudier le comportement transitoire des machines ainsi que leurs performances en régime déséquilibré.

II.2.2. Modèle de Park:

La transformation de Park, repose sur l'utilisation de deux phases au lieu des trois phases d'axes fixes du stator (a, b, c). En effet, on considère l'enroulement équivalent formé de deux bobinages d'axes perpendiculaires (d, q) tournant à la vitesse ω_s par rapport au stator et à la vitesse ω_r par rapport au rotor (Fig.1.3).

La transformation de Park consiste à transformer la représentation du moteur triphasée équilibrée à une représentation biphasée équivalente caractérisée par deux axes d-q, à condition que le champ où les forces magnétomotrices et la puissance instantanée soient conservées .

La matrice de Park $[P(\theta)]$ est donnée sous la forme suivante :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1 - 17)$$

Où θ l'angle électrique désignant la position du rotor par rapport au stator.

Son inverse $[P(\theta)]^{-1}$ est donnée par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1 - 18)$$

Le passage du système de coordonnées (d, q) au système de coordonnées (α, β), est assuré par la matrice de rotation tel que:

$$\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix} \quad (1 - 19)$$

II.2.3. Application de la transformation de Park à la MSAP:

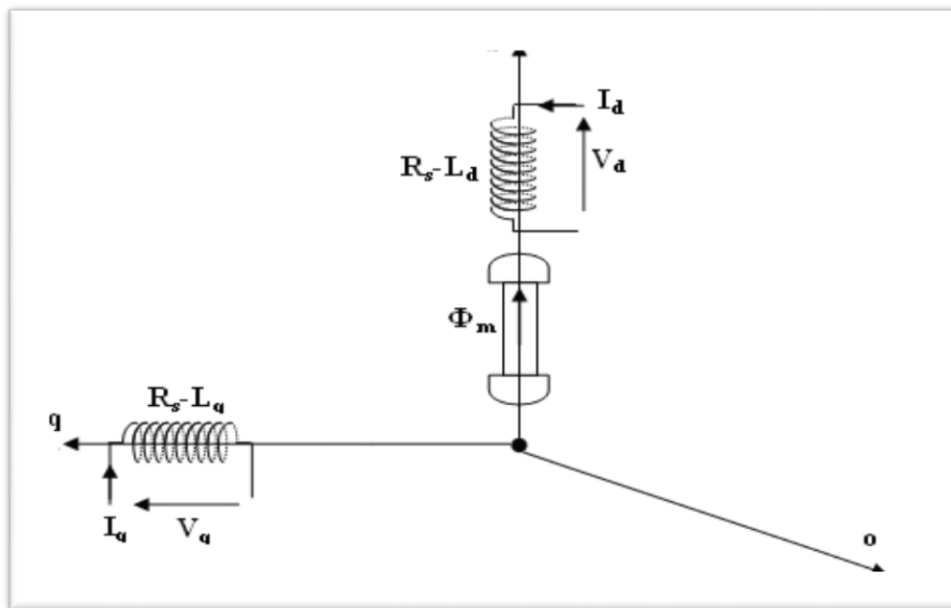


Fig II. 2 Représentation de la MSAP dans le système d'axe biphasé d-q.

II.2.3.1. Équations électriques d'un enroulement triphasé dans le système d'axes d-q:

Dans ce paragraphe nous allons donner les équations électriques de la MSAP dans les système biphasé en appliquant la transformation de Park à l'équation (1.2) on obtient [3][49] :

$$[Vdqo] = [P(\theta)]. [Vs, abc] = [P(\theta)]. ([Rs]. [Is, abc] + \frac{d}{dt} [\Phi s, abc]) \quad (1 - 20)$$

On appliquant la transformation inverse de Park au courants et flux on obtient:

$$\begin{aligned} [Is, abc] &= [P(\theta)]^{-1} [Idqo] \\ [\Phi s, abc] &= [P(\theta)]^{-1} [\Phi dqo] \end{aligned} \quad (1 - 21)$$

Telle que:

$Vdqo$: sont les composants direct, en quadrature et homopolaire de la tension.

$Idqo$: sont les composants direct, en quadrature et homopolaire du courant.

Φdqo : sont les composants direct, en quadrature et homopolaire du flux.

On peut écrire l'équation de la tension (1.16) sous la forme:

$$\begin{aligned} [Vdqo] &= [P(\theta)]. ([Rs]. [P(\theta)]^{-1} [Idqo] + \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} [\Phi dqo]) \\ &= [P(\theta)]. [Rs]. [P(\theta)]^{-1} [Idqo] + [P(\theta)] \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} [\Phi dqo] \end{aligned} \quad (1 - 22)$$

On a:

$$[P(\theta)]. [Rs]. [P(\theta)]^{-1} [Idqo] = [Rs]. [Idqo] \quad (1 - 23)$$

$$[P(\theta)] \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} [\Phi dqo] = [P(\theta)] \left\{ \left[\frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} \right] [\Phi dqo] + [P(\theta)]^{-1} \frac{d}{dt} [\Phi dqo] \right\}$$

$$= [P(\theta)] \left(\frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} [\Phi dqo] + [P(\theta)]^{-1} \frac{d}{dt} [\Phi dqo] \right) \quad (1 - 24)$$

Après simplification de l'équation (1.24) on a:

$$[P(\theta)] \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} [\Phi dqo] = [P(\theta)] \left(\frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} [\Phi dqo] + \frac{d}{dt} [\Phi dqo] \right) \quad (1 - 25)$$

On prenant le dérivé de l'équation (1.18), nous obtenons :

$$\frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} = \omega \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta) & -\cos(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \quad (1 - 26)$$

On multipliant les équations [1.17] et [1.26] nous obtenons:

$$[P(\theta)] \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} = \omega \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1 - 27)$$

$$[P(\theta)] \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} [\Phi_{dqo}] = \omega \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} [\Phi_{dqo}] \quad (1 - 28)$$

On remplace (1.23) et (1.28) dans l'équation (1.22):

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} + \omega \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_o \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_o \end{bmatrix} \quad (1 - 29)$$

Puisque le système est équilibré $V_0=0$, on obtient finalement le modèle électrique dynamique pour l'enroulement statorique biphasé équivalent :

$$\begin{aligned} V_d &= R_s I_d + \frac{d}{dt} \Phi_d - \omega \cdot \Phi_q \\ V_q &= R_s I_q + \frac{d}{dt} \Phi_q + \omega \cdot \Phi_d \end{aligned} \quad (1 - 30)$$

Équations des flux:

$$\begin{aligned} \Phi_d &= \left(L_{s1} + \frac{3}{2} (L_{so} + L_x) \right) I_d + \Phi_m = L_d \cdot I_d + \Phi_m \\ \Phi_q &= \left(L_{s1} + \frac{3}{2} (L_{so} - L_x) \right) I_q = L_q \cdot I_q \end{aligned} \quad (1 - 31)$$

Où Φ_m est le flux d'excitation constant des aimants permanents

II.2.3.2. Le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe d-q:

En reprenant les équations (1.31) (1.30) précédente on peut écrire:

$$V_d = R_s I_d + L_d \frac{d}{dt} I_d - \omega \cdot L_q I_q$$

$$V_q = R_s I_q + L_q \frac{d}{dt} I_q + \omega \cdot L_d I_d + \omega \cdot \Phi_m$$
(1 - 30)

Ces équations permettent de dessiner le circuit équivalent de la machine synchrone à aimants permanents dans le système d'axe d-q présenté par la figure(1.5) .

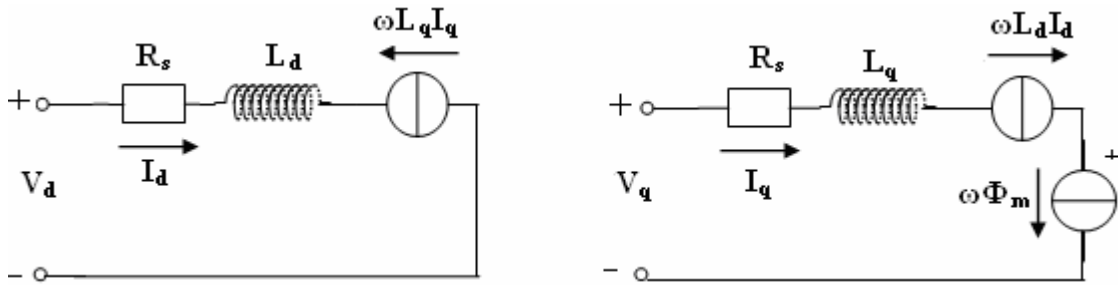


Fig II. 3 Le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe d-q

II.2.3.3. Équation de la puissance instantanée:

Le calcul de couple mécanique de la machine synchrone se base sur la connaissance de la puissance instantanée $P(t)$, soit :

$$P(t) = V_{sa} I_{sa} + V_{sb} I_{sb} + V_{sc} I_{sc} = \frac{3}{2} (V_q I_d + V_d I_q)$$
(1 - 29)

En remplaçant (1.25) dans (1.26)

$$P(t) = \frac{3}{2} \left(\left(R_s I_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - \omega \cdot \Phi_q \right) I_d + \left(R_s I_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + \omega \cdot \Phi_d \right) I_q \right)$$

$$= \frac{3}{2} R_s (I_d^2 + I_q^2) + \frac{3}{2} \left(\frac{d\Phi_d}{dt} I_d + \frac{d\Phi_q}{dt} I_q \right) + \frac{3}{2} \omega (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d)$$
(1 - 30)

Telle que:

$\frac{3}{2} R_s (I_d^2 + I_q^2)$: représente les pertes par effet Joules dans les enroulements statorique

$\frac{3}{2} \left(\frac{d\Phi_d}{dt} I_d + \frac{d\Phi_q}{dt} I_q \right)$: représente les variations de l'énergie magnétique emmagasiné dans les enroulements du stator.

$\frac{3}{2} \omega (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d)$: représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique à l'intérieur de la machine ou puissance électromagnétique.

On constate que la puissance électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant.

Donc l'expression de la puissance électromagnétique est donnée par l'équation suivante:

$$P_e = \frac{3}{2} \omega (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d) = \frac{3}{2} p \cdot \Omega \cdot (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d) \quad (1 - 31)$$

$$\omega = p \cdot \Omega$$

II.2.3.4. Équation du couple électromagnétique

Le rôle du couple électromagnétique est justement d'équilibrer à tout instant l'action résultante exercée sur l'arbre du rotor par :

- Le couple résistant (ou statique) imposé par la charge mécanique : C_r .
- Le couple des frottements visqueux : $F_r \Omega$.
- Le couple d'inertie des masses en rotation rapporté au diamètre du rotor : $J \frac{d\Omega}{dt}$

$$C_e = \frac{P_e}{\Omega} = \frac{3}{2} p (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d) \quad (1 - 32)$$

On remplace (1.27) dans (1.36) on a :

$$C_e = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_d I_q + \Phi_m I_q] \quad (1 - 33)$$

Le couple électromagnétique se décompose en deux termes:

$$C_{ep} = \frac{3}{2} p \Phi_m I_q: \text{Présente le couple principal}$$

$$C_{er} = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) I_d I_q: \text{Présente le couple reluctance variable}$$

. L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + F_r \Omega = C_e - C_r \quad (1 - 34)$$

II.3 Schéma bloqué :

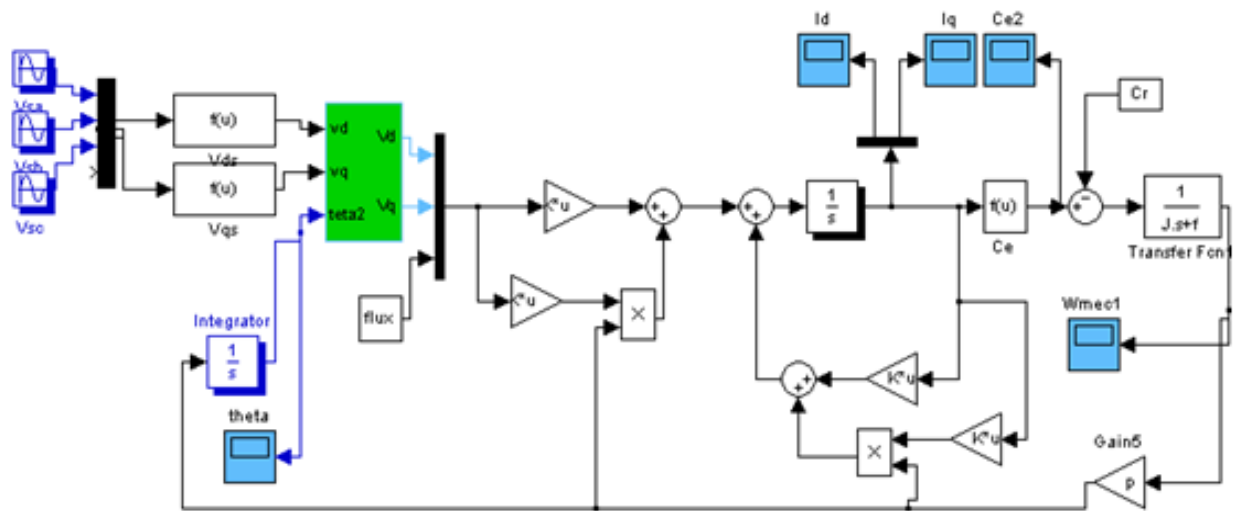


Fig.II.4. Schéma bloc de la simulation.

• Les paramètres de la machine :

$r_s=0.6$
 $L_d=1.4e-3$
 $L_q=2.8e-3$
 $p=4$
 $J=0.0011$
 $F=0.0014$
 $\phi_{hm}=0.12$

II.2.7. Résultat de simulation:

a). Démarrage à vide

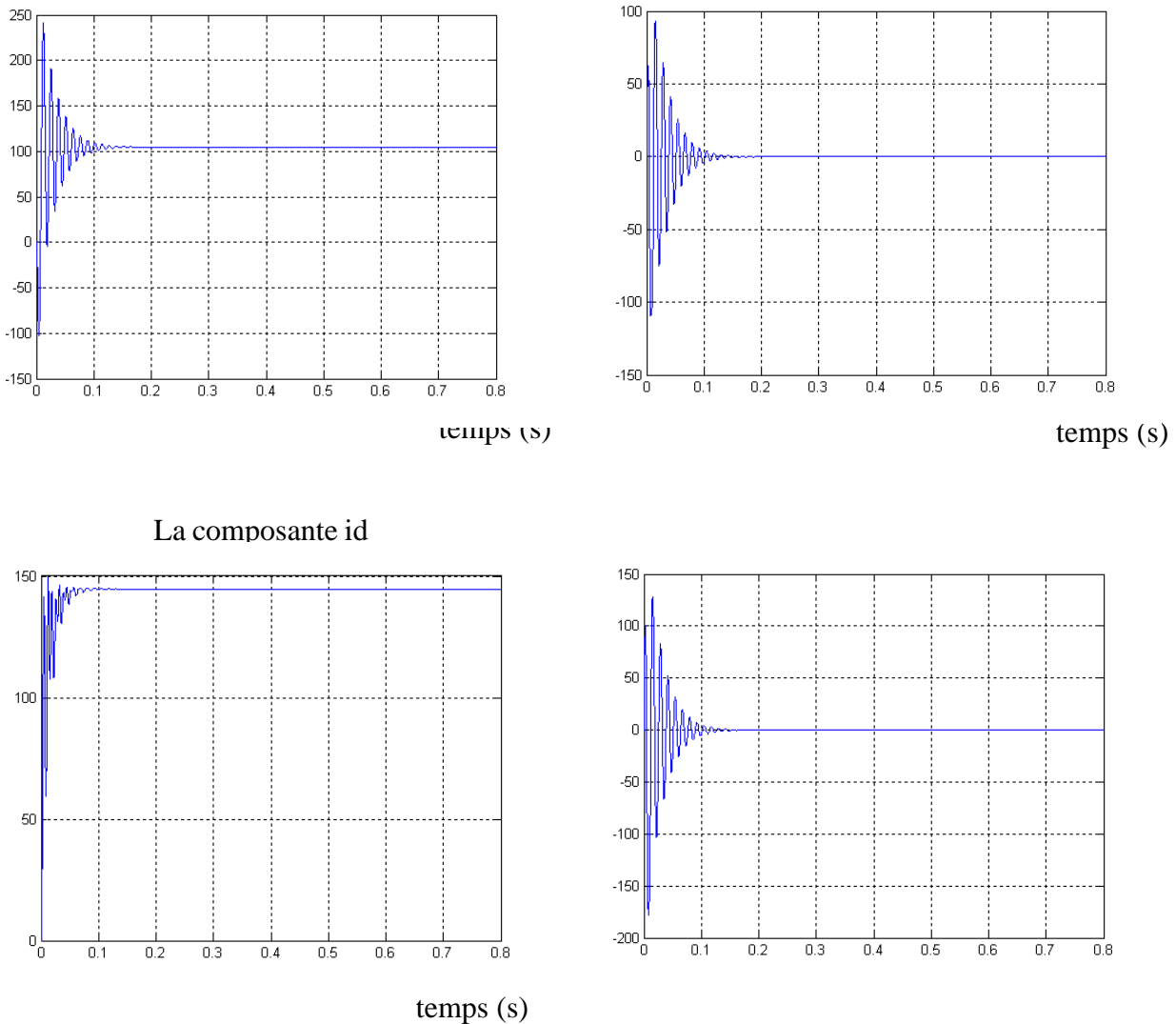


Fig. I.13 Résultats de simulation de démarrage à vide

A vide :

: MSAP entraîné à vide : $t \in [0, 0.3]$

Pendant le régime transitoire, la vitesse est fortement pulsatoire, présentant au premier instant de démarrage des battements importants, et atteint sa valeur nominale de 78.5rad/sec.

L'allure de la courbe du couple présente au démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court, puis se stabilisé à zéro puisque la machine est à vide.

Pour les courants id et iq au début de démarrage on voit des pics de courant assez important et

cela s'explique par la F.E.M qui est due à une faible vitesse de démarrage, en suite ils se stabilisent à leurs valeurs nominales après un temps assez court.

b). Démarrage en charge

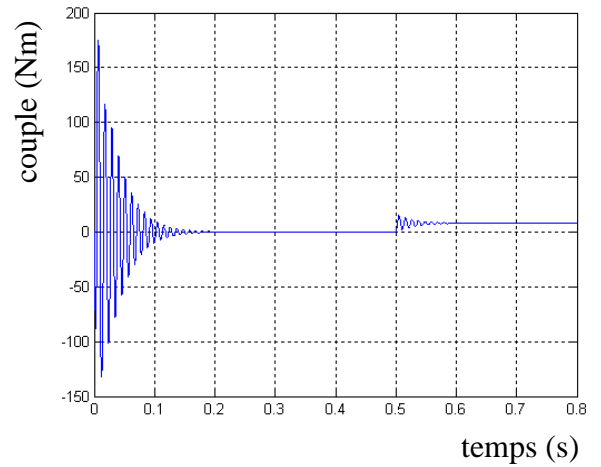
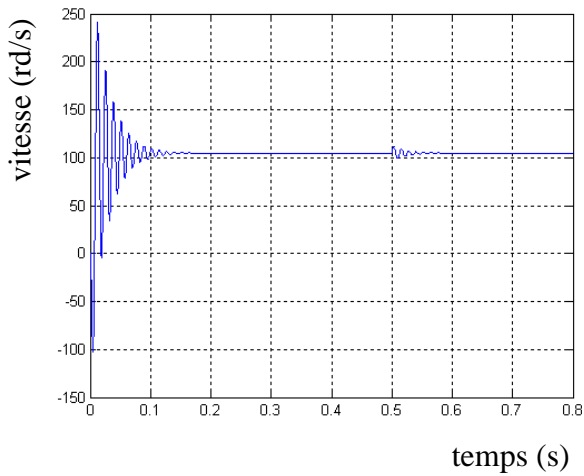
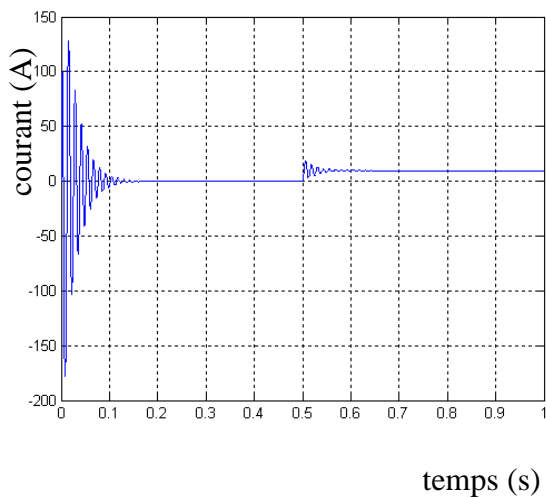
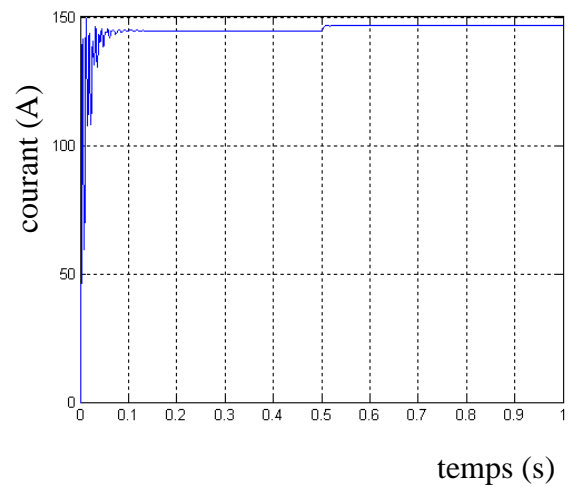
La composante i_q La composante i_d 

Fig.I.14 Résultats de simulation de démarrage en charge

En charge :

A $t=0.5$, on applique une charge de $C_r=6$ N.m, Fig. (I-14)-, on remarque lors du démarrage, un fort appel de courant apparaît et qui est nécessaire à développer un couple pour la machine et donc un mouvement de rotation sur son arbre. Ce couple atteint donc un pic puis se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent à vide.

Il est à noter d'après ces résultats, que l'introduction d'un couple de charge provoque une diminution de la vitesse de rotation

Ces résultats montre bien le fort couplage existant entre ces différentes variables indiquant le caractère non linéaire de la machine.

Conclusion:

Dans ce chapitre, on a présenté le modèle dynamique du moteur synchrone à aimants permanents. Le modèle triphasé est de nos jours rarement utilisé à cause de sa complexité et du fort couplage de ses équations. On a montré qu'à l'aide de la transformation de Park, le modèle devient plus simple. Les équations obtenues par la transformation de Park engendrent des phénomènes identiques aux phénomènes liés à la machines à courant continu ce qui confirme l'analogie entre les deux modèles. Les résultats obtenus donnent une connaissance des caractéristiques électriques de la machine synchrone à aimants permanents, et l'importance d'aimants permanents dans le fonctionnement de la MSAP. Ce dernier décrit bien l'évolution d'un démarrage direct sur un réseau standard.

Conclusion générale

Dans ce mémoire, on a présenté au début la constitution de la machine synchrone à aimants permanents, ces types, ces avantages et ces domaines d'application. Par la suite on a présenté le modèle dynamique triphasé de la machine synchrone à aimants permanents et on a prouvé que cette approche implique l'obtention d'un ensemble d'équations différentielles non linéaires à coefficients variants dans le temps, difficile à étudier. On a montré qu'à l'aide de la transformation de Park, le modèle devient linéaire, plus simple et facile à étudier. Le modèle de la machine simulée a été établi en passant du système réel triphasé vers un système biphasé linéaire de PARK. Cette simulation nous a permis essentiellement de retrouver les résultats classiques du MSAP. On peut conclure que les résultats obtenus par voie de simulation nous donne une vision assez claire sur le comportement et les caractéristiques électrique de la machine synchrone à aimants permanents.

Bibliographie

- (1) B. Multon, " Application des aimants aux machines électriques ", ENS Cachan –Antenne de Bretagne, Notes de cours version 2006.
- (2) http://membres.multimania.fr/electrodoc/machine_synchrone.htm .
- (3) R. Lateb, " Modelisation Des Machines Asynchrones et Synchrones à Aimants Permanents Avec Prise en Compte des Harmoniques D'espace et de Temps : Application à la propulsion marine par POD ", Thèse de doctorat de L'Institut National Polytechnique de Lorraine, France, 2006.
- (4) B. Tounsi, " Etude comparative de groupes électrogènes embarqués à large gamme de vitesse variable associant machines à aimants permanents et conversion statique ", Thèse de Doctorat Institut National Polytechnique de Toulouse, 30 Janvier 2006.
- (5) A. Kaddouri, " Etude d'une Commande Non-Linéaire Adaptative d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents ", Faculté des Sciences et de Génie, Université Laval Québec, Nov 2000.
- (6) M. Sc. Dariusz Świerczyński, " Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", Thesis of Doctoral Faculty of Electrical Engineering Warsaw – Poland, 2005.
- (7) J. Persson, " Innovative Standstill Position Ditection Combined With Sensorless Control of Synchronous Motors", Thèse de doctorat, EPEL, No 3221, Lausanne, 2001.
- (8) S. Baris Ozturk, " Modelling, Simulation and Analysis of Low-Cost Direct Torque Control Of PMSM using Hall-Effect Sensors ", Thèse de doctorat de l'université de Texas USA, December 2005.
- (9) D. Dolinar, " Electrical Machines Modelling and Contrôle", Thèse de Doctorat Universite d'Artois Faculte des Sciences Appliquées (F.S.A.) Bethune, France April 2001.
- (10) <http://elharzli.com/MS.php>
- (11) http://fr.wikipedia.org/wiki/Machine_synchrone_%C3%A0_aimants_permanents

- (12) <https://www.fiches-auto.fr/articles-auto/voiture-electrique/s-2262-fonctionnement-du-moteur-synchrone-a-aimants-permanents.php#:~:text=Le%20moteur%20%C3%A9lectrique%20synchrone%20%C3%A0,d%C3%A9pend%20du%20sens%20du%20courant.>