

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la
Recherche Scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE MECANIQUE



Mémoire de fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Electromécanique

Spécialité : Electromécanique

Thème

commande directe du couple d'une machine
synchrone à aimant permanent

Devant le jury composé de :

Présenté par :LARGOT SOULEF

..... Président
..... Examineur
..... Examineur
..... Encadreur

- ZANE MESSAOUD
- GHOULI MOUSSA
- DIDA HANI

2020-2021

Remerciement



Nous voudrions remercier Dieu avant tout Fort de volonté, de santé, de courage et de patience est Il nous a donné à travers toutes ces longues années pour atteindre fin de ce travail.

Je remercie chaleureusement **M. Djouhrab Alaeddin**, Mme **Largot Soulef**, **M. Chouaib Labiod** et **M. Guerfi Youssef**, Professeur à l'**Université d'El-Oued**, pour avoir supervisé et dirigé ces certificats Travail, pour la confiance que vous m'accordez tout au long de cette Mémoire.

Nous tenons à exprimer notre gratitude aux membres du jury qui Elle a eu la gentillesse de revoir ce travail.

A travers cette thèse, j'adresse ma gratitude à Les enseignants qui ont contribué à notre formation Connaissances de la première année de l'école primaire à Aujourd'hui.



Table des matières

Remerciement.....	I
Table des matières	II
Listes de termes	V
Introduction générale:.....	1
I-1-Introduction:	4
I-2- Description d'une machine synchrone:.....	5
I-3- Caractéristique d'un machine synchrone:	7
I-3 Caractéristique en charge de l'alternateur isolé :.....	7
I-3-1 Caractéristique externe $V(I)$:	7
I-3-2 Caractéristique de réglage $J(I)$:.....	8
I-4 Caractéristique en charge d'un alternateur relié à un réseau puissant:	10
I-4-1 Détermination du fonctionnement :.....	10
I-4-3 Stabilité des alternateurs :.....	12
I-5 Caractéristique du moteur synchrone :	13
I-5-1 Détermination du fonctionnement :.....	13
I-5-2 Couple maximum à tension et fréquence constantes:.....	15
I-4 L'aimants permanente :	16
I-5 Les matériaux d'aimants permanent:.....	17
I-6 Type d'aimants permanent utilise au niveau des MSAP:.....	17
I-7 structure des machine aimants permanente :[10].....	18
I.7.1. Structures à pôles saillants :	18
I.7.2. Structures Avec Pièces Polaires Et Concentration De Flux :.....	18
I.7.3. Structures Avec Pièces Polaires Sans Concentration De Flux :.....	19
I.7.4. Structures A Pôles Lisses :	19
I.7.5. Structures A Aimants Internes :	20

I.7.6 Structure A Aimantations Insérées Dans L'armature Rotorique :	21
I-8 principe de fonctionnement de MSAP:.....	21
I-9 Les avantage des machines synchrones à aimants permanentes :.....	22
I-10 Inconvénients des machines synchrones à aimants permanents :	22
I-11 Autopilotage.....	23
I-12-Principe de L'autopilotage des machines synchrones à aimants permanents :	23
I-13 Conclusion:	24
Chapitre II Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	25
II-1 Introduction :	26
II-2 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents :.....	26
II-3 Hypothèses simplificatrices :.....	26
Chapitre III Control directe de la MSAP	38
III-1 Introduction	39
III-2-Stratégies de commande du moteur synchrone à aimants permanents :.....	39
III-2-1-Commande par autopilotage :.....	39
III-2-2- Commande vectorielle du M S A P :.....	42
III-2-3- Commande direct de couple et de flux du M S A P	43
III-3- Principes généraux de la commande directe du couple	44
III-4- Fonctionnement et séquence d'un onduleur de tension triphasé.	45
III-5-Stratégie de commande directe du couple et de flux	46
III-5-1- Contrôle du vecteur flux statorique	47
III-5-2- Contrôle du couple électromagnétique	48
III-5-3- Sélection du vecteur tension [50]	49
III-6- Estimation du Flux et du Couple	50
III-6-1- Estimation du flux statorique [52] [41]	50
III-6-2-Estimation du couple électromagnétique [52,50]	51
III-7- Correction de flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux :.....	51
III-8-Correcteur de couple en utilisant un comparateur À hystérésis à trois niveaux :	52

III-9- Elaboration des tables de commutation :	53
III-9-1-Elaboration de la table de commutation avec séquences nulles :	53
III-9-2-Elaboration de la table de commutation sans séquences nulles :	54
III-10-Réglage de vitesse par un régulateur (P I):	55
III-11- Structure générale de la DTC appliquée à la MSAP.....	55
III-12-Résultats de la simulation:	56
III-13-Conclusion :	59

Listes de termes

Listes des Symboles et Acronymes:

MSAP	Moteur synchrone à aimant permanent
DTC	La commande directe du couple
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
P_m	puissance maximale
K_i K_p	Coefficient proportionnel- intégral
τ	Constante du temps électrique
$e(d)$ $e(q)$	Composantes de la force électromotrice de compensation
PI	Régulateur Proportionnel Intégrateur
S	Opérateur de Laplace
J_p	Polarisation magnétique permanente
B	Induction magnétique
H	Le champ magnétique
μ_0	Perméabilité du vide
μ_r	Perméabilité relative de l'aimant
A, B, C	Axes liés aux enroulements triphasés
d, q	Axes de référentiel de Park
α β	Axes de référentiel statorique
θ	Angle entre le stator et le rotor
V_a, V_b, V_c	Tension statorique phase a, b, ou c
V_s	Tension statorique
V_d, V_q	Tension statorique sur l'axe d et l'axe q
V_α, V_β	Tension statorique sur l'axe α, β
I_a I_b I_c	Courant statorique phase a, b, ou c
I_a^* I_b^* I_c^*	Les courants de phases de référence
I_s	Courant statorique
I_d I_q	Courant statorique sur l'axe d et l'axe q
I_{dref} I_{qref}	Courant de référence sur l'axe d et l'axe q
I_α I_β	Courant statorique sur l'axe α, β
Φ_a, Φ_b, Φ_c	Flux statorique phase a, b, ou c
Φ_d, Φ_q	Flux statorique sur l'axe d et l'axe q
Φ_α, Φ_β	Flux statorique sur l'axe α, β
Φ_s	Flux statorique

Φ_r	Flux magnétique du rotor
L_f	Inductance de la bobine d'excitation
L_s	Inductance cyclique propre statorique
$[L_{ss}]$	Matrice d'inductances statorique
$[M_{sf}]$	Matrice des inductances mutuelles du couplage stator/ rotor
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de Park
$[V_{an}, V_{bn}, V_{cn}]^T$	Tension de sortie de l'onduleur
$S_i (i=1, 2, 3)$	Grandeurs booléennes de commande (des interrupteurs de l'onduleur)
U_c	Tension continue
W	Vitesse mécanique de rotor
W_{ref}	Vitesse de référence
ω_s	Pulsation de fréquence statorique
ω	Pulsation de fréquence rotorique
C_e	Couple électromagnétique délivré par le moteur
C_r	Couple résistant
C_f	Couple de frottement
R_s	La résistance statorique
L_d	L'inductance sur l'axe d
L_q	L'inductance sur l'axe q
P	Nombre de paires de pôles
J	Moment d'inertie du moteur
f	Coefficient de frottement visqueux
C_{cpl}	L'amplitude du comparateur du couple..
B_r	L'induction rémanente
C_e	Le couple estimé
C^*_e	Couple de référence.
U_c	Tension d'entrée de l'onduleur
Ω	Vitesse mécanique
MCC	Machine à courant continu.
MAS	Machine Asynchrone.
MSAP	Machine Synchronne à Aimants Permanents.
FOC	Field Oriented Control.
DTC	Direct Torque Control (Commande Directe du Couple).
GTO	Gate Turn Off.

MLI	Modulation de largeur d'impulsion.
PI	Proportionnel Intégral.
FTBF	Fonction de transfert en boucle fermée.

Liste de figure

Figure (I-1): machine synchrone	5
Figure (I-2): Des sections transversales de machines synchrones, (a) de type rotor rond, (b) type de pôle.....	5
Figure (I-3): Représentation vectorielle du fonctionnement à vitesse et excitation constantes pour différentes valeurs du facteur de puissance.....	7
Figure (I-4): Courbes de variation $V(I)$ à vitesse et excitation constantes pour différentes valeurs du facteur de puissance	8
Figure (I-5): Courbes de variation $J(I)$ à vitesse et tension constantes pour différentes valeurs du facteur de puissance.....	9
Figure (I-6): Représentation du fonctionnement d'un alternateur à tension et fréquence constantes	10
Figure (I-7): Représentation du fonctionnement d'un alternateur à tension et fréquence constantes	11
Figure (I-8): Représentation de la puissance maximum d'un alternateur à tension, f.é.m et fréquence constantes.....	11
Figure (I-9): Représentation de l'angle interne δ	12
Figure (I-10): Représentation du fonctionnement d'un moteur synchrone à tension et fréquence constantes.....	14
Figure (I-11): Courbes de variation $J(I)$ à vitesse et tension constantes pour différentes valeurs de la puissance.....	14
Figure (I-12): Courbes de variation $J(I)$ à vitesse et tension constantes pour différentes valeurs du facteur de puissance.....	15
Figure (I-13): Représentation de la puissance maximum d'un moteur à tension, excitation et fréquence constantes.....	15
Figure (I-14): Représentation du fonctionnement du compensateur synchrone.....	16
Figure (I-15): Courbe de désaimantation des différents aimants	18
Figure (I-18): Structure de rotor avec pièces polaires sans concentration de flux.	19
Figure (I-19): Aimantation radiale Figure (I-20): Aimantation tangentielle	20
Figure (I-20): Alimentation mixte	20
Figure (I-21): Structure à aimants internes dans l'armature rotorique.....	21
Figure (I-22): Structure à aimantations insérées.....	21
Figure (I-23): Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanent.....	22
Figure (II-1): Schéma de la machine synchrone à aimant permanent	27
Figure (II-2): Les différents couples qui agissent sur le rotor	29

Figure (II-3): Schéma équivalent d'une (MSAP) dans le repère (d,q)	31
Figure (II-4): Le modèle de la machine dans le repère de Park.	33
Figure (II-5): Résultat de simulation de moteur synchrone à aimants permanents	34
Fig.II.5 : Schéma de l'onduleur triphasé	35
Figure II-6: Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoidale.	36
Figure II-7 : Principe de la commande MLI naturelle.....	37
Figure (III.1): Représentation des f.m.m	40
Figure III.3: Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par l'orientation du flux	42
Figure III.4: schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une (MSAP)	43
Figure III.5: Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à la MSAP	44
Figure III.7: Evolution de l'extrémité de ϕ_s pour R_s/I_s négligeable.....	47
Figure III.8: Comportement du flux statorique pour différents vecteurs tension V_s	48
Figure III-9: Sélection du vecteur de tension.	49
Figure III-10: Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique ϕ_s	51
Figure III-11: Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le module de vecteur de flux statorique.	51
Figure III-11: Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple électromagnétique.....	52
Figure III-12: schéma de la régulation de vitesse de la MSAP par un correcteur IP	55
Figure III-13: Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple de la MSAP.	56
Figure. (III.*): Les résultats de simulation de la DTC du MSAP en charge après un démarrage à vide	58
Figure. (III.**): Les résultats de simulation de la DTC du MSAP avec inversion de sens de rotation.....	58
Fig. (III.***) : Les résultats de simulation de la DTC du MSAP avec variation de la charge..	59

Liste du tableau

Table III-1: Table généralisée des vecteurs de tension d'une commande par DTC	54
Table III-2: Table de la DTC classique définissant les séquences d'un onduleur.	54
Table III-3: Table de commutation sans séquences nulles.	55

Introduction

Introduction générale:

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont simples, fiables et moins encombrants que les moteurs à courant continu. Ainsi, leur construction est plus simple puisque ils n'ont pas de commutateurs mécaniques. Par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent. Ils peuvent être utilisés dans un environnement explosif car aucune étincelle n'est produite. Ils peuvent aussi fournir des puissances importantes par rapport à leur masse contrairement aux machines à courant continu qui demandent plus de sources d'alimentation et ont une puissance massique plus faible . [1].

L'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit rend la commande du MSAP plus difficile, en dépit de sa simplicité structurelle. Le MSAP peut être décrit par trois équations différentielles non linéaires, avec les grandeurs électriques (courants et flux) et une grandeur mécanique (vitesse du rotor). Les entrées physiques du système sont les tensions statoriques. Ce modèle dépend des résistances statoriques qui varient considérablement avec la température de la machine . [1].

L'orientation vers les recherches aboutissant à des meilleures exploitations d'un robuste actionneur, est très justifiée, à savoir, le moteur asynchrone à cage et le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP), qui sont robustes et ont une construction simple qui limite le coût et augmente le rapport de puissance massique. C'est pourquoi les machines à courant alternatif remplacent de plus en plus les moteurs à courant continu dans de nombreux domaines tels que les servomoteurs. [2].

La commande des machines à courant alternatif est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande afin que ces machines se comportent comme des machines à courant continu, caractérisées par un découplage naturel du flux et du couple. Parmi ces techniques de commande, la commande vectorielle est la plus connue . [3].

Les derniers développements de commande pour le moteur synchrone ont vu l'émergence de différentes structures basées sur le contrôle vectoriel comme le contrôle direct du couple DTC. Cette stratégie de commande permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des seules grandeurs liées au stator avec l'intervention de capteur mécanique. De plus, cette structure ne nécessite pas l'application d'une commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) sur l'onduleur, ce qui améliore, très nettement, les performances dynamiques des grandeurs contrôlées [4].

L'objectif vise dans ce travail est comparaison entre la commande DTC et la commande vectoriel sur la machine synchrone à aimants permanents.

Dans ce mémoire, notre travail s'articule principalement autour de quatre chapitres:

- Le premier chapitre présentera généralité et modélisation de l'association convertisseur - MSAP
- Le second chapitre la commande d'un moteur synchrone à aimant permanent par La commande vectorielle
- Dans le troisième la commande d'un moteur synchrone à aimant permanent par la DTC.
- Et dans le chapitre quatre étude comparative entre la commande FOC et DTC. Enfin on conclut sur une perspective basée sur les résultats obtenus.

Chapitre I

Généralités sur la machine synchrone à aimants permanents

I-1-Introduction:

Toutes les machines conventionnelles reposent sur des champs magnétiques à des fins d'énergie conversion. Les enroulements sont disposés à la périphérie d'un élément fixe (stator) et un élément rotatif (rotor) de manière à établir une distribution de champ de densité de flux magnétique dans l'espace qui les sépare (entrefer). Par excitation appropriée des enroulements, ce champ peut être amené à tourner par rapport au élément fixe (machine synchrone), par rapport à l'élément rotatif (Machine à courant continu) ou par rapport aux deux éléments (machine à induction). L'interaction des composants de flux produits par le stator et les éléments du rotor se traduit par la production de couple. Une rotation ultérieure du rotor entraîne une conversion d'énergie électromécanique

Une approche valable pour l'étude des machines électriques est de traiter directement avec les champs électromagnétiques. La connaissance de la répartition des champs conduit à une meilleure compréhension de l'endroit où le flux est concentré, où les courants circulent, où les forces apparaissent et où la chaleur est générée à l'intérieur de la machine. Telle des informations détaillées sont très importantes, car des altérations relativement mineures la conception peut souvent conduire à des améliorations substantielles de l'efficacité, du coût ou de la fiabilité de la machine. L'étudiant sérieux en conception de machines doit finalement être obligé de se plonger dans les champs électromagnétiques associés à la rotation Machines. Malheureusement, l'analyse des machines en tant que problème de champs implique la solution de l'équation de Laplace ou de Poisson. La géométrie des machines conduit à des conditions aux limites compliquées même pour des cas simplifiés. Un numérique l'ordinateur doit généralement être utilisé pour trouver des distributions complètes sur le terrain. L'approche de ce livre est de caractériser la machine en termes de circuits magnétiques couplés plutôt que de champs magnétiques. Notre intérêt est alors limité principalement au terminal plutôt qu'aux caractéristiques internes de Machines. Bien que l'on perd de vue la distribution spatiale exacte des courants et les flux, le problème se simplifie énormément. Cependant, pour assurer une compréhension des hypothèses simplificatrices, il faut d'abord traiter directement avec les champs. Les effets significatifs des champs tournants doivent être exprimés correctement en termes de liaisons de flux dans les circuits couplés rotatifs. Étant donné que la liaison de flux est proportionnelle à l'inductance, la capacité à caractériser les distributions des enroulements et à utiliser cette caractérisation dans le calcul des inductances des enroulements est d'une importance capitale.

I-2- Description d'une machine synchrone:

Les machines de type synchrone représentent aujourd'hui une part importante des transducteurs électromécaniques et couvrent une large gamme de puissance allant de quelques mégawatts, jusqu'à environ 1GW, encore une puissance élevée pour produire de l'électricité, en fonctionnement automobile, la puissance installée dépasse rarement quelques dizaines de mégawatts, moteur synchrone Il fonctionne à vitesse variable, a une puissance d'environ 100 mégawatts et a été conçu pour une soufflerie de la NASA.[5] [6]

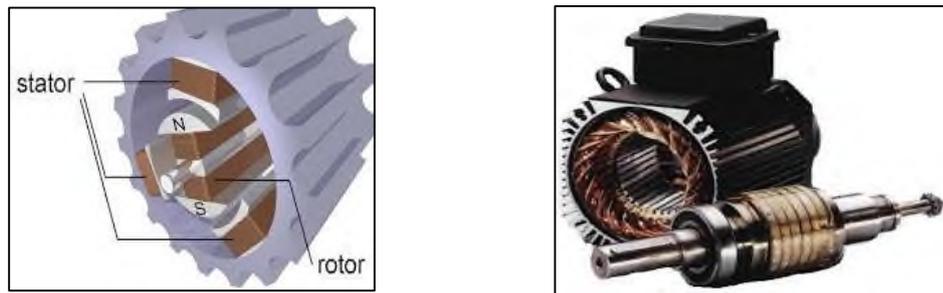


Figure (I-1): machine synchrone

Puisque le problème de la stabilité d système de puissance est de déterminer si oui ou non les machines synchrones varions sur le système resteront en synchronisme les uns avec les autres, les caractéristiques de ces machines synchrones nous jouent évidemment un rôle important dans le problème.

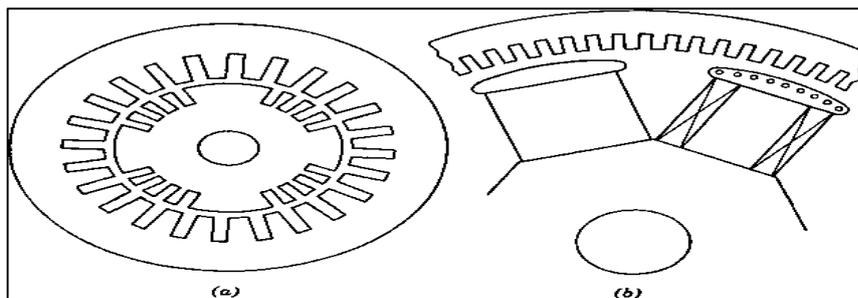


Figure (I-2): Des sections transversales de machines synchrones, (a) de type rotor rond, (b) type de pôle.

Les machines synchrones sont classées en deux types principaux : les machines à rotor rond et les machines à poteaux saillants **Figure (I-2)** . Générateurs entraînés par des turbines à vapeur (turbogénérateurs) hâve rotors cylindriques (ronds) avec fentes dans lesquelles des enroulements de champ distribués sont placés. La plupart des rotors cylindriques sont faits de forges en acier massif, bien que quelques-uns d'entre eux sont construits à partir de disques d'acier épais. Le nombre de pôles est de deux, quatre ou six. La plupart des nouvelles

machines sont à deux pôles. Générateurs entraînés par des roues hydrauliques (turbines hydrauliques) à lames salient-pôle rotors avec des enroulements concentrés sur le terrain et, généralement, un grand nombre de pôles. Certains générateurs de roues d'eau sont fournis avec des enroulements amortisseurs ou des enroulements amortissants ; d'autres ne le sont pas. Moteurs synchrones et rotors condensera à lames salient-pôle avec enroulements amortisseurs. Les convertisseurs Synchrones à lames les armatures rotatives et les champs stationnaires à pôle saillant avec amortisseurs.

Dans les chapitres ci-dessus, on a supposé que chaque machine synchrone pouvait être représentée par une réaction constante dans les séries avec une tension constante, et, en outre, que l'angle mécanique du rotor de chaque machine coïncidait avec la phase électrique de cette tension constante de la machine. Compte tenu de l'importance des machines synchrones dans le problème de stabilité, ces hypothèses nécessitent une enquête plus approfondie, à la fois pour justifier l'utilisation des hypothèses dans le cas ordinaire et pour fournir des méthodes de calcul plus rigoureuses dans les cas extraordinaires où les hypothèses habituelles ne donnent pas des résultats assez précis.

Les hypothèses habituelles peuvent être erronées en raison de trois phénomènes, qui nécessitent chacun considération :

1. Saillant.
2. Décrément de champ et action de tension-régulateur.
3. Saturation.

Le mot saillant est utilisé comme expression courte pour le fait que le rotor d'une machine synchrone a des propriétés électriques et magnétiques différentes sur deux axes de 90 elec. deg. à part l'axe direct, ou axe de symétrie d'un pôle de champ, et l'axe de quadrature, ou axe de symétrie à mi-chemin entre deux pôles de champ. Cette différence entre les deux axes est présente non seulement dans les machines à pôle saillant, mais aussi, dans une moindre mesure, dans les machines à rotor rond, en raison de la présence du champ sinuant sur l'axe direct seulement. À cet égard, les deux types de machines synchrones diffèrent des machines à induction. L'effet de saillant sera considéré d'abord tandis que les effets du décrément de champ, de l'action tension- régulateur, et de la saturation magnétique sont ignorés ; plus tard, ces autres effets seront également pris en compte. Une connaissance des réactances synchrones-machine, des résistances, des constantes de temps et des diagrammes vectoriels est nécessaire à la compréhension de ces effets.[7]

I-3- Caractéristique d'un machine synchrone:

I-3 Caractéristique en charge de l'alternateur isolé :

Afin de déterminer à l'avance les caractéristiques du générateur, nous utilisons le diagramme de Behn Eschenburg. Le fonctionnement du générateur présente un ensemble de caractéristiques, à savoir le courant et la tension d'excitation sur ces bornes, le courant de charge et la vitesse. Lorsque l'on considère la différence d'une quantité en fonction d'une autre quantité, les quantités restantes doivent être fixées à ces valeurs nominales :

I-3-1 Caractéristique externe $V(I)$:

A vitesse nominale et à excitation constante, chaque déphasage φ courant a une caractéristique $V(I)$ par rapport à la tension. Lorsque le générateur fournit une charge variable, une chute de tension interne se produira en raison de la résistance et de la réaction simultanée. Afin de faire attention à cette chute de tension, nous dessinons un diagramme vectoriel, donnant le vecteur E à partir du vecteur R . Puis le vecteur J , puis le vecteur V , en supposant que le courant est horizontal. Pour une force électromotrice fixe, le point de fonctionnement doit se déplacer selon le rayon E et le centre O (Figure I-3)

La courbe suivante est tracée pour mettre en évidence la différence de chute de tension, selon la nature du circuit fourni. Pour la résistance de charge, notez que la chute de tension augmente à mesure que le courant de charge augmente. C'est la somme de la chute de résistance causée par la résistance interne de la bobine du stator et de la chute d'inductance de la réaction synchrone causée par l'interaction magnétique induite

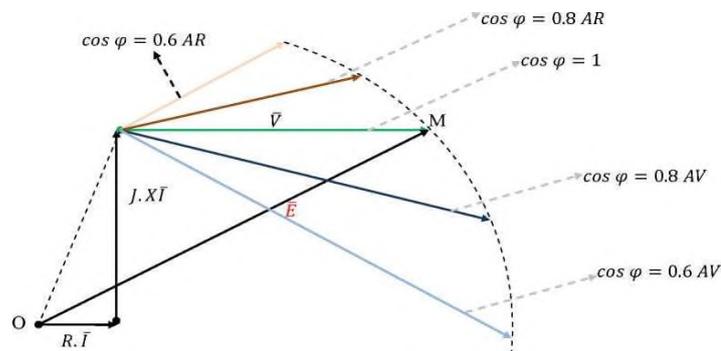


Figure (I-3): Représentation vectorielle du fonctionnement à vitesse et excitation constantes pour différentes valeurs du facteur de puissance

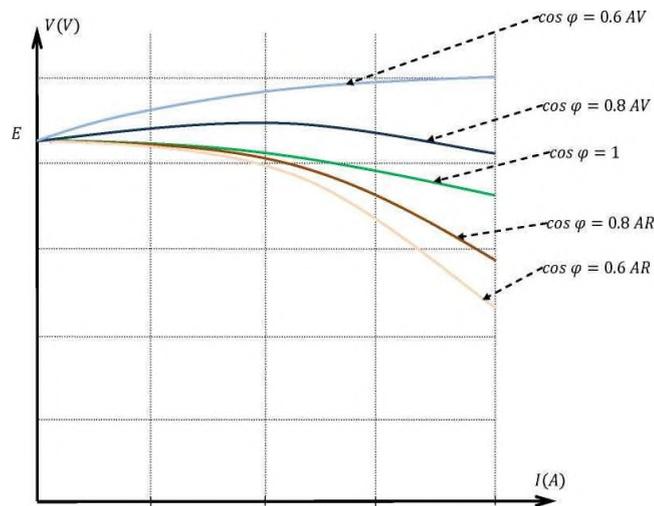


Figure (I-4): Courbes de variation $V(I)$ à vitesse et excitation constantes pour différentes valeurs du facteur de puissance

Charge inductive, l'interprétation du mode courbe est la même que celle de la charge résistive. La différence entre eux est que l'induction chute. Pour la charge, la réponse inductive est une démagnétisation longitudinale (par opposition au courant induit). En réduisant la tension aux bornes de l'appareil sur la charge capacitive, le flux généré diminuera automatiquement et la tension de résistance chutera, et nous nous dirigeons vers la réduction de la tension aux bornes de l'appareil. . La chute de tension provoquée par la réaction inductive complète la première. Pour les charges capacitives, la réponse induite est une aimantation longitudinale (le même sens que le flux magnétique induit). En augmentant automatiquement la valeur de tension aux bornes du générateur, le flux rotorique de sortie sera plus important. [8,9,10,11,12]

I-3-2 Caractéristique de réglage $J(I)$:

Par conséquent, pour les charges résistives, nous devons générer plus de force électromotrice pour compenser la chute de tension ohmique causée par la résistance interne de l'enroulement du stator et la chute de tension causée par la réaction d'induit. Comme ces deux chutes de tension vont dans le sens de la réduction de la force électromotrice, il faut toujours augmenter le courant d'excitation. Ces courbes peuvent être dérivées directement du graphique (I-3) et de la courbe caractéristique externe. Pour maintenir constante la tension aux bornes du générateur, nous devons ajuster la différence de charge et la valeur du courant d'excitation en même temps. Cette différence devient plus importante lorsque la somme des différentes chutes de tension est élevée (Figure I-5).

Pour les charges inductives, la fréquence de cette courbe est la même que celle des charges résistives, sauf que l'augmentation du courant d'excitation doit être plus importante

pour chaque pas de la charge. Prenons l'exemple de la réaction d'induction de la démagnétisation longitudinale : plus la charge de courant est élevée, plus le flux d'inductance est faible, ce qui a un impact significatif sur V . Vous devez compenser la chute de tension en ajoutant la même charge pour compenser plus de courant d'excitation. Sur les charges capacitatives, c'est la réponse de l'induction magnétique longitudinale. Et notre flux d'inductance augmente à mesure que la charge augmente. Cette augmentation se produit dans la force électromotrice et provoque une haute tension aux bornes du générateur, elle doit donc être réduite en réduisant l'excitation.

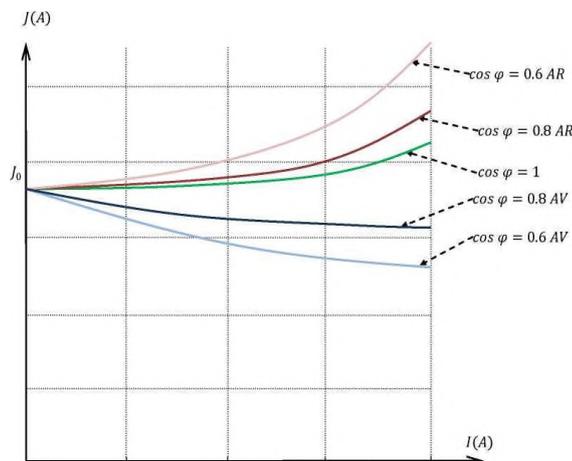


Figure (I-5): Courbes de variation $J(I)$ à vitesse et tension constantes pour différentes valeurs du facteur de puissance.

-Lorsque l'alternateur fournit une charge très capacitive, la réactance d'induit sera magnétisée. Une faible excitation conduit à des tensions très élevées. En ignorant la résistance de l'armature, on peut écrire la relation suivante :

$$\bar{E} = \bar{V} + jX\bar{I} \quad (I-1)$$

$$\bar{I} = jCw\bar{V} \text{ d'où } \bar{E} = (1 - XCw)\bar{V} \quad (I-2)$$

Donc pour une certaine f.é.m E , la tension aux bornes de l'alternateur sera :

$$V = \frac{E}{1 - XCw} \quad (I-3)$$

On peut expliquer que la valeur de V est très proche de 1, et que seule la force électromotrice résiduelle fournit une très haute tension aux bornes de l'alternateur. En effet, la saturation limite la valeur de la tension V . Ce phénomène s'appelle l'auto-amorçage de l'alternateur. Lorsque le générateur perd soudainement la charge, la tension dans le générateur tendra rapidement vers une valeur anormalement élevée lorsqu'il est alimenté à pleine charge en dessous du facteur de puissance nominal. Le danger est encore plus grave lorsque

l'alternateur est directement connecté au transformateur de l'ascenseur. Il doit y avoir un disjoncteur de mise hors tension pour éviter ce danger.

Le générateur est connecté à un grand réseau avec un grand nombre de générateurs. Ce réseau est très puissant, il applique une tension et une fréquence constantes à tout appareil qui y est connecté. C'est pourquoi on l'appelle un réseau illimité. Lorsqu'il est couplé à un grand réseau (grille infinie), le générateur fait partie d'un système qui comprend de nombreux autres générateurs. Impossible de déterminer la nature de la charge (grande ou petite, résistance, inductance ou capacité) connectée à la borne du générateur. [8,9,10,11,12]

I-4 Caractéristique en charge d'un alternateur relié à un réseau puissant:

I-4-1 Détermination du fonctionnement :

La tension et la fréquence appliquées aux bornes de la machine et d'autres paramètres (agissant sur le couple) qui caractérisent le point de fonctionnement et le courant de charge.

Le générateur fonctionne à une puissance constante fournie par le courant d'excitation qui génère la force électromotrice. correspondant. Le point de processus se déplace le long de l'axe $P = C^{te}$ parallèle à l'axe de la force de réaction (Figure I-6-a).

Le générateur de courant constant est entraîné par le courant d'excitation et le couple mécanique. Le point de construction se déplace le long du rayon central A et du rayon Z. I (figure I-6-b)).

Le générateur est entraîné avec un courant d'excitation constant à partir d'un couple mécanique sur l'arbre de l'appareil. Ainsi, le point de traitement se déplace selon le rayon central O et le rayon E (Fig. I-7). [8,9,10,11,12]

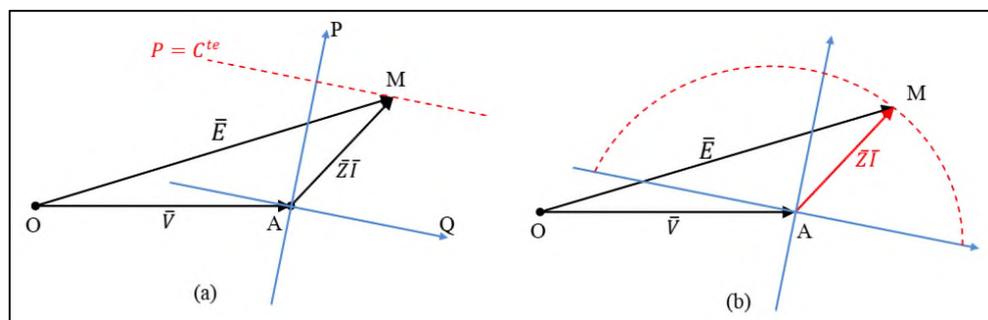


Figure (I-6): Représentation du fonctionnement d'un alternateur à tension et fréquence constantes

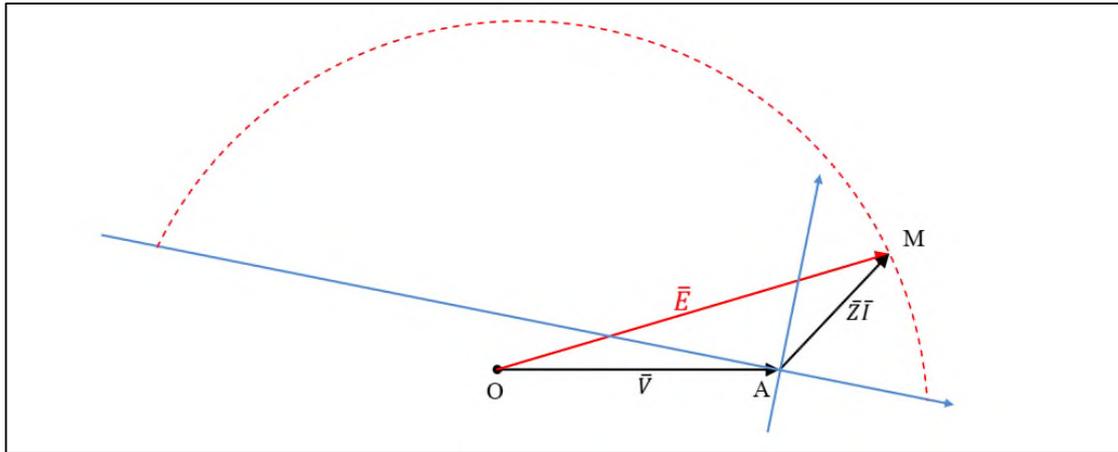


Figure (I-7): Représentation du fonctionnement d'un alternateur à tension et fréquence constantes

I-4-2: Puissance maximum:

Supposons que le générateur soit connecté à un grand réseau (tension et fréquence constantes). En Expiration continue, la puissance Fournie par le générateur dans ce réseau est limitée à un maximum. Lorsque le Couple mécanique sur l'appareil Augreil, la puissance Fournie au réseau Augmente et le point de fonctionnement se déplace selon

Un cercle de centre O et de rayon E va du premier point M0 à M1, puis M2, jusqu'à atteindre Mmax. Au-delà de ce point, la puissance active diminue. Si on essaie de dépasser cette limite (en augmentant le couple turbine), soit la génératrice perd sa synchronisation, soit le réseau s'excite (phénomène d'emballement). Le rotor commence à tourner plus vite que le champ magnétique tournant du stator et le courant du condensateur, ce qui n'arrivera jamais car le disjoncteur de protection s'ouvrira immédiatement. [8,9,10,11,12]

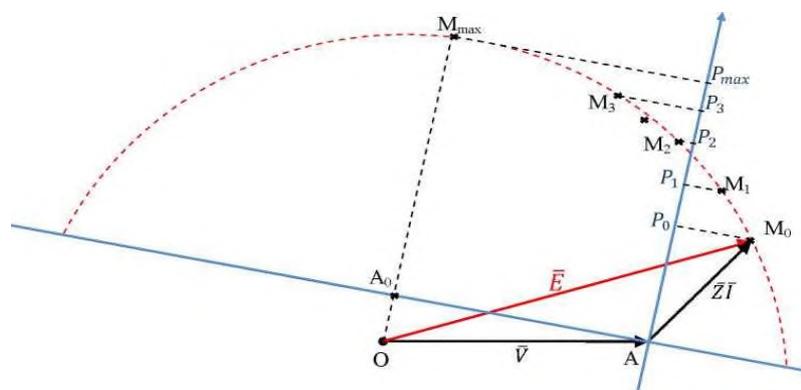


Figure (I-8): Représentation de la puissance maximum d'un alternateur à tension, f.é.m et fréquence constantes

La puissance maximale que peut fournir un alternateur dans un réseau infini correspond au point déterminé par la tangente du cercle et la parallèle de l'axe de la puissance réactive. La puissance active maximale est :

$$P_{max=A_0M_{max}} \frac{3V}{Z} = (OM_{max} - OA_0) \frac{3V}{Z} = (E - V \cos \xi) \frac{3V}{Z} \quad (I-4)$$

Où ξ est le paramètre de la résistance interne de l'alternateur ($\tan(\xi) = \frac{X}{R}$). Lorsque la résistance interne avant la réactance synchrone est ignorée, on peut obtenir :

$$P_{max} = \frac{3VE}{X} \quad (I-5)$$

I-4-3 Stabilité des alternateurs :

Les machines synchrones sont courantes dans les réseaux industriels. Ils sont installés pour répondre à différents besoins, à savoir la production d'énergie et la compensation de puissance réactive. Il joue un rôle dans l'équilibre de la production et de la consommation. Les générateurs, les récepteurs et le réseau qui les relie ont une inertie mécanique et/ou électrique, ce qui rend difficile le contrôle de l'équilibre pour assurer la fréquence et Assez nerveux. Habituellement, le parallélisme est rencontré dans les systèmes énergétiques et électriques, accompagné de quelques oscillations, de manière à atteindre un état stationnaire. En tenant compte de l'angle interne (entre le vecteur tension et le vecteur force électromotrice, qui représente le processus de déplacement entre le rotor et le champ tournant) et en ignorant R, un calcul rapide montre que l'énergie active envoyée au réseau est (Figure (I-9)):

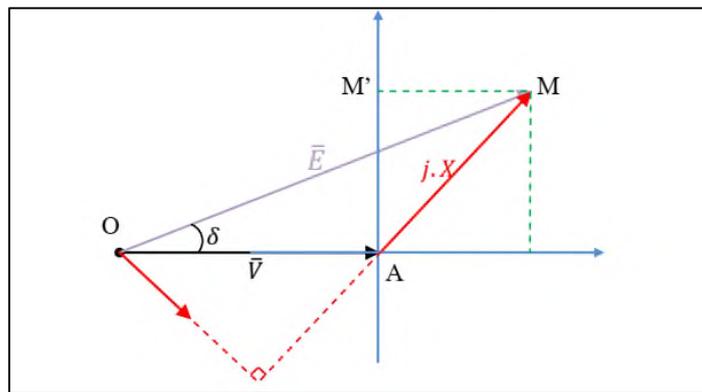


Figure (I-9): Représentation de l'angle interne δ

$$P = \frac{3VE}{X} \sin \delta \quad (I - 6)$$

Bien entendu, lorsque la valeur de l'angle interne atteint δ atteint $\frac{\pi}{2}$, la puissance électrique transmise au réseau est maximale. Pour un fonctionnement stable, l'angle interne doit être maintenu inférieur à l'angle limite proche de $\frac{\pi}{2}$. [8,9,10,11,12]

I-5 Caractéristique du moteur synchrone :

L'interaction entre champs tarifaires, parce qu'il s'agit d'un phénomène réversible, n'empêchera pas les équipements synchrones de jouer le rôle de moteur. En présence d'un champ d'induction vers le rotor, il suffit d'alimenter ses enroulements statoriques à travers un réseau triphasé suffisant. Le problème qui se pose est que le champ magnétique du rotor est indépendant et tourne dans l'entrefer à la vitesse du rotor. Tant qu'il n'y a pas de synchronisation, l'interaction mécanique sera nulle, éliminant ainsi la possibilité d'une activation directe sur un réseau à fréquence fixe. Ce problème peut être résolu en fournissant une alimentation à fréquence variable basée sur la vitesse instantanée du moteur synchrone (la Dans notre expérience, nous ne nous intéressons qu'à une vitesse donnée car le moteur tourne à une vitesse synchrone. La tension aux bornes d'un moteur synchrone est appliquée au réseau qui l'alimente, il est donc évident d'étudier la commande du moteur en fonctionnement à tension constante.méthode dite du pilote automatique du moteur synchrone). [8,9,10,11,12]

I-5-1 Détermination du fonctionnement :

La tension et la fréquence (constantes) appliquées aux bornes de la machine, et Les paramètres qui caractérisent le point de fonctionnement sont la f.e.m (en fonction du courant d'excitation) et le courant de charge (en fonction de la charge motrice).

Le moteur synchrone fonctionne avec une puissance absorbée constante, générant ainsi une force électromotrice. correspondant. Ensuite, le point de processus est déplacé le long de l'axe $P = Cte$ parallèle à l'axe de la force de réaction. Figure (I-10-a)

Le moteur synchrone à courant constant est entraîné par le courant et le couple d'excitation, et le point de travail se déplace en fonction du rayon central A et du rayon Z. I. Image (I-10-b)

Les moteurs synchrones sont entraînés par des résistances montées sur roues avec un courant d'excitation constant. Le point de traitement se déplacera en fonction du centre du rayon O et du rayon E. Figure (I-10-c). [8,9,10,11,12]

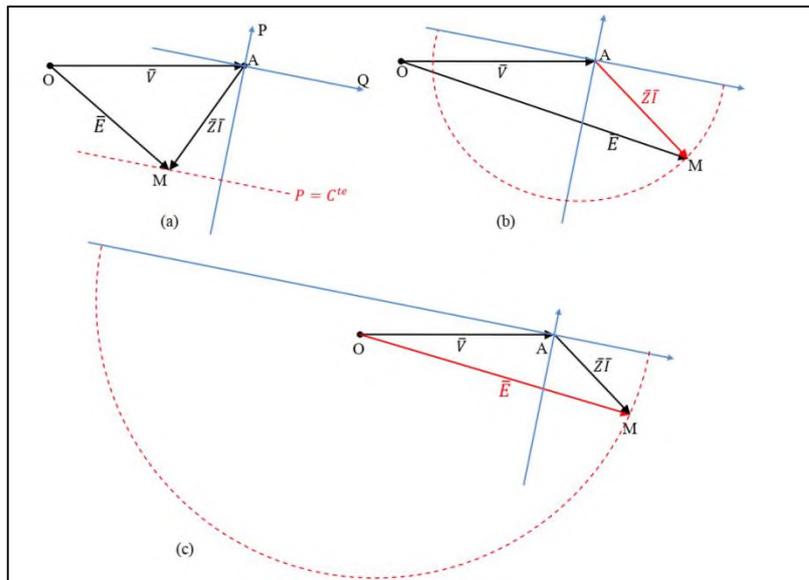


Figure (I-10): Représentation du fonctionnement d'un moteur synchrone à tension et fréquence constantes

Selon la valeur d'excitation à force constante, le point de fonctionnement peut être situé à droite ou à gauche de l'axe de force. Et cet effet sur l'excitation peut être absorbé (à gauche) ou assuré (à droite) et agir dans le cos unitaire (sur l'axe). Le tracé de la courbe de différence de courant en fonction du courant d'excitation I (J) est appelé courbe d'alimentation ou en raison de la forme de la courbe V. La valeur minimale correspond à l'unité $\cos \varphi$. [8,9,10,11,12]

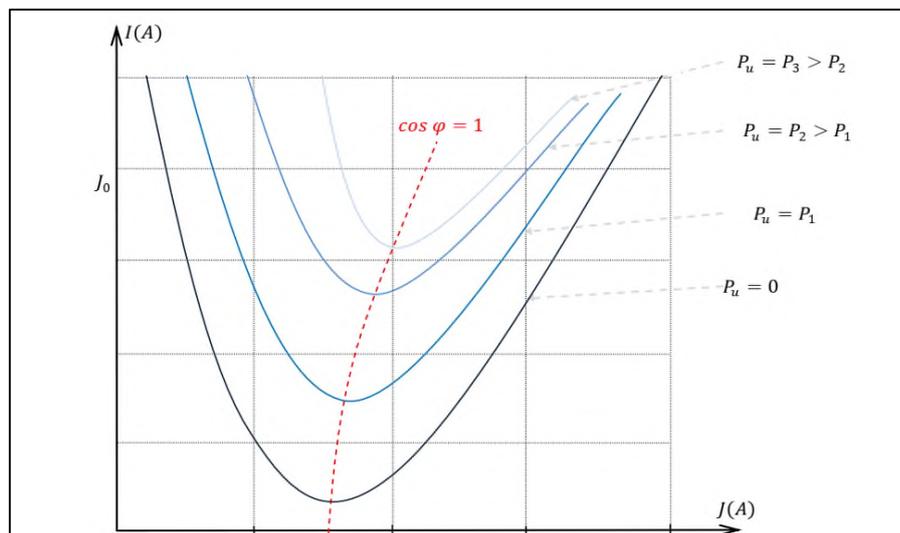


Figure (I-11): Courbes de variation $J(I)$ à vitesse et tension constantes pour différentes valeurs de la puissance

On peut même dériver la constante $\cos \varphi$ caractéristiques $J(I)$ en étendant les caractéristiques de l'alternateur. Mais ce sont presque les mêmes, car l'arbre de puissance est légèrement incliné par rapport à la verticale.

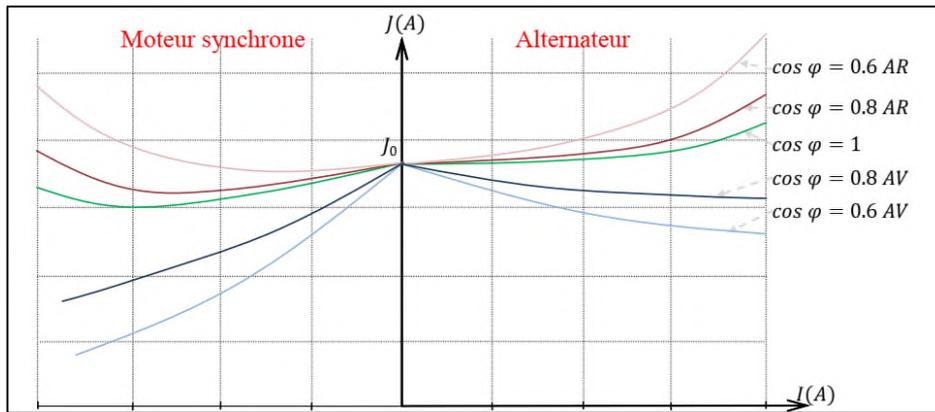


Figure (I-12): Courbes de variation $J(I)$ à vitesse et tension constantes pour différentes valeurs du facteur de puissance

I-5-2 Couple maximum à tension et fréquence constantes:

En supposant un moteur connecté à un réseau fort (tension et fréquence constantes), l'énergie absorbée par le moteur de ce réseau est restreinte, l'énergie mécanique fournie est de max. Lorsque le couple résistant augmente, la puissance active absorbée du réseau augmente également et le point de fonctionnement se déplace en cercle de centre O et rayon E passant du point initial M_0 à M_1 puis M_2 jusqu'à atteindre M_{max} . Plus on s'éloigne de ce point, plus l'énergie diminue. Lorsque cette limite est dépassée (augmentation du couple résistant), le moteur perd sa synchronisation et cale (phénomène de calage). Le rotor commence à tourner plus lentement que le champ tournant puis s'arrête. [8,9,10,11,12]

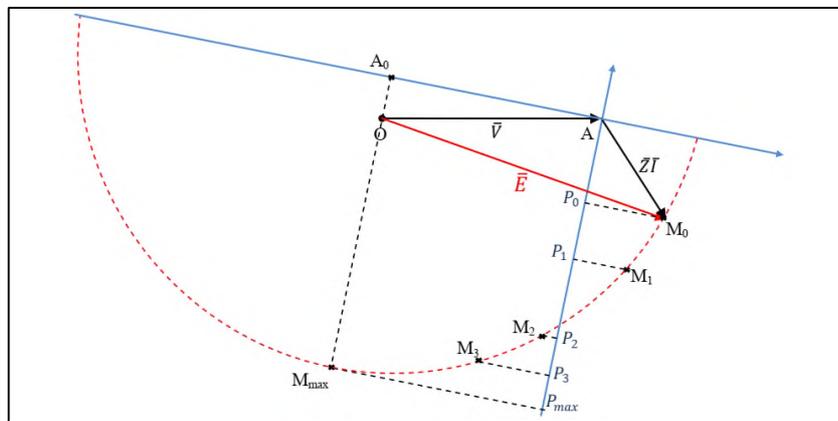


Figure (I-13): Représentation de la puissance maximum d'un moteur à tension, excitation et fréquence constantes

Le maximum que le moteur peut supporter à partir d'un réseau infini correspondant au point déterminé par la tangente du cercle et parallèle à l'axe des forces réactives. La puissance maximale est alors :

$$p_{max=A_0M_{max}} \frac{3V}{Z} = (E + OA_0) \frac{3V}{Z} = (E + V \cos \xi) \frac{3V}{Z} \quad (I-7)$$

Où est la variable indépendante de la résistance interne du moteur ($\tan(\xi) = x / R$). En ignorant la résistance interne devant la réactance synchrone, on obtient :

$$P_{\max} = \frac{3VE}{X} \quad (I-8)$$

En négligeant quelques pertes au stator, le couple électromagnétique maximum est directement lié à la puissance maximum comme suit :

$$C_{\max} = \frac{P_{\max}}{\Omega} = \frac{3VE}{X\Omega} \quad (I-9)$$

Remarques

Le compensateur synchrone est un moteur synchrone fonctionnant à vide, sa seule fonction est de fournir ou d'absorber la puissance réactive sur la ligne ou le réseau de transport, d'ajuster la tension du réseau et doit fournir de la puissance réactive aux heures de pointe. Au contraire, pendant les heures creuses, la puissance réactive excédentaire générée dans le réseau doit être absorbée. Le compensateur synchrone compense ces fluctuations de puissance réactive en ajustant l'excitation selon les besoins. Le compensateur dans cet état agit comme un énorme condensateur ou un inducteur variable, dont la valeur peut être ajustée automatiquement en modifiant le courant d'excitation de l'inducteur. Le compensateur synchrone est entraîné par une puissance utile nulle. La puissance absorbée par le moteur n'est que la somme des pertes. Ensuite, le point de travail se déplace le long d'une ligne droite parallèle à l'axe de puissance réactive [8,9,10,11,12]

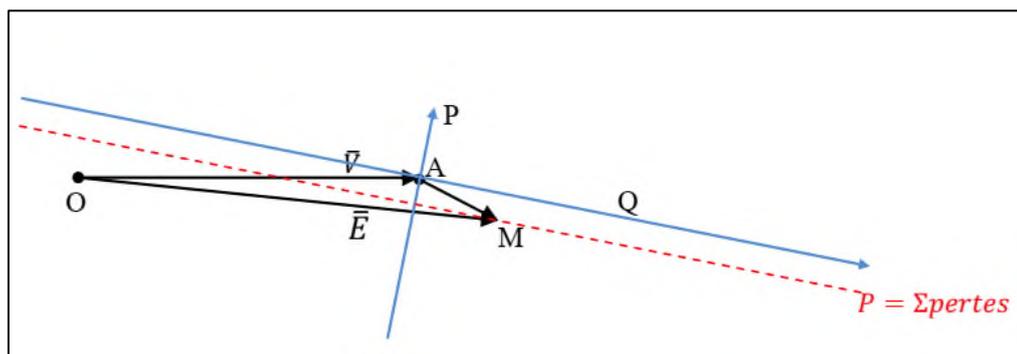


Figure (I-14): Représentation du fonctionnement du compensateur synchrone

I-4 L'aimants permanente :

L'aimant permanent est un matériau ferromagnétique qui possède une aimantation rigide susceptible de créer un champ magnétique extérieur et de maintenir en permanence une force magnétique.

L'aimant permanent peut être utilisée comme transducteurs d'une forme d'énergie en une autre forme d'énergie, sans perdre leur propre énergie.

Les aimants permanents procurent un certain nombre d'amélioration et avantages aux machine synchrones à aimant permanents par rapport aux autre types de machines.

I-5 Les matériaux d'aimants permanent:

On a les deux grandes familles suivantes :

a/ Les matériaux magnétiques qu'en présence d'une excitation extérieur.

b/ Les matériaux magnétiques durs qui sont des aimants permanent.[13] Donc, on peut citer :

* Alliages ductiles : Ils ne sont pas largement utilisés en raison de leurs excellentes propriétés mécaniques.

* Aimants à base de poudres fines : Ils sont destinés à des applications spéciales

* Alliages de terres rares : très stables et résistants, coûteux, difficiles à usiner et sensibles à la corrosion.

* Alliage fer-nickel-aluminium (ALNICO) : solide, peu stable et coûteux, devenant moins compétitif

* Les aimants manganèses- aluminium -carbone :

N'ont pas à ce jour répondu aux grands espoirs qu'ils avaient suscités.

* Pour l'acier : très stable, peu résistant et cassant, le type d'aimant le plus compétitif et le plus utilisé.

I-6 Type d'aimants permanent utilise au niveau des MSAP:

Parmi les aimants les plus utilisés, on peut deux types suivants:

- Les aimants permanents "terres rares" (Sm_2C_{17} et SmCO_5), NdFeB ,[14]
- Aimants et ferroalliages Alnicos. Il est à noter que les aimants permanents aux terres rares (SmCo , NdFeB) sont les plus couramment utilisés, car ils représentent une induction résiduelle (B_r) et un champ forcé H_c (kA/m) plus élevé.
- Ces aimants sont très appréciés des entreprises car ils permettent une réduction significative du poids et de la taille de la machine avec la même force, car ils ont une force spécifique

élevée. En effet, l'énergie électrique d'une machine à aimant permanent est directement proportionnelle à la densité d'énergie stockée dans l'aimant.

La courbe ci-dessous présente la courbe désaimantation des différents aimants cités.

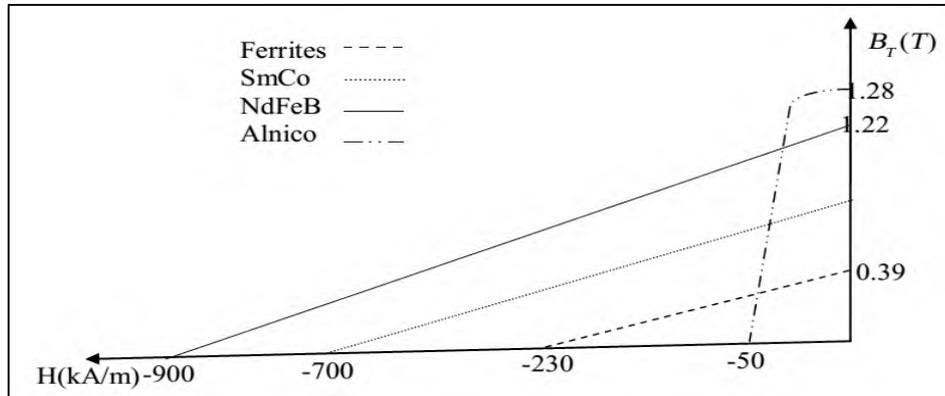


Figure (I-15): Courbe de désaimantation des différents aimants

I-7 structure des machine aimants permanente :[14]

I.7.1. Structures à pôles saillants :

La saillance est obtenue en ajoutant des pôles ou des parties interpolaires. Selon la position directe et la position orthogonale, les lignes de flux magnétique le long des axes (d) et (q) sont considérablement raccourcies, augmentant ainsi la valeur d'inductance de l'et ayant des enroulements. La machine de l'inducteur est différente, le pôle saillant est à l'opposé, c'est-à-dire L'inductance le long de l'axe (q) est supérieure à l'inductance le long de l'axe (d). Plusieurs types d'inductances à pôles saillants sont disponibles.

I.7.2. Structures Avec Pièces Polaires Et Concentration De Flux :

Dans le but L'augmentation de l'entrefer , et par conséquent, le couple on peut concevoir des structures rétorques dites (à concentration de flux). Les aimants les plus performant, tels que les terres rares permettent grâce à leur niveau d'induction élevée de produire une concentration de flux importante. Cependant, les effets de saturation seront plus importants. De même, ces structures présentent une saillance inversée. (Fig. (I.16), Fig. (I.17))

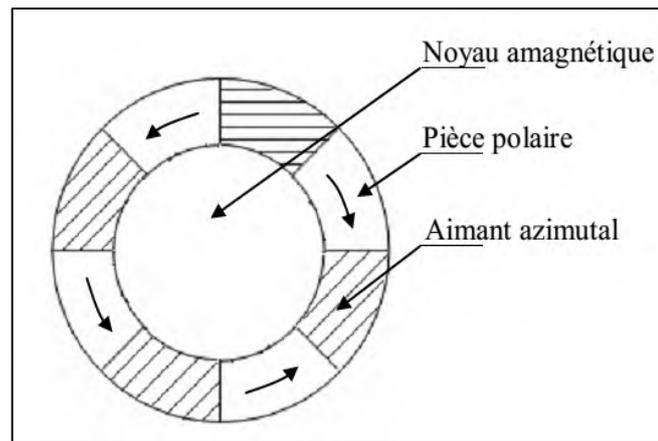


Figure (I-16): Structure à aimantation azimuthale

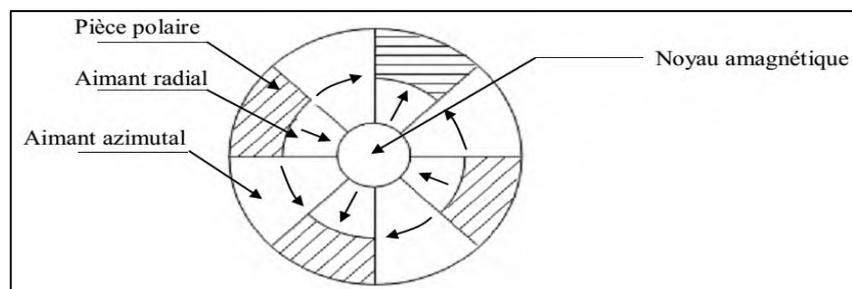


Figure (I-17): Structure à aimantation mixte

I.7.3. Structures Avec Pièces Polaires Sans Concentration De Flux :

Les aimants sont dotés d'une aimantation radiale et placés sous des pièces polaires qui permettent de les fixer sans la nécessité d'utiliser de frettes et donc de réduire de façon importante l'entrefer équivalent par rapport à la structure sans pièces polaires, par contre la réaction d'induit sera plus importante, et Cela doit être pris en compte dans le choix du type d'alimentation. Figure 1 18

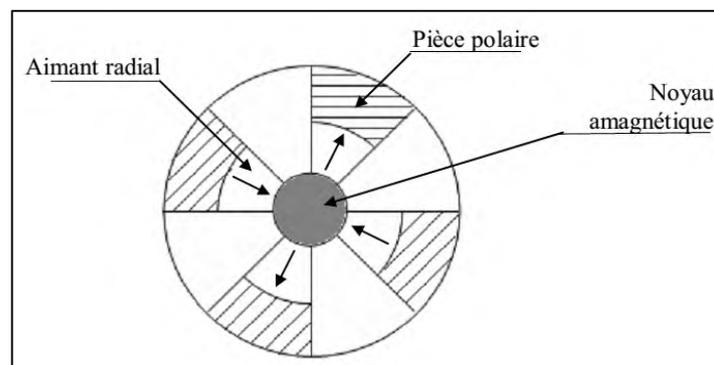


Figure (I-18): Structure de rotor avec pièces polaires sans concentration de flux.

I.7.4. Structures A Pôles Lisses :

Les structures à rotor lisse se caractérisent par un entrefer magnétique important accentué par l'épaisseur des aimants et souvent par celle de la ferrite amagnétique de maintien. Ces

structures sont passionnantes à gérer. autopiloté, Ils ont une faible phase d'induction et un faible réflexe induit, ce qui favorise un contrôle simple.(Fig. (I.19), Fig(I.19), Fig.(I-20).

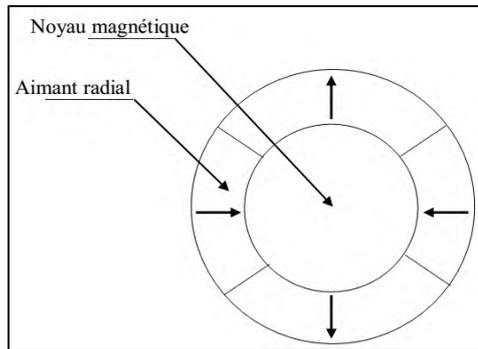


Figure (I-19): Aimantation radiale

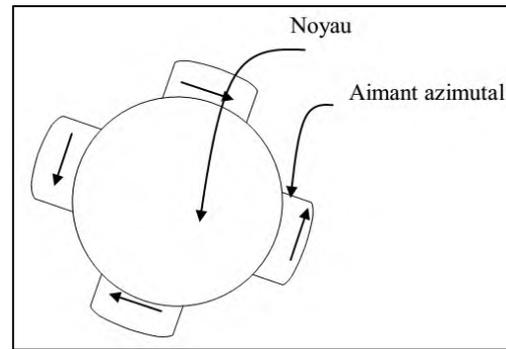


Figure (I20): Aimantation tangentielle

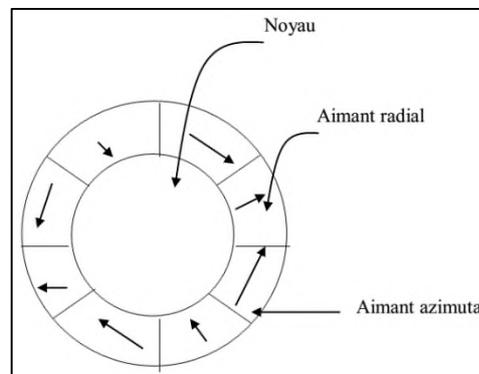


Figure (I-20): Alimentation mixte

I.7.5. Structures A Aimants Internes :

L'augmentation du nombre de pôle et les dimensions géométriques de ces structures simples avec pièces polaires donnent lieu à des rotors (plus complexes) appelées structures d'inducteurs à aimants internes. IL existe toute une variété de configurations.

Ces structures présentent plusieurs avantages. En effet, robustesse de leurs rotors leur perm et d'atteindre de plus grandes vitesses de rotation et des puissances plus importantes, surtout avec les aimants du type NdFeB.

Toutefois, un problème de structuration se passe là où les aimants sont encastrés dans le fer rotorique. (Figure 1 21).

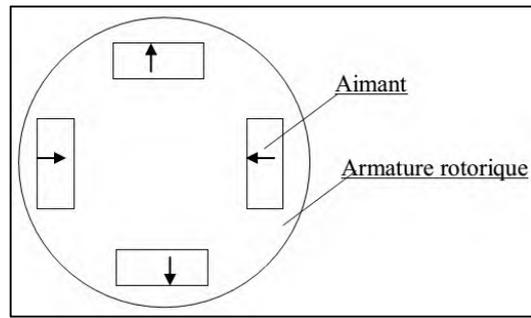


Figure (I-21): Structure à aimants internes dans l'armature rotorique

I.7.6 Structure A Aimantations Insérées Dans L'armature Rotorique :

Dans ce type de structures, les aimants (à aimantation radiale) sont insérées dans l'acier rotorique et débouchent sur l'entrefer une saillance inversée y apparaît.

Ces structures permettent en principe d'accroître le couple et la gamme de vitesse comme elles permettent de réduire le volume d'aimants utilisées et donc le coût de revient.

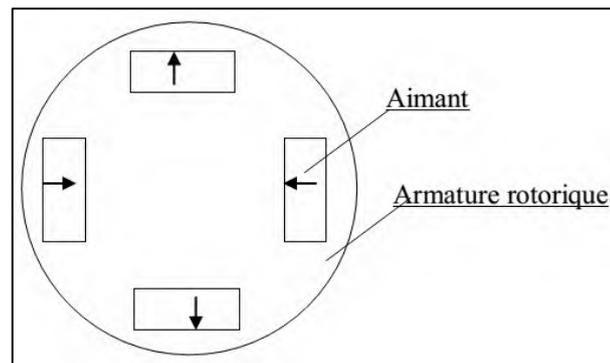


Figure (I-22): Structure à aimantations insérées

I-8 principe de fonctionnement de MSAP:

Principe du moteur à aimant permanent. La bobine est sous tension. Le champ magnétique généré par le bobinage guide le rotor. La figure (I.23) montre un moteur avec un rotor bipolaire et un stator avec une paire de pôles. La phase A et la phase B sont appliquées à partir d'enroulements opposés. La présence de courant électrique qui guide le rotor. Le pas est défini comme le déplacement angulaire du rotor lorsque la puissance est commutée d'une phase à l'autre. Nous obtenons cette structure = 90 degrés. Cela correspond à la partie de la figure (I.23.a) à la figure (I.23.c). Deux phases sont obtenues en fournissant deux phases en même temps (Figure (I.23.b)). La plupart des moteurs du marché utilisent cette structure [15].

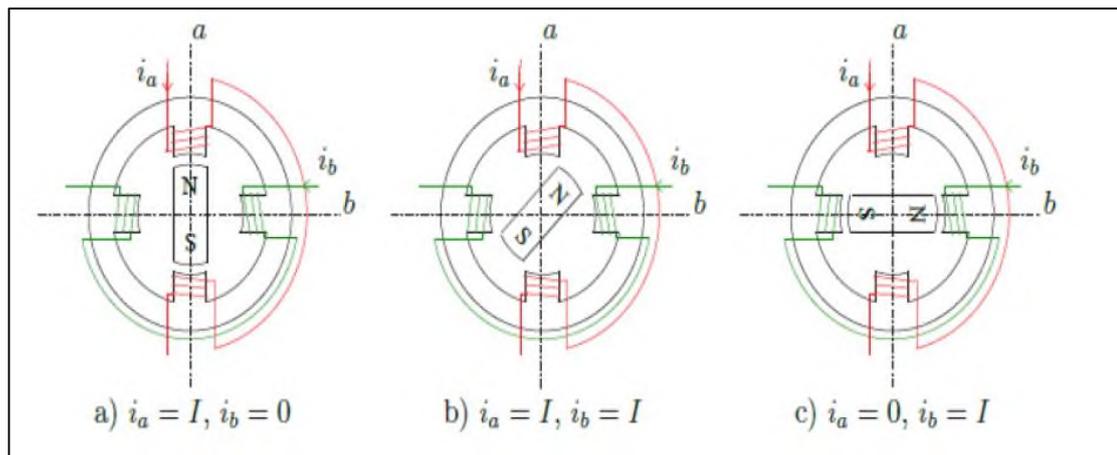


Figure (I-23): Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanent

I-9 Les avantages des machines synchrones à aimants permanents :

Lorsque vous travaillez avec des machines synchrones à aimants permanents (MSAP), l'utilisation d'aimants permanents offre un avantage significatif :

- L'interrupteur mécanique a été développé pour être remplacé par l'électronique, ce qui a pour effet de rendre la commande du moteur plus difficile et plus coûteuse que celle d'un moteur à courant continu.
- Suppression du courant rotatif.
- Les pertes de cuivre, qui proviennent principalement du pilier.
- Améliorer le facteur de puissance et l'efficacité du moteur
- Déficit d'inertie et gonflement du couple de masse.
- Bonnes performances dynamiques.
- Installation et maintenance simplifiées .
- Pas d'échauffement dans le rotor, et pas de perte de joules. [16], [17].

I-10 Inconvénients des machines synchrones à aimants permanents :

- Prix des aimants le rend plus cher.
- La présence de pulsation de couple.
- Risque de désaimantation, ce qui limite l'utilisation par les des contraintes comme la température max, courant max....etc.

- Pertes par courant de Foucault dans les aimants. [16][17].

I-11 Autopilotage

Le moteur synchrone fonctionne dans un mode très instable. Parce que les pièces mécaniques sont lentes que les pièces électriques, la différence rapide des courants induits dans le champ du stator, le champ tournant ne peut pas se bloquer. D'autre part, il y a une limite de charge que la machine ne peut pas continuer à fournir le couple nécessaire [18,19].

La première étape consiste à modifier la vitesse du moteur et à l'alimenter en courants à fréquence variable. Cela garantit un adaptateur stable. Dans ce cas le contrôle n'est pas seulement en amplitude mais en fréquence ou en phase, et affiche les caractéristiques [18,20 et 21].

Pour de bonnes performances, les courants de phase doivent se développer en synchronisation avec la rotation du rotor. Les transformateurs doivent donc être commandés à l'aide du capteur de position moteur de l'appareil indépendamment synchronisé avec le capteur de position qui permet :

- Détection de position relative rotor/stator toute position du champ Inductif par rapport au champ induit.
- Donner des signaux à une fréquence synchrone avec une fréquence de rotation Ces signaux sont produits, amplifiés et isolés par des transducteurs d'impulsions et envoyés à travers des actionneurs à thyristors pour commuter le courant qui alimente l'armature du dispositif synchrone. C'est ce qu'on appelle le "pilote automatique". La puissance et l'auto-expérimentation des machines synchrones ont fait l'objet de nombreuses études de recherche dans le but de produire un couple uniforme et constant dans large gamme de vitesses,

I-12-Principe de L'autopilotage des machines synchrones à aimants permanents :

Les moteurs synchrones sont faciles à contrôler dans une large mesure car le moment magnétique à travers les aimants permanents du rotor ou le courant induit continu envoyé au rotor du moteur pour maintenir une variable génère un flux magnétique pour le rotor. Le déplacement angulaire entre la puissance électrique et le courant statorique est très faible. Avec cette fonction, le couple électromagnétique défini par l'appareil peut être contrôlé, et une boucle d'asservissement de position ou de vitesse peut être réalisée autour de la boucle de contrôle de couple de l'appareil. Pour effectuer ce processus, l'appareil doit être contrôlé par

un capteur de position connecté au rotor. Cela fait que la charge de courant ou de tension doit assurer le contrôle du couple, et le pilote automatique peut empêcher le moteur de se bloquer[22].

I.5.2 Réalisation de l'autopilotage :

Pour contrôler la rotation du rotor à vitesse variable, il faut à tout instant contrôler la vitesse par un onduleur de tension. Le capteur de position règle l'instant d'amorçage et de blocage des interrupteurs de l'onduleur de tension de manière à avoir le θ voulu. La vitesse de rotation fixe la fréquence d'alimentation de la machine et impose la synchronisation de la vitesse de champs tournant à la vitesse de rotor [23].

I-13 Conclusion:

Dans cette section, nous avons fourni des généralités sur la machine à aimants utilisée et ses caractéristiques. Liée au choix de la structure pour l'application et au prix élevé, l'excitation synchrone d'aimants permanents par des aimants permanents offre de nombreuses propriétés. Il permet d'éliminer les pertes par effet joule et de réduire le chaos.

Comparaison des machines à aimants synchrones avec d'autres types de machines des machines Faites allusion au grand avenir de la machine magnétique, en particulier avec l'apparition des aimants très performants (NdFeB, SmCo). De plus, elles n'exigent pratiquement aucun entretien pendant la durée de vie.

Chapitre II

**Modélisation de la machine
synchrone à aimants
permanents**

II-1 Introduction :

Avant d'aborder les différentes commandes pour l'autopilotage de la machine synchrone à aimants permanents il faut élaborer le modèle de l'ensemble convertisseur-machine. La modélisation de la machine synchrone à aimants permanents associée à un onduleur de tension va nous permettre de comprendre son principe de fonctionnement et d'établir un modèle d'action pour ces commandes.

Le convertisseur à étudier est l'onduleur de tension triphasée. Plusieurs méthodes sont utilisées pour la commande de ces interrupteurs. Le procédé utilisé pour la variation de vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents est la modulation de largeur d'impulsions (MLI), la commande plaine onde et la commande 120°, ainsi que le contrôle des courants par hystérésis.

II-2 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents :

Étudier tout système physique qui nécessite une modélisation, faire des simulations avec le comportement du système et faire face à différentes contraintes et étudier les mécanismes de contrôle lors de son fonctionnement.

Des lois de commande modernes et de plus en plus efficaces nous permettent de mieux maîtriser les conditions de passage avec la qualité de contrôle précis la vitesse sur une grande plage de fonctionnement. Toutes ces améliorations nécessitent une bonne connaissance de la machine et de son adaptateur. Dans notre cas, nous dériverons les lois spécifiques à la conception qui correspondent aux MSAP.

II-3 Hypothèses simplificatrices :

Pour faire la modélisation et réduire la complexité du modèle de la MSAP , on adopte certaines hypothèses simplificatrices [24]:

- La saturation des courants de Fauculte, l'hystérésis et le circuit magnétique sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne change pas par rapporte les températures et l'effet de peau sont négligeables.
- On admet que la force magnétomotrice créée par les enroulements est sinusoïdale.
- L'enterrer est d'épaisseur uniforme.

- L'effet d'encoche est plus petite ou bien négligeable.
- L'induction dans l'enterrer est sinusoïdale.
- Les harmoniques d'encoche et d'espaces ne sont pas prises en compte.
- L'hystérésis et l'effet de peau sont négligeables.
- L'excitation utilisée par un aimant permanent, tel que le flux d'excitation, est généralement un aimant fixe, et peut également être considérée comme un enroulement sans résistance ou inductance mutuelle appropriée, mais comme une source de flux.
- Les équations électriques des machines synchrones à aimants permanents [25]:

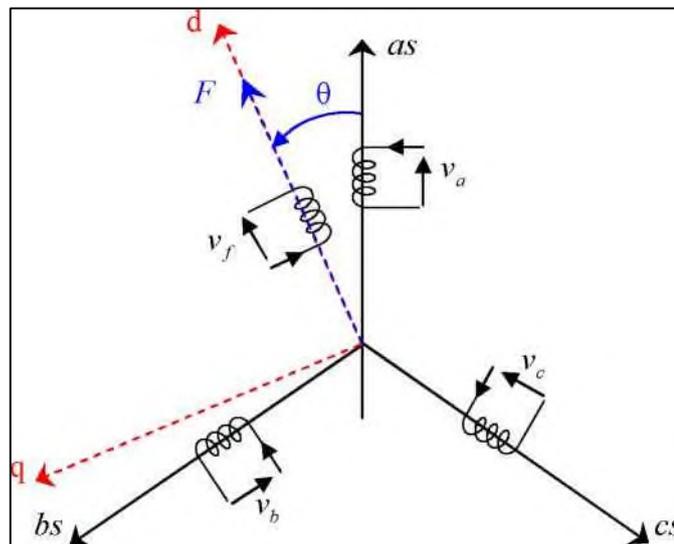


Figure (II-1): Schéma de la machine synchrone à aimant permanent

■ Du stator:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 1)$$

Avec :

R_s : La résistance des phases statoriques ;

$[V_a V_b V_c]^T$: Vecteur tensions des phases statoriques

$[i_a i_b i_c]^T$: Vecteur courants des phases statoriques

$[k_a k_b k_c]^T$: Vecteur flux des phases statoriques

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (\text{II-2})$$

R_s : résistance par phase statorique

■ Du rotor :

$$[V_f] = [R_f][I_f] + \frac{d}{dt}[\phi_f] \quad (\text{II-3})$$

$$[I_f] = \begin{bmatrix} I_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad [R_f] = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad [V_f] = \begin{bmatrix} V_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-4})$$

Equations magnétiques

■ Flux statorique :

$$[\phi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sf}][I_f] \quad (\text{II-5})$$

L'expression matricielle $[L_s]$ est car , alignons les expressions variables sur rée (3 * 3) et est en termes constants et nous ajoutons les deux matrices ensemble dans $[L_{s0}]$, alignons les expressions variables sur θ et les ajoutons dans $[L_{s20}(\theta)]$, soit:

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)] \quad (\text{II-6})$$

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} \quad (\text{II-7})$$

$$[L_{s2}] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II-8})$$

Les inductances propres et mutuelles sont des constantes.

■ Flux rotorique :

$$[\Phi_f] = [L_f][I_f] + \frac{d}{dt}[M_{sf}][I_s] \quad [L_f] = \begin{bmatrix} L_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-9})$$

$[M_{sf}]$: la matrice inductance de couplage entre le rotor et le stator

$$[M_{sf}] = M_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad \text{et } [M_{sf}] = [M_{fs}]^{-1} \quad (\text{II-10})$$

Equation mécanique:

Il y a une seule pièce mobile dans la (MSAP) son roulement et sont le rotor, et la robustesse et la structure simple de cette machine augmente sa fiabilité. A cet effet, Il nous est facile d'appliquer la deuxième loi de Newton. La dernière équation mécanique fondamentale de la MSAP du modèle de système comme suite :

$$\sum_i C_i = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II-11})$$

$$C_e - C_r - C_f = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II-12})$$

$$C_f = J\Omega \quad (\text{II-13})$$

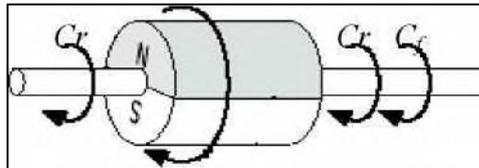


Figure (II-2): Les différents couples qui agissent sur le rotor

Ω : la vitesse mécanique de la MSAP.

J : moment d'inertie.

f : le coefficient de frottement visqueux.

C_e : le couple électromagnétique délivré par le moteur.

C_r : le couple résistant ou de charge.

II-4 Principe de la transformation de park:

La théorie unifiée des machines est le modèle le plus largement utilisé et approuvé pour les machines. Cette théorie base sur la transformation de parc, qui relie le moment et les équations électriques au système d'axes cartésiens, dq .

Il y a trois axes dans le vecteur de stabilisation conventionnel (as, bs, cs) sur les axes des trois enroulements du stator de la machine, et l'axe est pris comme référence pour les changements ultérieurs. Comme pour le rotor, un seul axe (F-correspondant à la direction d'aimantation) la machine synchrone Q détermine la position du rotor par rapport au stator.

Nous pouvons obtenir deux enroulements de stator factices à $n/2$ après les avoir remplacés par les trois enroulements, Dans l'espace il est alimenté par des courants à $n/2$ pendant le temps souhaité. Les deux enroulements représentés sont disposés sur les axes d et q, dans le cas du MSAP (Fig. II.3) l'axe d est orienté sur le rotor dans le sens de l'aimantation.

Pour change du système triphasé, abc , au système biphasé, dq , (réciproquement) il faut utiliser les transformations de suivantes [26] [27] :

$$[V_{abc}] = [P(\theta)][V_{dq0}] \quad (\text{II-14})$$

$$[V_{dq0}] = [P(\theta)]^{-1}[V_{abc}] \quad (\text{II-15})$$

$[P(\theta)]$ et $[P(\theta)]^{-1}$ sont les matrices de passage directe et inverse, qui sont données par:

$$[[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-16})$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-17})$$

II-5 Modélisation de moteur synchrone à aimant permanent dans le plan de Park:

En appliquant le théorème de Park à l'équation, nous pouvons mettre tous les vecteurs dans un système lié au rotor [28][29] :

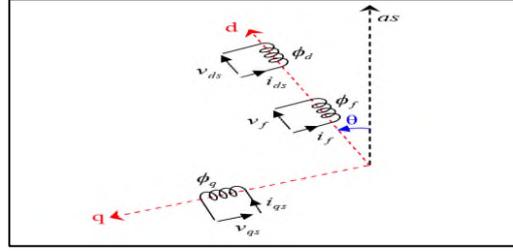


Figure (II-3): Schéma équivalent d'une (MSAP) dans le repère (d,q)

Après avoir réglé la transformation de parc, nous trouvons les équations suivantes :

.Equations électriques:

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d}{dt} \phi_d - W_r \phi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d}{dt} \phi_q + W_r \phi_d \end{cases} \quad (\text{II-18})$$

II-5-1- Equations magnétiques:

L'équation du flux peut s'écrire sous la forme :

Sur l'axe d [25] [26]:

$$\phi_d = L_d I_d + \phi_f \quad (\text{II-19})$$

ϕ_f : Constante de champ qui produit une magnétisation permanente du rotor :

Sur l'axe q:

$$\phi_q = L_q I_q \quad (\text{II-20})$$

On 'écrit Le modèle de la (MSAP) sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{d}{dt} I_d - W_r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{d}{dt} I_q + W_r (L_d I_d + \phi_f) \end{cases} \quad (\text{II-21})$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} I_d = -\frac{R_s}{L_d} I_d + W_r \frac{L_q}{L_d} I_q + \frac{V_d}{L_d} \\ \frac{d}{dt} I_q = -\frac{R_s}{L_q} I_q - W_r \frac{L_d}{L_q} I_d - \frac{1}{L_q} \phi_f W_r + \frac{V_q}{L_d} \end{cases} \quad (\text{II-22})$$

II-5-2- Expression du couple électromagnétique:

Le couple électromécanique C_e est produit par l'interaction entre les pôles magnétiques formés par les aimants sur le rotor et les pôles magnétiques produits par le FMM dans l'entrefer produit par le courant statorique. [30] [31] Prouvez ceci :

Selon park, l'expression de la puissance d'émission est la suivante :

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q) \quad (\text{II-23})$$

En remplaçant V_d , V_q par leurs expressions on aura:

$$P(t) = \frac{3}{2} [R_s (I_d^2 + I_q^2) + \left(I_d \frac{d\phi_d}{dt} + I_q \frac{d\phi_q}{dt} \right) + \frac{d\theta}{dt} (\phi_d I_q - \phi_q I_d)] \quad (\text{II-24})$$

$-\frac{3}{2} [R_s (I_d^2 + I_q^2)]$: la puissance dissipée en pertes joules dans les enroulements du stator.

$-\frac{3}{2} [I_d \frac{d\phi_d}{dt} + I_q \frac{d\phi_q}{dt}]$: la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.

$-\frac{3}{2} [\frac{d\theta}{dt} (\phi_d I_q - \phi_q I_d)]$: la puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$P\Omega = W \text{ et } P_e = C_e \Omega \quad (\text{II-25})$$

$$C_e = \frac{3}{2} P [\phi_d I_q - \phi_q I_d] \quad (\text{II-26})$$

Après avoir défini les opérations, nous pouvons écrire comme suit :

$$C_e = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) I_d I_q + I_q \phi_f] \quad (\text{II-27})$$

Si le rotor est lisse ($L_d=L_q$), cette équation se simplifie en:

$$C_e = \frac{3}{2} P I_q \phi_f \quad (\text{II-28})$$

Equations du mouvement :

L'équation dynamique s'écrit :

$$C_e - C_r - f\Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II-29})$$

II-5-3-Représentation d'état:

Selon l'expression (II.22), on aboutit à la représentation sous la forme d'équation d'état suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{WL_q}{L_d} \\ -\frac{WL_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_d}{L_d} \\ \frac{V_q - W\phi_f}{L_q} \end{bmatrix} \quad (II-30)$$

A partir de (II.21), et (II.26), (II.28) le modèle de le MSAP dans le repère de *Park* peut être schématisé par la figure(II.4.)

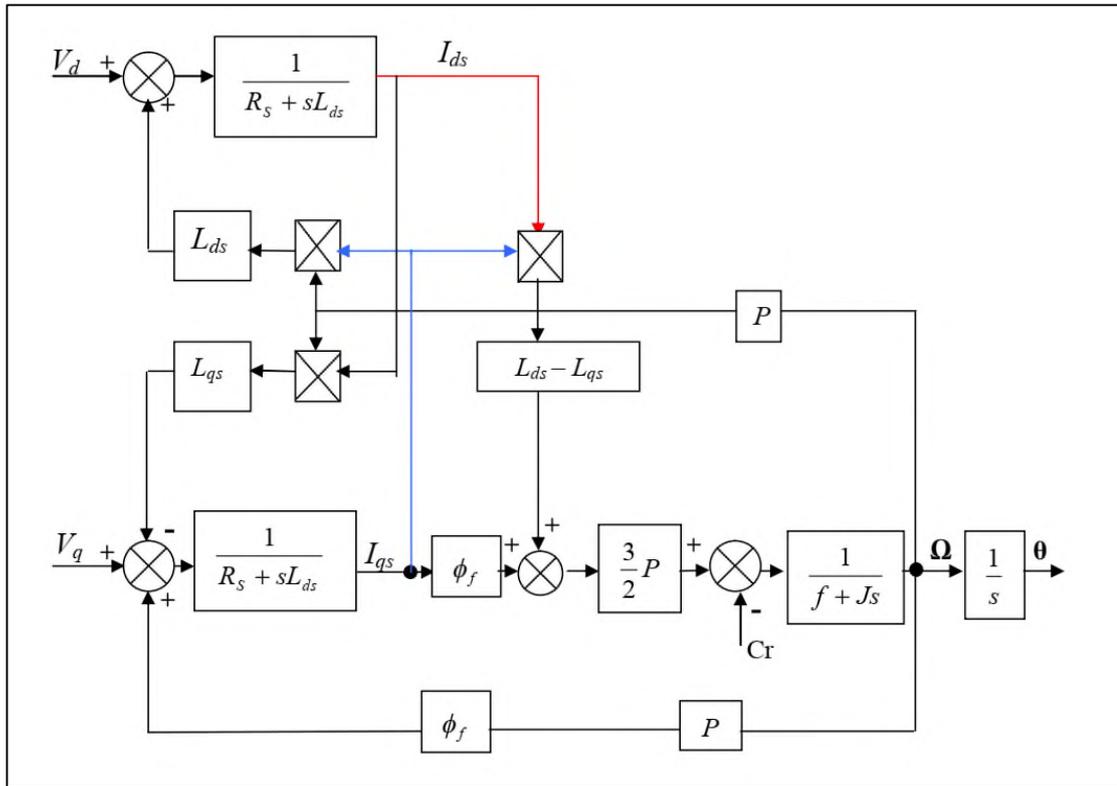
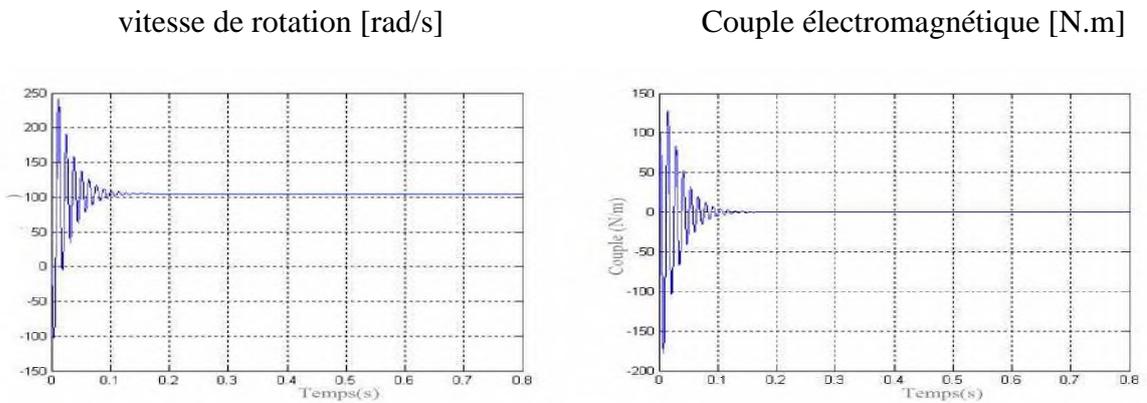


Figure (II-4): Le modèle de la machine dans le repère de Park.



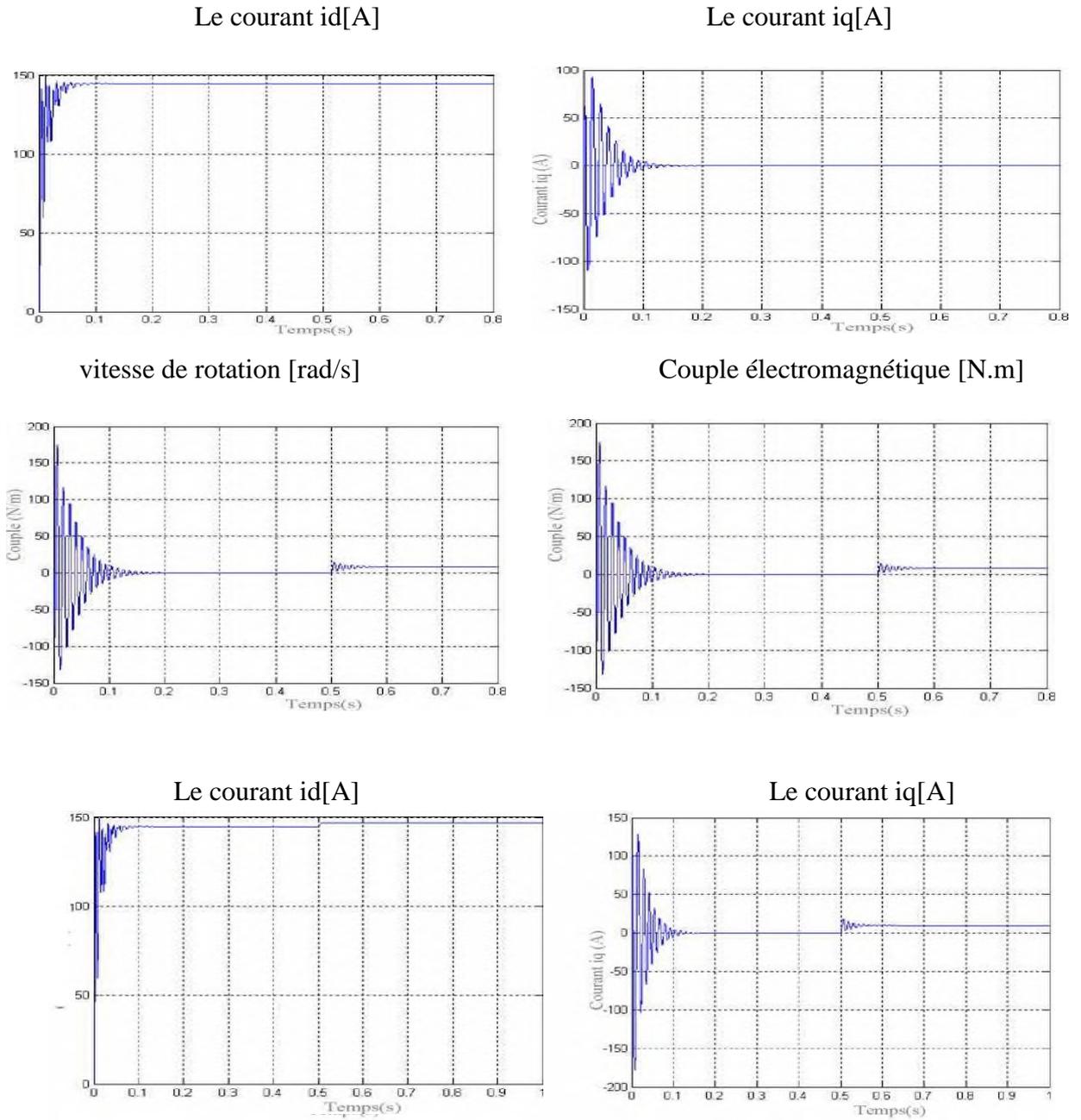


Figure (II-5): Résultat de simulation de moteur synchrone à aimants permanents

II.6 Modélisation de l'onduleur de tension:

L'onduleur de tension à deux niveaux est un convertisseur statique composé de batteries. Habituellement, des transistors ou des thyristors GTO sont utilisés pour la commutation haute puissance, et la séquence appliquée au commutateur statique peut sélectionner avec précision le vecteur de tension appliqué à l'enroulement du stator du moteur. Il se compose de trois bras, chacun avec deux interrupteurs. Pour assurer la continuité du courant, chaque interrupteur est installé en anti-parallèle avec la diode de récupération. changer (\bar{S}_a, S_a) , (\bar{S}_b, S_b) , (\bar{S}_c, S_c) Il peut être entièrement contrôlé pour éviter une rupture de circuit de la source [30, 31]. La figure (II-5) [32] montre la structure schématique du transformateur statorique alimentant le stator de la machine :

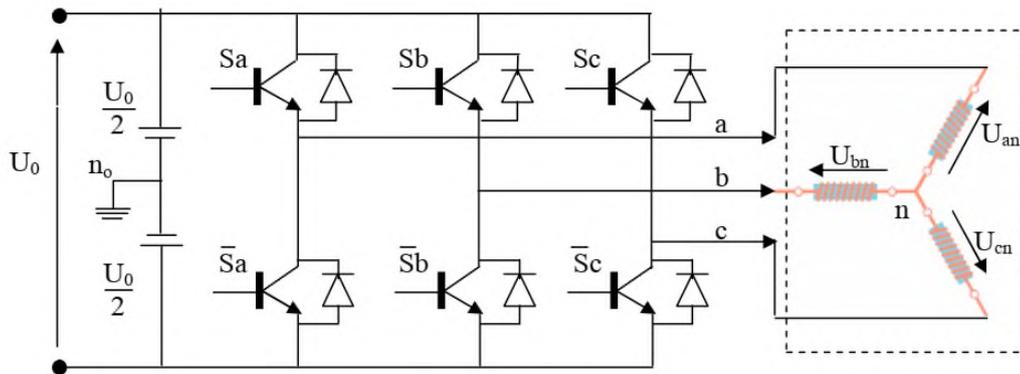


Fig.II.5 : Schéma de l'onduleur triphasé

Pour faciliter la modélisation des onduleurs, les commutateurs existants sont appliqués Parfait (temps de commutation nul, pertes négligeables), contreponds triphasé étoilé avec neutre isolé [33,34].

Le but de cette affaire est d'avoir le bon mélange sous contrôle touches, de manière à mettre 3 signaux sinusoïdaux. Soit C_r , les signaux de commande des bras K de l'onduleur ; avec $K \in \{1, 2, 3\}$ [35].

$C_k=1$ l'interrupteur en haut du bras est fermé et l'interrupteur en bas est ouvert ;
 $C_k=0$ Si l'interrupteur supérieur est ouvert et l'interrupteur inférieur est fermé . Si la charge
 co nnectée à l'onduleur est équilibrée, $(V_{sa}+V_{sb} +V_{sc} =0)$, alors

$$\begin{cases} V_{aN} = V_{sA} = \frac{U_c}{3} (2C_1 - C_2 - C_3) \\ V_{bN} = V_{sB} = \frac{U_c}{3} (2C_2 - C_1 - C_3) \\ V_{cN} = V_{sC} = \frac{U_c}{3} (2C_3 - C_2 - C_1) \end{cases} \quad (\text{II-30})$$

Soit la forme matricielle :

$$[CK] = [C1 \ C2 \ C3] ; [Vsabc] = [VsaVsbVsc]^T \quad (\text{II-31})$$

$[Vsabc]$: est le vecteur des tensions simples à la sortie de l'onduleur, donné par :

$$[Vsabc] = \begin{bmatrix} Vsa \\ Vsb \\ Vsc \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot U_c \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II-32})$$

Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus-triangle):

Dans notre travail, l'onduleur est contrôlé par la technologie de modulation Largeur d'impulsion (PWM). Il s'agit d'appliquer une tension aux bornes de la machine, de hacher à fréquence fixe, et de changer selon la référence de tension obtenue à partir du régulateur de courant. Un signal triangulaire appelé porteuse est utilisé pour moduler en largeur d'impulsion ces tensions afin de déterminer le temps d'activation et de désactivation de chaque commutateur de l'onduleur. A tout moment, l'un des deux interrupteurs de chaque bras est allumé et l'autre est bloqué [36, 37].

Le schéma bloc de la commande MLI de l'onduleur est donné comme suit :

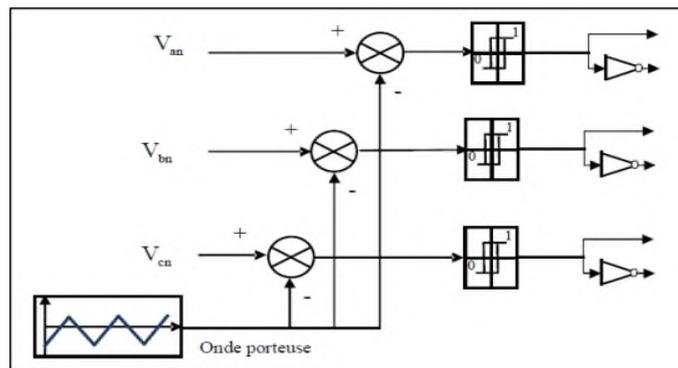


Figure II-6: Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoidale.

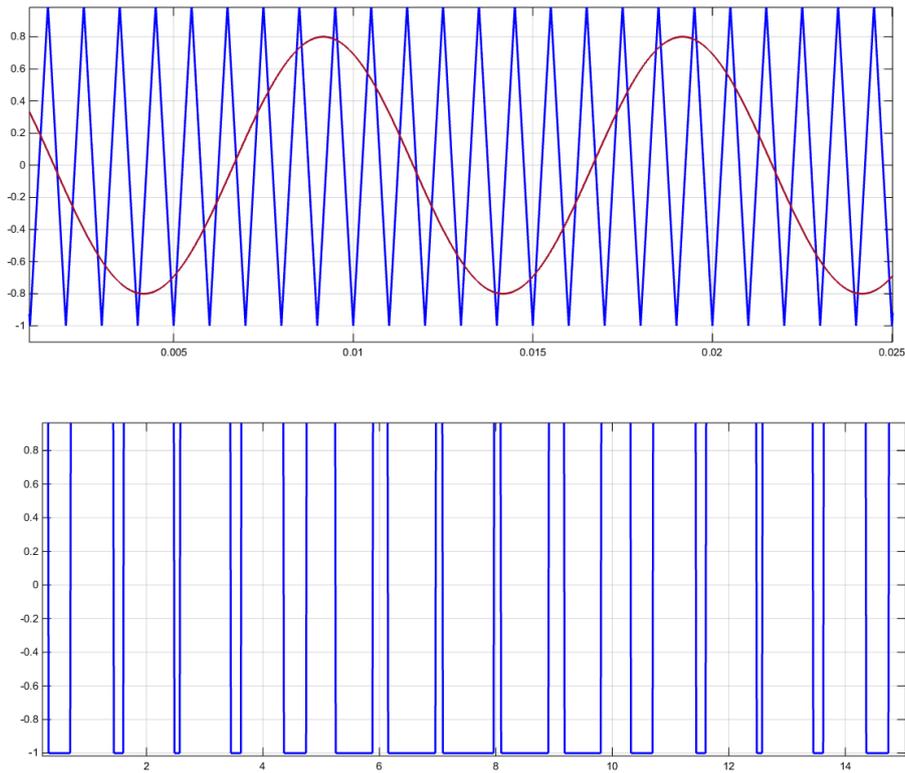


Figure II-7 : Principe de la commande MLI naturelle.

II.7.Conclusion:

Dans ce chapitre nous avons présenté des fondements sur la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), ainsi que sa modélisation sous forme d'équations mathématiques. En se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, nous avons établi le modèle du MSAP dans le repère de Park afin de linéariser le système et faciliter son étude. Puis, on s'est intéressé successivement à la modélisation, au principe de fonctionnement et à la commande de l'onduleur de tension triphasé.

Une simulation a été exécutée sur cette machine ainsi que sur l'onduleur de tension. D'après les résultats de simulation obtenus, nous pouvons conclure que les réponses sont très rapides et stables.

Chapitre III

Control directe du couple

MSAP

III-1 Introduction

Les associations onduleur de tension- machine à courant alternatif constituent un enjeu essentiel dans le milieu industriel, les stratégies de commande de ces associations n'ont cessé de se développer au fil des années. Parmi elles, après l'émergence vers les années 70 de la commande vectorielle, les techniques basées sur la commande directe du couple ont suscité l'intérêt de plusieurs équipes scientifiques et du secteur industriel. La stratégie de commande DTC (venu du terme anglais "Direct Torque Control"), plus récente que la commande vectorielle a été inventée par I. Takahashi au milieu des années 80. Elle est basée sur la régulation séparée du flux statorique et du couple. La DTC est une technique de commande exploitant la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines à courants alternatifs d'une manière découplée, une fois alimenté par un onduleur de tension. L'association de la DTC à la MSAP a permis d'avoir des systèmes d'entraînement de performances très élevées [38].

Les principes de base de la DTC ont été établis dans ce chapitre, où on a supposé que la vitesse de la machine est assez élevée, pour négliger l'influence du terme résistif. Ces hypothèses ne sont plus vérifiées, si l'on se place dans des conditions de fonctionnement à basses vitesses. Dans ce chapitre, nous allons présenter les structures de la commande DTC. Afin les systèmes MSAP et DTC ont été expliqués en détail. Nous allons étudier le modèle de simulation de DTC de MSAP est programmé dans Matlab Simulink. Le modèle de simulation est présenté et les résultats sont discutés.

III-2-Stratégies de commande du moteur synchrone à aimants permanents :

III-2-1-Commande par autopilotage :

La vitesse d'entraînement des pôles du rotor est la même que la vitesse du champ magnétique tournant généré par le stator. Couple électromagnétique généré par l'interaction de champs tournants:

$$\boxed{\omega_m = P\Omega} \quad (\text{III.1})$$

Le rotor a une vitesse et le stator a une vitesse ω_e , due à la pulsation de puissance. Selon la loi d'Ampère et la loi de Hopkinson, on peut également dire que le couple est produit par l'interaction entre le rotor électromagnétique (θ) et statorique (θ_s ou θ). Selon le type de source d'alimentation, on peut exprimer la boucle statorique comme le stator à partir du courant I_s ou s'il n'y a pas de saturation (le flux magnétique est proportionnel à la boucle), à partir de la tension V_s (loi de Faraday). ces forces magnéto sont portées par d et pour θ_r , par

le courant I_s pour θ_s et i et sont déphasées $\frac{\pi}{2}$ par rapport à V_s pour θ . Nous donnons la figure **Figure III.1**

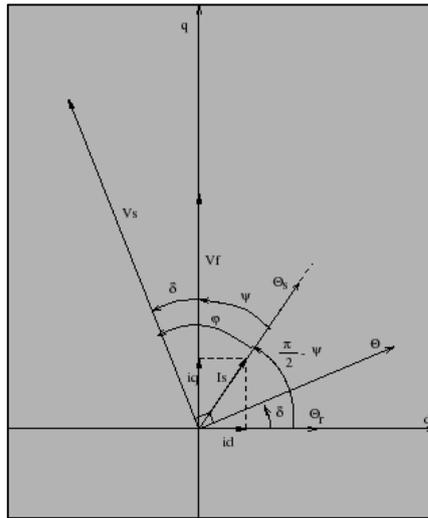


Figure (III.1): Représentation des f.m.m

Le couple est alors proportionnel au produit

$$\theta_s \theta_r \sin\left(\frac{\pi}{2} - \psi\right) \quad (\text{III.2})$$

Ou au produit

$$\theta \theta_r \sin(\delta) \quad (\text{III.3})$$

Si l'angle entre les forces magnétiques étudiées est constant ou non nul, la valeur moyenne du couple n'est pas nulle. En effet, si les valeurs du champ rotorique ω_m et du stator ω_e sont différents, on a δ (par exemple) variant de 0° à 360° . La valeur moyenne de $\sin(\delta)$ est nulle; ; le moteur décélère sous l'action du couple résistant jusqu'à s'arrêter au lieu de court-circuit, car il n'y a plus de force électromotrice V_f due au mouvement inverse de le stator de tension. Puis dit que la machine s'est arrêtée.

Cette perte de synchronisation peut provenir de la différence de potentiel de ω_m sous l'influence d'une variation brutale du moment résistant ou de l'inertie de l'impulsion, modifiant ainsi la solution de l'équation mécanique. A vitesse constante, il peut également provoquer une surcharge, et son couple de traînée peut être supérieur au couple maximum admissible, ce qui provoquera une décélération, ce qui conduit à une différence de ω_m . Il peut également provenir d'un changement brutal de ω_e lorsque la vitesse doit être modifiée et que la caractéristique couple-vitesse doit se translater parallèlement à elle-même. Par conséquent, il a été remarqué que la vitesse du champ tournant ω_e à doit être synchronisée avec la vitesse du rotor ω_m . Par conséquent, la loi $\omega_m = \omega_e = P\Omega$ est appliquée en pilotant la fréquence d'alimentation ω_e à la vitesse du rotor. Cet asservissement constitue la loi du pilote.

Les deux f.m.m considérés et les déphasages associés constituent trois réglages de couple a priori indépendants (tant qu'il n'y a pas saturation). Ce découplage de la force magnétomotrice constitue l'un des attraits de l'utilisation d'un moteur synchrone, il explique ses hautes performances dynamiques et prouve la simplicité, la variété et la flexibilité des équipements de commande qui lui sont associés.

En fait, l'amplitude de θ_s sera régulée par le courant d'alimentation I_s ; dans ce cas, une source de courant ou une source de tension régulée en courant sera utilisée, et l'amplitude de sera régulée par la tension d'alimentation V_s . Cela prouve qu'il est raisonnable d'utiliser l'alimentation dans ce cas. L'amplitude de la force magnétomotrice d'excitation peut être ajustée à l'aide du courant d'excitation dans le cas d'un moteur synchrone à inductance bobinée, ou elle est fixe dans le cas d'un moteur à aimant permanent

La vitesse de rotation du moteur est synchronisée avec l'impulsion électrique de l'alimentation, et la valeur souhaitée de la vitesse et de l'angle du rotor est mesurée en commandant de manière synchrone l'interrupteur de l'onduleur pour obtenir le couplage requis (δ ou ψ)

La Figure III.2 représente le cas d'une alimentation en tension régulée en courant.

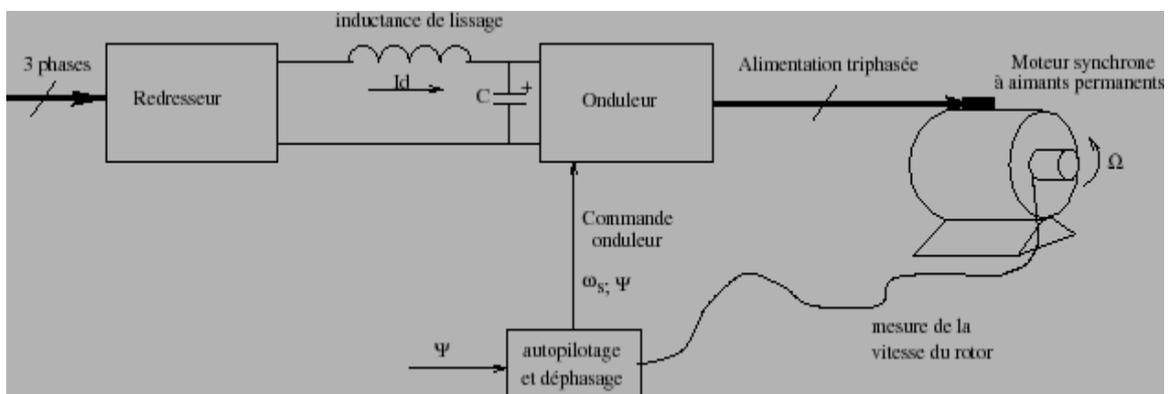


Figure III.2: *Autopilotage et réglage du couple avec alimentation en tension régulée en courant.*

L'onduleur peut être commandé par modulation sinus-triangulaire ou par comparateur à hystérésis. Le raisonnement que nous ferons dans les sections suivantes sera basé sur l'utilisation d'une source de tension régulée en courant comme décrit précédemment. Ce type d'alimentation est généralement utilisé avec des moteurs synchrones à aimants permanents sans amortisseurs et est utilisé pour des applications nécessitant des performances dynamiques élevées grâce à un contrôle de couple direct et instantané [39,40]. Les applications concernées vont d'un kilowatt à plusieurs dizaines de kilowatts, comme la

commande d'axes de machines-outils ou de robots et tous les systèmes de positionnement. Par conséquent, les variables de contrôle actuelles sont I_s et l'angle ψ .

III-2-2- Commande vectorielle du M S A P :

En général la commande vectorielle appliqué sur des machines régulées en courant et alimentées en tension sur les axes d et q. Cette structure permet une meilleure dynamique pour contrôler le couple tout en évitant les défauts d'alimentation en courant.

La **Figure III.3** représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la (MSAP) commandée par orientation du flux et alimentée en vitesse

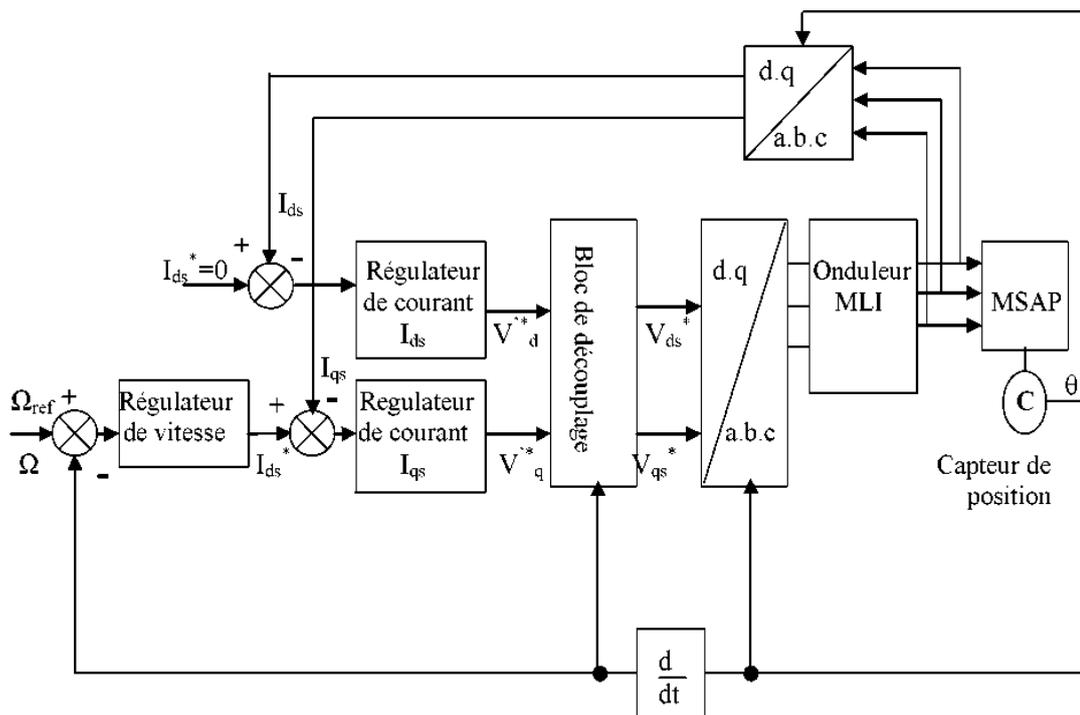


Figure III.3: Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par l'orientation du flux

Les principaux points de contrôle vectoriel sont la boucle de régulation de vitesse, la boucle de régulation de courant I_{ds} et I_{qs} et transformation de Park et Concordia. La vitesse est ajustée par la boucle externe du bloc, et la sortie du régulateur est le courant de référence I_{qs}^* ou le couple électromagnétique de référence C_e^* . Limité à considérer les caractéristiques de l'onduleur et la surcharge de la machine.. I_{qs}^* Comparer avec la valeur I_{qs} obtenue par la mesure du courant réel. La demande d'erreur provient de l'entrée du régulateur de référence V_{qs} . Parallèlement à cette boucle interne se trouve la boucle de régulation de I_{ds} . Le courant de référence I_{ds} reste à zéro. La sortie des régulateurs I_{ds} et I_{qs} donne la tension de référence et V_{ds}^* et V_{qs}^* sont transformés par Park pour obtenir la référence de tension $V_{as}^*, V_{bs}^*, V_{cs}^*$, c'est la tension de commande de l'onduleur commandé par PWM.

III-2-3- Commande direct de couple et de flux du M S A P

Le principe du contrôle direct de couple (DTC) consiste à sélectionner directement le vecteur de tension en fonction de la différence entre la valeur donnée et la valeur réelle du couple et du flux magnétique. Comparez les erreurs de couple et de flux dans le comparateur d'hystérésis. Selon le comparateur, sélectionnez le vecteur de tension dans le tableau. [41] Au lieu de la modulation de largeur d'impulsion, l'un des six vecteurs de tension est utilisé tout au long de la période d'échantillonnage. Les caractéristiques générales du contrôle direct du couple sont :

Contrôle direct du couple et du flux basé sur la meilleure sélection du vecteur de commutation de l'onduleur. Contrôle indirect du courant et de la tension du stator du moteur. Obtenir le flux et le courant du stator proches d'une forme sinusoïdale. Réponse dynamique de la machine très rapide. L'existence d'une oscillation de couple dépend de facteurs tels que la bande passante du régulateur d'hystérésis.

La fréquence de découpage de l'onduleur dépend de l'amplitude de la bande d'hystérésis. la commande DTC d'un moteur synchrone à aimants permanents est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée au commutateur de l'onduleur de tension. Ce choix repose généralement sur l'utilisation d'un comparateur à hystérésis dont la fonction est de surveiller l'état du système, c'est-à-dire l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. Afin d'étudier cette stratégie de contrôle, nous introduisons d'abord la structure de contrôle MSAP de DTC.

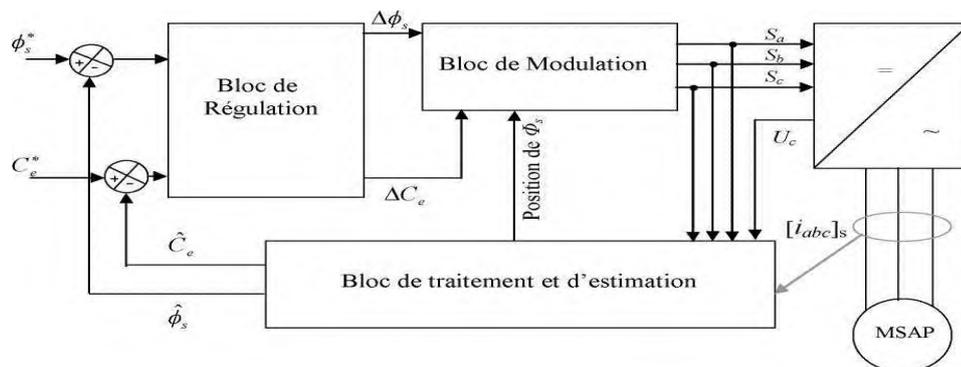


Figure III.4: schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une (MSAP)

Cette technologie a généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques, peut être étendue à une large plage de travail couple/vitesse et à une plage de travail sans capteur mécanique avec la fréquence de travail la plus basse. Suite :

Dans sa version de base, la stratégie de contrôle DTC n'est pas sensible aux changements des paramètres rotoriques de la machine ; la valeur d'estimation du flux statorique ne dépend que

de la résistance statorique ; le contrôle direct assure naturellement le découplage entre les variables de contrôle, et le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du couple. Fixe ; La mise en œuvre des commandes DTC est très différente des commandes traditionnelles orientées flux ; elles n'ont généralement pas besoin de transformer les coordonnées de Park dans l'axe de rotation

III-3- Principes généraux de la commande directe du couple

Le principe de la commande DTC est différent. Le but est de régler directement le couple de la machine en appliquant différents vecteurs de tension de l'onduleur qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétique, qui sont généralement contrôlés par un régulateur d'hystérésis. L'idée est de maintenir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique dans ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le meilleur vecteur de tension de l'onduleur appliqué à chaque instant de commutation. L'utilisation de ce type de régulateur suppose que la fréquence de découpage dans le convertisseur soit variable et nécessite très peu d'étapes de calcul. [41, 42-43] En contrôle DTC, il est préférable de travailler à une fréquence de calcul élevée pour réduire l'oscillation de couple provoquée par le régulateur d'hystérésis. La commande par DTC de MSAP, peut être schématisée par la figure suivante :

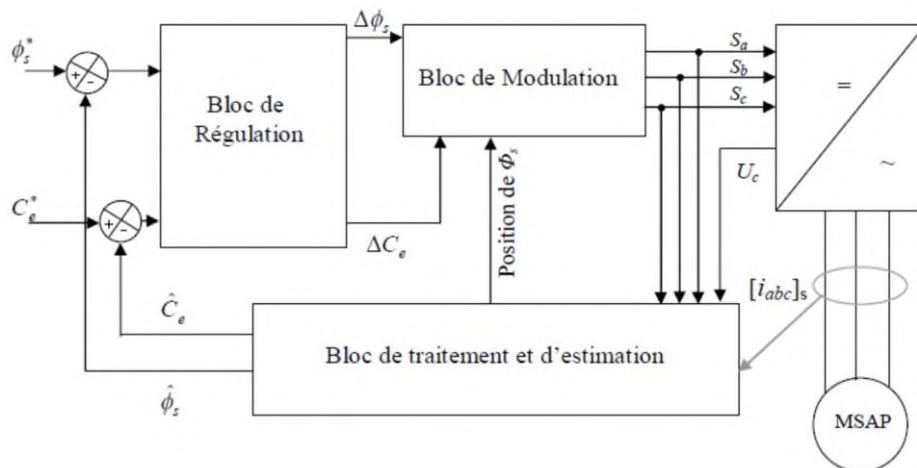


Figure III.5: Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à la MSAP

Les caractéristiques générales du contrôle direct du couple sont :

- Contrôle direct du couple et du flux, basé sur la sélection du meilleur vecteur de commutation de l'onduleur.
- Contrôle indirect du courant et de la tension du stator du moteur.
- Obtenir un flux et un courant statoriques proches d'une forme sinusoïdale.

- Réponse machine dynamique très rapide.
 - L'existence d'une oscillation de couple dépend de facteurs tels que la bande passante du régulateur d'hystérésis.
 - La fréquence de découpage de l'onduleur dépend de l'amplitude de la bande d'hystérésis.
- [43]

Cette méthode de commande a pour avantages. [44]

- Il n'est pas nécessaire d'effectuer des calculs dans les repères rotoriques (d, q).
- Il n'y a pas de module de calcul de modulation de tension PWM.
- Il n'est pas nécessaire de découpler le courant de la tension de commande comme le contrôle vectoriel.
- Il n'y a qu'un seul régulateur, le régulateur de la boucle de vitesse externe.
- Il n'est pas nécessaire de connaître très précisément l'angle de position du rotor, car seule l'information du secteur où se situe le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- La réponse dynamique est très rapide.

Et pour inconvénients : [44]

- Il y a un problème de basse vitesse.
- Nécessité d'estimer le flux et le couple du stator.
- La présence d'oscillations de couple.
- La fréquence de découpage n'est pas constante (utiliser un régulateur d'hystérésis). Cela conduit à un contenu harmonique riche, ce qui augmente les pertes, entraînant un bruit acoustique et des oscillations de couple qui peuvent exciter la résonance mécanique

III-4- Fonctionnement et séquence d'un onduleur de tension triphasé.

À partir de la stratégie DTC de base proposée par Takahashi, plusieurs stratégies ont été développées pour tirer parti du degré de liberté fourni par la structure de l'onduleur de tension triphasé. Plusieurs tables de vérité qui définissent l'état marche-arrêt de l'UPS sont présentées sous diverses formes. Nous ne nous intéressons qu'à la table de vérité originale de Takahashi et à la table de vérité sans séquence zéro. [45] L'onduleur de tension triphasé nous permet d'obtenir huit positions différentes sur le plan de phase, correspondant aux huit séquences de la tension de sortie de l'onduleur, comme le montre la figure III.6.

$$\bar{V}_{Sn0} = \bar{V}_S = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_{an0} + V_{bn0} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{cn0} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{III.4})$$

Tensions de sortie de l'onduleur $[V_{an0} \ V_{bn0} \ V_{cn0}]^T$.

L'état des interrupteurs, supposés parfaits, est représenté par trois grandeurs booléennes de commande S_j ($j = a, b, c$) telle que :

$S_j = 1$ Si l'interrupteur du haut est fermé et du bas est ouvert.

$S_j = 0$ Si l'interrupteur du haut est ouvert et celui de bas est fermé Dans ces conditions on peut écrire :

$$\bar{V}_{jn0} = S_j U_c - \frac{U_c}{2} \quad (\text{III.5})$$

U_c : La tension continue

On peut alors écrire :

$$\bar{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left[S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{III.6})$$

Les différentes combinaisons des trois grandeurs (S_a, S_b, S_c) permettent de générer huit positions du vecteur V_s dont deux correspondant au vecteur nul.

$$\bar{V}_0 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (0,0,0) \text{ et } \bar{V}_7 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (1,1,1) \quad (\text{III.7})$$

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable
- La charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé

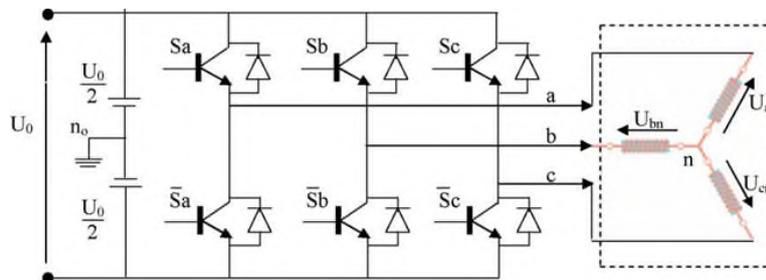


Figure III.6: Onduleur de tension et élaboration des vecteurs tensions V_s

III-5-Stratégie de commande directe du couple et de flux

Dans cette technologie, Takahashi a proposé une stratégie de contrôle de couple et de flux (DTC) basée sur l'algorithme suivant : [46, 47-48]

- Le domaine temporel est divisé en périodes T_e de durée réduite ($T_e \leq 50$ s).
- Pour chaque impulsion d'horloge, mesurez le courant de ligne et la tension de chaque phase du MSAP.
- On reconstruit les composantes du vecteur flux statorique

- Estimer le couple électromagnétique du MSAP, utiliser l'estimation de flux Mesure de courant statorique et de ligne.
- On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour contrôler le flux magnétique et le couple selon la logique qui sera introduite ci-dessous.

III-5-1- Contrôle du vecteur flux statorique

On se place dans un repère fixe $\alpha\beta$ lié au stator de la machine. Le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante : [49]

$$V_s = R_s I_s + d\phi_s dt \Rightarrow \phi_s = \phi_{s0} + (t_0 V_s - R_s I_s) dt \quad (\text{III.8})$$

Où : ϕ_{s0} est le vecteur flux à l'instant $t = 0$.

Dans cette étude nous allons considérer le terme $R_s I_s$ négligeable devant le vecteur de tension V_s ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée. A partir de l'équation précédente on trouve :

$$\Delta\phi_s = V_s T_e \quad (\text{III.9})$$

On constate que sur l'intervalle de temps $[0, T_e]$, l'extrémité du vecteur ϕ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée par V_s , Figure III.7.

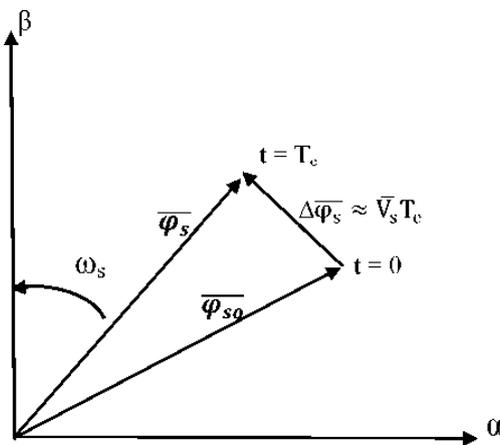


Figure III.7: Evolution de l'extrémité de ϕ_s pour $R_s I_s$ négligeable.

En choisissant une séquence appropriée du vecteur V_s sur des intervalles de temps consécutifs de durée T_e , on peut donc faire en sorte que la trajectoire souhaitée suive la fin du vecteur ϕ_s . Ensuite, vous pouvez utiliser le module du flux constant réel ϕ_s pour opérer. Pour cette raison, si la période T_e est très faible devant la période de rotation du flux statorique T_s , il suffit de tracer une trajectoire quasi circulaire au bout de ϕ_s [50, 51 et 52] Dans le cas du MSAP, même si un vecteur de tension nulle est appliqué, le flux du stator continuera à changer car l'aimant permanent tourne avec le rotor. Par conséquent, l'application

d'un vecteur de tension nulle pour contrôler le flux statorique de MSAP doit être évitée. En d'autres termes, le flux statorique doit toujours se déplacer par rapport au flux rotorique. [53] En supposant que le terme $R_s I_s$ puisse être ignoré, nous montrons que la dérivée du vecteur flux $d\phi_s/dt$, qui représente la vitesse de déplacement à la fin du vecteur flux, est en fait égale au vecteur tension V_s . Par conséquent, le flux magnétique se déplace en ligne droite dans la direction de V_s à une vitesse constante égale à $\frac{3}{2}U_c$. [53] Sur la Figure (III-3), on représente les trois directions possibles du vecteur d'écoulement ϕ . On voit donc que si la tension appliquée est perpendiculaire au sens d'écoulement, le déplacement de l'extrémité et le déplacement de son amplitude conservent leurs valeurs. En revanche, dans le cas du décalage V_s On constate le ralentissement du déplacement de fin de flux (respectivement l'accélération) et la minimisation (respectivement croissante) de son amplitude par rapport à la verticale du vecteur flux ϕ_s

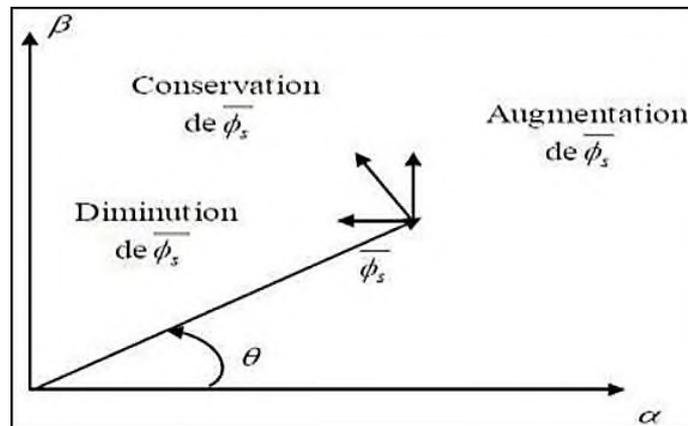


Figure III.8: Comportement du flux statorique pour différents vecteurs tension V_s

III-5-2- Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique de la façon suivante : [54]

$$C_e = k(\phi_s \times \phi'_r) = k\|\phi_s\| \|\phi'_r\| \sin(\delta) \quad (\text{III.10})$$

Tel que: $k = \frac{p}{L_p}$

Avec :

- ϕ_s est le vecteur de flux statorique ;
- ϕ'_r est le vecteur de flux rotorique ramené au stator ;
- δ est l'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.

Par conséquent, la dualité dépend de la grandeur des deux vecteurs ϕ_s et ϕ'_r et de leurs positions relatives. Si on parvient à maîtriser parfaitement le flux magnétique ϕ_s (à partir de

V_s) en termes de module et de position, alors on peut contrôler l'amplitude et le couple électromagnétique de Φ_s , de manière découplée.

III-5-3- Sélection du vecteur tension [55]

En choisissant le vecteur V_s à partir de la position de Φ_s dans le référentiel «secteur (S)», de la variation souhaitée pour le couple, du sens de rotation de Φ_s , L'espace d'évolution de Φ_s dans « secteur (S) » est décomposé en six zones S_i , avec $i=[1..,6]$, et de la variation souhaitée pour le module de Φ_s représentée sur la Figure III.9.

Lorsque le flux Φ_s se trouve dans une zone S_i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tension suivants :

- V_{i+1} Si est sélectionné alors Φ_s croît et C_e croît.
- V_{i-1} Si est sélectionné alors Φ_s croît et C_e décroît.
- V_{i+1} Si est sélectionné alors Φ_s décroît et C_e croît.
- V_{i-1} Si est sélectionné alors Φ_s décroît et C_e décroît.
- Si V_0 , ou V_7 sont sélectionnés, alors la rotation du flux Φ_s est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module de flux Φ_s reste inchangée.

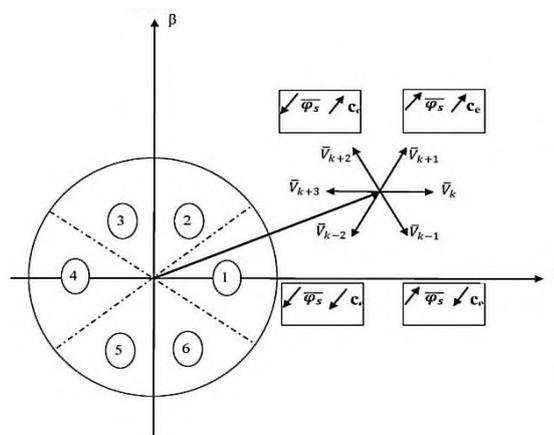


Figure III-9: Sélection du vecteur de tension.

Le niveau d'efficacité du vecteur tension appliqué dépend également de la position du vecteur flux dans la zone S_i . En effet, au début de la région, les vecteurs V_{i+1} et V_{i-2} sont perpendiculaires à Φ_s d'où l'amplitude du flux évolue lentement Φ_s , tandis qu'à la fin de la région, l'évolution est à l'opposé. Pour les vecteurs V_{i-1} et V_{i+2} , en début de région, le couple évolue lentement et l'amplitude de Φ_s évolue rapidement, alors qu'en fin de région, c'est l'inverse. Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux magnétique dans la zone S_i , les deux vecteurs V_i et V_{i+3} ne seront pas utilisés. En fait, ceux-ci ont la plus forte

"composante d'écoulement" (évolution très rapide de Φ_s) mais l'influence sur le couplage dépend de la position de Φ_s dans la zone, et de l'effet inefficace au milieu.

Le vecteur tension en sortie de l'onduleur est dérivé de l'écart du couple et du flux magnétique estimés par rapport à sa valeur de référence et à la position du vecteur Φ_s . Par conséquent, des estimateurs de module et de position de flux et d'estimateurs de couple sont nécessaires.

III-6- Estimation du Flux et du Couple

Le principe du DTC a été décrit dans son ensemble. Cependant, le point de consigne d'entrée du système de contrôle est l'amplitude du couple et du flux statorique. La performance du système de contrôle dépend de la précision de l'estimation de ces valeurs. [56, 57-58]

III-6-1- Estimation du flux statorique [59] [60]

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques du courant et de la tension de la machine. A partir de l'équation (III.1), on obtient les composantes (α, β) liées au stator du vecteur Φ_s :

$$\Phi_{s\alpha} = (t_0 V_{s\alpha} - R_s I_s) dt \quad (\text{III.11})$$

$$\Phi_{s\beta} = (t_0 V_{s\beta} - R_s I_s) dt \quad (\text{III.12})$$

Les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ sont déterminées à partir des commandes (T_a, T_b, T_c), de la mesure de la tension U_c et en appliquant la transformée de Concordia :

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{III.13})$$

$$V_{s\alpha} = \frac{2}{3} U_c \left(T_a - \frac{1}{2}(T_b + T_c) \right) \quad (\text{III.14})$$

$$V_{s\beta} = \frac{1}{2} U_c (T_b - T_c) \quad (\text{III.15})$$

De même les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont obtenus à partir de la mesure des courants réels i_{sa}, i_{sb} et i_{sc} , ($i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$) et par application de la transformation de Concordia :

$$I_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (\text{III.17})$$

$$I_{s\alpha} = \frac{2}{3} i_{sa} \quad (\text{III.18})$$

$$I_{s\beta} = \frac{1}{2} (i_{sb} - i_{sc}) \quad (\text{III.19})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\Phi_s = \Phi_{s\alpha} + \Phi_{s\beta}$$

La zone N_i dans laquelle se situe le vecteur Φ_s est déterminée à partir des composantes $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$. L'angle θ entre le référentiel (α, β) est le vecteur Φ_s est égal à :

$$\theta = \text{Arctg} \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \quad (\text{III.20})$$

III-6-2-Estimation du couple électromagnétique [52,50]

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir de l'estimation du flux et de la mesure du courant en utilisant l'expression du couple en fonction du flux et du courant statorique donnée par l'équation :

$$C_e = P[\phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \phi_{s\beta} I_{s\alpha}] \tag{III.21}$$

III-7- Correction de flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux :

Ce correcteur est simple dans son application. Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur de flux statorique ϕ_s dans une couronne circulaire.

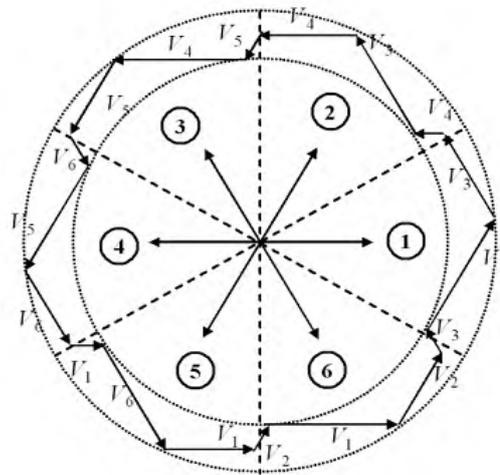


Figure III-10: Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique ϕ_s

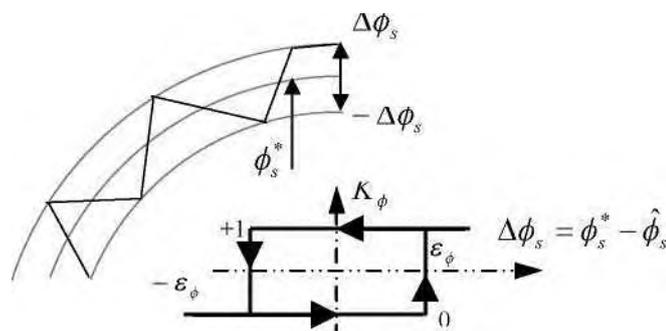


Figure III-11: Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le module de vecteur de flux statorique.

On peut écrire ainsi :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{Si } \Delta\phi_s > \xi_\phi & \text{alors } k_\phi = 1 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \xi_\phi \text{ et } \frac{d\Delta\phi}{dt} > 0 & \text{alors } k_\phi = 0 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \xi_\phi \text{ et } \frac{d\Delta\phi}{dt} < 0 & \text{alors } k_\phi = 1 \\ \text{Si } \Delta\phi_s < -\xi_\phi & \text{alors } k_\phi = 0 \end{array} \right. \quad (\text{III.22})$$

En effet, si l'on introduit la différence entre le débit de référence $\Delta\phi_s$ et le débit estimé ϕ_s^* dans le comparateur à hystérésis à deux étages $\hat{\phi}_s$ le comparateur génère $k_\phi = +1$ le comparateur génère $k_\phi = 0$ et le réduire ; cela permet également d'obtenir une très bonne dynamique d'écoulement. Par conséquent, vous ne pouvez choisir que le vecteur V_{i+1} ou V_{i+2} pour changer le vecteur de flux statorique ϕ_s [53],[54]. En revanche, ce correcteur ne permet pas d'inverser le sens de rotation du vecteur flux s. Par conséquent, pour entrer en « marche arrière », un bras du convertisseur doit être croisé.

III-8-Correcteur de couple en utilisant un comparateur À hystérésis à trois niveaux :

Un comparateur d'hystérésis à trois étages (-1, 0,1) permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, produisant un couple positif ou négatif. [54, 55] Le comparateur est modélisé par l'algorithme (III-12), donc K_c représente l'état de sortie du comparateur, et ξ_{C_e} représente la limite de la bande d'hystérésis

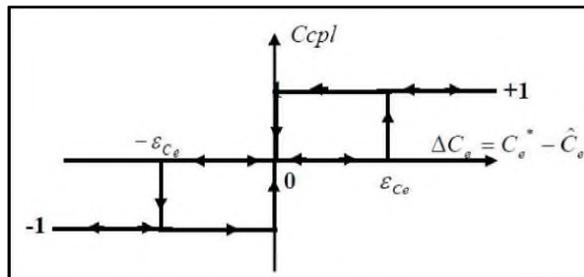


Figure III-11: Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple électromagnétique.

On peut écrire alors :

$$\left\{ \begin{array}{llll}
 \text{Si} & \Delta C_e > \xi C_e & \text{et} & \text{alors} & K_c = 1 \\
 \text{Si} & 0 \leq C_e \leq \xi C_e & \text{et} & \frac{d\Delta C_e}{dt} > 0 & \text{alors} & K_c = 0 \\
 \text{Si} & 0 \leq \Delta C_e \leq \xi C_e & \text{et} & \frac{d\Delta C_e}{dt} < 0 & \text{alors} & K_c = 1 \\
 \text{Si} & \Delta C_e \leq -\xi C_e & \text{et} & & \text{alors} & K_c = -1 \\
 \text{Si} & -\xi C_e \leq \Delta C_e < 0 & \text{et} & \frac{d\Delta C_e}{dt} > 0 & \text{alors} & K_c = 0 \\
 \text{Si} & -\xi C_e \leq \Delta C_e < 0 & \text{et} & \frac{d\Delta C_e}{dt} < 0 & \text{alors} & K_c = -1
 \end{array} \right. \quad (III.23) \quad K_c = Ccpl$$

En introduisant la différence ΔC_e , on se réfère à la différence C_e^* entre le couple électromagnétique \hat{C}_e et le \hat{C}_e estimé dans le comparateur à trois niveaux d'hystérésis, ce dernier produit la valeur $K_c = 1$ pour augmenter le couple, $K_c = -1$ est utilisé pour Réduire la somme à et $K_c = 0$ pour qu'elle reste constante dans la bande εC_e autour de sa référence.

Ce choix d'augmenter le nombre d'étages est recommandé pour minimiser la fréquence moyenne de commutation du commutateur, car la dynamique de couple est généralement plus rapide que le flux magnétique. [57] De plus , le correcteur permet une chute de couple rapide, ainsi qu'un vecteur nul (arrêt de rotation ϕ_s), Par exemple, si on choisit de tourner dans le sens positif, on peut appliquer le vecteur v_{i-1} ou v_{i-2} , Par conséquent ϕ_r et le flux ϕ sont égaux car ce dernier attend non seulement le cas pour appliquer le vecteur nul, mais les applique également dans le sens de rotation opposé

III-9- Elaboration des tables de commutation :

III-9-1-Elaboration de la table de commutation avec séquences nulles :

L'élaboration de la table de vérité dépend alors des erreurs de flux et du moment électromagnétique dépendant de la position de la direction du flux statorique ($s_i=1, \dots, 6$).

Le niveau complexe est régulé en six systèmes d'angle avec la possibilité de choisir la séquence de commande de l'onduleur pour les interrupteurs de certains systèmes et correspond aux états changeants des grandeurs de commande et du couple électromagnétique en fonction du débit. Le comportement et le régulateur de couple sont liés à la régulation du sens de la tension statorique .

Table III-1: Table généralisée des vecteurs de tension d'une commande par DTC

	Augmentation	Diminution
ϕ_s	V_{i-1}, V_i et V_{i+1}	V_{i-2}, V_{i+2} et V_{i-3}
C_e	V_{i+1} et V_{i+2}	V_{i-1} et V_{i-2}

D'après ce tableau on peut faire un tableau classique des séquences ci-dessous qui résume la direction de MLI qui suggère une méthode de contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique de MSAP.

Table III-2: Table de la DTC classique définissant les séquences d'un onduleur.

K_ϕ	K_c	S_1	S_2	S_3	S_4	V_5	S_6
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Les séries vides V_0 et V_7 indépendantes du mode de flux, et ne sont liées qu'à la différence de moment électromagnétique et ces séquences sont utilisées lorsque l'on veut laisser les paires dans leur gamme :

$$-\xi C_e \leq \Delta C_e \leq \xi C_e \quad (\text{III.24})$$

III-9-2-Elaboration de la table de commutation sans séquences nulles :

Dans ce cas, des arrangements actifs sont utilisés. Ce système a l'avantage de la simplicité et de l'engrenage et évite l'aléatoire lié au changement de direction du couple lors de l'application d'un système nul dans le fonctionnement du générateur [58, 59]. Ensuite, les séquences correspondant à couple nul sont rejetées. Le tableau suivant montre cette modification .

Table III-3:Table de commutation sans séquences nulles.

K_\emptyset	0	0	1	1
K_c	0	1	0	1
S_1	001	010	101	110
S_2	101	011	100	110
S_3	100	001	110	011
S_4	110	101	010	001
S_5	010	100	011	101
S_6	011	110	001	100

III-10-Réglage de vitesse par un régulateur (P I):

Le schéma bloc de la boucle de la régulation de vitesse d'une machine .la commandée par le DTC, avec un correcteur IP est représenté la Figure III-12 [60,61-62]. Avec $F(s)$ représent la fonction transfert de boucle ouverte liant la vitesse et le couple , donné par :

$$F(s) = \frac{K}{1+\tau s} \quad (\text{III.25})$$

Avec :

$$K = \frac{P}{J}; \tau = \frac{J}{f} \quad (\text{III.26})$$

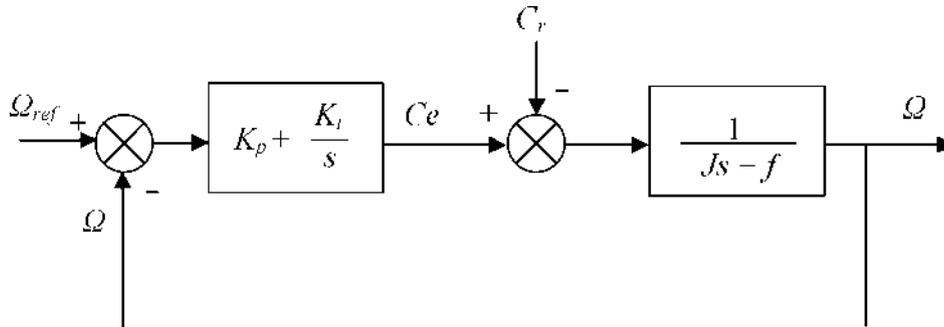


Figure III-12: schéma de la régulation de vitesse de la MSAP par un correcteur IP

La détermination des paramètres du correcteur est basée sur méthode de placement des pôles.

$$\begin{cases} K_p = \frac{2\xi\omega_N\tau_m - 1}{K_m} \\ K_i = \frac{\omega^2 N\tau_m}{K_m K_p} \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

III-11- Structure générale de la DTC appliquée à la MSAP

La pleine forme du contrôle direct du couple La machine à aimants permanents est équipée d'un onduleur de tension. Dans la période de prise de résultats T_e Une estimation du flux statorique et du couple électromagnétique est réalisée à partir des résultats des courants statoriques et le sens de la tension appliquée est connu.

La vitesse est mesurée par le capteur, comparée avec une référence, l'erreur de cette comparaison passe par un régulateur *PI* pour construire la référence du couple.

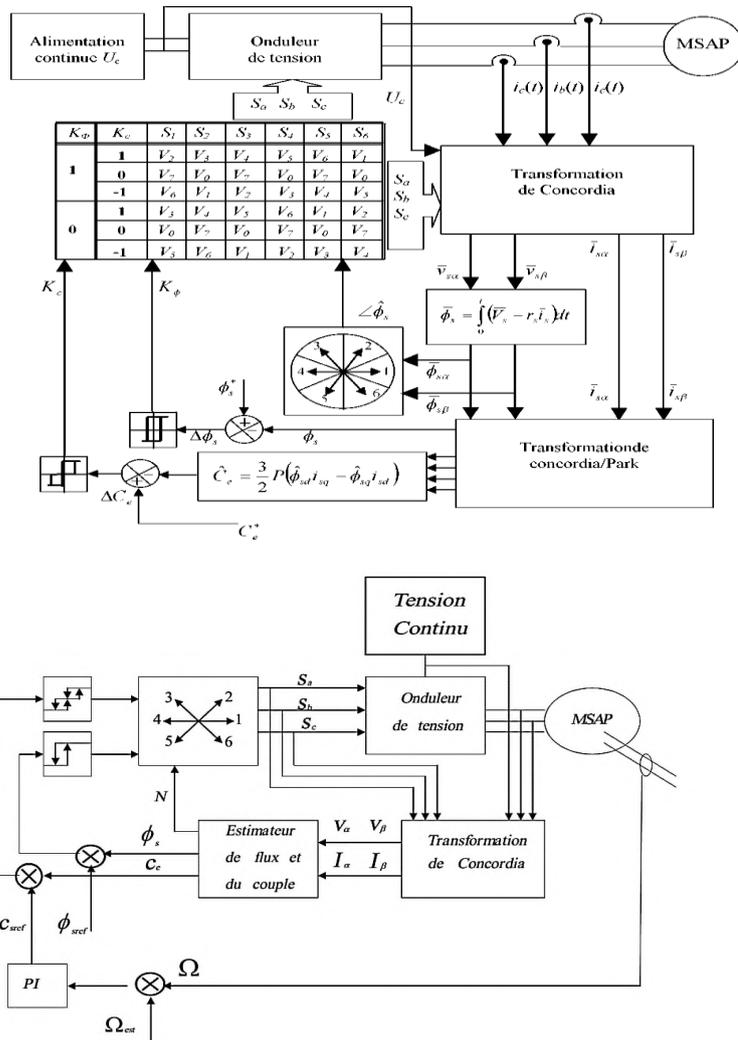


Figure III-13: Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple de la MSAP.

III-12-Résultats de la simulation:

Clarifier le style de la structure de contrôle DTC appliquée au MSAP en présence du circuit de contrôle de vitesse. nous avons effectuée des simulations pour les régimes de fonctionnements suivants:

- Fonctionnement en charge nominale après un démarrage à vide.
- Fonctionnement en charge avec variation du sens de rotation.
- Variation de la charge avec une consigne de vitesse constante.

Le flux de référence est pris de l'ordre de 0.3Wb.

• Simulation en charge après un démarrage à vide :

Le résultat de cette simulation est que , pour le fonctionnement en charge nominale

(6 Nm), fig. (III.*), les grandeurs tels que vitesse, flux statorique estimé ont suivi leurs consignes d'o ù le système est parfaitement commandé. Nous constatons également que le couple électromagnétique suit la consigne, le courant statorique suit parfaitement la variation de la charge.

• **Simulation en charge avec variation du sens de rotation de vitesse :**

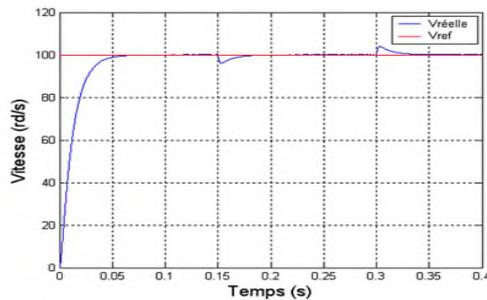
Les résultats de simulation obtenus pour la variation de vitesse, fig. (III. **), montrent que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influx sur le courant, le flux statorique et le couple électromagnétique. Le couple subit un pic lors du passage d'un mode à l'autre puis regagne sa valeur sans erreur.

On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence, cela veut dire que la DTC est robuste par rapport à ce test.

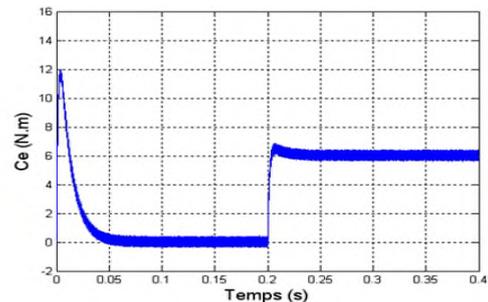
• **Simulation avec variation de la charge:**

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la charge, fig. (III. ***), montrent que le couple estimé suit sa valeur de référence sans erreur statique, le courant statorique suit aussi parfaitement la variation de la charge. On peut dire la DTC présente de bonnes performances.

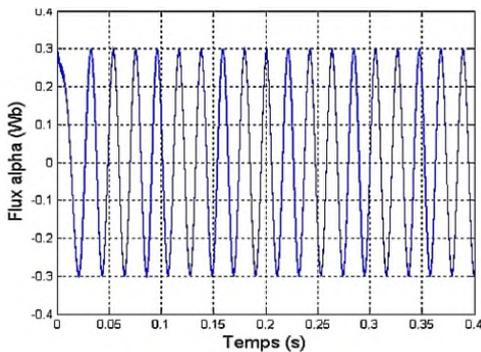
• **Simulation en charge après un démarrage à vide :**



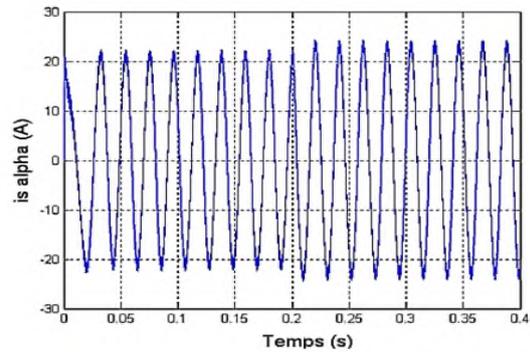
Vitesse de rotation (rad/s)



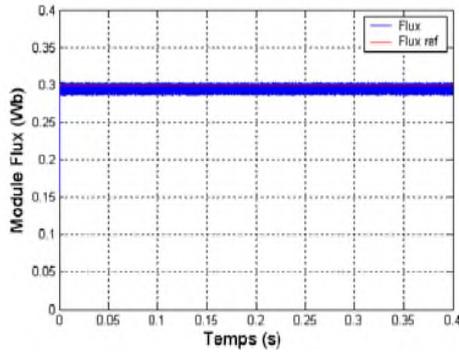
Couple électromagnétique (N/m)



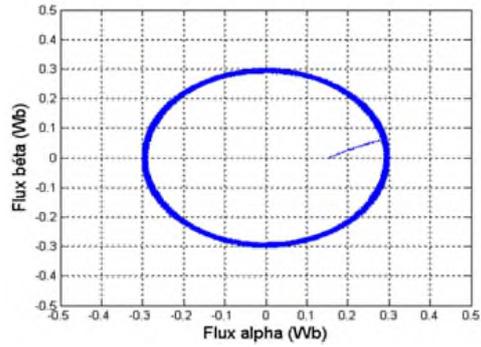
Flux ϕ_{sa} (Wb)



Courant I_a (A)



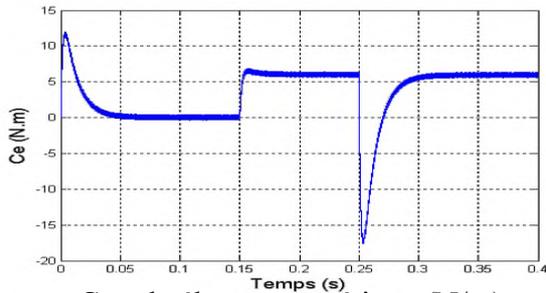
Module de flux statorique (Wb)



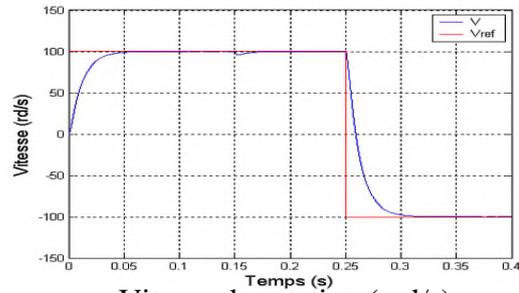
Evolution du flux statorique $\phi_{s\beta}$ (Wb)

Figure. (III.*): Les résultats de simulation de la DTC du MSAP en charge après un démarrage à vide

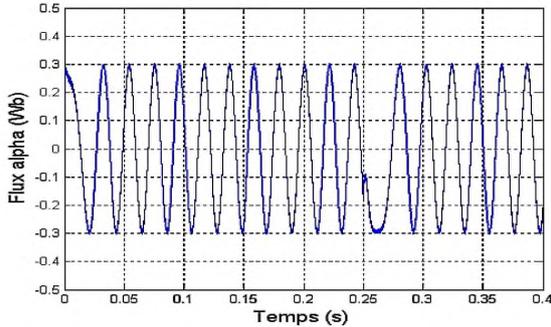
• Simulation en charge avec variation du sens de rotation de vitesse :



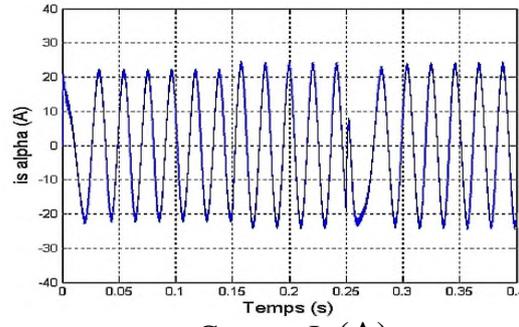
Couple électromagnétique (N/m)



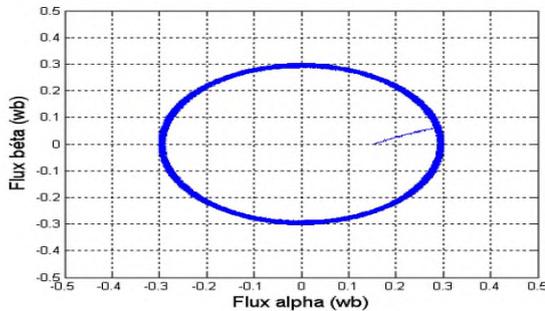
Vitesse de rotation (rad/s)



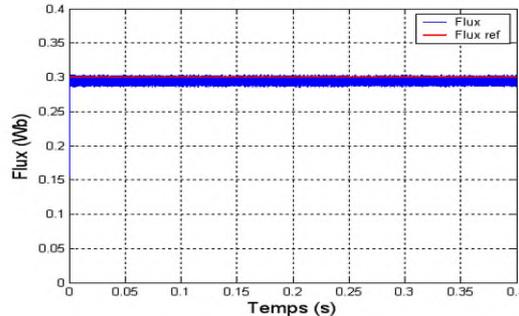
Flux $\phi_{s\alpha}$ (Wb)



Courant I_a (A)



Evolution du flux statorique $\phi_{s\beta}$ (Wb)



Module de flux statorique (Wb)

Figure. (III.):** Les résultats de simulation de la DTC du MSAP avec inversion de sens de rotation.

• Simulation avec variation de la charge:

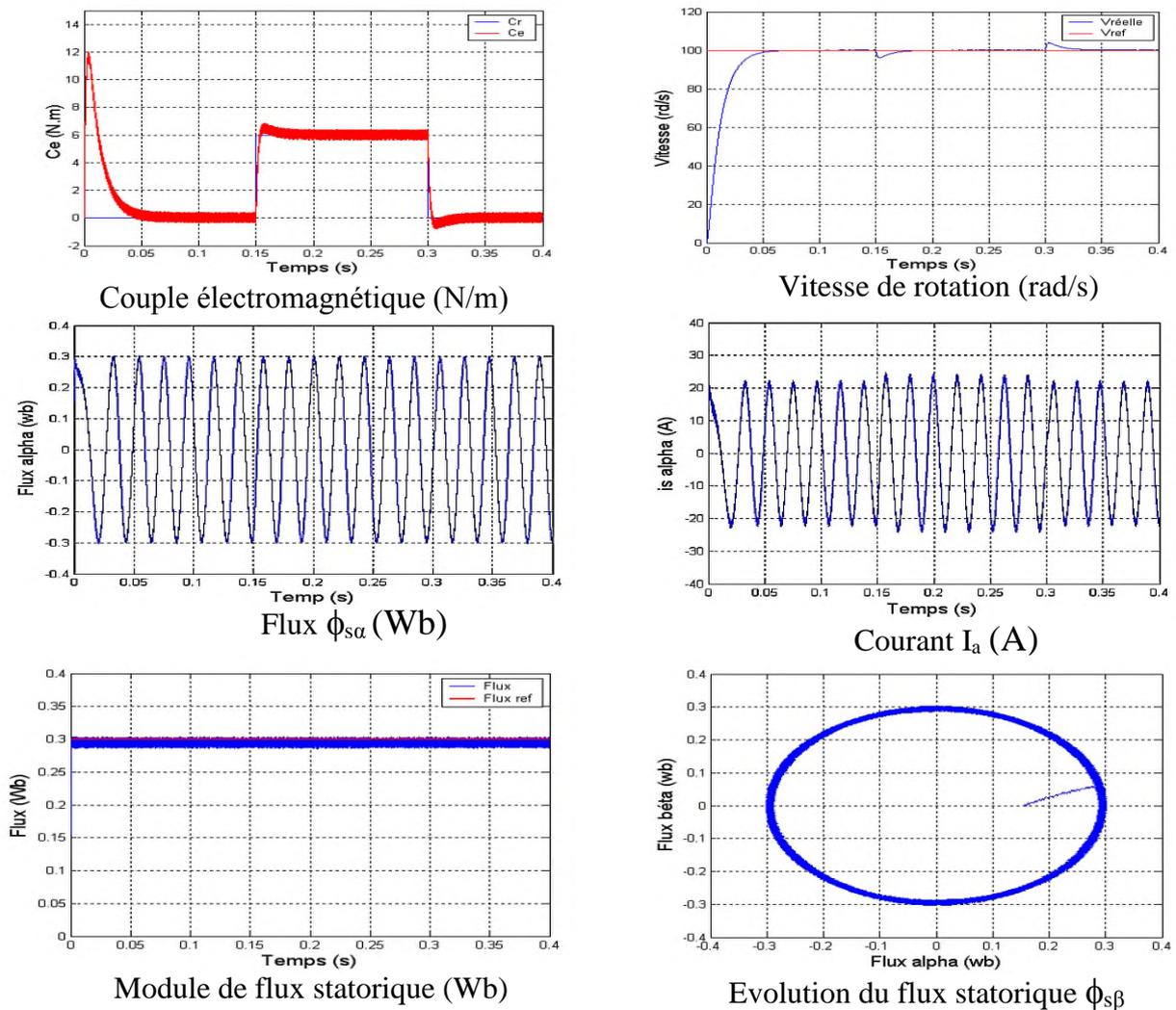


Fig. (III.*):** Les résultats de simulation de la DTC du MSAP avec variation de la charge.

III-13-Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté le principe de la commande directe du couple et du flux appliqué au moteur synchrone à aimants permanents en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI dont les paramètres sont calculés sur la base analogique.

On peut conclure que la DTC présente de bonnes performances dynamiques et statiques. En revanche, l'évolution des deux grandeurs commandées (le flux et surtout le couple) présentent des fluctuations, c'est l'inconvénient majeur de ce type de commandes.

Conclusion générale

Conclusion générale :

Le travail présenté dans cet article porte sur les performances du contrôle direct du couple (DTC) des moteurs synchrones à aimants permanents en tant que solution aux problèmes rencontrés dans le contrôle vectoriel par sens d'écoulement (FOC). Les paramètres de la machine changent, aucun capteur de position n'est nécessaire. De plus, il offre de nombreux avantages significatifs par rapport au contrôle vectoriel. Nous avons introduit le contrôle des moteurs synchrones à aimants permanents à travers deux structures de contrôle différentes : Le contrôle vectoriel de flux directionnel (FOC), qui est actuellement la technologie de contrôle de vitesse la plus largement utilisée. Grâce à cette technologie de contrôle, le découplage entre le flux moteur et le couple peut être réalisé, de sorte que le contrôle de la vitesse sera plus simple.

Et le contrôle direct de couple (DTC) Pour mettre en œuvre ce contrôle (DTC), il faut connaître l'estimation des variables d'état de flux et de couple. Comparé aux changements de paramètres et à une dynamique très rapide, le contrôle DTC classique montre plus de simplicité et de robustesse. Le principe de cette stratégie a été présenté en détail, et le principe de régulation du flux magnétique et du couple électromagnétique a été expliqué. Ce type de commande est sans aucun doute une solution très prometteuse aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans la commande vectorielle orientée flux rotorique. Dans ce cas, des résultats de simulation (utilisant Matlab/Simulink) sont fournis pour vérifier ces stratégies de contrôle.

Finalement avoir une meilleure appréciation des résultats obtenus, par les deux techniques de commande, on a développé une étude comparative des performances statiques et dynamiques. Pour pouvoir par la suite faire un choix du type de commande suivant les spécifications de l'application envisagée. Ou on a donné une contribution pour une comparaison détaillée entre ces deux techniques de contrôle, en insistant sur leurs avantages et leurs inconvénients.

Nous concluons que la commande DTC est la mieux adaptée (variation de la charge) et les réponses sont plus rapides par rapport à la commande FOC.

Perspectives

- > L'utilisation des régulateurs mixtes (modes glissant, logique floue).
- > Pour la commande DTC, plusieurs améliorations peuvent être apportées, à savoir :

L'utilisation des onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utiles, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique et la fréquence de commutation.

Application de la commande non-linéaire à la machine synchrone à aimants permanents.

Référence

Référence:

- [1] T.Ziane, H. Rekioua « Commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur mécanique avec prise en compte du temps mort de l'onduleur»,3ème Séminaire National en Génie Électrique 29-31/10/2002, Université de Batna
- [2] A. Ameer "Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants doté d'un observateur d'ordre complet à mode glissant".mémoire de magister en électrotechnique université de Batna, 2003.
- [3] N.BOUNASLA « Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents », Thèse de magistère, Université de Ferhat ABBAS Sétif-1 2014.
- [4] B. Malika « Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone», Mémoire de Magister, Université de Batna, 2008.
- [5]:B.Amet,M.Jufer,MotorShort-Circuit on Vehicles with multiple drives,proceedings on CD ROM,EVS 1998,Brussels (Belgium) ,September 1998.
- [6]:F.Barrét Regimes transitoires des machines électriques,Collection des etudes de recherches, Edition Eyrolles, Paris, 1982
- [7]: This is the IEEE reprinting of a book previously published by John Wiley & Sons, Inc. under the title *Power System Stability, Volume III: Synchronous Machines*. 1956 by Edward Wilson Kimbark
- [9] G. Séguier, F. Notelet, « Électricien industriel », Tééh et al., 1987.
- [10] : M. Kostenko et L. Piotrovski, "Motors: AC Motors", Volume II, 3rd Edition, MIR Edition, 1979. A. Ivanov-Smolensky, "Motor", édition MIR, 1982.
- [11] : G. R. Slemon, « Motors and Drivers », Addison-Wesley Publishing Company, 1992.
- [12] : Cours d'électricité 2-Génie électrique "Alternateur synchrone", Mesure I.U.T Département de Physique, Université de Montpellier 2. L'année académique 2008-2009.
- [13] A. Fouillé, "Electrical Engineering for Engineers: Electric Motors", Tome II, édition Dunod, 1957.

- [14] : Jaque Degauque « Aimants Permanents, Matériaux et Application ».Technique D'ingénieur, Volume D. 2. II.
- [15] : A. Selloum « Commande Equivalente en Vitesse et en Position d'une MSA P » PFE. Université Farhat Addes. Sétif 2002.
- [16] M. Ezzat « Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents »Thèse de Doctorat, École centrale de Nantes, 2011
- [17] N.BOUNASLA « Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents », Thèse de magistère, Université de Ferhat ABBAS Sétif-1 2014.
- [18] C. Bouchereb « Contrôle direct du couple des machines synchrones ». Thèse de magistère en électrotechnique, université de Batna, 2005.
- [19] MESLOUB. H, " *Commande DTC Prédictive D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents*", Thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra, 2016
- [20] N. Bernard, " *Machine Synchrone : de la Boucle Ouverte a l'Autopilotage*", Revue 3EI, septembre 2002, pp.24-39.
- [21] G. Lacroux "Actionneurs électriques pour la robotique et les asservissements" Lavoisier, 1995
- [22] : [DAMIEN BIDART, « commande coopérative des systèmes mono convertisseurs multi machines synchrones », thèse doctorat en génie électrique, délivré par l'institut national polytechnique de Toulouse, 1 juin 2011]
- [23] : [BOUCHAHED ADEL « amélioration de la gamme de vitesse du moteur synchrone a vitesse variable » mémoire de magister en électromécanique, université Badji MokhtarAnnaba, 2009]
- [24] L. Dalila "Commande non linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents" Thèse de magistère en électrotechnique université de Batna, 2009
- [25] A. Saiad "Commande à structure variable d'un système d'entraînement électrique" Mémoire de Magister, université de Batna, 2002.

- [26] F. benchabane " Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering" Mémoire de magister, université de Biskra, 2005
- [27], C. Bouchereb "Contrôle direct du couple des machines synchrones".mémoire de magister en électrotechnique, université de Batna, 2005.
- [28] H. Ziane "commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents avec compensation de temps mort de l'onduleur, commande sans capteur mécanique" mémoire de magister de université de Bejaia 2001.
- [29] P. Pwgasan, R. Knshnan "Modeling of Permanent Magnet Motor Drives". IEEE transactions on industrial electronics, vol. 35, n° 4, November 1988.
- [30] L. Lasse "Analysis of torque and speed ripple producing non-idealities of frequency converters in electric drives". Soumis une thèse de doctorat scientifique (technique) à l'Auditorium 1382, University of Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta, Finlande le 5 novembre 2004, et a obtenu l'autorisation appropriée d'examen public et de critique
- [31] R .Abdessemed, M. Kadjouj "Modélisation des machines électriques". Presse de l'université de Batna 1997.
- [32] G. Lacroux "Actionneurs électriques pour la robotique et les asservissements" Lavoisier, 1995
- [33] BENBRAHIM Amel, "*Commande Prédictive Généralisée d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents* ", thèse Magistère Université de BATNA 2009.
- [34] Carlos D.A.M, « Contrôle direct du couple des moteurs asynchrones assuré par des convertisseurs multiniveaux à fréquence appliquée », « Thèse de doctorat » Institut National de Technologie de Toulouse, 15 décembre 2000.
- [35] Caron J.P, Hautier J.P, ``Modélisation et contrôle des moteurs asynchrones" Édition 1995.
- [36] Ismail E, "Contrôle haute performance des moteurs asynchrones sans capteurs de vitesse par contrôle direct du couple." Thèse de doctorat de l'Institut national de recherche Institut de Technologie de Toulouse, mars 1999.

- [37] Chapuis Y.A, Roye D, Courtine S, "Contrôle direct du couple d'un moteur asynchrone en contrôlant directement le flux statorique", J. Phys. III France 5 (1995) 863-880. juin 1995.
- [38] CHEMMOURI Boudjemaa "*Commande Non-Lineaire D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents*", Diplôme D'ingenieur D'etat En Genie Electrotechnique Université Mohamed Boudiaf De M'sila 2005.
- [39] KHOV Makara "*Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents*", Thèse Doctorat De L'université De Toulouse 2009.
- [40] MESLOUB. H, " Commande DTC Prédictive D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents", Thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra, 2016.
- [41] Casadei, D.; Profumo, F.; Serra, G.; Tani, A "FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control ", Power electronics, IEEE Transactions on volume 17, issue 5, Sep 2002 page(s): 779 – 787.
- [42] J.FAIZ, M.B.B.SHARIFIAN, A.KEYHANI, and A.B.Proca, " Sensorless direct torque control of induction motors used in electric vehicle ", vol.18, NO.1, IEEE Transactions on Energy Conversion, March 2003.
- [43] B. Mokhtari "Implantation de la DTFC par des Techniques de l'Intelligence Artificielle Neuronale et Floue : Application à la Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs de Tension à deux et trois Niveaux", Mémoire de Magister, Université de Batna, 2004.
- [44] Lachtar Salah, " Commande à Structure Variable d'un Moteur Synchrone à Aimant Permanent (MSAP)", mémoire de Magister, Université de Annaba 2006.
- [45] J.C.TROUNCE, S.D.ROUND, R.M.DUKE " Evaluation of direct torque control using space vector modulation for electric vehicle applications ", University of Cacterbury, New Zealand.
- [46] R. Toufouti," Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone", Thèse de doctorat, Université de Constantine, 2008
- [47] M. Kadjoudj, C. Ghennai, C. Bouchareb, and N. Golea, "Variable Band Hysteresis Controller for Direct Torque Control of PMSM Drive", In Proceedings of MS'02 conference, Girona, Spain 2002.

- [48] P. A. Arias, "Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors", Thèse de Doctorat, Université de Catalunya, Espagne, 2000.
- [49] Akkouchi Kamel, "Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone ", Mémoire de Magister, Université Badji Mokhtar d'Annaba, 2007.
- [50] Z. Rabah, " Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux", Thèse de doctorat de l'ENP El-Harrach, 2007.
- [51] M. Staebler, "TMS320F240 DSP solution for obtaining resolver angular position and speed", Texas Instruments, Application report, Feb. 2000.
- [52] Benaissa Malika, " Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone ", Mémoire de Magister, Université de Batna, 2008.
- [53] C. Carlos, "Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone 1", Edition Hermes Science Europe, 2000.
- [54] Merzoug Med Salah, " Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)", Mémoire pour Obtenir le diplôme de Magister en Électrotechnique.
- [55] : T. A. C hap i u s. " C o m m a n d e D i r e c t e d u C o u p l e d ' u n e M a c h i n e A s y n c h r o n e p a r l e C o n t r ô l e D i r e c t d e s o n F l u x S t a t o r i q u e « . T h è s e d e D o c t o r a t d e l ' I N P d e G r e n o b l e . F r a n c e 1996.
- [56] : B. Mkhari. « Implantation de la DTFC par des techniques de l'Intelligence Artificielle Neuronale et Floue ». Thèse de Mgister. Université de Batna .2004
- [57] . M. Kadjoudj and C. Ghennei .” V a r i a b l e B a n d H y s t e r e s i s C o n t r o l l e r f o r D i r e c t T o r q u e C o n t r o l o f P M S M D r i v e “ . I n P r o c e e d i n g s o f M S 0 2 c o n f e r e n c e . G i r o n a . S p a i n 2002
- [58] . J. Luukko. “ D i r e c t T o r q u e C o n t r o l o f P e r m a n e n t M a g n e t s y n c h r o n o u s M a c h i n e - A n a l y s i s a n d I m p l e m e n t a t i o n “ . d o c t o r a t e t h e s i s . F i n l a n d . 2000.
- [59] : C. Carlos. « Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande Des Moteurs Asynchrone ». Edition Hermes Science Europe. 2000

[60] . M . F R ahm an . L . Z ho ng. A nd M . E H aque “V o ltage S w itching T ables fo r D T C C o ntro lled Interio r P erm anent M agnet M oto r”. S pecial Issue o n P o w er Engineering.Vol.20.No.1 Australia.2000.

[61] JACQUES RICHALET, « commande prédictive». Technique de l'ingénieur. Doc R7423.

[62] R. Lateb "Commande prédictive généralisée d'un moteur synchrone à aimant permanent", Mémoire De magister, Ecole Militaire Polytechnique EMP Alger, 2001.

Annexé

Annexé

Tous les résultats sont testés par simulation numérique dans l'environnement MATLAB/SIMULINK en utilisant les méthodes de discrétisation Range-kutta

1-Paramètre du moteur synchrone à aimants permanents étudié :

Fréquence: 50Hz

tension d'alimentation 220/380V

Nombre de paires de poles 3

Résistance statorique 0.6 Ω

Inductance longitudinale L_d 0.0014 H

Inductance transversale L_q 0.0028 H

Flux d'aimant 0.2 web

Coefficient de frottement 0.0014 N.m.s/rad

Nombre complexe 0.02

Inertie 0.00208kgm²

Pour la commande vectorielle (FOC) et la commande directe du couple (DTC)

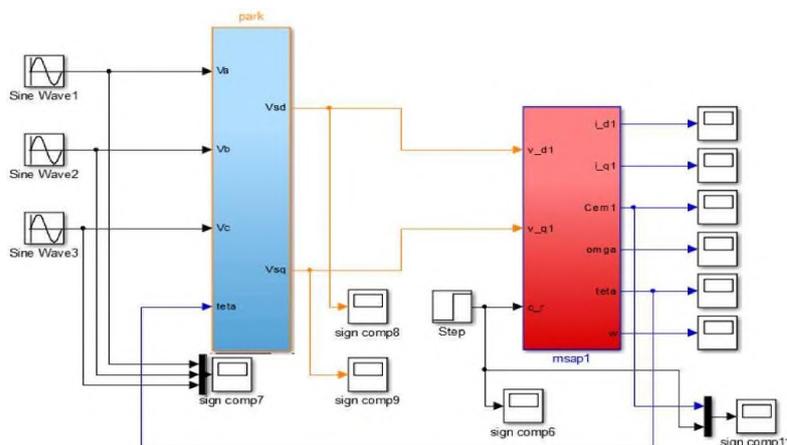


Schéma Simulink de la MSAP alimentée en tension

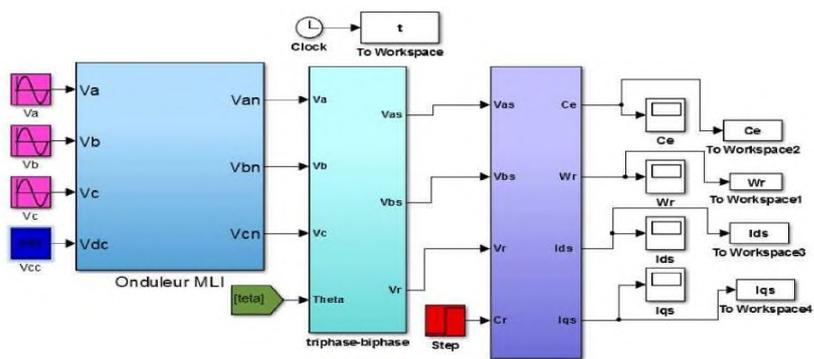
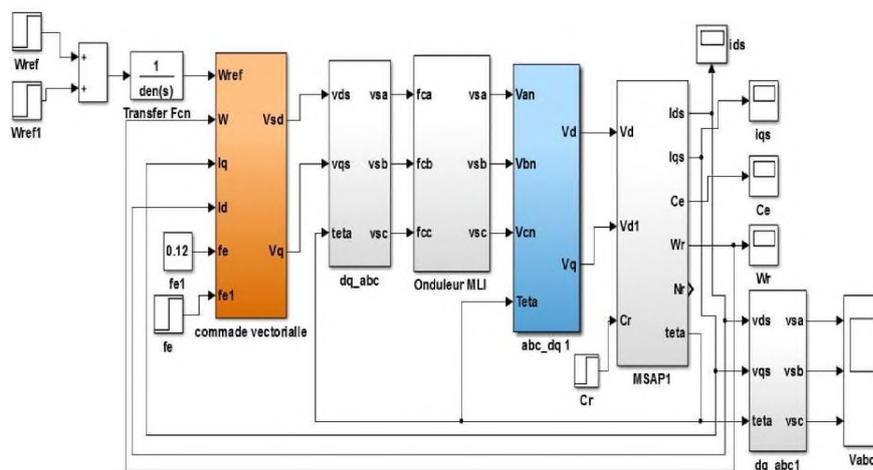


Schéma Simulink de la MSAP alimentée par onduleur



Commande Vectorielle applique à la MSAP sur Matlab Simulink

ملخص:

يركز عمل الذاكرة في نهاية الدراسة هذا على التحكم الدائم في جهاز DTC المتزامن للمغناطيس (MSAP). نظرية التحكم المباشر عزم الدوران كانت ناجحة جدا في السيطرة على المحرك التعريفي. وقد بذلت العديد من المحاولات لتنفيذ فكرة DTC من المحرك التعريفي في MSAP منذ 1990. The DTC يتحقق عن طريق اختيار ناقلات الجهد المناسبة وفقا لحالة التحول من العاكس التي تحددها إشارات الخطأ من وصلة تدفق المرجعية وعزم الدوران مع قيمتها الفعلية تقاس عن طريق حساب في علامة ثابتة من خلال الكشف بسيطة من الجهد الحركي أو التيارات. هذا العمل يجعل من الممكن لنموذج ومحاكاة "تحت Matlab Simulink" السيطرة المباشرة على عزم الدوران DTC تطبيقها على MSAP. وأخيرا، تتم مقارنة نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها من خلال مكافحة ناقلات التدفق الموجهة (FOC).

Résumé :

This end-of-study memory work focuses on permanent magnet synchronous machine (MSAP) DTC control. The theory of direct torque control has been very successful in the control of the induction motor. Many attempts have been made to implement the idea of DTC of the induction motor at MSAP since [1990.The](#) DTC is achieved by selecting the appropriate voltage vector according to the switching state of the inverter determined by the error signals of the reference flow link and the torque with their actual value measured by calculating in the fixed mark by simple detection of the motor voltage or currents. This work makes it possible to model and simulate "under Matlab Simulink" the direct control of the DTC torque applied to the MSAP. Finally, the simulation results obtained are compared by the oriented flow vector control (FOC).

Résumé :

Ce travail de mémoire de fin d'étude s'intéresse à la commande DTC de machine synchrone à aimants permanent (MSAP). La théorie du contrôle direct du couple a connu un grand succès dans le contrôle du moteur à induction. De nombreuses tentatives ont été faites pour mettre en œuvre l'idée de DTC du moteur à induction à MSAP depuis 1990. Le DTC est réalisé en sélectionnant le vecteur de tension approprié en fonction de l'état de commutation de l'onduleur déterminé par les signaux d'erreur de la liaison de flux de référence et du couple avec leur valeur réelle mesurée en calculant dans le repère fixe par simple détection du moteur tension ou courants. Ce travail permet de modéliser et simuler « sous Matlab Simulink » la commande directe du couple DTC appliquée à la MSAP. Enfin les résultats de simulation obtenus sont comparés par la commande vectorielle à flux orienté (FOC).

Mots clés : Machines Synchrones à Aimants Permanents(MSAP), Commande vectorielle à flux orienté (FOC), Commande directe du couple (DTC)
