



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

Modélisation, Simulation et commande  
de la machine synchrone à aimant  
permanent « MSAP »

Devant le jury composé de :

-  
-  
-

Présenté par :

- Dameche Mohammed Hafnaoui  
- Cherrahi Ali  
- Kote Mohammed Elhabib

2020-2021

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

قَالَ رَبِّ اشْرِكْ لِي صِدْقًا وَسِيرًا لِي أَمْرًا  
وَاحِدًا عَقْدَةً مِنْ لَدُنِّي يَتَّقِيهَا قَوْلًا

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

وَقَالَ  
رَبِّ زِدْنِي عِلْمًا

# الهدى

بسم الله و الصلاة و السلام على سيدنا و حبيبنا و قدوتنا محمد صلى الله عليه و سلم.

و صلبر حلتى الجامعية ربما الى محطتها الاخرة بعد تعب و مشقة. و ها انا اختم بحبى تفرجى بكل هممة و نشاط و

الحمد لله.

و امتن بعد الله سبحانه و تعالى لكل من كان له فضل فى مسيرتى الجامعية و ساعدنى و لو باليسير.

و اقدم هذا العمل الى والدى الكريمين و الى زوجتى و ابنائى خديجة. زيد و مودة و الى اخوتى و اخواتى و

كل احبابى و اصدقائى.

دعمش محمد حفناوى

# الهدى

بسم الله و الصلاة و السلام على سيدنا و حبيبنا و قدوتنا محمد صلى الله عليه و سلم.

وصلت رحلتي الجامعية ربما الى محطاتها الاخيرة بعد تعب و مشقة. و ها انا اختم بحمد تفرجي بكل هممة و نشاط و

الحمد لله.

و امتن بعد الله سبحانه و تعالى لكل من كان له فضل في مسيرتي الجامعية و ساعدني و لو باليسير.

و اقدم هذا العمل الى والدي الكريم و زوجتي و ابنائي و الى اخوتي و اخواتي و كل احبابي و اصدقائي.

شراحي علي

# الهدى

بسم الله و الصلاة و السلام على سيدنا و حبيبنا و قدوتنا محمد صلى الله عليه و سلم.

وصلت رحلتي الجامعية ربما الى محطاتها الاخيرة بعد تعب و مشقة. و ها انا اختتم بحمد تفرجي بكل همة و نشاط و

الحمد لله.

و امتن بعد الله سبحانه و تعالى لكل من كان له فضل في مسيرتي الجامعية و ساعدني و لو باليسير.

و اقدم هذا العمل الى والدي الكريمين و الى اخوتي و اخواتي و كل احبابي و اصدقائي.

كوت محمد الحبيب

# عرفان و امتنان

بسم الله و الصلاة و السلام على سيدنا و حبيبنا و قدوتنا محمد صلى الله عليه و سلم.

اول من يشكر و يحمد انا الليل و اطراف النهار هو الله الواحد القهار ذو المنة و العطاء. ثم الشكر و التقدير الى كل اساتذتنا الكرام الذين حرسونا. و نخص بالذكر الاساتذة المؤطرين الاستاذ قبة حسام الدين و الاستاذ معزم عبد الكريم. كما نتقدم بالشكر للاستاذ لبيض شعيب. الاستاذ جفراجه علاء الدين. الاستاذ فوج ايوب و الاستاذ قرفي يوسف. و الشكر موصول لكل من نصحننا و قدم لنا المساعدة و لو باليسير.

دعشم محمد حفناوي

شراحي علي

كود محمد الحبيب

**Sommaire :**

اهداء.....	
اهداء.....	
اهداء.....	
عرفان و امتنان.....	
Sommaire.....	
Table de matières.....	I
Nomenclature.....	VI
Liste des figures.....	VIII
Liste des tableaux.....	X
Introduction générale.....	1
Chapitre I Généralités Et L'état De L'art Des Machines Synchrones A Aimants Permanents...	3
Chapitre II Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent.....	27
Chapitre III Commande Vectorielle du MSAP.....	67
Conclusion générale.....	84
Bibliographie.....	
Annexes.....	
Résumé.....	

## Table de matières

### Chapitre I GENERALITES ET L'ETAT DE L'ART DES MACHINES SYNCHRONES

<b>A AIMANTS PERMANENTS.....</b>	<b>3</b>
I.1 Introduction : .....	4
I.2 Définition :.....	5
I.3 Constructions et types de MSAP :.....	5
I.4 Typologies des rotors : .....	6
I.4.1 Structures à flux radial (RFPM) :.....	7
I.4.2 Structures à flux axial (AFPM) :.....	11
I.5 Structure des stators :.....	11
I.6 Principe de fonctionnement :.....	13
I.7 Méthodes de couplage la synchronisation du MSAP :.....	14
I.7.1 Moteur d'entraînement auxiliaire :.....	14
I.7.2 Démarrage de ligne (line start) :.....	15
I.7.3 Convertisseur statique : .....	16
I.8 Modes de fonctionnement : .....	16
I.8.1 Caractéristiques les deux modes : .....	16
I.8.2 Les quatre quadrants : .....	17
I.8.3 Mode moteur :.....	19
I.8.4 Mode générateur :.....	20
I.9 Les matériaux d'aimant permanent : .....	20
I.9.1 La céramique (ferrite) : .....	21
I.9.2 Le samarium-cobalt :.....	21
I.9.3 Néodyme-fer-bore (NdFeB) :.....	21
I.9.4 Alnico :.....	21
I.9.5 Caractéristiques des aimants permanents :.....	22
I.10 Les avantages et les inconvénients du MSAP :.....	23

I.11	Domaines d'application :.....	24
I.11.1	L'aéronautiques et astronautiques :.....	24
I.11.2	Les véhicules électriques (VE) :.....	24
I.11.3	L'industrie :.....	25
I.11.4	L'informatique et le domaine médicale : .....	25
I.11.5	Les appareils domestiques :.....	25
I.11.6	L'énergie renouvelable :.....	25
I.12	Conclusion :.....	25
<b>Chapitre II MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANT</b>		
<b>PERMANENT ..... 27</b>		
II.1	Introduction : .....	28
II.2	La modélisation : .....	28
II.3	Autopilotage (capteur de position) :.....	29
II.4	Modes d'alimentions : .....	30
II.4.1	Cyclo convertisseur :.....	30
II.4.2	Le convertisseur statique :.....	30
II.4.3	Commande en courant :.....	31
II.4.4	Commande en tension : .....	31
II.5	Mode machine : .....	32
II.6	Équations de fonctionnaires de la MSAP :.....	33
II.7	Les équations de MSAP dans le repère (abc) :.....	33
II.7.1	Les équations électriques : .....	33
II.7.2	Les équations magnétiques : .....	34
II.7.3	L'équation mécanique :.....	35
II.8	Transformation de Park et modélisation dynamique d-q : .....	36
II.8.1	Le repéré d-q : .....	36
II.8.2	Transformation de Park :.....	37

II.8.3	Mise en équation de transformation de Park : .....	37
II.8.4	Les équations des tensions : .....	39
II.8.5	Les équations des flux : .....	39
II.9	Circuit équivalent du MSAP : .....	39
II.10	L'expression de couple électromagnétique : .....	40
II.11	Modélisation sous la forme d'états de la MSAP : .....	42
II.12	Modélisation de l'association convertisseur–MSAP : .....	44
II.12.1	Définition de l'onduleur : .....	44
II.12.2	Modélisation de l'onduleur : .....	45
II.12.3	Commande de l'onduleur par MLI "Sinus-triangle" : .....	47
II.12.4	Commande de l'onduleur par la technique de MLI Vectorielle : .....	49
II.12.5	Principe de MLI vectorielle : .....	53
II.13	Techniques de commande a MSAP : .....	59
II.13.1	Les commandes classiques : .....	59
II.13.2	Les commandes modernes « intelligente » : .....	60
II.14	Résultats de simulation : .....	62
II.14.1	Alimentation par réseau : .....	62
II.14.2	Alimentation par un onduleur de tension : .....	65
II.15	Conclusion : .....	67
<b>Chapitre III</b>	<b>COMMANDE VECTORIELLE DU MSAP.....</b>	<b>68</b>
III.1	Introduction.....	69
III.2	Principe de la commande vectorielle : .....	69
III.3	Avantages et Inconvénients de la commande vectorielle : .....	70
III.3.1	Avantages de la commande vectorielle : .....	70
III.3.2	Inconvénients de la Commande vectorielle : .....	70
III.4	Technique de découplage : .....	70
III.5	Découplage par compensation : .....	71

III.6	Synthèse des différents régulateurs :.....	73
III.6.1	Description du système global : .....	73
III.6.2	Calcul des régulateurs : .....	73
III.6.3	Régulation du courant $I_q$ : .....	75
III.6.4	Régulation du courant $I_d$ :.....	76
III.6.5	Régulation de vitesse :.....	77
III.7	Résultats de simulation : .....	79
III.7.1	Essai à vide et en charge : .....	79
III.7.2	Essai de variation de vitesse :.....	82
III.7.3	Essai inversion de sens de rotation :.....	84
III.8	Conclusion : .....	86

## Nomenclature :

$a, b, c$	Axes liés aux enroulements triphasés
$d, q$	Axes de référentiel de Park
$\alpha, \beta$	Axes de référentiel statorique
$\theta$	Angle entre le stator et le rotor
$\theta_{geo}$	Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator)
$V_a, V_b, V_c$	Tension statorique phase (a,b,c)
$V_s$	Tension statorique
$I_a, I_b, I_c$	Courant statorique phase a, b, ou c
$R_s$	Résistance statorique
$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$	Flux statorique phase a, b, ou c
$\varphi_{ma}, \varphi_{mb}, \varphi_{mc}$	Les composantes des flux qui traversent les phases fournies par les aimants permanents
$V_d, V_q$	Tension statorique sur l'axe d et l'axe q
$e_d, e_q$	Termes de découplages
$I_d, I_q$	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
$\varphi_d, \varphi_q$	Flux statorique sur l'axe d et l'axe q
$V_\alpha, V_\beta$	Tension statorique sur l'axe $\alpha, \beta$
$L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}$	Les inductances propres de stator
$L_{ab}, L_{bc}, L_{ac}$	Les inductances mutuelles entre les trois phases de stator
$\varepsilon$	Rapport de saillance
$L_d, L_q$	Inductances d'axe directe et d'axe quadrature.
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de Park
$[P(\theta)]^{-1}$	Matrice inverse de transformation de Park
$K_{pi}, K_{p\omega}$	Coefficient de l'action proportionnelle du régulateur respectivement de courant et de vitesse.
$K_{ii}, K_{i\omega}$	Coefficient de l'action intégrale du régulateur respectivement de courant et de vitesse.
$\omega$	Vitesse mécanique de la machine
$\omega_r$	Vitesse électrique
$C_e$	Couple électromagnétique délivré par le moteur

---

$C_r$	Couple résistant
$N_s$	Vitesse de rotation (tour/min).
$f$	Fréquence d'alimentation (Hz).
$p$	Nombre de paires de pôles
$J$	Moment d'inertie du moteur
$f_r$	Coefficient de frottement visqueux
$P$	la puissance active délivrée par le moteur
$V_{eff}$	La tension efficace mesurée aux bornes de la machine
$I_{eff}$	Le courant efficace mesurée aux bornes de la machine
FMM	la force magnétomotrice
$\cos \varnothing$	Facteur de Puissance
$\varnothing$	Le déphasage entre le courant et la tension
$\varphi_m$	Flux d'aimant permanent
$e(t)$	la force électromotrice (fem) en volts, aux bornes d'un enroulement statorique
$n$	Nombre de conducteurs d'un enroulement statorique
$K$	Coefficient de Kapp (environ 2,22)
$V_{dc}$	La tension de la source continue

**Liste de figures :**

**Figure I.1** Moteur synchrone a aimant permanent

**Figure I.2** Différents types de moteurs synchrones

**Figure I.3** Typologies de flux

**Figure I.4** MSAP en surface

**Figure I.5** MSAP encastrée

**Figure I.6** MSAP à rayons (concentration de flux)

**Figure I.7** MSAP enterrées

**Figure I.8** PM-synRM

**Figure I.9** Positionnement des aimants permanents dans le PM-synRM

**Figure I.10** Machines discoïdales à flux axiale

**Figure I.11** Les enroulements distribués

**Figure I.12** Les enroulements concentrés

**Figure I.13** MSAP à démarrage direct avec cage de rotor

**Figure I.14** Différents états du MSAP, vitesse et couple

**Figure I.15** La vitesse et du couple du moteur pendant chaque période

**Figure I.16** différentes positions du moteur de VE.

**Figure I.17** Illustration d'une courbe B-H des aimant

**Figure I.18** Caractéristiques de démagnétisation des AP commun matériaux

**Figure I.19** Distribution de différentes technologies des machines électriques pour les VEs et les HVEs (2008-2013)

**Figure II.1** Les référentiels rotatifs synchrones (d-q) et stationnaires ( $\alpha$ - $\beta$ ) d'un MSAP

**Figure II.2** Auto pilotage (capteur de position)

**Figure II.3** Moteur synchrone commandé par cyclo convertisseur

**Figure II.4** Circuit du commutateur

**Figure II.5** Onduleur de tension associé à la MSAP

**Figure II.6** Axes de repère (a,b,c) Et le repère d,q pour le MSAP

**Figure II.7** Circuit équivalent de MSAP

**Figure II.8** Schémas bloc de MSAP

**Figure II.9** Bloc diagramme de la MSAP dans le référentiel (d, q).

**Figure II.10** Schéma de l'association MSAP – Onduleur triphasé de tension à deux niveaux

**Figure II.11** Représentation d'un onduleur triphasé de tension à deux niveaux

**Figure II.12** Principe de la commande par MLI sinus-triangle

- Figure II.13** Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur
- Figure II.14** Configurations réalisables par un onduleur triphasé
- Figure II.15** Projection du vecteur de tension dans le secteur n°1
- Figure II.16** Représentation de la topologie 1 dans le plan ( $\alpha$ ,  $\beta$ ).
- Figure II.17** Projection des vecteurs de tension  $V_{AN}$ ,  $V_{BN}$ ,  $V_{CN}$  sur le plan ( $\alpha$ ,  $\beta$ )
- Figure II.18** L'algorithme pour déterminer « i ».
- Figure II.19** Production du vecteur de tension dans le secteur n°1
- Figure II.20** Vecteurs à appliquer pour chaque secteur
- Figure III.1** Découplage par compensation
- Figure III.2** Commande découplée
- Figure III.3** Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP
- Figure III.4** Régulateur PI
- Figure III.5** Boucle de régulation du courant  $I_q$
- Figure III.6** Boucle de régulation du courant  $I_d$ .
- Figure III.7** Boucle de régulation de vitesse.
- Figure III.8** Boucle de régulation de vitesse
- Figure III.9** Résultats de simulation du MSAP à vide
- Figure III.10** Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application une charge (10 N.m) à  $t = 0.5$  s
- Figure III.11** Réponse de la commande pour une variation de la vitesse de référence à  $t=0.25$ s, (334 à 484 rad/s) et charge 10 N.m à  $t= 0.5$ s
- Figure III.12** Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation en  $t=0.25$ s avec une charge (10 N.m) a  $t=0.5$ s

## Liste des tableaux

**Tableau I.1** Caractéristique de MSAP en mode moteur

**Tableau I.2** Propriétés comparatives des matériaux PM

**Tableau II.1** États de commutation (interrupteurs) de l'onduleur à deux niveaux

**Tableau II.2** Les différents états de l'onduleur

**Tableau II.3** Calcul du temps de commutation pour chaque secteur

## **Introduction générale :**

Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) ont été utilisées dans diverses applications en raison de leur densité de puissance élevée, de leur faible inertie, de leur grande fiabilité, de leur réponse rapide et de l'absence d'exigences de maintenance, et cela grâce aux aimants permanents qui ont connu un grand développement aux dernières années en termes de qualité et de méthodes de fixation au rotor. Les MSAP ont des enroulements uniquement dans le stator et ne nécessitent aucune excitation de champ, et ils sont commandé électroniquement en utilisant la position du rotor pour alimenter les enroulements de manière appropriée. La position du rotor est détectée à l'aide de capteurs à effet Hall intégré dans le stator. Les MSAP nécessitent moins d'entretien, ils ont donc une durée de vie plus longue, et présentent plusieurs avantages par rapport aux autres machines tournantes traditionnellement utilisés le courant alternatif.

Malgré ses avantages, la commande idéale du MSAP (la séparation entre la commande de la vitesse et du couple) reste l'un des obstacles, et ceci est dû au couplage naturel entre le courant et le flux. Et en plus la perte de propriété magnétisante de l'aimant permanent en raison de la température élevée à l'intérieur de la machine. Ainsi que le prix des aimants permanents qui est relativement élevé.

La commande de MSAP à haute performance est régulée par la méthode de commande vectorielle bien connue, dans laquelle les courants du moteur sont contrôlés dans un repère  $d-q$  à rotation synchronisme. La position du rotor à tout instant (mesurée par un capteur de position haute résolution ou estimée par un observateur) est l'exigence obligatoire de la méthode de commande vectorielle à haute performance.

Nous pouvons écrire les équations différentielles non linéaires de MSAP pour modéliser et puis simuler le MSAP dans le programme MATLAB, qui sont : grandeurs électriques (courants et tensions), grandeurs magnétiques (flux) et grandeurs mécaniques (couple). Les entrées du système sont les tensions provenant d'onduleur a le stator.

Dans ce mémoire, nous avons divisé le travail en trois chapitres :

Dans le premier chapitre, nous avons fourni des généralités sur les machines synchrones à aimants permanents, avec des explications détaillées sur toutes les pièces de cette machine. Ensuite, nous avons présenté un aperçu des aimants permanents et des méthodes pour les

installer sur le rotor, enfin les avantages et les inconvénients de MSAP, ainsi que ses domaines d'application.

Dans le deuxième chapitre, la modélisation du MSAP, la conversion le système moteur de triphasé à biphasé, via la transformation de Park, et également modélisé l'onduleur auquel nous avons appliqué la commande vectorielle (MLI et sinusoïdal) comme l'un des types de contrôle sélectionnés.

Dans le troisième chapitre, l'explication détaillée de la commande vectorielle, ainsi que la simulation de MSAP couplé avec l'onduleur MLI. Enfin, les résultats de la simulation de MSAP et les travaux effectués dans ce mémoire.

CHAPITRE I  
GENERALITES ET L'ETAT DE  
L'ART DES MACHINES  
SYNCHRONES A AIMANTS  
PERMANENTS.

## I.1 Introduction :

Le moteur à aimant permanent a été inventé en 1832 avant les moteurs à induction, mais il n'était pas populaire jusqu'à ce que les matériaux à aimant permanent commercial AlNiCo aient été produits en 1931. Cependant, les caractéristiques de démagnétisation facile ont limité son utilisation dans un moteur de grande puissance. Depuis les années 1970, l'utilisation d'aimants permanents aux terres rares (samarium-cobalt et NdFeB) a été une grande contribution au progrès des moteurs PM en raison de leur densité d'énergie plus élevée. Il a remplacé avec succès les autres moteurs dans une large plage de puissance allant de KWatts à MWatts dans de nombreux domaines d'application [1].

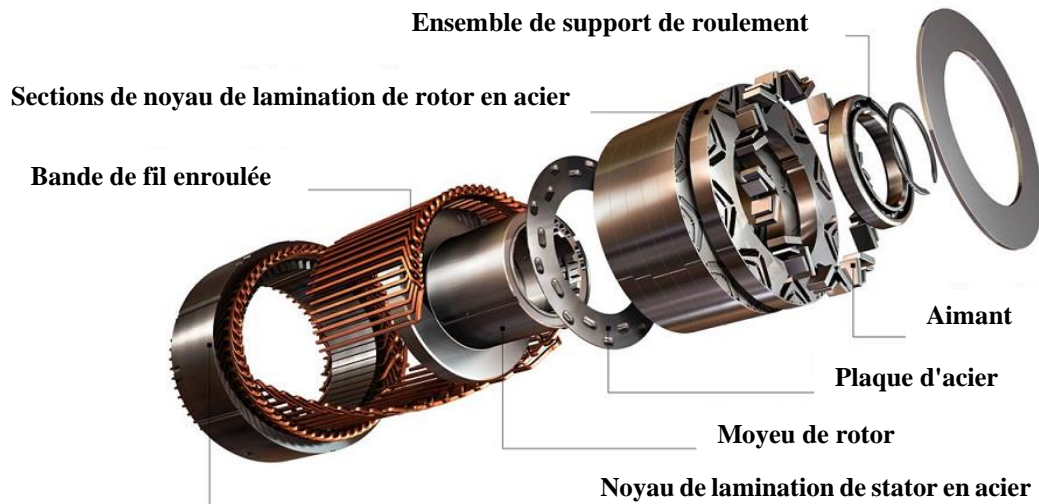
Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) ont été largement utilisés dans les robots, l'aérospatiale, les véhicules électriques et d'autres domaines industriels [2]. Où les aimants peuvent être placés de plusieurs façons sur le rotor, tel que les machines synchrones à haute densité de puissance ont des aimants permanent sur la surface avec orientation radiale alors que la version à aimant intérieur est prévue pour les applications à grande vitesse [3]. Ils ont aussi une EMF (force contre-électromotrice) sinusoïdale et les moteurs CC sans balais ont une EMF arrière trapézoïdale [4].

Les MSAP présentent des grands avantages en termes de qu'aucune puissance n'est requise pour le rotor et c'est ce qui rend la construction du rotor solide et fiable et améliorer la taille et l'efficacité. Ils ont aussi un rendement sont souvent supérieurs à 95% [1], de faibles coûts de maintenance et de facteur de puissance élevé par rapport aux autres moteurs électriques, et noter qu'ils ont un rapport couple / courant élevé. L'inconvénient est que l'excitation est de nature statique, de sorte que le concepteur doit soit choisir la forme et la disposition des aimants pour répondre aux exigences d'une charge spécifique, soit rechercher un compromis à usage général [5].

Dans ce chapitre, nous reviendrons plus en détail sur les machines synchrones, en termes de structure, de type de rotor et de principe de fonctionnement, en plus les modes de fonctionnement, et le domaine d'application de ces machines.

## I.2 Définition :

Les MSAP (Machines synchrones à Aimants Permanents) sont des convertisseurs d'énergie électromécaniques réversibles, où ils peuvent fonctionner soit comme des moteurs, soit comme des générateurs, et à travers les noms de ces machines, on constate que le rotor est un aimant permanent, de plus que le terme de synchronisation indique que le rotor tourne à la même vitesse que le champ magnétique tournant du stator [6].

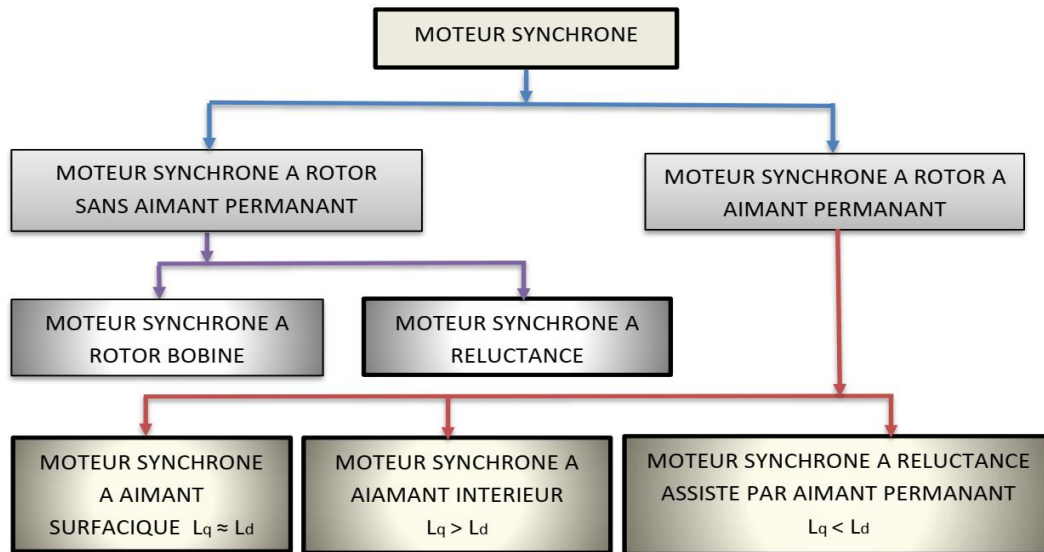


*Figure I.1 Moteur synchrone a aimant permanent*

Elles sont souvent connues sous le nom industriel « machines à courant continu sans balais », et ils peuvent également être utilisés principalement (mais pas exclusivement) comme des moteurs [5] [7]. Et sur cette base, notre étude se concentrera sur le moteur synchrone à aimant permanent (MSAP).

## I.3 Constructions et types de MSAP :

Un moteur synchrone à aimant permanent, comme tous les moteurs électriques rotatif se compose d'un rotor (la partie tournante) et d'un stator (la partie fixe), ce dernier se compose de trois bobines décalées par  $120^\circ$  l'une par l'autre et alimentés par une source de courant alternative.



*Figure I.2 Différents types des moteurs synchrones [8]*

La principale différence entre le MSAP et les autres moteurs électriques réside dans le rotor (l'aimant permanent), et aussi on trouve dans les moteurs synchrones conventionnelle que le rotor est bobiné et alimenté par une source de courant continue à travers des balais de glissement et de charbons, et c'est l'avantage qui distingue l'architecture du MSAP du reste des moteurs (sans balais de glissement et sans source d'alimentation de courant). Il a également une propriété de rapport de saillante, où ce rapport est le coefficient entre la valeur d'inductance d'axe direct «  $L_d$  » et la valeur d'inductance d'axe quadrature «  $L_q$  » [3], L'inductance d'axe de quadrature est toujours supérieure à celle de l'inductance d'axe direct dans les MSAP et se donne par la relation suivante :

$$\varepsilon = \frac{L_q}{L_d} \quad (1 - 1)$$

$L_d$  : c'est l'inductance le long de l'axe de l'aimant (c'est-à-dire l'axe direct) généralement appelée inductance d'axe direct.

$L_q$  : c'est l'inductance le long de l'axe quadrature électrique (ou perpendiculaire) à l'axe de l'aimant et appelé inductance de l'axe en quadrature [3]

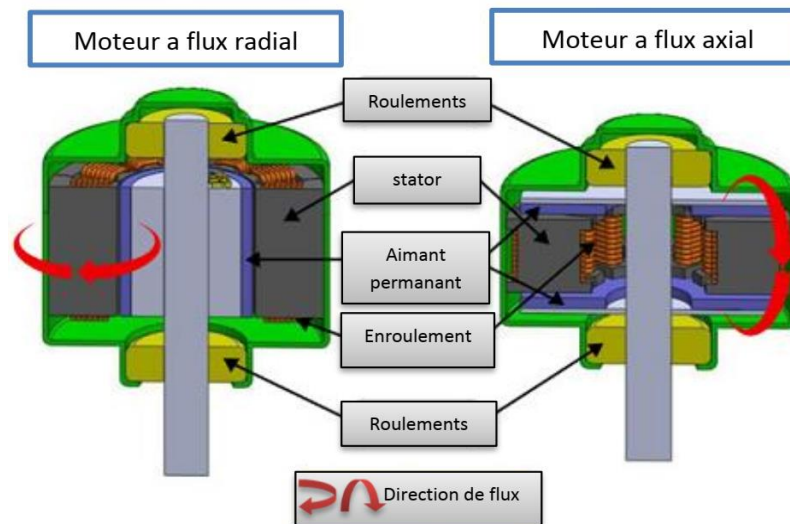
#### **I.4 Typologies des rotors :**

Les chercheurs spécifient la forme et la construction du lamination du rotor pour assurer le meilleur ajustement entre la conception du moteur et les exigences de l'application, en obtenant l'équilibre optimal entre les caractéristiques du moteur, les caractéristiques de fonctionnement et les coûts de production. Les structures des machines synchrones à aimants permanents sont

classées en fonction du type de flux, ainsi que de la position de l'aimant permanent sur le rotor [3], où on retrouve deux types de flux :

- ✓ Le flux radial (RFPM).
- ✓ Le flux axial (AFPM),

La première classification du flux de champ est le moteur à champ radial, ce qui signifie que le flux est le long du rayon du moteur. Le second est un moteur à champ axial, ce qui signifie que le flux est perpendiculaire au rayon du moteur. Le flux de champ radial est le plus couramment utilisé dans les moteurs et le flux de champ axial est devenu un sujet d'intérêt pour l'étude et utilisé dans quelques applications, et sur cette base nous constatons que les MSAP ont un flux radial [8].



*Figure I.3 Typologies des flux*

#### **I.4.1 Structures à flux radial (RFPM) :**

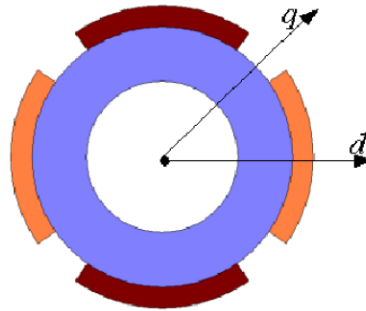
L'axe magnétique du rotor c'est l'axe direct et le chemin principal du flux passe par les aimants. Les MSAP peuvent être divisés en trois types :

##### **I.4.1.1 Aimant permanent surfacique (à pôles saillants) :**

- Aimant permanent montée en surface :

Ce montage fournit la densité de flux de l'entrefer le plus élevé car elle fait directement face à l'entrefer et les enroulements du stator sans interruption de tout autre support telle qu'une partie de lamination de rotor, il a une valeur de saillante ( $\epsilon = 1$ ). Les inconvénients de ce montage

sont ; une intégrité structurelle et une robustesse mécanique inférieures car elles ne sont pas parfaitement ajustées dans les laminations du rotor sur toute leur épaisseur. Il a également des aimants peuvent être magnétisé radialement, et destinée pour les applications de densité de puissance plus élevée. Ils ne sont pas préférés pour les applications à grande vitesse, généralement supérieures à 3000 trs / min, mais les machines avec un très petit diamètre de rotor peuvent également avoir des vitesses de l'ordre de 50000 trs / min. où se trouve dans la robotique et les entraînements à dynamique très élevée [3].

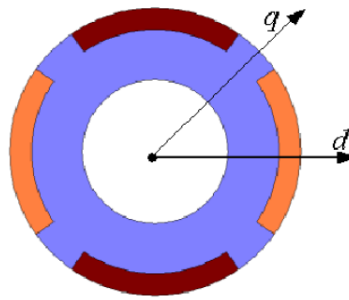


*Figure I.4 MSAP en surface*

Un cylindre (moyen d'enroulement amortisseur est montée dans les laminations du rotor) externe a haute conductivité non-ferromagnétique peut utiliser pour protéger les aimants contre l'action démagnétisant de la réaction de stator et les forces centrifuges, et fournit un couple de démarrage asynchrone [9].

➤ Aimant permanent encastrée dans la surface :

Montre que les aimants sont placés dans les rainures de la périphérie externe des laminations du rotor, fournissant une surface cylindrique uniforme du rotor. De plus, ce montage est beaucoup plus robuste mécaniquement par rapport aux machines de montage en surface car les aimants ne dépassent pas des laminations du rotor et par conséquent, ils sont entièrement et Intégrés mécaniquement dans le rotor, ce qui lui confères une résistance mécanique afin qu'ils ne glissent pas hors de ses places. Le rapport de saillante peut varier entre (2–2,5) dans cette machine [10].



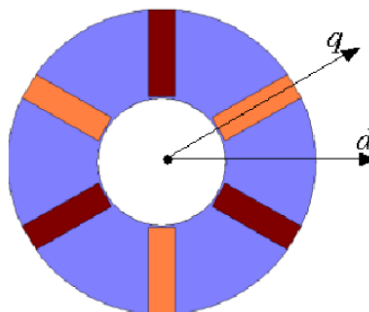
*Figure I.5 MSAP encastrée*

#### I.4.1.2 Aimant permanent intérieur (à pôles lisses) :

Où les aimants permanents sont cachés (enterrés) à l'intérieur du rotor, et a une saillante : ( $\epsilon > 1$ ), ( $L_q > L_d$ ), où on trouve trois types de montage :

➤ Aimants montés en rayon (concentration de flux) :

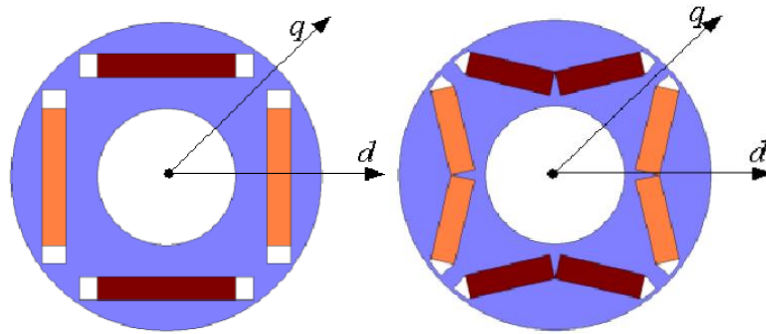
Les aimants permanents sont intégrés dans des fentes profondes et magnétisés circonférentiellement, l'application d'un arbre non ferromagnétique est essentielle Figure I.6.



*Figure I.6 MSAP à rayons (concentration de flux)*

➤ Aimants enterrés (sous forme quadrature ou forme V) :

Étant donné que la surface du pôle de l'aimant est plus petite que celle de la surface du rotor, la densité de flux de l'entrefer en circuit ouvert est inférieure à la densité de flux dans l'aimant. La réactance de synchrone dans l'axe d est plus petite que celle dans l'axe q puisque le flux d'induit de l'axe q peut traverser les pièces polaires en acier sans traverser les aimants permanents. Les aimants sont très bien protégés contre les forces centrifuges.

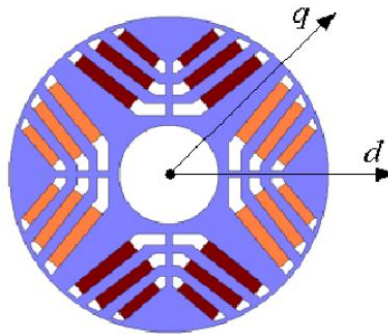


(a) MSAP enterré (quadrature) - (b) MSAP enterré (forme V)

**Figure I.7** MSAP enterrées

#### I.4.1.3 Aimants permanents d'assiste -SynRM (PM-synRM) :

Où les aimants permanents peuvent être placés dans les fentes d'air vides entre les guides de flux du rotor. Un avantage supplémentaire de cet ajout typologique est d'introduire un couple magnétique. Et a un rapport de saillance : ( $\epsilon > 1$ ), où ( $L_q > L_d$ ).



**Figure I.8** PM-synRM

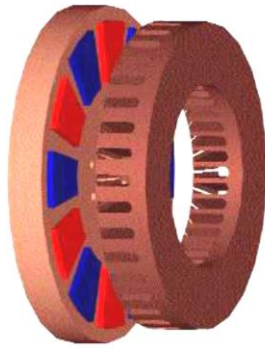
Cette typologie est généralement appelée machine synchrone à réductance assistée par des aimants permanents (PMA-SynRM). Et se caractérise par un avantage d'utiliser à la fois le couple de réductance et le couple d'interaction de l'aimant permanent [11].



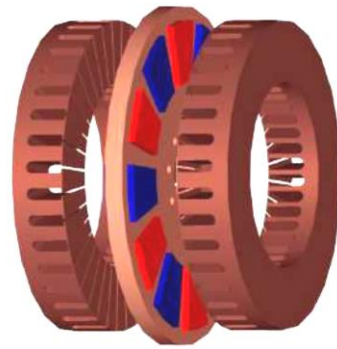
**Figure I.9** Positionnement des aimants permanents dans le PM-synRM

### I.4.2 Structures à flux axial (AFPM) :

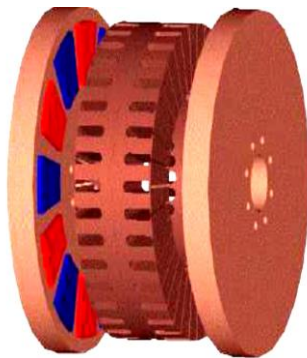
Ces machines dites « discoïdales », en anglais : AFPM, où elles représentent une autre solution pour les applications à basse vitesse. Elles contiennent un ou plusieurs disques fixes bobinés, et un ou plusieurs disques mobiles supportant les aimants permanents.



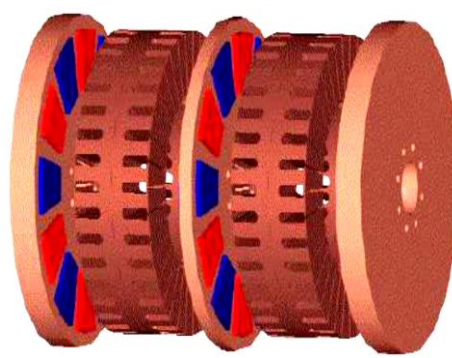
(a) Structure simple



(b) structure double stator



(b) Structure double rotor



(b) structure multi rotor multi stator

**Figure I.10** Machines discoïdales à flux axiale

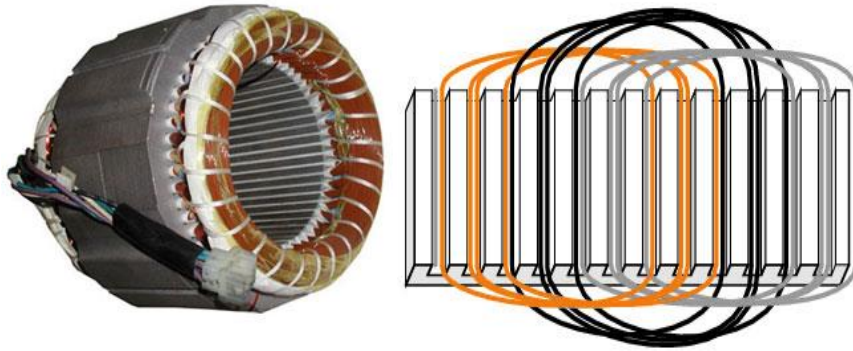
En ce qui concerne les machines à aimant permanent à flux axial, elles ont un certain nombre des avantages par rapport aux machines à flux radial (RFM). Ils peuvent être conçu pour avoir un rapport puissance / poids plus élevé en moins de matériau de base. De plus, ils ont planaire et entrefers facilement réglables. Les niveaux de bruit et de vibration sont inférieurs aux machines conventionnelles. Également la direction principale de flux d'entrefer peut être variée et de nombreux des topologies discrètes peuvent être dérivées. Ces avantages présentent les AFM avec certains avantages par rapport aux RFM dans diverses applications [12].

### I.5 Structure des stators :

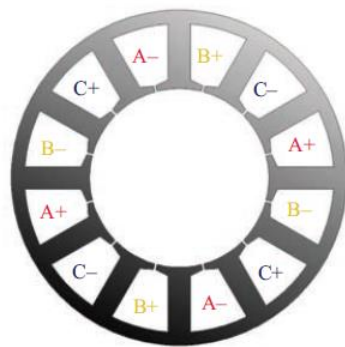
Le stator d'un MSAP est essentiellement de la même structure que celui d'un moteur asynchrone. Les enroulements de stator triphasés produisent une distribution sinusoïdale de la

force électromotrice rotatif dans l'entrefer. Les typologies des enroulements des MSAP peuvent être globalement classées en deux groupes :

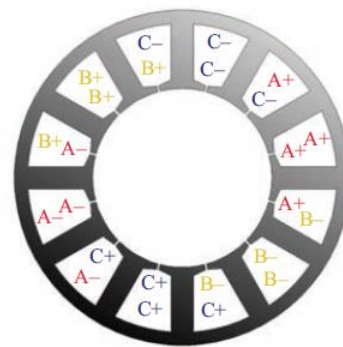
- Avec enroulement distribué (chevauchement).
- Avec enroulement concentrée (sans chevauchement).



*Stator avec enroulement distribué(chevauchement).*

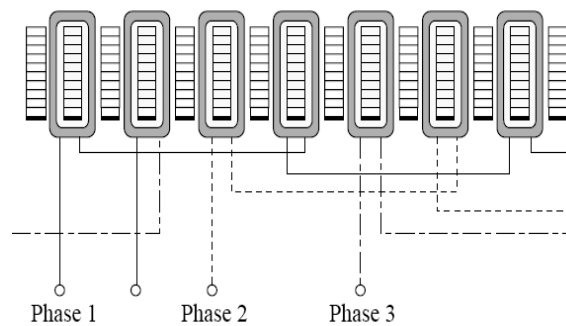


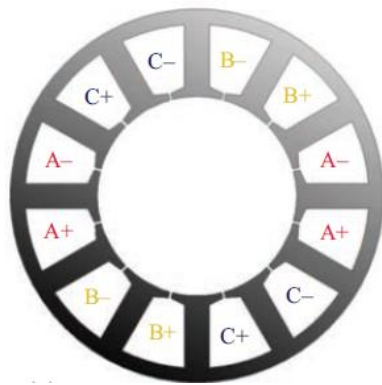
*(a) enroulements distribuée monocouche*



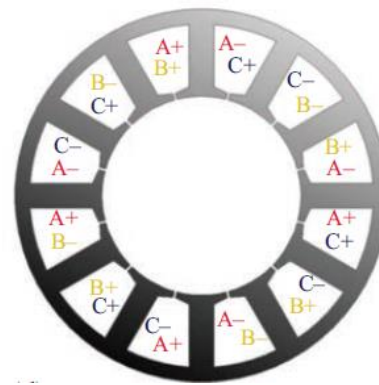
*(b) enroulements distribués à double couche*

**Figure I.11** Les enroulements distribués



*Stator avec enroulement concentrée (sans chevauchement)*

(c) enroulements concentrés  
monocouche



(d) enroulements concentrés  
à double couche

**Figure I.12** Les enroulements concentrés

La majorité des machines AC conventionnelles utilisent les enroulements distribués en raison de faibles harmoniques dans la forme d'onde de la force magnétomotrice (FMM), et des facteurs d'enroulement relativement élevés [7].

Les enroulements distribués et les enroulements concentrées peuvent être subdivisées en une seule couche et à double couche comme la montre la Figure I.11 et la Figure I.12. Les enroulements monocouches sont connus pour avoir harmoniques FMM plus élevées mais l'inductance mutuelle négligeable, ce qui est utile en cas de défaut de capacité de tolérance.

Il est à noter que les harmoniques FMM des enroulements concentrés provoquent des tourbillons perd de courant dans les aimants de la MSAP, qui peut être minimisée par segmentation les aimants dans la direction axiale. Théoriquement, un fonctionnement optimal à vitesse de puissance constante est obtenu dans le MSAP, lorsque le courant caractéristique (c'est-à-dire, le rapport de la liaison du flux magnétique à l'inductance de l'axe d) est égal au courant nominal de la machine [13].

## **I.6 Principe de fonctionnement :**

Le principe de fonctionnement du moteur synchrone à aimant permanent est similaire à celui du moteur synchrone. Cela dépend du champ magnétique rotatif qui génère une force électromotrice à vitesse synchrone. Lorsque l'enroulement du stator est alimenté en fournissant l'alimentation triphasée, un champ magnétique rotatif est créé entre les entrefers, cela produit le couple lorsque les pôles de champ du rotor maintiennent le champ magnétique rotatif à une

vitesse synchrone et que le rotor tourne en continu. Comme ces moteurs ne sont pas des moteurs à démarrage automatique, il est nécessaire de prévoir une alimentation à fréquence variable.

Les MSAP fonctionnent à une vitesse synchrone ( $\omega = \omega_r$ ), c'est-à-dire l'angle ( $\theta$ ) entre le vecteur de flux de rotor et le vecteur de courant du stator (champ tournant de stator) est constant. La vitesse synchrone d'un MSAP dépend de la fréquence d'alimentation de stator et du nombre des pôles [14], où la vitesse est donnée par :

$$N_s = \frac{120f}{p} \quad (1 - 2)$$

Où,

$\omega_r$  = vitesse du rotor en rad/s, c'est la vitesse mécanique

$\omega$  = vitesse des courants alternatifs (champ tournant de stator) en rad/s ou la vitesse électrique

$N_s$  = vitesse de rotation (tour/min).

$f$  = fréquence d'alimentation (Hz).

$p$  = nombre de pair de pôles.

Nous pouvons modifier la vitesse synchrone du moteur en modifiant la fréquence d'alimentation et le nombre de pôles. Mais le moteur fonctionnerait toujours à cette vitesse pour une fréquence d'alimentation et un nombre de pôles donnés. Les MSAP ne peuvent pas démarrer automatique contrairement aux moteurs asynchrones. Le stator possède trois enroulements et est excité par une alimentation triphasée tandis que le rotor est un aimant permanent possède un pôle nord et un pôle sud.

## **I.7 Méthodes de couplage la synchronisation du MSAP :**

À un instant donné, les pôles du rotor et du stator peuvent être de la même polarité (N-N ou S-S), provoquant une force de répulsion sur le rotor et la seconde suivante, ce sera N-S provoquant une force d'attraction. Mais en raison de l'inertie du rotor, il est incapable de tourner dans n'importe quelle direction en raison d'une force attractive ou répulsive et de rester à l'arrêt. Pour cette raison, le moteur ne peut pas démarrer de lui-même. Le rotor du moteur synchrone doit être amené à une vitesse synchrone en utilisant des moyens externes [9].

### **I.7.1 Moteur d'entraînement auxiliaire :**

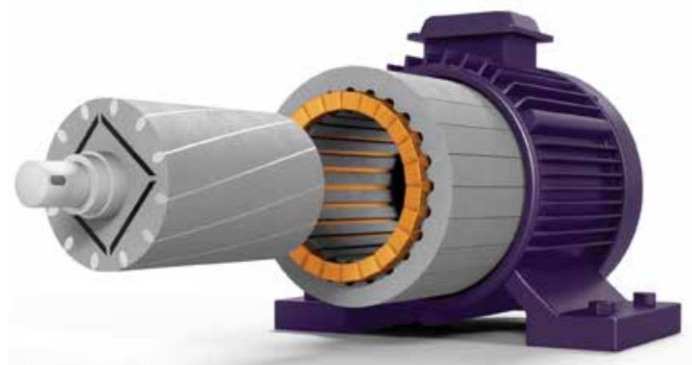
L'une des méthodes d'assurer le synchronisme entre le rotor et le champ tournant du stator, c'est de relier un petit moteur à induction auxiliaire avec ce moteur synchrone. Notez ici que le nombre de pôles du moteur asynchrone doit être inférieur à celui du moteur synchrone sinon il

ne pourra jamais atteindre la vitesse synchrone. En effet, un moteur à induction a toujours a une vitesse inférieure à la vitesse synchrone et pour qu'il devienne égal à la vitesse synchrone du moteur synchrone, sa propre vitesse doit être augmentée, une fois le rotor du moteur synchrone atteint à la vitesse synchrone, nous découplons le moteur à induction de l'arbre du moteur synchrone, cette méthode est très ancien et assez coûteuse avec une efficacité limitée [9].

### **I.7.2 Démarrage de ligne (line start) :**

La deuxième solution c'est le moteur de démarrage de ligne (line-start) : est un moteur synchrone à haut rendement conçu pour fonctionner à une tension et une fréquence fixes fournies par le réseau. Il doit avoir la capacité de démarrer et d'accélérer à une vitesse synchrone sans onduleurs ou tout autre appareil électronique. La machine combine un stator de machine à induction conventionnel avec un rotor spécial, qui est construit avec une cage de départ (ou toute topologie équivalente) et des aimants permanents montés (ou insérés).

Le rotor contient les aimants permanents et certains composants qui permettent le démarrage comme en cage d'écureuil ou en anneau conducteur. De plus, les matériaux conducteurs du rotor fonctionnent comme des amortisseurs et assurent la stabilité du moteur, comme dans les moteurs synchrones classiques. La cage de démarrage fournit un couple asynchrone pour accélérer la course du rotor de l'arrêt à la vitesse synchrone ; les aimants permanents jouent alors un rôle principal dans la fourniture du couple synchrone à la vitesse synchrone. Une fois que le rotor tourne à vitesse synchrone, la cage ne porte plus courants, de sorte que les pertes du rotor sont réduites, ce qui donne une augmentation du rendement.



*Figure I.13 MSAP à démarrage direct avec cage de rotor*

Les performances de démarrage requises sont principalement un courant de démarrage faible et un couple de démarrage élevé afin de réaliser l'opération de démarrage sans risque d'endommagement de l'équipement électrique même à pleine charge. Pour le fonctionnement

en régime permanent, les spécifications requises concernent le facteur de puissance et le rendement pour des considérations thermiques et économiques. Les MSAP de démarrage de ligne préconçues devraient répondre à ces spécifications de performance : un facteur de puissance supérieur à 0,93, un couple de démarrage d'au moins trois fois le couple nominal et des valeurs maximales du courant de démarrage inférieures à dix fois le courant nominal [1].

### **I.7.3 Convertisseur statique :**

Et avec la découverte les convertisseurs statiques, ils sont devenus la meilleure solution pour contrôler la vitesse et le couple des moteurs synchrones ainsi que leur fonctionnement régulier et synchronisé [9, 3, 10, 5].

Donc les enroulements d'amortissement de rotor ne sont pas nécessaires dans une machine synchrone à aimants permanents commandés par un convertisseur statique, mais l'amortissement peut améliorer les propriétés dynamiques de la machine [5].

## **I.8 Modes de fonctionnement :**

Les MSAP, peuvent être fonctionnent soit comme un moteur, soit comme un générateur. Pour pouvoir analyser les deux modes de fonctionnement des MSAP, il faut construire les diagrammes vectoriels de tensions pour les deux cas.

### **I.8.1 Caractéristiques les deux modes :**

Les puissances sont positives pour le fonctionnement en moteur et négatives pour le régime générateur. La puissance active est exprimée par la formule bien connue :

$$P = 3V_{eff}I_{eff} \cos \varnothing \quad (1 - 3)$$

Où  $V_{eff}$  et  $I_{eff}$  sont la tension efficace, le courant efficace respectivement mesures aux bornes de la machine et  $\varnothing$  c'est le déphasage entre les deux grandeurs. Pour garder la convention de signe, on considère que le facteur de puissance  $\cos\varnothing$  est positif en régime moteur et négatif en générateur.

Une des grandeurs les plus importantes qui intervient dans l'analyse des machines synchrones est l'angle de charge ( $\delta$ ) défini comme l'angle entre la tension induite par les aimants permanent dans le rotor et la tension aux bornes de la machine. Cet angle est peut-être positif pour le mode moteur et peut-être négatif en mode de générateur [15].

Courant statorique est :

$$I = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} = \sqrt{3} \cdot I_{\text{eff}} \quad (1 - 4)$$

Tension statorique est :

$$V = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} = \sqrt{3} \cdot V_{\text{eff}} \quad (1 - 5)$$

Tension induite dans une phase statorique est :

$$E = \sqrt{3} \cdot E_{\text{eff}} \quad (1 - 6)$$

Flux magnétique d'inducteur

$$\varphi_m = \sqrt{3} \cdot \varphi_{m\text{eff}} \quad (1 - 7)$$

Les courants ( $I_d$  et  $I_q$ ) de la MSAP peuvent s'exprimer par :

$$I_d = -I \sin \beta \quad \text{ET} \quad I_q = I \cos \beta \quad (1 - 8)$$

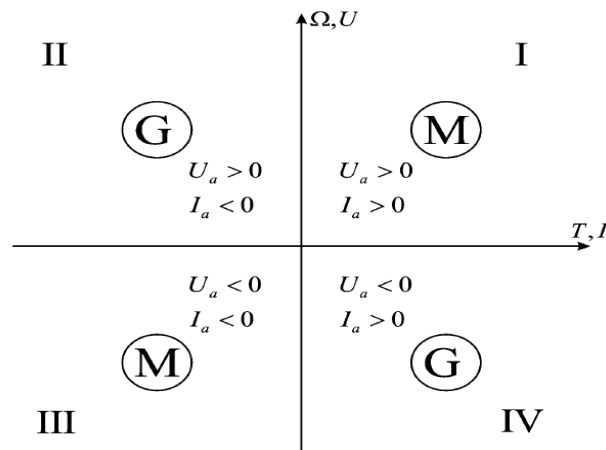
En considérant l'axe q comme origine pour les angles  $\beta$  et  $\delta$ , la MSAP fonctionne à facteur de puissance unitaire ( $\cos \varnothing = 1$ ) si :

- $\beta = \delta$  c'est le mode moteur
- $\beta = \delta + \pi$  c'est le mode générateur

Donc, il faut calculer la valeur de  $\beta$  (chaque mode de fonctionnement a une valeur), et par cette valeur on peut déterminer les valeurs de référence pour les courants  $I_d$  et  $I_q$  - par les relations (1-7), afin d'obtenir un fonctionnement a facteur de puissance unitaire de la MSAP [15].

### **I.8.2 Les quatre quadrants :**

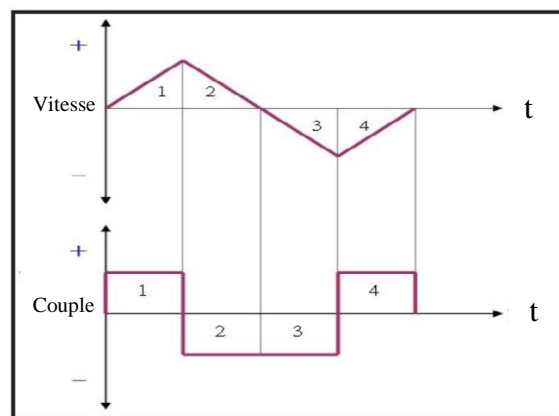
La figure ci-dessous montre un graphique de la commande de vitesse et de couple dans les directions positive et négative (moteur ou générateur).



**Figure I.14** Différents états du MSAP, vitesse et couple

La Figure I.14 illustre Les progrès dans les quadrants 1 et 3, où sont définis comme un mode moteur, ce qui signifie que la vitesse et le couple sont dans le même sens.

Les progrès dans les quadrants 2 et 4 sont assignés comme un générateur, parfois appelé mode régénératif. Cela signifie que la vitesse et le couple sont dans la direction opposée. Le couple du moteur et la vitesse du moteur sont dans un sens de rotation différent. Cela entraînera le moteur pour produire de l'énergie. Cette énergie peut être réinjectée dans le système électrique



**Figure I.15** La vitesse et du couple du moteur pendant chaque période [15]

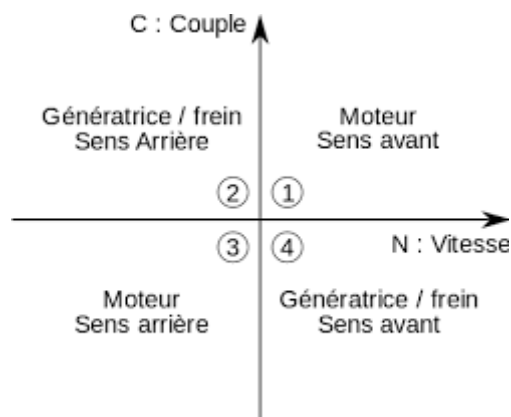
La Figure I.15 illustre les deux engagés dans un travail qui est accéléré par la vitesse du moteur et le couple dans le sens positif. Pendant la deuxième phase, la vitesse est toujours positive et le couple négatif dont le moteur est arrêté, mais il s'avère être générateur. Le travail de la troisième phase fonctionnera de manière similaire à la première phase, mais la direction est

opposée au négatif, qui est toujours fonction du moteur. La phase 4 est similaire à la deuxième phase mais avec la direction opposée, et c'est un générateur.

### I.8.3 Mode moteur :

En mode moteur, nous prendrons comme exemple une voiture électrique, où le conducteur du moteur tourne dans les deux sens. Il doit pouvoir manœuvrer et se régénérer dans les deux sens de rotation. Les entraînements utilisés dans les véhicules électriques fonctionnent à des vitesses variables dans les quatre quadrants. La Figure I.16 montre les changements de vitesse et de couple de la machine MSAP dans différents modes de travail, à savoir :

- la marche avant (FM).
- la régénération avant (FR).
- la marche arrière. (RM).
- la régénération inverse (RR).



*Figure I.16 Différentes positions du moteur de VE.*

Le premier quadrant est FM. Dans ce mode, lorsque la vitesse et le couple sont positifs, le moteur tourne vers l'avant. Le troisième quadrant est l'image miroir du premier quadrant, où la vitesse et le couple sont dans le sens négatif. Le couple négatif est l'opposé du couple moteur positif, puisque cette puissance passe de la machine à la source d'alimentation, ce mode est appelé mode de freinage inverse. Le fonctionnement à quatre quadrants de l'onduleur MSAP et sa relation avec le couple, la vitesse, la puissance de sortie et l'ordre des phases de l'alimentation du moteur sont résumés dans le tableau [16].

**Tableau I.1** Caractéristique de MSAP en mode moteur [3]

<i>Quadrant</i>	<i>Mode de fonctionnement</i>	<i>Vitesse</i>	<i>Couple</i>	<i>Puissance de sortie</i>	<i>Séquence de phase</i>
<b>1</b>	Mode de conduite avant	Positif	Positif	Positif	abc
<b>2</b>	Mode de régénération inverse	Négatif	Positif	Négatif	acb
<b>3</b>	Mode de marche arrière	Négatif	Négatif	Positif	acb
<b>4</b>	Mode de régénération avant	Positif	Négatif	Négatif	abc

#### I.8.4 Mode générateur :

Le rotor est entraîné à une vitesse de :  $N = N_s = 120f/p$  (tr/s) et génère un flux magnétique  $\varphi_m$ . Chaque bobine du stator est affectée par le flux magnétique variable. La tension alternative sinusoïdale  $e(t)$ , (force électromotrice induite) est générée sur chaque enroulement du stator  $N$  tours, c'est la loi de Lenz:

$$e(t) = -n \frac{d\varphi_m(t)}{dt} = -E\sqrt{2} \sin(2\pi ft) \quad (1 - 9)$$

Avec :

$$E = Knf\varphi_m \quad (1 - 10)$$

Dans un alternateur, si on inverse le sens de rotation du rotor, on change l'ordre de succession des phases du système triphasé de tensions créé au stator [16].

#### I.9 Les matériaux d'aimant permanent :

Le développement d'aimants permanents avec une densité de flux élevée et une force coercitive élevée à conduire à une utilisation très large dans le contrôle du MSAP avec des performances élevées [17], et il est caractérisé par plusieurs propriétés :

- aucune énergie électrique n'est absorbée par le système d'excitation de champ et donc il n'y a pas de pertes d'excitation, ce qui signifie une augmentation substantielle de l'efficacité.
- un couple et une puissance de sortie plus élevés par unité de volume par rapport à l'électromagnétique excitation.
- meilleures performances dynamiques que les moteurs à excitation électromagnétique (la densité de flux magnétiques plus élevée dans l'entrefer).

- simplification de la construction et de la maintenance.
- réduction du coût de vie de certains types de machines [18].

Quatre principaux des matériaux magnétiques sont utilisés dans le MSAP. Ce sont : *céramique(ferrite), samarium-cobalt, néodyme-fer-bore (NdFeB) et alnico.*

### **I.9.1 La céramique (ferrite) :**

Se compose de composés d'oxyde ferrique et de carbonate de baryum ou de strontium. Il est peu coûteux et présente une excellente linéarité de démagnétisation, alors ça occupe grand espace de rotor. il a une rémanence et coercivité sont faible. Électriquement les aimants en ferrite sont très bons isolants.

### **I.9.2 Le samarium-cobalt :**

Il compose des alliages de cobalt, a considérablement augmenté la densité de flux résiduel, avec une rémanence et coercivité sont élevée s, mais le coût est assez élevé ce qui limite son application. Et il est dure et cassant.

### **I.9.3 Néodyme-fer-bore (NdFeB) :**

Depuis l'introduction de matériaux magnétiques **néodyme-fer-bore (NdFeB)** en 1980, augmentation une attention a été accordée à l'application de ces matériaux dans MSAP. Ça a été ont montré que les aimants NdFeB ont les mêmes mérites que la ferrite et le samarium-cobalt mais ont un coût inférieur. Une densité de flux élevée de l'entrefer de 0,8 à 1,0 T peut être produite avec volume d'aimant relativement petit.

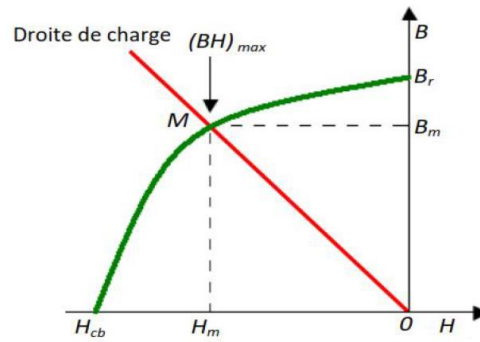
Les NdFeB sont bien adaptés aux variateurs haute performance et à vitesse variable en raison de leur capacité de couple de pointe élevée et leur relation linéaire entre le couple et courant du stator. Certaines limites potentielles du matériau NdFeB par rapport à d'autres aimants à haute énergie sont sa limite de température relativement basse et sa vulnérabilité à la corrosion.

### **I.9.4 Alnico :**

Est le plus ancien dans les aimants permanents disponible dans le commerce. L'alliage se compose d'aluminium, de nickel, cobalt et fer ainsi que d'autres éléments, et il est disponible sous forme de fritté et mouler. Le matériau a des caractéristiques de démagnétisation non linéaires, avec une rémanence très élevée et une très faible coercivité. En conséquence. Il a un très bon thermique aptitude. Électriquement c'est un bon conducteur et magnétiquement anisotrope avec orientation magnétique sur toute la longueur [10].

### I.9.5 Caractéristiques des aimants permanents :

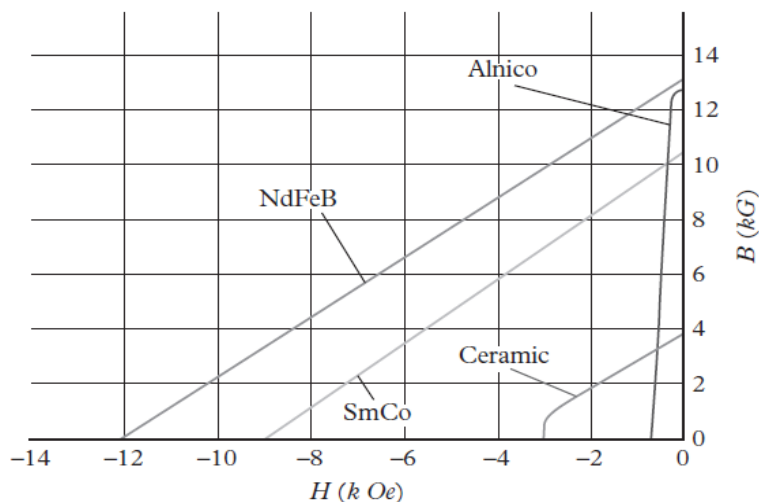
Les aimants permanents (AP) sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan B-H, voir la Figure I.17.



**Figure I.17** Illustration d'une courbe B-H des aimants [11]

Cette courbe est caractérisée par :

- \* l'induction rémanente  $B_r$ .
- \* le champ coercitif  $H_{cb}$ , qui est le champ démagnétisant annulant l'induction ; plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable.
- \* le produit d'énergie volumique  $(BH)_{max}$ .
- \* les valeurs  $B_m$  et  $H_m$  du point de fonctionnement optimal  $M$  correspondant à  $(BH)_{max}$ .
- \* l'aimantation  $H_cJ$ , champ coercitif qui annule l'aimantation intrinsèque du matériau.



**Figure I.18** Caractéristiques de démagnétisation des AP communs matériaux [3]

À travers le tableau ci-dessous, nous avons inclus les principales caractéristiques des quatre matériaux qui composent l'aimant permanent :

**Tableau I.2 Propriétés comparatives des matériaux PM [10].**

<i>Matériaux</i>	<i>Rémanence</i>	<i>Coercivité</i>	<i>Produit énergétique</i>	<i>Température de curie</i>	<i>Prix</i>	<i>Applications</i>
<i>NdFeB</i>	Haute	Haute	Haute	Faible	Haute	Très haute
<i>SmCo</i>	Haute	Haute	Haute	Haute	Très haute	Faible
<i>Ferrite</i>	Faible	Faible	Faible	Haute	Faible	Très haute
<i>Alnico</i>	Haute	Très faible	Faible	Haute	Faible	Faible

### **I.10 Les avantages et les inconvénients du MSAP :**

Les MSAP sont également largement utilisés dans les applications industrielles parce que le rapport couple / poids est élevé pour répondre efficacement à la commande de vitesse, faible moment d'inertie, petite taille avec un poids léger par rapport à la même taille de moteurs électriques et une bonne dissipation thermique. Le moteur à faible perte peut être utilisé dans les industries dangereuses telles que le pétrole et le gaz ou inflammable sans causer problèmes environnementaux, et plus capables de concurrencer les machines à induction pour les machines électriques de VE (véhicules électrique). Ce qui en fait comme le cheval de bataille de l'industrie d'aujourd'hui [19, 11].

Il élimine le besoin de tout type d'enroulement de rotor ou cage, résultant en aucune perte de cuivre sur le rotor. Le rotor passif ne provoque pas de chaleur et signifie que la machine peut fonctionner à des températures plus basses. Et peut fonctionner généralement à un rendement beaucoup plus élevé que celui des moteurs asynchrones, ce qui entraîne une économie d'énergie globale plus élevée [13].

Ses performances sont assez bonnes à basse vitesses atteint près de 97% de rendement, mieux que les moteurs asynchrones qui étaient bloqués à 88%, et augmenteront également de manière très spectaculaire lorsqu'elles sont contrôlées par des convertisseurs électroniques. Et aussi capable de maintenir la vitesse de rotation même si nous augmentons la charge [3].

Dans les MSAP, la densité de l'entrefer augmente si nous augmentons l'épaisseur d'aimant permanent, et peuvent également atteindre à une densité d'entrefer plus élevée avec un diamètre d'alésage de stator plus petit, avec haute densité de puissance (peut atteindre de quelques

millions de watts, et un bon facteur de puissance [7]. Les MSAP ont certains inconvénients, tels que :

- Le coût relativement élevé en raison de les aimants permanents et les conflits entre la capacité d'affaiblissement du champ et le risque de démagnétisation.
- L'excitation de rotor ne peut pas être contrôlée comme dans les moteurs synchrones à champ bobiné.
- Et le niveau de magnétisation de ces MSAP dépend principalement de force électromotrice (EMF) générée par l'aimant du rotor [3].

### **I.11 Domaines d'application :**

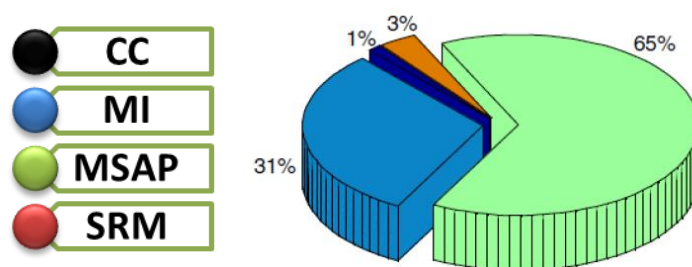
Le moteur est un appareil avec une utilisation largement quotidienne telle que les ventilateurs, les climatiseurs, la technique des machines-outils, l'éducation, et de nombreux autres types de moteurs utilisés dans les machines industrielles

#### **I.11.1 L'aéronautiques et astronautiques :**

Les exigences de la densité de puissance et les performances de contrôle sont très strictes dans les applications de l'aéronautique et l'astronautique. Par conséquent, le MSAP est un choix approprié pour les applications de l'aéronautique pour réduire le coût de lancement de l'ensemble du système. Pendant ce temps, la densité de puissance élevée du MSAP pourrait améliorer les performances des applications d'astronautiques.

#### **I.11.2 Les véhicules électriques (VE) :**

Les véhicules électriques sont la solution de future du trafic, qui sont soutenus par des gouvernements et des entreprises du monde entier. En raison du développement rapide des VE, le MSAP est largement appliqué comme élément d'alimentation en raison à la densité de puissance élevée et au rendement élevé.



*Figure I.19 Distribution de différentes technologies des machines électriques pour les EVs et les HEVs (2008-2013) [20]*

### **I.11.3 L'industrie :**

Pour les équipements performants, l'excellent contrôle et les performances de MSAP pourraient satisfaire des exigences, telles que l'ordinateur de commande numérique (CNC), les entraînements du robot et les systèmes servo, et on le retrouve également dans le domaine des industries militaires, comme les missiles. Et dans le domaine de marine, on trouve principalement la propulsion navale et sous-marins.

Il peut également produire d'électricité en convertissant de l'énergie mécanique produite par des turbines (à vapeur, à gaz) ou par moteur à pistons à l'énergie électrique peut être atteint à Quelques centaines de MW [21].

### **I.11.4 L'informatique et le domaine médicale :**

Les équipements de l'information (ex : lecteurs DVD), les équipements de soins médicaux et de la santé (ex : fraise de dentiste).

### **I.11.5 Les appareils domestiques :**

La densité de puissance élevée du MSAP pourrait réduire le coût d'énergie efficacement, ce qui est une préoccupation importante dans les applications domestiques, telles que l'aspirateur, la machine à laver, le climatiseur, réfrigérateur, etc. Pendant ce temps, le système de traction à entraînement direct pourrait réduire le volume et améliorer la fiabilité, par rapport au conventionnel système d'entraînement de traction par MI.

### **I.11.6 L'énergie renouvelable :**

Se trouve dans le domaine des énergies renouvelables, précisément dans l'énergie éolienne, les GSAP (générateur synchrone a aimant permanent) fonctionnent comme un convertisseur du mouvement mécanique qui vient du vent en énergie électrique. En raison de ses excellentes performances, de nombreuses entreprises de l'industrie éolienne ont expérimenté ce type de conception de générateurs : Jeumont (0.75 MW), Vensys (1.5 MW), Leitner (1.5 MW), Harakosan (2 MW), Mitsubishi (2 MW), Siemens (3.6 MW), et The Switch (4.25 MW) [22].

## **I.12 Conclusion :**

Avec la production d'aimants permanents à faible coût, le développement de méthodes pour les placer dans le rotor du moteur, ainsi que des techniques de contrôle ; L'utilisation de moteurs à aimants permanents a augmenté au cours des dernières décennies. Il est devenu un concurrent et un candidat pour remplacer les moteurs à induction dans de nombreuses applications.

Dans ce chapitre, nous avons traité presque en détail les machines synchrones à aimants permanents, notamment le moteur, qui est à la base de notre étude car il est le plus utilisé par rapport au générateur la position occupée par les machines synchrones est due aux aimants permanents, en particulier le type de terres rares, qui est le plus largement utilisé par rapport au reste des autres matériaux.

À notre époque, le moteur synchrone est devenu le pionnier des moteurs automobiles en raison de la haute énergie qu'il fournit, ainsi que de la vitesse et du couple élevés, et n'oubliez pas son excellente performance.

**CHAPITRE II**

**MODELISATION DE LA**

**MACHINE SYNCHRONE A**

**AIMANT PERMANENT**

## II.1 Introduction :

L'utilisation de l'aimant permanent dans le rotor du MSAP le rend inutile de fournir un courant magnétisant à travers le stator pour un flux d'entrefer constant ; le courant du stator n'a besoin que de produire un couple. Par conséquent, pour la même sortie, le MSAP fonctionnera à un facteur de puissance plus élevé (en raison de l'absence de courant magnétisant) et sera plus efficace que les autres machines à induction [13].

Les référentiels rotatifs synchrones (d-q) et stationnaires ( $\alpha$ - $\beta$ ) sont représentés sur la Figure II.1 et sont liés par la transformation du Park [23]. À tout instant  $t$ , l'axe d du rotor rotatif fait un angle  $\theta_r$  avec l'axe de phase fixe du stator et le stator rotatif FMM fait un angle  $\alpha$  avec l'axe d du rotor. Le stator FMM tourne à la même vitesse que celle du rotor [8].

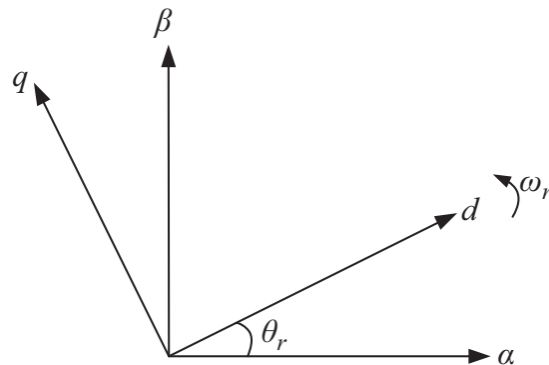
Le MSAP a une force électromotrice sinusoïdale et nécessite des courants statoriques sinusoïdaux pour produire un couple constant. Le MSAP est très similaire à la machine synchrone à rotor bobiné standard, sauf que le MSAP n'a pas d'enroulements d'amortissement et que l'excitation est fournie par un aimant permanent au lieu d'un enroulement de champ. Par conséquent, le modèle d, q du MSAP peut être dérivé du modèle bien connu de la machine synchrone en supprimant les équations des enroulements de l'amortisseur et de la dynamique du courant de champ. Comme cela est bien connu, la transformation des équations de machine synchrones des variables de phase abc aux variables d, q force toutes les inductances variant de manière sinusoïdale dans la trame abc à devenir constantes dans la trame d, q [9].

## II.2 La modélisation :

Une machine électrique peut être modélisée mathématiquement en tenant compte de différents aspects de la machine. La modélisation électrique, mécanique, magnétique et thermique des machines électriques a trouvé des applications pour l'analyse, la conception et le contrôle des machines. La modélisation dynamique de l'aspect électromécanique des machines est essentielle pour le contrôle des machines et l'analyse dynamique des performances.

Un modèle dynamique des machines consiste en un ensemble d'équations algébriques et différentielles, qui relient les tensions, les courants, les flux, le couple, la vitesse, etc. Les performances dynamiques des machines électriques sont très rapides par rapport à la plupart des systèmes dynamiques en raison de petites constantes de temps des variables machines. Par conséquent, le modèle doit être résolu délicatement pour simuler les performances dynamiques

de la machine. La modélisation dynamique simplifiée que nous allons couvrir est une petite partie de la modélisation complète et étendue des MSAP [10].

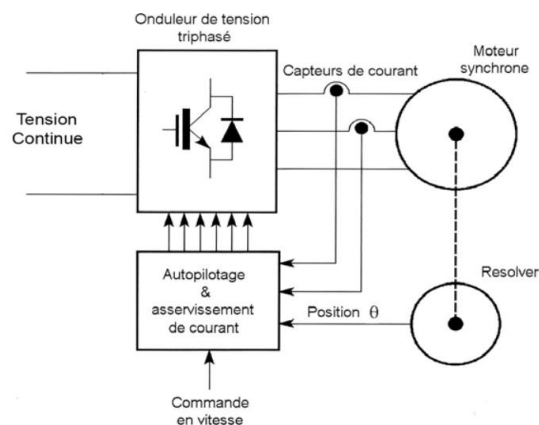


**Figure II .1** Les référentiels rotatifs synchrones ( $d-q$ ) et stationnaires ( $\alpha-\beta$ ) d'un MSAP [8]

La théorie des circuits de (Park) a été introduite pour faciliter l'analyse des systèmes transitoires et permanents des machines tournantes à CA, et donc leur commande. C'est un ensemble de transformations mathématiques qui simplifient le modèle de la machine tout en conservant la nature physique des grandeurs transformées.

### II.3 Autopilotage (capteur de position) :

Les MSAP sont commandés à l'aide de la commande vectorielle afin d'égaliser ces machines en tant que machines à courant continu. Les enroulements du stator du MSAP sont alimentés par un onduleur qui génère une tension variable à une fréquence variable. Plutôt de se fier à la fréquence de l'onduleur pour le contrôler, la fréquence et la phase de l'onde de sortie sont contrôlées à l'aide d'un capteur de position.



**Figure II .2** Auto pilotage (capteur de position)

Pour fournir les meilleures performances possibles de MSAP, les courants de phase doivent se développer en même temps que la rotation du rotor. Le besoin de connaître l'emplacement du rotor nécessite le développement de dispositifs de mesure de position. Afin de mesurer la position, il existe quatre dispositifs principaux. Il existe quatre dispositifs principaux pour la mesure de position, le potentiomètre, le transformateur différentiel de variable linéaire, le codeur optique et les résolveurs.

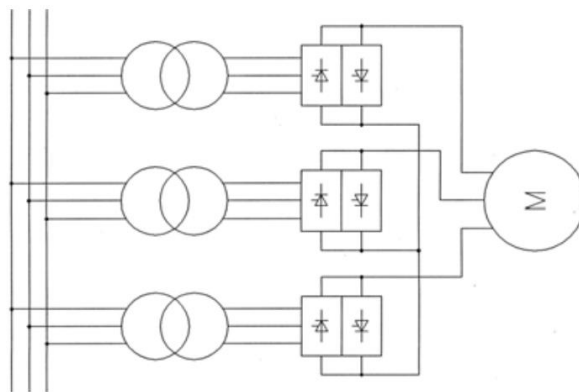
Pour les moteurs, les codeurs et les revolvers sont les plus couramment utilisés. Un capteur de position avec la précision requise peut être sélectionné en fonction de l'application et des performances souhaitées du moteur.

## II.4 Modes d'alimentations :

Des études menées ces dernières années sur les MSAP à vitesse variable, ont révélé l'intérêt d'utiliser des convertisseurs statiques pour alimenter ces machines. Plusieurs auteurs se sont penchés sur le modèle "convertisseur-machine synchrone" pour la modélisation du système. Il existe deux types de convertisseurs servant à alimenter la machine synchrone:

### II.4.1 Cyclo convertisseur :

Qui est directement connecté à un réseau d'alimentation. Il est peu pratique d'avoir une fréquence de tension de sortie faible, ce qui limite la vitesse de rotation de la machine, et d'avoir besoin d'un grand nombre de composants et d'un système de commande assez sophistiqué.



*Figure II.3 Moteur synchrone commandé par cyclo convertisseur [7]*

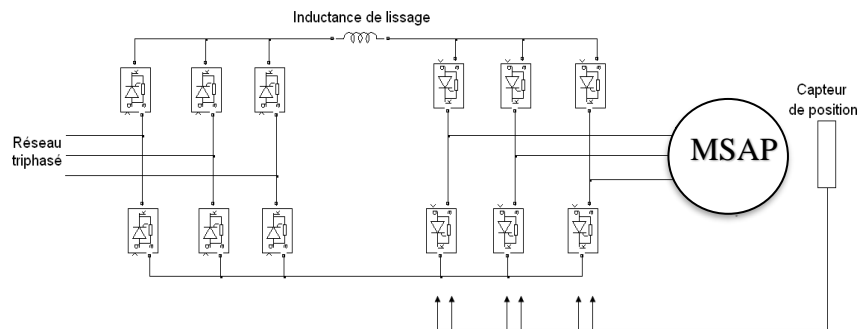
### II.4.2 Le convertisseur statique :

Qui alimente la machine à partir d'une source de tension ou de courant continu (onduleurs de tension ou commutateurs de courant) [24, 7].

Donc, il existe deux types d'alimentation pour la commande de la MSAP : l'alimentation par un commutateur de courant (commande en courant) et l'alimentation par un onduleur de tension (commande en tension).

### II.4.3 Commande en courant :

Le MSAP est connecté à deux convertisseurs statiques à thyristors dans cette structure. Le redresseur qui est connecté à une inductance de lissage, fournit une source de courant. À l'aide du deuxième convertisseur, ce courant sera réparti entre les phases de la machine. Celui-ci est contrôlé en fonction de l'emplacement de la machine.



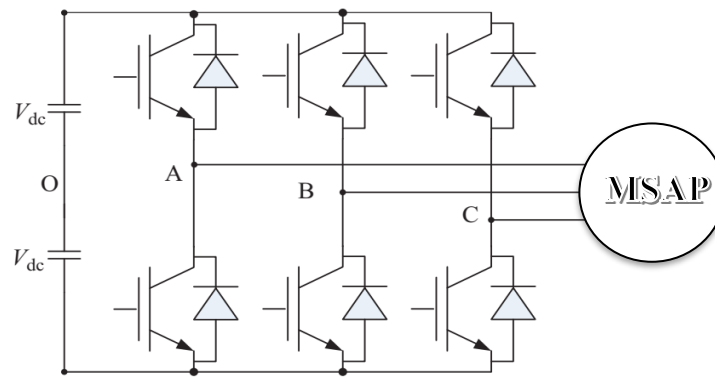
*Figure II.4 Circuit du commutateur*

La commande de ce convertisseur (onduleur) est assistée par la machine elle-même en commutation naturelle, soit par la position du rotor, soit par les tensions aux bornes de la machine. Le capteur de position permet le pilotage automatique du moteur en synchronisant les créneaux de courant avec l'emplacement du rotor.

### II.4.4 Commande en tension :

Dans cette configuration, le MSAP est connecté à un onduleur de tension, qui est composé d'interrupteurs de puissance commandés en tension telle que le GTO, le transistor bipolaire, le MOSFET ou l'IGBT dans la majorité des cas. Ce convertisseur permet d'appliquer des contraintes d'amplitude et de fréquence variables aux enroulements statiques en fonction des commandes des interrupteurs de puissance.

Dans la littérature, deux types d'approches de la commande de la MSAP alimentée en tension ont été proposées : les commandes classiques et les commandes modernes.



**Figure II .5** Onduleur de tension associé à la MSAP

Pour les commandes classiques, nous pouvons citer principalement la commande scalaire (ou V/f) qui consiste à maintenir le flux constant en gardant le rapport tension/fréquence constant, Nous pouvons également citer la commande vectorielle, appelée commande par orientation du flux, qui permet de ramener le comportement de la MSAP à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée [25].

## II.5 Mode machine :

La modélisation est une méthode mathématique utilisée pour traduire une machine électrique en un système simple d'équations différentielles qui peuvent ensuite être simulées et traduites dans le programme Matlab. Le formatage d'un modèle mathématique pour MSAP est nécessaire pour faciliter la commande au sein de différents systèmes de la commande.

Les aimants permanents utilisés dans le MSAP sont d'une variété de terres rares modernes avec une résistivité élevée, de sorte que les courants induits dans le rotor sont négligeables. De plus, il n'y a pas de différence entre l'EMF produit par un aimant permanent et celui produit par une bobine excitée [26].

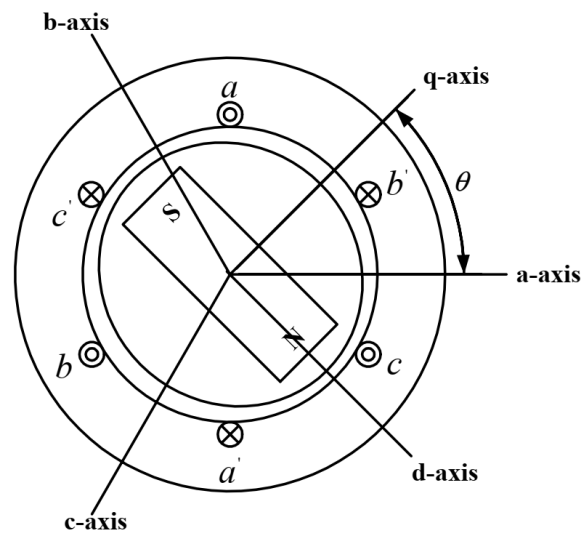
Le modèle de MSAP sans enroulement d'amortisseur a été développé sur le référentiel rotor en utilisant les hypothèses suivantes :

- 1) La saturation est négligée bien qu'elle puisse être prise en compte par des changements de paramètres.
- 2) L'EMF induit est sinusoïdal.
- 3) Les courants de Foucault et les pertes par hystérésis sont négligeables.
- 4) Il n'y a pas de dynamique de courant de champ.
- 5) Il n'y a pas de cage sur le rotor.

## II.6 Équations de fonctionnaires de la MSAP :

Nous allons dans ce paragraphe écrire toutes les équations magnétiques, électriques et magnétique de la machine. Les deux modes de fonctionnement de l'actionneur seront examinés dans nos relations mathématiques. Les équations sont quasi-identique pour passer d'un mode de fonctionnement à l'autre. Ce n'est que le courant qui change de direction dans les deux cas de configurations. Dans ces conditions, nous introduisons le paramètre «  $\varepsilon$  » dans nos équations et prendra la valeur « 1 » en mode moteur et « -1 » en mode générateur [6].

## II.7 Les équations de MSAP dans le repère (abc) :



*Figure II. Les axes de repère (abc) Et le repère d,q pour le MSAP [3]*

### II.7.1 Les équations électriques :

On donne la tension  $V_s$ , le flux  $\varphi_s$  et le courant  $I_s$  dans le système triphasé (stator) :

$$[V_s] = [V_{as} \quad V_{bs} \quad V_{cs}]^T = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] \quad (2-1)$$

Où les composants de la tension  $V_s$ , le flux  $\varphi_s$  et le courant  $I_s$  sont respectivement :

$(V_{as}, V_{bs}, V_{cs})$   $(\varphi_{as}, \varphi_{bs}, \varphi_{cs})$   $(I_{as}, I_{bs}, I_{cs})$ , donc l'expression de tension est :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

Et la résistance statorique se donne comme suivant :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (2 - 3)$$

### II.7.2 Les équations magnétiques :

Et on donne les expressions du flux statorique :

$$\begin{cases} \varphi_{as} = L_{aa}I_a + L_{ab}I_b + L_{ac}I_c + \varphi_{ma} \\ \varphi_{bs} = L_{ba}I_a + L_{bb}I_b + L_{bc}I_c + \varphi_{mb} \\ \varphi_{cs} = L_{ca}I_a + L_{cb}I_b + L_{cc}I_c + \varphi_{mc} \end{cases} \quad (2 - 4)$$

Et on peut les mettre sous forme matricielle :

$$[\varphi_{abc}] = [L_{ss}][I_{abc}] + [\varphi_{m(abc)}] \quad (2 - 5)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ab} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ac} & L_{bc} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \varphi_m \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2 - 6)$$

Où :  $(\varphi_{ma}, \varphi_{mb}, \varphi_{mc})$  se réfèrent à la composante de la liaison de flux de phase fournie par les aimants permanents. Dans ces équations, les inductances sont des fonctions de l'angle  $\theta$  Puisque les inductances propres du stator ( $L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}$ ) sont maximales lorsque l'axe q du rotor est aligné avec l'axe des phases, tandis que les inductances mutuelles ( $L_{ab}, L_{bc}, L_{ac}$ ) sont maximales lorsque l'axe q du rotor est à mi-chemin entre deux phases. En outre, les effets de saillance sont apparus dans le stator lui-même et les inductances mutuelles sont indiquées par le terme  $2\theta$  [17]. Pendant ce temps, la liaison de flux aux enroulements du stator en raison de l'aimant permanent est :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ma} \\ \varphi_{mb} \\ \varphi_{mc} \end{bmatrix} = \varphi_m \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2 - 7)$$

$$\omega_r = \frac{d\theta}{dt} \quad (2 - 8)$$

Où :

$[\varphi_{abc}]$  : vecteur de flux total des enroulements statoriques

$[\varphi_{ms}] = [\varphi_{m(abc)}]$  : La valeur crête (constante) du flux induit par l'aimant permanent à travers les enroulements du stator.

$\varphi_m$  : l'amplitude du vecteur de flux qui fournit par l'aimant permanent

$\theta$  : la position absolue du rotor en degré électrique

$[L_{ss}]$  : la matrice des inductances du stator.

$\omega_r$  : la vitesse électrique de la machine.

Avec l'hypothèse de la répartition sinusoïdale de la force magnétomotrice dans les enroulements statoriques, la matrice des inductances statoriques se réduit à deux termes dont l'un est constant et l'autre qui varie en fonction de la position angulaire électrique du rotor.

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ab} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ac} & L_{bc} & L_{cc} \end{bmatrix} = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)] \quad (2-9)$$

Où :

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{aa0} + L_a & -\frac{1}{2}L_{aa0} & -\frac{1}{2}L_{aa0} \\ -\frac{1}{2}L_{aa0} & L_{aa0} + L_a & -\frac{1}{2}L_{aa0} \\ -\frac{1}{2}L_{aa0} & -\frac{1}{2}L_{aa0} & L_{aa0} + L_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

$$[L_{s2}(\theta)] = L_{aa2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) \\ \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos(2\theta) & \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2-11)$$

Où :

$L_a$  : Inductance de fuite ;

$L_{aa0}$  : Inductance de magnétisation.

$L_{aa2}$  : Amplitude de première harmonique de l'inductance propre d'une phase

Donc on fait remplacer l'équation de flux (2,4) dans l'équation de tension (2,2), on obtient :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \left[ [L_{ss}][I_{abc}] + [\Phi_{m(abc)}] \right] \quad (2-12)$$

### II.7.3 L'équation mécanique :

Selon la deuxième loi de Newton appliquée à un objet en mouvement, en plus de l'accélération d'une machine électrique, et le rôle du couple électromagnétique est justement d'équilibrer à tout instant l'action résultante exercée sur l'arbre du rotor on peut écrire l'équation suivante :

$$C_e = C_r + f_r \omega_r + J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (2 - 13)$$

$$\omega_m = \frac{\omega_r}{P} \quad (2 - 14)$$

Où :

$C_e$  : le couple électromécanique appliqué.

$J$  : l'inertie de la machine.

$\omega_r$  : la vitesse électrique de la machine.

$\omega_m$  : la vitesse mécanique de la machine.

$C_r$  : le couple résistant de charge.

$f_r$  : le frottement mécanique.

$P$  : Nombre de pair de pôles.

Nous venons d'établir des équations électromécaniques en grandeurs de phase qui déterminent le fonctionnement de la MSAP dans le référentiel fixe lié au stator. On observe que les équations établies ne sont pas linéaires, puisque les inductances statoriques dépendent de la position relative du rotor par rapport au stator. Vu cette difficulté qui se présente pour la résolution analytique de ces équations, nous faisons recours aux formalismes mathématiques qui viendront faciliter leurs déterminations. Pour rechercher les modèles adaptés à l'identification des paramètres de la MSAP, on utilise souvent le modèle de l'actionneur dans un repère lié au rotor, à l'aide de la transformation de Park [6].

## II.8 Transformation de Park et modélisation dynamique d-q :

### II.8.1 Le repéré d-q :

Dans le cas de la MSAP, l'axe « d » est orienté suivant le rotor, c'est-à-dire suivant la direction de l'aimantation. L'angle «  $\theta$  » donne la position du rotor par rapport au stator [15].

Le modèle d-q a été développé sur le cadre de référence du rotor. À tout instant "t", l'axe rotatif "d" du rotor fait un angle " $\theta_r$ " avec l'axe fixe de la phase de stator. La modélisation dynamique d-q est utilisée pour l'étude du moteur en régime transitoire et en régime permanent. Cela se fait en convertissant les tensions et courants triphasés « abc » au système biphasé et variables "dq" en utilisant la transformation de Park [8].

Rappelons que le rotor tourne à la même vitesse que le champ tournant de stator. Le repère rotorique est souvent utilisé pour la commande (commande vectorielle ou à flux orienté), tandis

que le repère statorique est mieux adapté pour l'observation de la position et de la vitesse du rotor (pour la commande sans capteur mécanique).

### II.8.2 Transformation de Park :

Afin de modéliser les machines synchrones à aimants permanents, la transformation de Park appliquée aux variables réelles (tensions, courants et flux), permet d'obtenir des variables fictives appelées les composantes d-q ou les équations de Park. Du point de vue physique, cette transformation est interprétée comme une substitution des enroulements immobiles (a, b, c) par des enroulements (d-q) tournant avec le rotor. Cette transformation rend les équations dynamiques des machines à courant alternatif, plus simples ce qui facilite leur étude et leur analyse. Cette transformation est basée sur le théorème de Ferrari. La condition de passage du système triphasé au système biphasé est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales [27]

### II.8.3 Mise en équation de transformation de Park :

#### II.8.3.1 Passage direct de triphasé au diphasé :

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système biphasé (d-q) est donnée par :

$$[X_{dq0}] = [P(\theta)][X_{abc}] \quad (2 - 15)$$

Avec :

$[P(\theta)]$  : La matrice de passage direct de Park.

$X$ : Représente les variables considérées de la machine (tensions, courants ou flux).

$X_0$ : La composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le système est en équilibre

Où la matrice de passage direct de Park  $[P(\theta)]$  est donnée par :

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

### II.8.3.2 Passage inverse de diphasé au triphasé :

La transformée de Park inverse est nécessaire pour revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par :

$$[V_{abc}] = [P(\theta)]^{-1}[V_{dq0}] \quad (2-17)$$

Et la matrice de passage inverse de Park  $[P(\theta)]^{-1}$  est donnée par :

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

En convertissant les variables de tension de phase  $V_{abc}$  en variables  $V_{dq0}$  dans le cadre de référence du rotor, les équations suivantes sont obtenues :

$$\begin{bmatrix} V_q \\ V_d \\ V_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta_r & \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (2-19)$$

Et la conversion inverse de  $V_{dq0}$  vers  $V_{abc}$  se donne par :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r & 1 \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_q \\ V_d \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (2-20)$$

Donc, dans le repère (d, q) lié au rotor on va utiliser les relations suivantes :

$$[V_d \ V_q]^T = [P(\theta)][V_a \ V_b \ V_c]^T \quad (2-21)$$

$$[I_d \ I_q]^T = [P(\theta)][I_a \ I_b \ I_c]^T \quad (2-22)$$

$$[\varphi_d \ \varphi_q]^T = [P(\theta)][\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^T \quad (2-23)$$

L'angle  $\theta$  est défini comme suit :

$$\theta(t) = \int_0^t \omega_r(t) dt \quad (2 - 24)$$

Avec les hypothèses citées au-dessus dans l'article mode machine (II.5), les équations stator d, q du MSAP dans le référentiel rotor sont :

#### II.8.4 Les équations des tensions :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega_r \varphi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega_r \varphi_d \end{cases} \quad (2 - 25)$$

#### II.8.5 Les équations des flux :

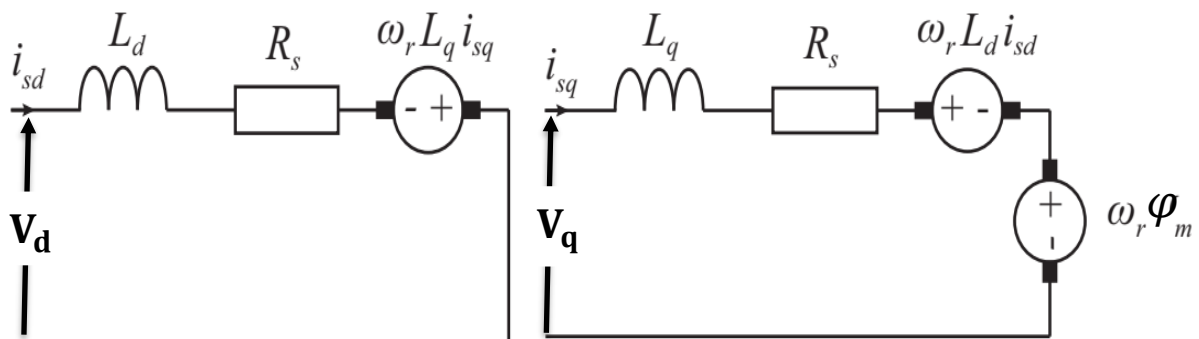
$$\begin{cases} \varphi_d = L_d I_d + \varphi_m \\ \varphi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (2 - 26)$$

Et par le remplacement l'équation des flux dans l'équation des tensions, on obtient :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r (L_d I_d + \varphi_m) \end{cases} \quad (2 - 27)$$

### II.9 Circuit équivalent du MSAP :

Un circuit équivalent est essentiel pour la simulation et la conception appropriées du moteur. Il est réalisé et dérivé de la modélisation d-q du moteur en utilisant les équations de tension.



(a) – axe direct

(b) – axe quadrature

**Figure II.7** Circuit équivalent de MSAP

Où :

$L_d$  Et  $L_q$  : les inductances dans le sens direct et en quadrature.

$V_d$  Et  $V_q$  : les tensions du stator dans la référence d-q.

$I_d$  Et  $I_q$  : les courants qui passent les enroulements de stator dans le repère d-q.

$R_s$  : la résistance du stator.

$\omega_r$  : la vitesse électrique du rotor.

$\varphi_m$  : le flux fournit par les aimants.

$\varphi_d$  Et  $\varphi_q$  : les flux de stator dans la référence direct et en quadrature.

## II.10 L'expression de couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique est exprimé par la dérivée partielle de l'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor comme suit :

$$C_e = \frac{dW_e}{d\theta_{geo}} P \frac{dW_e}{d\theta} \quad (2 - 28)$$

Selon Park, l'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$P_e(t) = \frac{3}{2} [V_d I_d + V_q I_q] \quad (2 - 29)$$

Et par remplacement par les valeurs de  $V_d, V_q$  (2 -27), on obtient :

$$P_e(t) = \frac{3}{2} \left[ \frac{d\theta}{dt} (\varphi_d I_d - \varphi_q I_q) + R_s (I_d^2 + I_q^2) + \left( I_d \frac{d\varphi_d}{dt} + I_q \frac{d\varphi_q}{dt} \right) \right] \quad (2 - 30)$$

Où l'on peut identifier :

$\frac{3}{2} R_s (I_d^2 + I_q^2)$  : les pertes de cuivre ou la puissance dissipée en pertes Joules dans les enroulements du stator.

$\frac{3}{2} \left( I_d \frac{d\varphi_d}{dt} + I_q \frac{d\varphi_q}{dt} \right)$  : le taux de variation de l'énergie magnétique stockée dans la machine (les enroulements du stator).

$\frac{3}{2} (\varphi_d I_d - \varphi_q I_q)$  : la puissance électromagnétique.

Et on a :

$$P_e = C_e \omega_m = C_e \frac{\omega_r}{p} \quad (2 - 31)$$

Donc, le couple électromagnétique est donné par l'expression :

$$C_e = \frac{3}{2} P (\varphi_d I_q - \varphi_q I_d) \quad (2 - 32)$$

Par conséquent, l'expression du couple électromagnétique en fonction des courants est comme suivant:

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

C'est, dans un sens, l'équation la plus importante des MSAP et mérite une considération détaillée. Tout d'abord, cela dépend des courants des axes d et q et des quatre paramètres du moteur, c'est-à-dire  $\varphi_m$ ,  $L_d$ ,  $L_q$  et P, et non de la vitesse. En outre, il se compose de deux parties, c'est-à-dire un couple magnétique et un couple de réluctance [10]. Le couple de l'aimant est présenté par :

$$C_m = \frac{3}{2} P \varphi_m I_q \quad (2 - 34)$$

C'est une fonction linéaire de  $I_q$ , indépendante de l'inductance des axes d et q. Le couple d'impédance est représenté par :

$$C_r = \frac{3}{2} P (L_d - L_q) I_d I_q \quad (2 - 35)$$

Qui est, en général, une fonction non linéaire, dépendant à la fois de  $I_d$  et de  $I_q$ . De plus, la différence d'inductance de la machine qui est une conséquence de la saillance magnétique de la machine, qui joue un rôle important dans cette composante de couple.

Aux fins de la modélisation dynamique, les équations peuvent être réorganisées pour donner des équations différentielles non linéaires du premier ordre en termes de variables comme :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_d}{dt} = \frac{1}{L_d} (V_d - R_s I_d + \omega_s L_q I_q) \\ \frac{dI_q}{dt} = \frac{1}{L_q} (V_q - R_s I_q - \omega_s L_d I_d - \omega_s \phi_m) \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - C_r - f_r \omega_r) \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega_r \end{array} \right. \quad (2 - 36)$$

Donc on peut traduire ces équations a un schéma de bloc fonctionnelle comme illustré la Figure II.8.

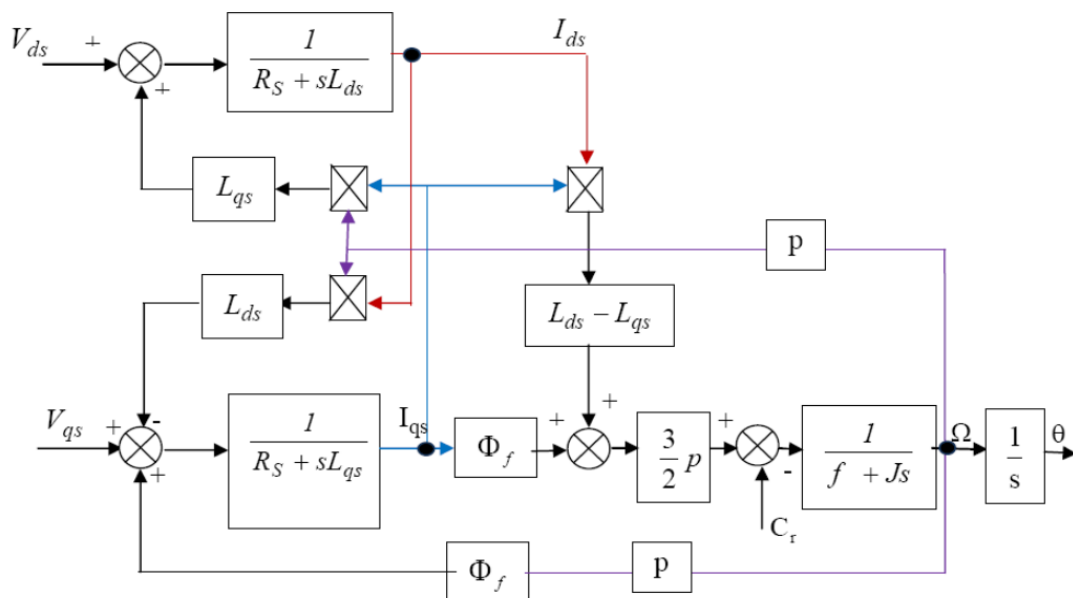


Figure II .8 Schéma bloc de MSAP [25]

### II.11 Modélisation sous la forme d'états de la MSAP :

Considérons les tensions ( $V_d, V_q$ ) et le flux d'excitation ( $\phi_m$ ) comme grandeurs de commande, les courants statoriques ( $I_d, I_q$ ) comme variable d'état et le couple résistant ( $C_r$ ) comme perturbation. A partir les équations de tensions (2-27) on peut écrire le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} [\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \\ [Y] = [C][X] + [D][U] \end{cases} \quad (2 - 37)$$

Où :

[A] : Matrice fondamentale qui caractérise le système

[B] : Matrice d'entrée

[U] : Vecteur de commande

[X] : Vecteur d'état (posons,  $[X] = [I_d \quad I_q]^T$ )

[C] : Matrice de sortie

[D] : Matrice de transfert direct

On peut écrire le système d'équation sous forme matricielle comme suit :

$$\frac{dX}{dt} = AX(t) + BU \quad (2 - 38)$$

$$Y = C X(t) \quad (2 - 39)$$

Avec :

$$[X] = [I_d \quad I_q]^T$$

$$[U] = [V_d \quad V_q \quad \varphi_m]^T$$

En utilisant les équations (2-36), après arrangement le système prend la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = \frac{R_S}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} \omega I_q + \frac{1}{L_d} V_d \\ \frac{dI_q}{dt} = \frac{R_S}{L_q} I_q - \frac{L_d}{L_q} \omega I_d - \frac{\varphi_m}{L_q} \omega + \frac{1}{L_q} V_q \end{cases} \quad (2 - 40)$$

Où :

$$X = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \varphi_m \end{bmatrix} \quad Y = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_S}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} \omega \\ -\frac{L_d}{L_q} \omega & -\frac{R_S}{L_d} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{1}{L_q} \omega \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

## **II.12 Modélisation de l'association convertisseur–MSAP :**

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera le système d'entraînement complet où la machine synchrone est associée avec un onduleur de tension triphasé, voir les schémas bloc dans l'annexe A.

### **II.12.1 Définition de l'onduleur :**

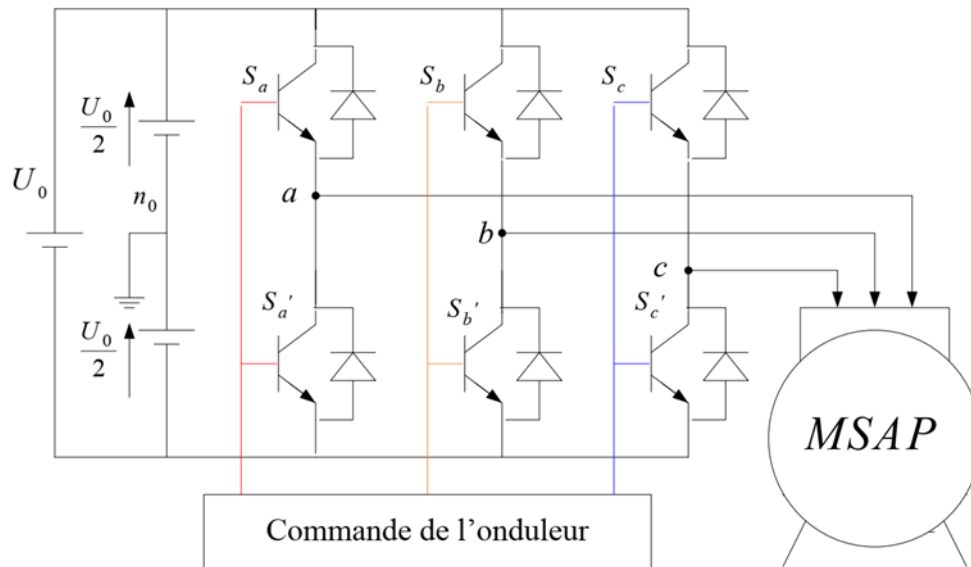
L'onduleur de tension a pour tâche de transformer une source de tension continue constante en une tension alternative polyphasée de fréquence et d'amplitude variables. L'architecture de ce convertisseur se compose de plusieurs bras, connectés chacun à une Phase du moteur et comportant deux interrupteurs de puissance. Le cas le plus fréquent est l'onduleur triphasé à trois bras Figure II.10. Ces interrupteurs découpent la tension d'entrée en impulsions de largeur variable. En faisant varier la largeur des impulsions (leur amplitude étant fixée par la tension d'alimentation continue), on peut modifier l'amplitude et la fréquence du fondamental, donc de la tension d'alimentation du moteur. Les onduleurs ont été conçus essentiellement pour fonctionner dans 2 domaines d'application [5] :

#### **II.12.1.1 La variation de vitesse :**

Le moyen le plus efficace de réguler la vitesse de ces machines et de travailler à la fréquence de leur tension d'alimentation est de concevoir un redresseur triphasé qui fournit une tension continue et on place un onduleur à la suite qui crée le réseau de tension triphasé sinusoïdal à une l'amplitude et à la fréquence permettant le fonctionnement désiré.

#### **II.12.1.2 Les alimentations sans interruption (ASI) :**

Certaines applications sensibles (hôpitaux, serveurs informatiques...) ne peuvent supporter la moindre panne d'alimentation. Pour réaliser une alimentation sécurisée, on a la même structure que précédemment avec des batteries sur le bus continu, ce qui permet de continuer à fournir de l'énergie et donc une tension sinusoïdale le temps qu'un groupe électrogène est réglé pour fournir l'alimentation.



**Figure II .10** Schéma de l'association MSAP – Onduleur triphasé de tension à deux niveaux

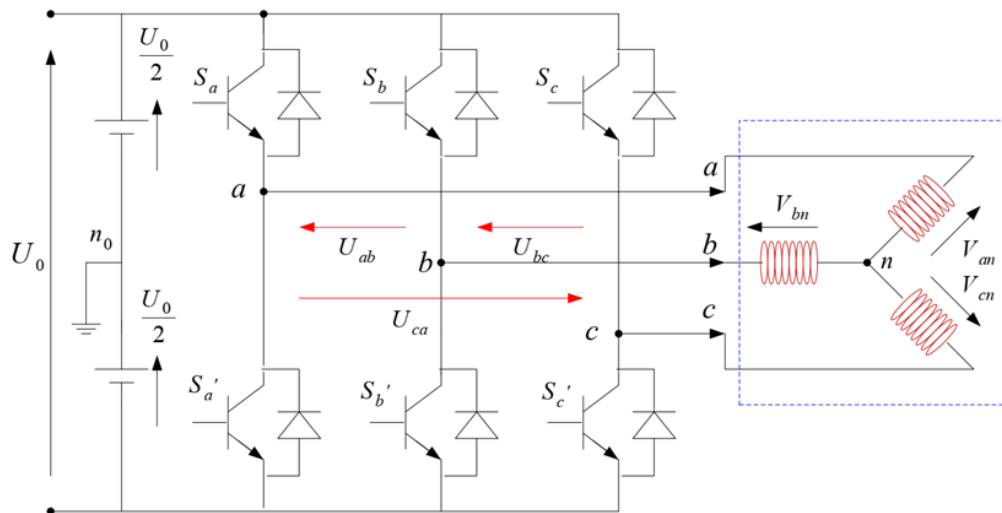
### II.12.2 Modélisation de l'onduleur :

Il existe plusieurs appareils (interrupteurs) disponibles sur le marché et ce sont des thyristors, des transistors à jonction bipolaire (BJT), des transistors à effet de champ MOS (MOSFET), des transistors bipolaires à grille isolée (IGBT) et des thyristors à désactivation de grille (GTO). Il a été déduit que les MOSFET et les IGBT sont préférés dans l'industrie en raison de ses avantages que le portail MOSFET permet un gain de puissance élevé et des avantages de contrôle. Le MOSFET est considéré comme un dispositif ON / OFF d'alimentation universel pour les applications à faible puissance et basse tension, tandis que l'IGBT est largement accepté dans les applications d'entraînement de moteur et d'autres applications dans la plage de puissance faible et moyenne [18].

Les deux interrupteurs dans une phase ne doivent jamais être allumés simultanément car cela court-circuiterait l'alimentation.

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

- ✚ Selon la source :
  - Onduleurs de tension.
  - Onduleurs de courant.
- ✚ Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.).
- ✚ Selon le nombre de niveaux (2,3, etc.).



**Figure II .11** Représentation d'un onduleur triphasé de tension à deux niveaux

Pour modéliser l'onduleur de tension comme l'indiqué la Figure II.11 on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être de deux générateurs de F.E.M égale  $V_{dc} = \frac{U_0}{2}$  connectés entre eux par un point milieu noté  $n_0$ .

La machine a été modélisée à partir des tensions simples qui nous notons,  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$ ,  $V_{cn}$ . l'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques  $S_i (i = a, b, c)$ . On appelle  $T_i$  et  $T'_i$  les transistors (supposée des interrupteurs idéaux), on a :

- Si  $S_i = +1$ ,  $T_i$  est passant et  $T'_i$  est ouvert.
- Si  $S_i = 0$ ,  $T_i$  est ouvert et  $T'_i$  est passant.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions  $V_{in_0}$  en fonction des signaux de commande  $S_i (i = a, b, c)$  et en tenant compte du point fictif  $n_0$  représenté sur la Figure II.11.

$$V_{in_0} = S_i V_{dc} \quad (2 - 41)$$

"n" est le point de rencontre des trois phases, que l'on appelle le montage étoile des pôles des enroulements de stator de MASP. Alors les trois tensions composées ( $U_{ab}$ ,  $U_{bc}$ ,  $U_{ca}$ ) sont définies par les relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (2 - 42)$$

Et puisque le système est équilibré :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (2 - 43)$$

Donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (2 - 44)$$

On met les tensions en fonction de point "n", on obtient :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (2 - 45)$$

En remplaçant (2-43) dans (2-44) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an0} \\ V_{bn0} \\ V_{cn0} \end{bmatrix} \quad (2 - 46)$$

On peut déduire le potentiel entre les points  $n$  et  $n_0$  :

$$V_{nn0} = \frac{1}{3}(V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}) \quad (2 - 47)$$

L'utilisation de l'expression (2-46) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

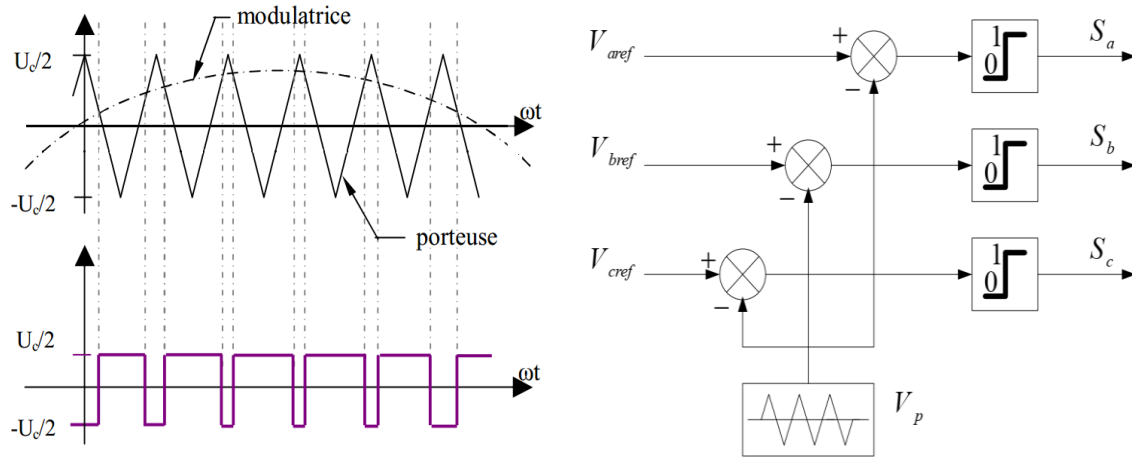
$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2 - 48)$$

Dans notre travail, on va appliquer la technique de commande par Modulation de Largeur d'impulsion MLI sinus-triangle et MLI Vectorielle avec plus de détails.

### II.12.3 Commande de l'onduleur par MLI "Sinus-triangle" :

La technique de modulation MLI "Sinus-triangle" est la technique de MLI la plus populaire en raison de sa simplicité. Le principe de cette technique consiste à comparer une onde modulante

basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulatrice. Le signal de référence représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence. Quant à la porteuse, elle définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur, c'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.



**Figure II.12** Principe de la commande par MLI sinus-triangle [25]

Les signaux de référence sinusoïdaux normalisés triphasés sont obtenus en mettant à l'échelle la tension de sortie alternative requise comme indiqué par :

$$\begin{cases} V_{a,ref} = V_m \cos(\omega t) \\ V_{b,ref} = V_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{c,ref} = V_m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (2-49)$$

Donc, le principe de cette commande peut être écrit par l'équation suivante :

$$\text{Si } V_{i,ref} \geq V_p \text{ où } (i = a, b, c) \Rightarrow \begin{cases} S_i = 1 \\ \text{sinon } 0 \end{cases}$$

Et l'équation de la porteuse s'écrit comme suivant :

$$V_{pm} \left( 4 \left( \frac{t}{T_p} \right) - 1 \right) \quad \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \quad (2-50)$$

$$V_{pm} \left( -4 \left( \frac{t}{T_p} \right) + 3 \right) \quad \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \quad (2-51)$$

Dans la technique MLI sinus-triangle, on trouve deux paramètres " $m$ " et " $r$ ":

Où : " $m$ " c'est l'indice de la modulation et se donne par la formule :

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (2 - 52)$$

Avec :  $f_p$ : la fréquence de la porteuse, et  $f$ : la fréquence de référence et le taux de réglage en tension " $r$ ", et se donne par la relation suivante :

$$r = \frac{V_m}{V_{pm}} \quad (2 - 53)$$

Avec :  $V_m$  c'est la valeur maximale de la tension de référence, et  $V_{pm}$  c'est la valeur crête de la porteuse.

## II.12.4 Commande de l'onduleur par la technique de MLI Vectorielle :

### II.12.4.1 Définition de technique MLI vectorielle :

Au début des années 70, Blaschke et Hasse ont inventé une nouvelle technique dite commande vectorielle, et à partir du constat que la machine à courant continu était commandée via un découplage naturel, l'idée fondamentale de Blaschke fut de mettre au point une commande permettant de rapprocher le comportement de la machine à courant alternatif de celui de la machine à courant continu.

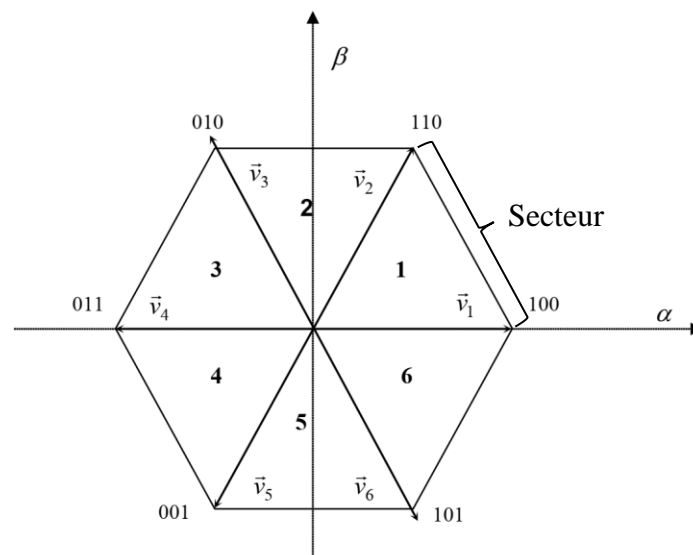
L'emploi de la technique MLI (modulation de largeur d'impulsions (ou Pulse Width Modulation, en anglais)) permet de déterminer les intervalles de conduction des interrupteurs. La MLI est une technique de découpage de tension ou de courant permettant de générer des formes quasi sinusoïdales. L'objectif principal de cette technique est de régler l'amplitude et la fréquence du terme fondamental et de rejeter les harmoniques indésirables générées par une ondulation "pleine onde" vers les fréquences élevées, leurs amplitudes devenant alors négligeables. Le procédé de modulation de largeur d'impulsion pour déterminer les instants de commutation des interrupteurs de l'onduleur se fait par la comparaison de trois signaux de référence avec le signal de la porteuse (triangulaire ou en dents de scie de fréquence beaucoup plus élevée et d'amplitude légèrement plus grande) qui fixe la fréquence de commutation. Les coïncidences entre la référence et la porteuse déterminent les instants de commutation des sorties MLI. Lorsque le signal de référence est au-dessus du signal de la porteuse, l'impulsion de sortie est 1 ; lorsqu'il est au-dessous de la porteuse, l'impulsion de sortie est égale à 0 [28].

Cette technique de MLI est basée sur les principes suivants :

- ✚ Le signal de référence est échantillonné à intervalle de temps régulier  $T_m$  (MLI régulier),
- ✚ Pour chaque phase, réalisation d'une impulsion de largeur  $T_m$  centrée sur la période (MLI symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage.
- ✚ Tous les interrupteurs d'un même demi-pont ont un état identique au centre et aux extrémités de la période (pour une MLI discontinue, l'état de l'un des interrupteurs de chaque demi-pont reste constant ce qui diminue les pertes de commutation mais augmente les harmoniques).

### II.12.4.2 Modulation Par MLI Vectorielle :

Pour expliquer le principe de la modulation par la méthode vectorielle, on fait appel au schéma suivant la Figure II.13 :



**Figure II .13** Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur [8]

Puisque chaque interrupteur a deux états (ouvert ou fermé), ce qui donne donc  $2^3 = 8$  combinaisons possibles représentées par huit vecteurs :

- Six vecteurs principaux (1 à 6) actif, la tension est appliquée aux bornes de la charge.
  - Deux vecteurs de roues libres (8 et 7) inactif, pas de tension aux bornes de la charge.
- Les six vecteurs principaux sont déphasés, l'un par rapport à l'autre, de  $(\pi/3)$  formant ainsi six sections (triangles). Chaque vecteur correspond à une séquence bien définie composée de trois variables logiques qui pilotent instantanément les trois bras de l'onduleur comme indiqué la Figure II.14 et le Tableau II.1

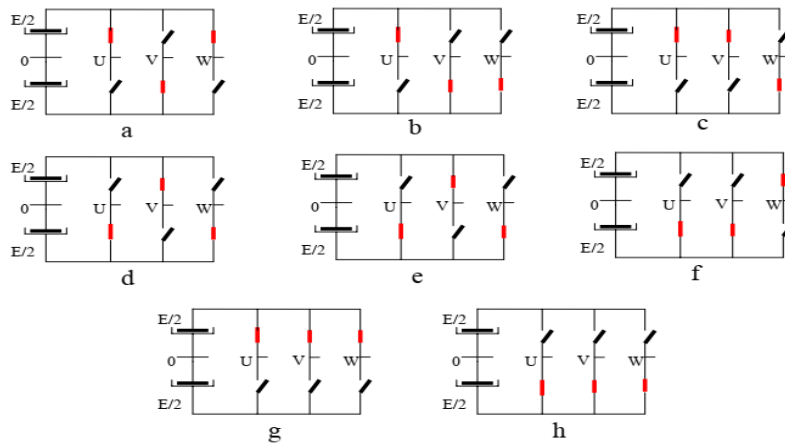


Figure II .14 Configurations réalisables par un onduleur triphasé

Une phase du côté alternatif peut-être connectée à la borne positive de liaison continue si l’interrupteur supérieur de cette phase est allumé, ou à la borne négative de liaison continue si l’interrupteur inférieur de cette phase est allumé. Par conséquent, la tension polaire d’une phase est donnée par :

$$V_{xn0} = \begin{cases} V_{dc} & \text{si l'intérupteur supérieur de la phase } x \text{ est allumé.} \\ -V_{dc} & \text{si l'intérupteur inférieure de la phase } x \text{ est allumé} \end{cases}$$

Tableau II .1 États de commutation (interrupteurs) de l'onduleur à deux niveaux [8]

Etat d'interrupteur	Phase A (V <sub>an0</sub> )	Phase B (V <sub>bn0</sub> )	Phase C (V <sub>cn0</sub> )
- - -	-V <sub>dc</sub>	-V <sub>dc</sub>	-V <sub>dc</sub>
+ - -	+V <sub>dc</sub>	-V <sub>dc</sub>	-V <sub>dc</sub>
+ + -	+V <sub>dc</sub>	+V <sub>dc</sub>	-V <sub>dc</sub>
- + -	-V <sub>dc</sub>	+V <sub>dc</sub>	-V <sub>dc</sub>
- + +	-V <sub>dc</sub>	+V <sub>dc</sub>	+V <sub>dc</sub>
- - +	-V <sub>dc</sub>	-V <sub>dc</sub>	+V <sub>dc</sub>
+ - +	+V <sub>dc</sub>	-V <sub>dc</sub>	+V <sub>dc</sub>
+ + +	+V <sub>dc</sub>	+V <sub>dc</sub>	+V <sub>dc</sub>

### II.12.4.3 Les vecteurs spatiaux de tension :

La modulation des vecteurs spatiaux pour un onduleur de tension est basée sur la représentation vectorielle des tensions triphasées dans un plan bidimensionnelle ( $\alpha$ - $\beta$ ), où les tensions ( $U_{AB}$ ,

$U_{BC}$ ,  $U_{CA}$ ) sont les vecteurs des tensions composées décalés entre eux de  $120^\circ$  dans l'espace. Le vecteur efficace de tension produit par cette topologie est représenté comme  $V_1(pnn)$  dans la Figure II.16. Ici le «  $pnn$  » de « notation » se rapporte aux trois bras des phases (abc) étant relié à la borne positive de la source de tension continue ( $p$ ) ou à la borne négative de la source de tension continue ( $n$ ). Ainsi le «  $pnn$  » indique que la phase (a) étant relié à la borne positive ( $p$ ) et les phases (b et c) étant reliés à la borne négative ( $n$ ).

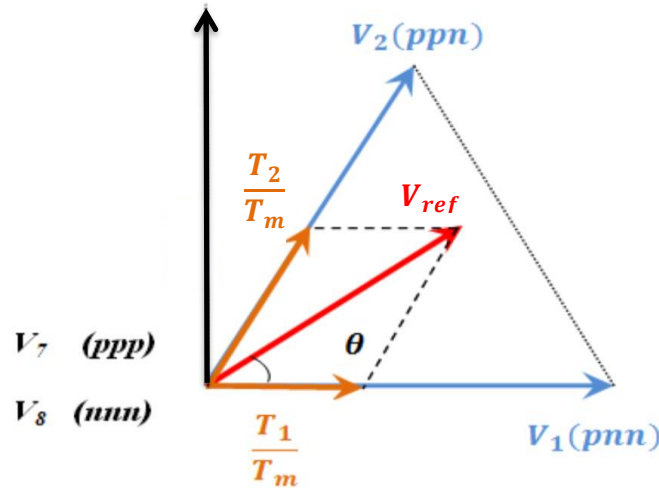


Figure II .15 Projection du vecteur de tension dans le secteur n°1 [5]

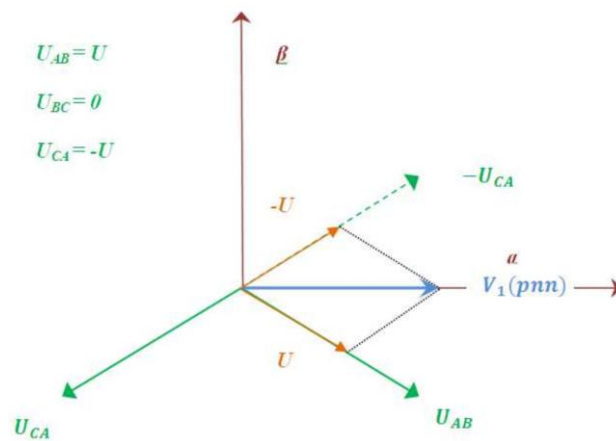


Figure II .16 Représentation de la topologie 1 dans le plan ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) [5].

$V_{ref}$  désiré à la sortie de l'onduleur est dans le secteur-1 comme illustré dans la Figure II.16, où  $V_1(pnn)$  et  $V_2(ppn)$  le temps d'utilisation de chacun étant respectivement  $T_1$  et  $T_2$ , et le vecteur nul  $V_7(nnn)$  ou  $V_8(ppp)$  ayant un temps d'utilisation  $T_0$  :

$$T_1V_1 + T_2V_2 + T_0V_0 = T_mV_{ref} \tag{2 - 54}$$

Avec :

$$\frac{T_1}{T_m} + \frac{T_2}{T_m} + \frac{T_0}{T_m} = 1 \quad (2 - 55)$$

Et :

$$T_1 + T_2 + T_0 = T_m \quad (2 - 56)$$

### II.12.5 Principe de MLI vectorielle :

Le principe de la MLI vectorielle consiste à reconstruire le vecteur de tension  $V_{ref}$  pendant une période d'échantillonnage  $T_m$  par les vecteurs tension adjacents  $V_i, V_{i+1}$ , correspondants aux huit états possibles de l'onduleur.

Pour simplifier les calculs et représenter ces tensions. On utilise la transformation de Concordia pour transformer le vecteur de tensions triphasées ( $V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}$ ) à un vecteur de tensions diphasées ( $V_\alpha, V_\beta$ ), ou Le matrice de Concordia est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad (2 - 57)$$

Cette matrice est normée, elle permet la conservation de puissance. Cependant, les amplitudes des tensions et des courants, dans le système ( $\alpha$ - $\beta$ ) sont multipliées par un coefficient  $\sqrt{2/3}$ . Donc, pour les déterminer dans le système réel, à partir du système ( $\alpha$ - $\beta$ ) nous devons les diviser par ce coefficient, le vecteur  $V_{ref}$  qui représente à chaque instant le système triphasé, est défini par la relation :

$$V_{ref} = V_\alpha + jV_\beta \quad (2 - 58)$$

A l'aide des expressions (2-57) et (2-48) on peut dresser le tableau de différents états de l'onduleur :

**Tableau II.2** Les différents états de l'onduleur

$V_i$	$S_a$	$S_b$	$S_c$	$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$	$U_{c\alpha}$	$U_{c\beta}$
$V_0$	0	0	0	0	0	0	0	0
$V_1$	1	0	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	0
$V_2$	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
$V_3$	0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
$V_4$	0	1	1	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	0
$V_5$	0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
$V_6$	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
$V_7$	1	1	1	0	0	0	0	0

### II.12.5.1 Les séquences de traitement :

A un instant donné, l'onduleur peut générer seulement huit tensions  $V_i = (1, 2, \dots, 8)$  dans le plan de la transformée de Concordia ( $\alpha, \beta$ ) dont deux sont nulles ;  $V_0$  et  $V_7$ , et six ont le module ( $U\sqrt{\frac{2}{3}}$ ) et la direction  $[\pi/3 (i - 1)]$ .

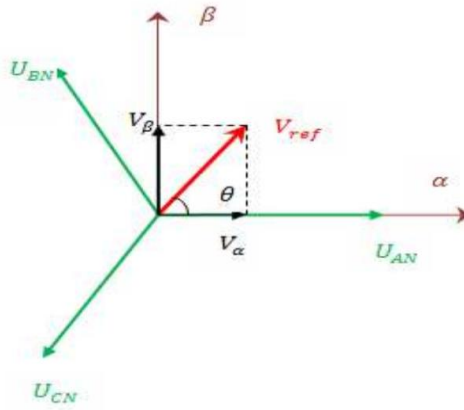
Ces vecteurs sont appelés vecteurs d'espace et sont donnés par la relation suivante :

$$V_i = U \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \frac{\pi}{3} (i - 1) \\ \sin \frac{\pi}{3} (i - 1) \end{bmatrix}, i = 1, \dots, 6. \quad (2 - 59)$$

Deux vecteurs d'espace successifs  $V_i$  et  $V_{i+1}$  définissent le secteur  $i$ , par conséquent, Le fonctionnement de la MLI vectorielle se résume par une séquence de traitement :

- Détermination de  $V_\alpha, V_\beta, V_{ref}$  et angle ( $\theta$ ).
- Détermination du secteur «  $i$  » contenant le vecteur  $V_{ref}$ .
- Détermination des durées d'utilisation des interrupteurs  $T_1, T_2$  et  $T_0$ .
- Détermination de la période de commutation de chaque interrupteur ( $S_a, S_b, S_c$ , et  $S'_a, S'_b$  et  $S'_c$ ).

### II.12.5.2 Détermination de $V_\alpha$ , $V_\beta$ , $V_{ref}$ et angle ( $\theta$ ) :



**Figure II .17** Projection des vecteurs de tension  $V_{AN}$ ,  $V_{BN}$ ,  $V_{CN}$  sur le plan ( $\alpha$ - $\beta$ ) [5]

A partir de la Figure II.17, de  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$ ,  $V_{ref}$  et angle ( $\theta$ ) peuvent être déterminés comme suit :

$$\begin{cases} V_{AN} = r \frac{U}{2} \cos(\theta) \\ V_{BN} = r \frac{U}{2} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{CN} = r \frac{U}{2} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (2 - 60)$$

Où  $r$  : est le coefficient de réglage.

$$V_\alpha = V_{AN} - V_{BN} \cos(60) - V_{CN} \cos(60) = V_{AN} - \frac{1}{2}V_{BN} - \frac{1}{2}V_{CN} \quad (2 - 61)$$

$$V_\beta = 0 * V_{AN} + V_{BN} \cos(30) - V_{CN} \cos(30) = -\frac{1}{2}V_{BN} - \frac{1}{2}V_{CN} \quad (2 - 62)$$

$$V_{ref} = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (2 - 63)$$

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right) = \omega t = 2\pi f t \quad (2 - 64)$$

Où  $f$  : est la fréquence fondamentale

### II.12.5.3 Détermination des secteurs :

Il est intéressant d'écrire la tension  $V_{ref}$  que l'on veut réaliser sous forme polaire, elle est de module  $V$  et d'angle polaire  $\theta$ .

$$V_{ref} = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = U \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} \quad (2 - 65)$$

L'algorithme pour déterminer  $i$  est décrit ci-dessous :

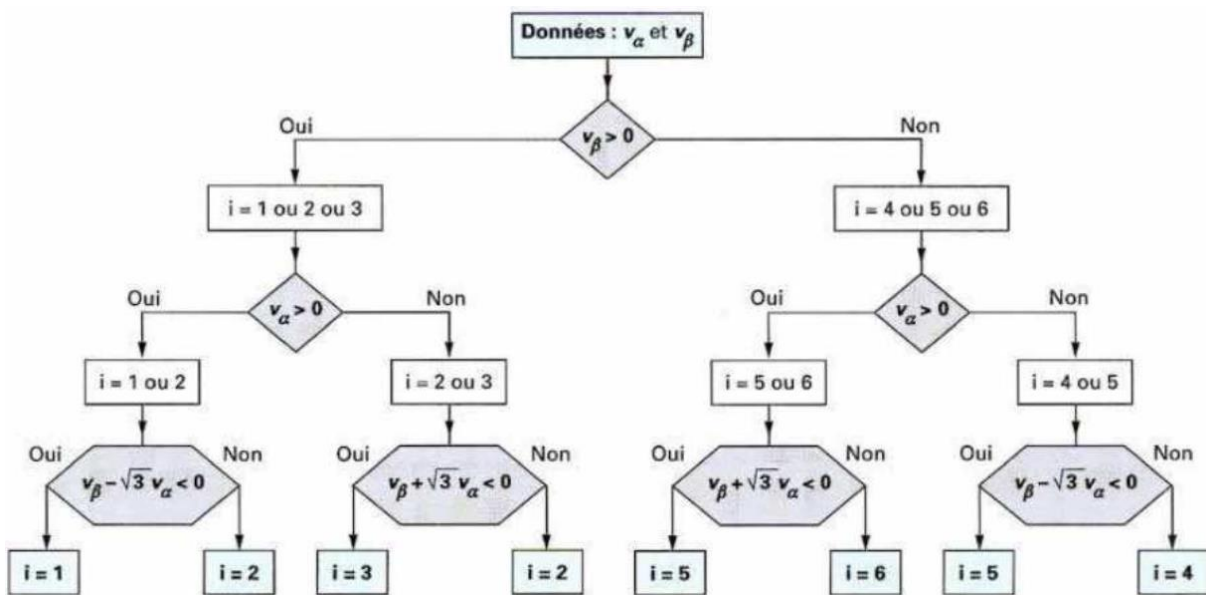


Figure II .18 L'algorithme pour déterminer « i » [8].

#### II.12.5.4 Détermination des instants $T_1$ et $T_2$ :

La détermination des instants  $T_1$  et  $T_2$  sont données par une simple projection sur les axes  $\alpha$  et  $\beta$ , la Figure II.19 :

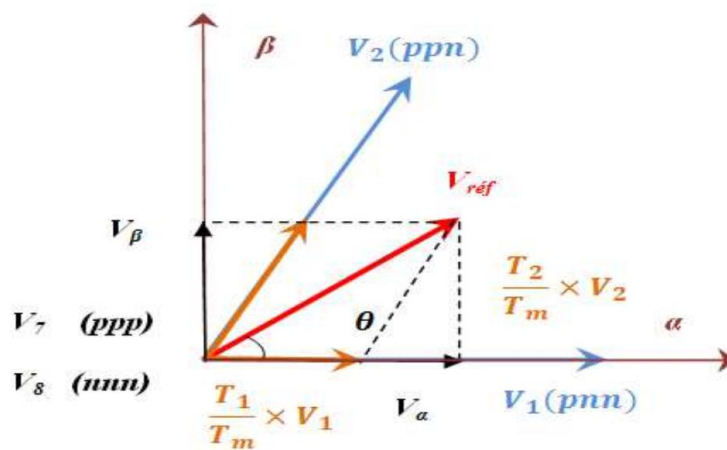


Figure II .19 Production du vecteur de tension dans le secteur  $n^o1$  [5]

$$\int_0^{T_m} V_{ref} dt = \int_0^{T_1} V_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_m} V_0 dt \quad (2 - 66)$$

$$T_m V_{ref} = (T_1 V_1 + T_2 V_2) + T_0 (V_7 \text{ ou } V_8) \quad (2 - 67)$$

Où ( $0 \leq \theta \leq 60^\circ$ ), donc  $i = 1$  :

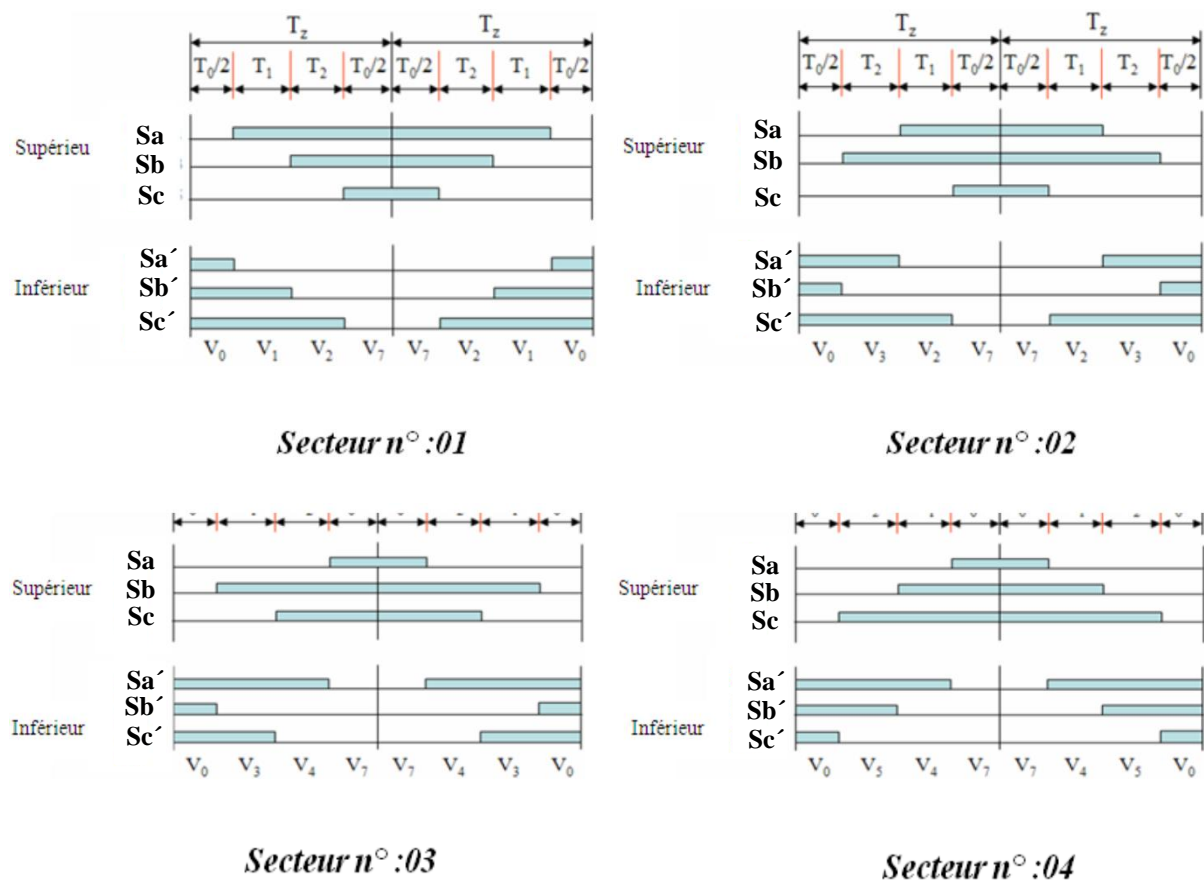
$$T_1 = T_m \frac{|V_{ref}| \sin(\frac{\pi}{3} - \theta)}{\sqrt{\frac{2}{3}} U \sin(\frac{\pi}{3})} \quad (2 - 68)$$

$$T_2 = T_m \frac{|V_{ref}| \sin(\theta)}{\sqrt{\frac{2}{3}} U \sin(\frac{\pi}{3})} \quad (2 - 69)$$

Par conséquent, nous pouvons effectuer le même calcul pour chaque secteur.

### II.12.5.5 Détermination de la période de commutation de chaque interrupteur :

Les impulsions durant une période d'échantillonnage  $T_m$  est présentée dans le chronogramme de la Figure II.20.



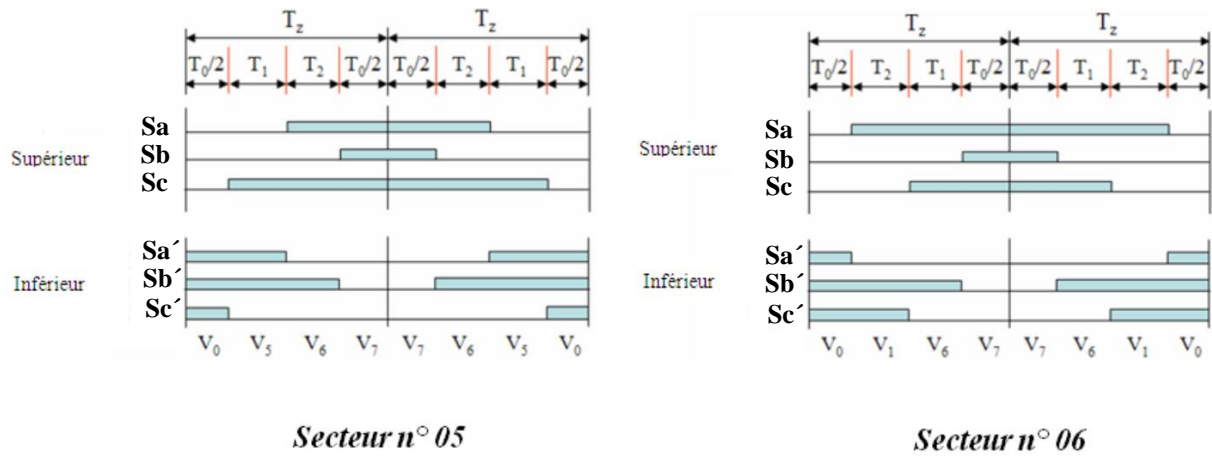


Figure II .20 Vecteurs à appliquer pour chaque secteur [5]

Tableau II .3 Calcul du temps de commutation pour chaque secteur [5].

Secteur	Commutateur supérieure (Sa, Sb, Sc)	Commutateur inferieure (Sa' ,Sb', Sc)
1	$S_a = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_c = T_2 + T_0/2$ $S_{b'} = T_0/2$	$S_b = T_0/2$ $S_{a'} = T_1 + T_0/2$ $S_{c'} = T_1 + T_2 + T_0/2$
2	$S_a = T_1 + T_0/2$ $S_c = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_{b'} = T_0/2$	$S_{a'} = T_0/2$ $S_{c'} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_b = T_2 + T_0/2$
3	$S_a = T_0/2$ $S_c = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_{b'} = T_2 + T_0/2$	$S_{a'} = T_0/2$ $S_{c'} = T_1 + T_0/2$ $S_b = T_1 + T_2 + T_0/2$
4	$S_a = T_0/2$ $S_c = T_1 + T_0/2$ $S_{b'} = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_{a'} = T_2 + T_0/2$ $S_{c'} = T_1 + T_0/2$ $S_b = T_1 + T_2 + T_0/2$
5	$S_a = T_2 + T_0/2$ $S_c = T_0/2$	$S_{a'} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_{c'} = T_0/2$

	$S_{b'} = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_b = T_1 + T_0/2$
6	$S_a = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_c = T_0/2$ $S_{b'} = T_1 + T_0/2$	$S_{a'} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_{c'} = T_2 + T_0/2$ $S_b = T_0/2$

## II.13 Techniques de commande a MSAP :

Dans la littérature, deux types d'approches de la commande de la MSAP alimentée en tension ont été proposées : Les commandes classiques et les commandes modernes.

### II.13.1 Les commandes classiques :

Nous pouvons citer principalement :

#### II.13.1.1 La commande scalaire (ou V/f) :

Le principe de cette méthode est maintenu le flux constant en gardant le rapport tension/fréquence constant, ce que ça veut dire d'agir sur la fréquence et l'amplitude des courants ou tensions d'entrée afin de faire varier l'amplitude et la vitesse de rotation des vecteurs spatiaux (flux, tension, etc.), et donc faire varier le couple et la vitesse de rotation du moteur.

#### II.13.1.2 La commande vectorielle :

Appelée aussi la commande par orientation du flux, qui permet de ramener le comportement de la MSAP à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée. Où on trouve trois types de commande vectorielle :

- ✓ Commande vectorielle simplifiée
- ✓ Commande vectorielle indirecte
- ✓ Commande vectorielle directe

#### II.13.1.3 Commande directe du couple :

Qui permet la commande directe du flux statorique et du couple électromagnétique. Le principe de base du DTC est de contrôler directement le vecteur de flux du moteur le long de la trajectoire prédéterminée à la vitesse prédéterminée. Tout écart ou déviation du flux du moteur réel par rapport à la trajectoire de référence est détecté par un ensemble de contrôleurs d'hystérésis, qui

sélectionnent directement le vecteur de commutation approprié de telle sorte que l'écart est minimisé [23].

#### **II.13.1.4 La commande sans capteur (observateur) :**

Les commandes évoluées telle que “la commande vectorielle” nécessitent une connaissance précise de la position du rotor pour assurer un autopilotage. Ces informations peuvent être obtenues via des capteurs mécaniques de position. En effet, la présence des capteurs provoque de nombreux inconvénients comme :

- \* - réduction de la fiabilité du système.
- \* - sensibilité additionnelle aux perturbations extérieures,
- \* - câblages supplémentaires entre la machine et son variateur.
- \* - difficulté voire impossibilité d'intégrer de tels capteurs à la périphérie ou à l'intérieur du moteur.
- \* - augmentation significative du coût (due essentiellement au capteur de position, à la maintenance en cas de panne du capteur).

Pour des raisons économiques, de sûreté de fonctionnement ou d'une solution dégradée mais fonctionnelle aux applications avec capteurs en cas de panne de ceux-ci, une place primordiale a été réservée aux commandes sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents. De ce fait, une solution est l'usage d'observateurs.

La synthèse des observateurs dits “capteurs logiciels” qui remplacent les capteurs mécaniques présente une solution prometteuse. L'emploi de ces observateurs est de reconstruire les grandeurs mécaniques non mesurables (vitesse, position) en utilisant exclusivement des grandeurs électriques mesurées (courants statoriques, tensions statoriques) afin de fournir en temps réel les informations requises pour la commande [29].

#### **II.13.2 Les commandes modernes « intelligente » :**

Le but principal étant de parvenir à un contrôle simple, adaptatif et performant. Ces contrôleurs offrent la possibilité d'obtenir la reproduction des dynamiques d'un système complexe non linéaire seulement à travers ces entrées /sorties, sans avoir recours à un modèle structurel. Ils peuvent exprimer des objectifs qui sont difficiles à exprimer mathématiquement., il existe plusieurs types [29].

Parmi elles, nous pouvons citer par exemple :

### **II.13.2.1 Modes glissants (MG) :**

Qui repose sur l'utilisation d'une commande à commutation haute fréquence et consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre [29].

### **II.13.2.2 Backstepping :**

Cette stratégie de commande a été introduite au début des années 90. Elle représente un outil efficace pour contrôler les systèmes non linéaires à structure triangulaire d'une façon récursive. Le principe fondamental de cette technique est de rendre les systèmes bouclés équivalents à des sous-systèmes d'ordre un en cascade stables au sens de Lyapunov, ce qui lui confère une stabilité globale asymptotique et une robustesse contre les variations paramétriques et les incertitudes de modélisation [25].

### **II.13.2.3 La logique floue :**

En anglais (fuzzy logic), se base sur l'échelle des valeurs vraies (0, 1/2, 1) pour classer les éléments ou symboles. La logique floue est une description mathématique d'un processus basée sur la théorie des ensembles flous. A cette époque la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux. En effet, les ordinateurs, avec leur fonctionnement exact par tout ou rien (1 ou 0), ont commencé à se répandre sur une grande échelle. Par contre, la logique floue permettait de traiter des variables non exactes dont la valeur peut varier entre (1 et 0) [27].

### **II.13.2.4 Le réseau neuronal :**

Se situe au croisement de l'informatique et de la biologie. Il est calqué sur le paradigme du cerveau humain dont il démultiplie la puissance, sans lui ressembler tout à fait puisqu'il est dépourvu d'émotions. L'origine des réseaux de neurones vient de l'essai de modélisation du neurone biologique par Warren McCulloch et Walter Pitts. Ils supposent que l'impulsion nerveuse est le résultat d'un calcul simple effectué par chaque neurone et que la pensée née grâce à l'effet collectif d'un réseau de neurones interconnectés.

Un ANN (Réseaux de Neurones Artificiels) traite l'information qu'il reçoit d'une manière analogue aux neurones du cerveau. Il est constitué de plusieurs éléments processeurs dits neurones artificiels reliés les uns aux autres par un réseau complexe. La sortie de chaque neurone peut être reliée en entrée à plusieurs autres neurones. Chaque neurone effectue une somme pondérée des signaux d'entrée modulés par une fonction dite activation (une fonction linéaire ou non linéaire) et génère une sortie qui sera appliqué aux autres neurones via des

connexions pondérées. Avec cette simple structure et en choisissant un nombre approprié de neurones, ces réseaux sont capables d'approximer n'importe quelle fonction continue avec une certaine précision [30].

## II.14 Résultats de simulation :

Afin de compléter l'étude théorique et la modélisation réalisée, qui sont présentés ci-dessus, nous devons effectuer une simulation numérique à la suite de ce travail. La simulation a été réalisée sur le logiciel Matlab / Simulink. Et les paramètres et les schémas bloc de la machine se trouvent dans l'annexe A.

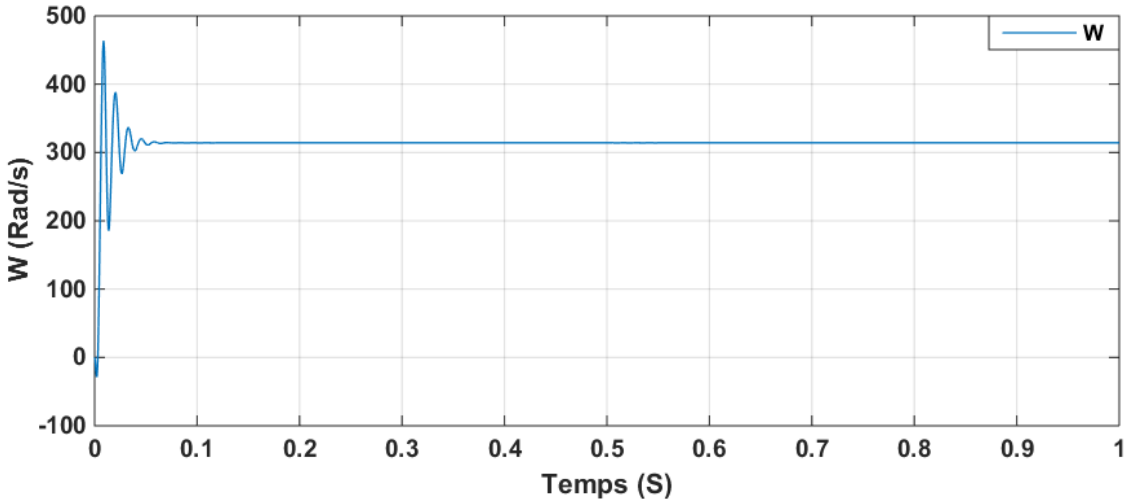
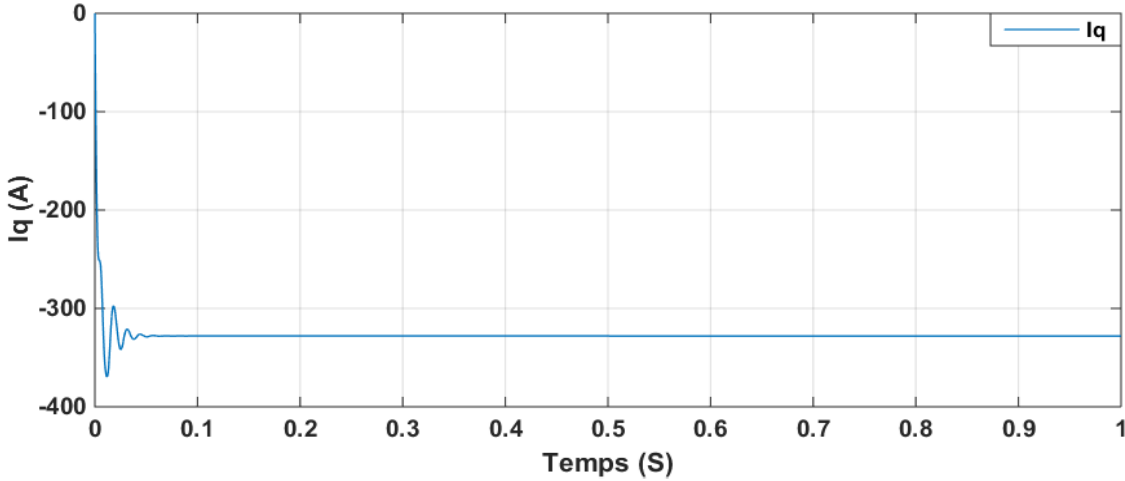
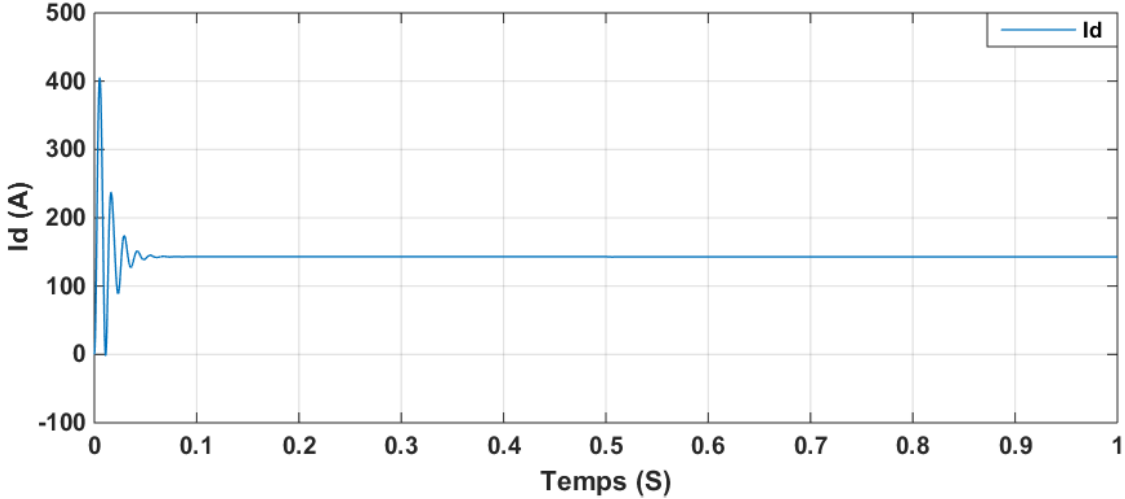
### II.14.1 Alimentation par réseau :

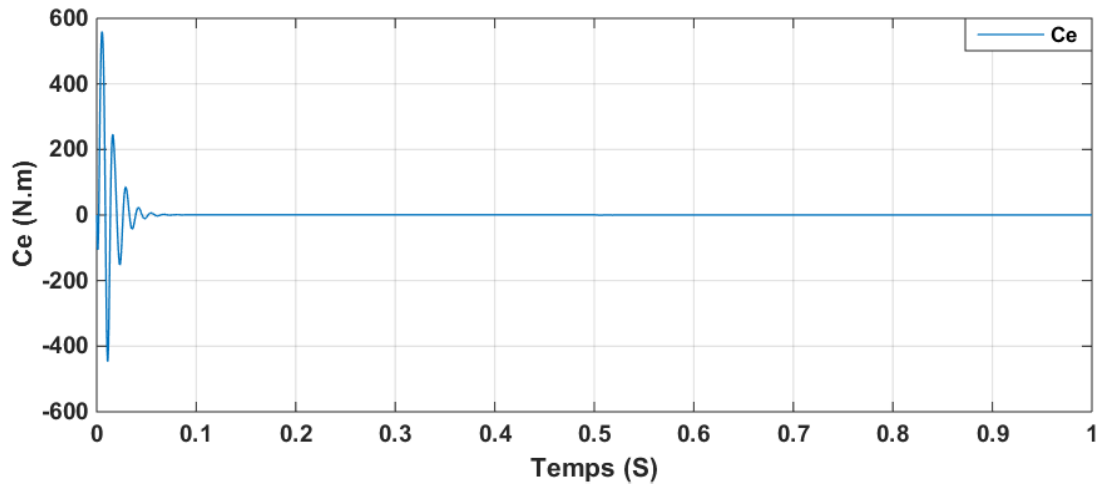
En premier étape de la simulation du MSAP, l'alimentation s'effectue par un réseau équilibré ( $V=220 V$  et de fréquence  $50 Hz$ ) pour un démarrage à vide, comme illustré La Figure II.21.

Et dans la deuxième étape on applique un couple résistant de  $Cr = 10 N.m$  à l'instant  $t = 0.5s$ , voir la Figure II.22.

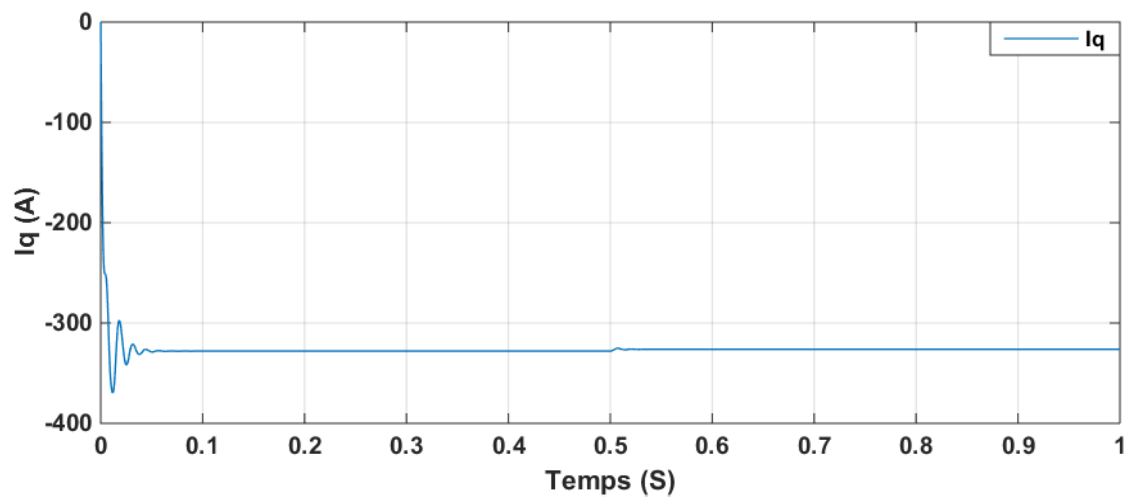
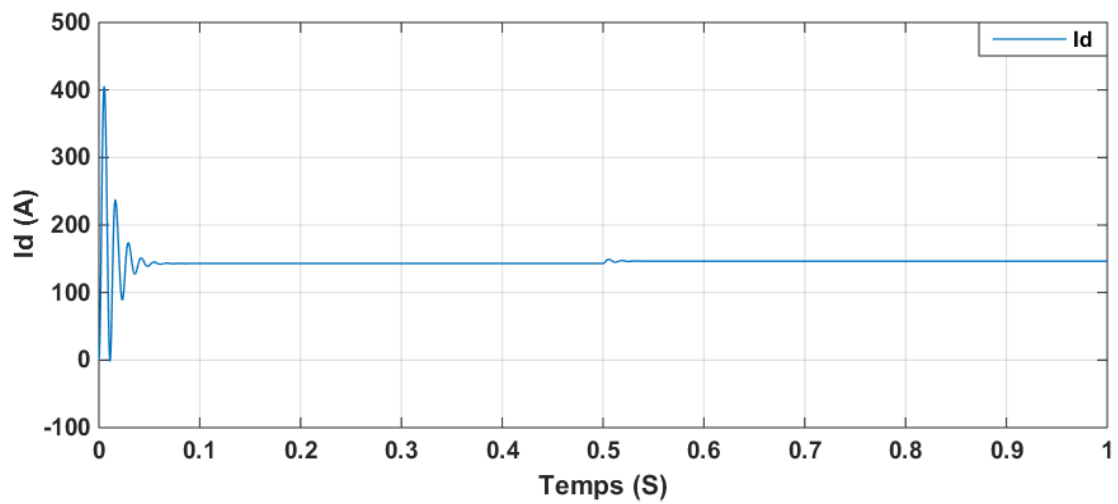
Pendant le régime transitoire (jusqu'à les limites de  $0.05 s$ ), la vitesse, les courants  $I_d$  et  $I_q$  et le couple sont fortement pulsatoires.

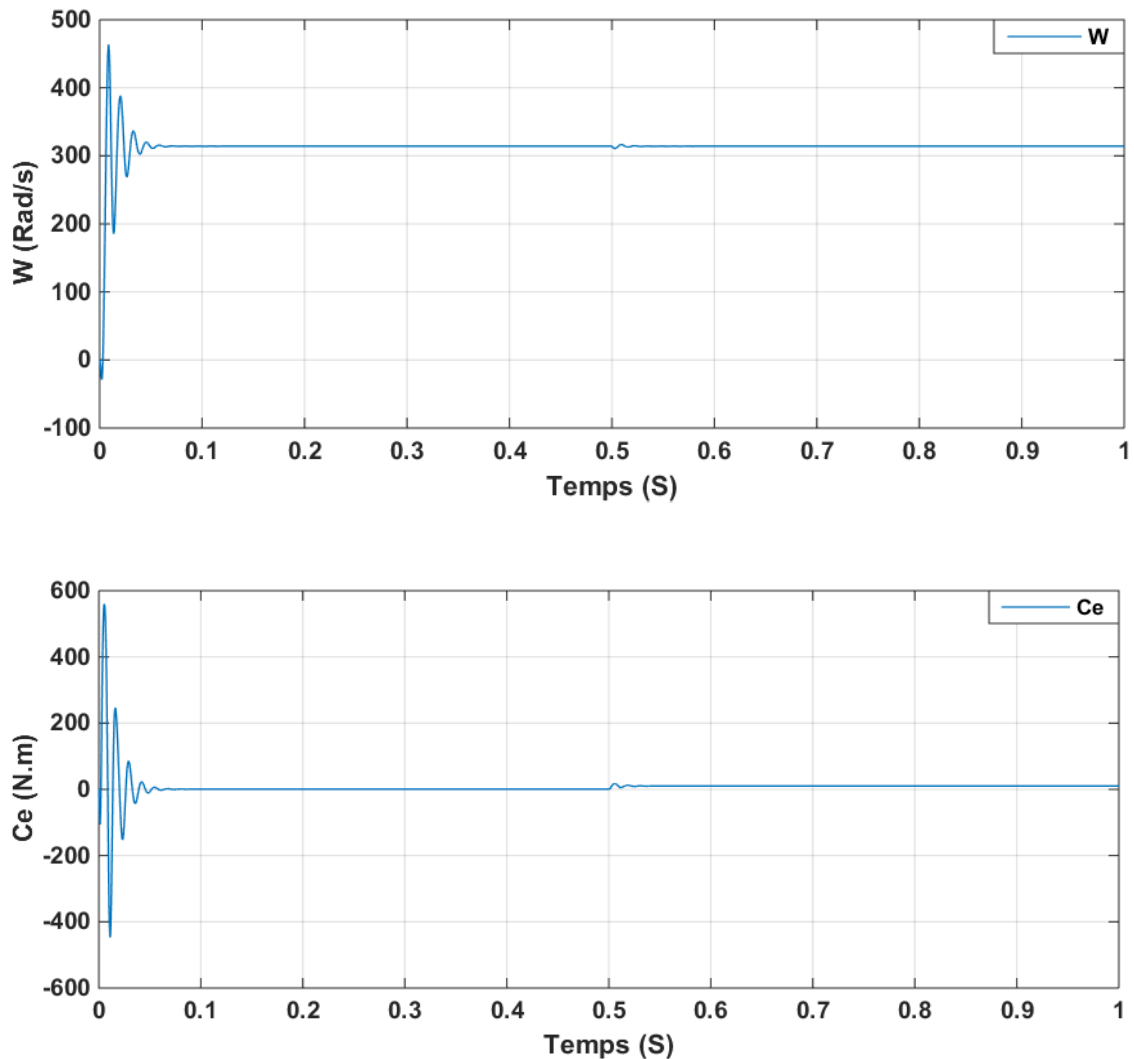
- ✚ La pulsation de la vitesse est très grande et peut atteindre à la valeur de  $470 rad/s$ , où on le remarque au début, là où apparaissent les battements importants. Les réactions des masses rotatives ont tendance à ramener le moteur dans une position Stable. Cela se traduit par une diminution de la fréquence des impulsions à  $0,05 s$ . Et puis on remarque la stabilité totale du moteur.
- ✚ La forme de la courbe de couple au démarrage présente de grandes impulsions dans un court laps de temps, et cela est dû à la nature du démarrage des moteurs, où le couple a une valeur significative, même sans charge, puis il se stabilise à zéro car la machine est vide.
- ✚ À l'instant  $t_s = 0.5s$ , on applique une charge de  $Cr = 10 N.m$ , on voit que Les caractéristiques de la machine changent au moment où la charge est appliquée, puis elle se stabilise, C'est ce que nous appelons ; le régime permanent. Ces résultats montrent clairement le couplage fort qui existe entre les différentes variables qui indiquent la nature non linéaire de la machine.





*Figure II .21 Résultats de simulation du MSAP alimentée par un réseau triphasé équilibré (à vide).*



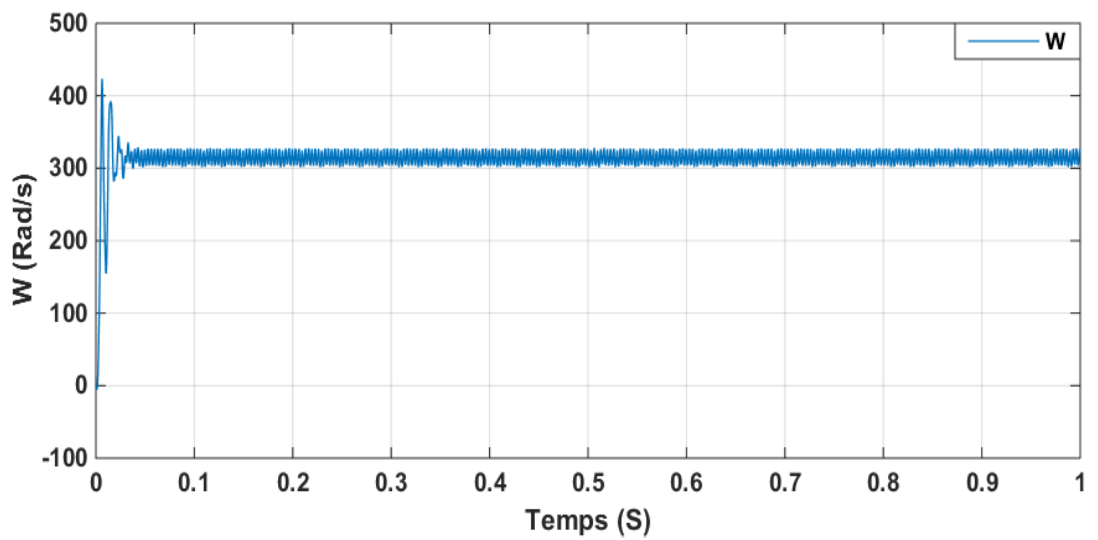
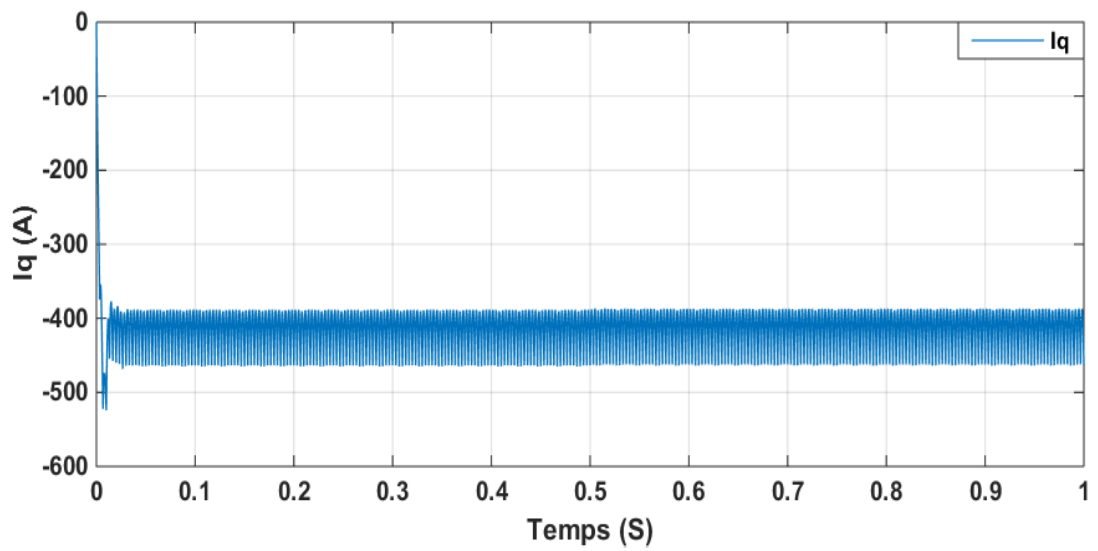
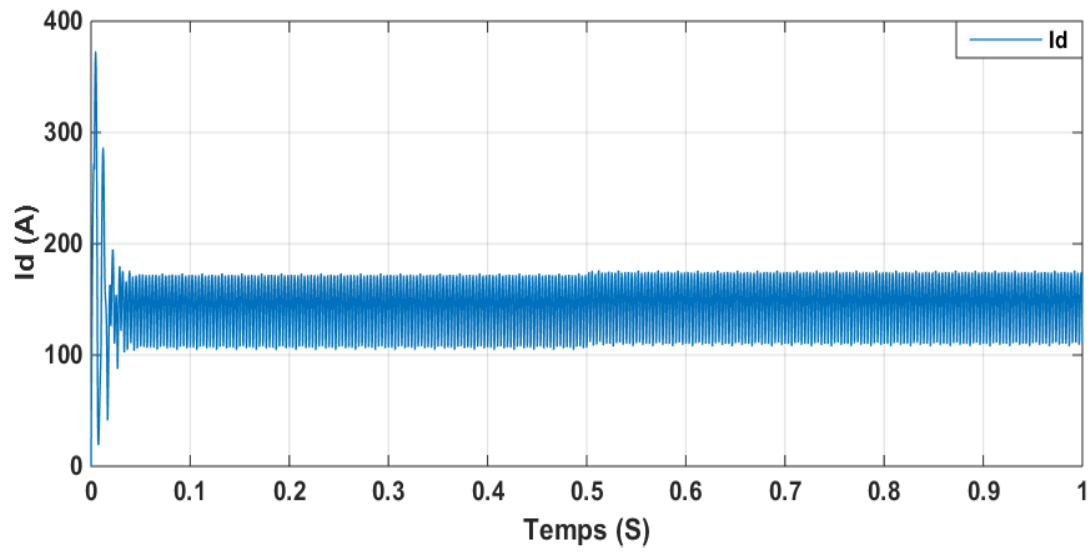


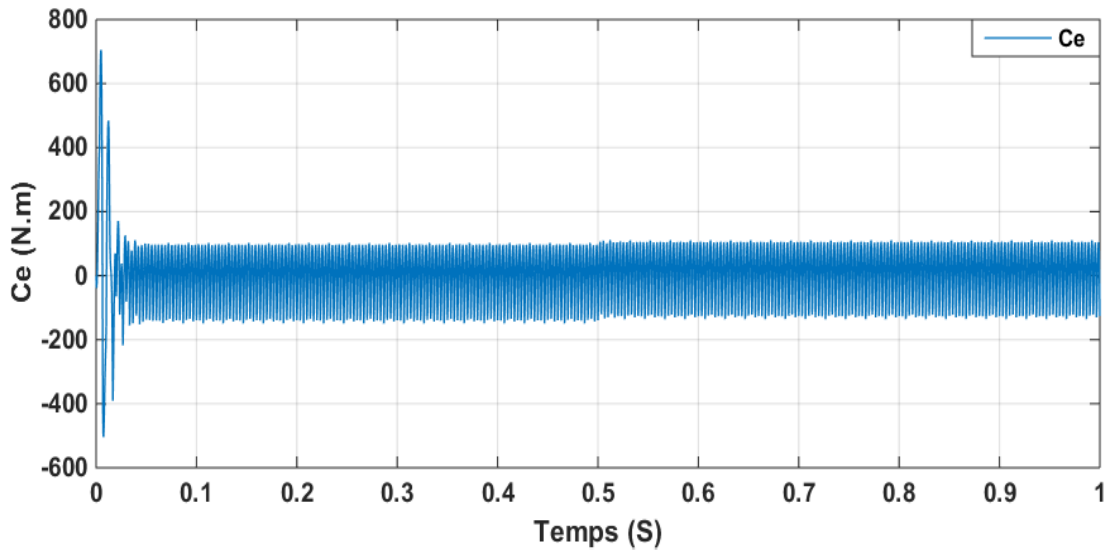
*Figure II.22 Résultats de simulation du MSAP alimentée par un réseau triphasé équilibré (en charge).*

#### II.14.2 Alimentation par un onduleur de tension :

Nous avons simulé l'association convertisseur statique-MSAP, pour un démarrage à vide puis on applique un couple résistant de  $C_r = 10 \text{ N.m}$  à l'instant  $t = 0.5 \text{ s}$ , voir la Figure II.23.

Si l'on compare ces résultats (MSAP alimenté par onduleur) avec ceux obtenus auparavant (MSAP est alimenté par un réseau), on voit qu'ils sont presque similaires, sauf que la présence de l'onduleur engendre des ondulations. Et ces ondulations sont dues aux natures d'onduleur lui-même. Comme il donne des ondes quasi-sinusoïdales, qui sont également saturées par des harmoniques.





*Figure II.23 MSAP alimentée par onduleur de tension (en charge).*

## II.15 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous modélisons une machine synchrone à aimant permanent dans un système triphasé, puis nous la transformée en un système biphasé, et cela grâce à la transformation de Park. De plus, le choix des références et la conversion du système moteur de triphasé à biphasé nous ont facilité la première écriture des équations d'état, par-se-que le modèle triphasé est de nos jours rarement utilisé à cause de sa complexité et du fort couplage entre ses équations, et nous avons montré qu'à l'aide de la transformation de Park le modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduites. En revanche, la simulation avec MATLAB / SIMULINK nous a permis de valider le modèle MSAP.

Nous avons également modélisé l'onduleur connecté au MSAP, avec l'inclusion de la commande MLI vectorielle et MLI sinusoïdale, avec une brève mention des méthodes de commande connues.

D'après les résultats de simulation qu'on a pu avoir, les repenses sont très rapides et stables mais on remarque que les performances ne sont pas bonnes surtout au démarrage et lors de l'application de perturbation du couple de charge. Donc, pour obtenir des performances statiques et dynamiques élevés on applique la commande vectorielle qui sera développée dans le chapitre suivant.

**CHAPITRE III**  
**COMMANDE VECTORIELLE**  
**DU MSAP**

### III.1 Introduction

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 [31].

Ce chapitre présente la commande vectorielle appliquée à la MSAP. La boucle de courant et la boucle de vitesse sont régulées à l'aide de correcteurs PI. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer les performances de la régulation proposée.

### III.2 Principe de la commande vectorielle :

L'idée fondamentale de cette stratégie est d'assimiler le comportement de la machine synchrone à celui d'une machine à courant continu, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique [32] [33].

L'équation (1-18), donnant le couple, montre que celui-ci dépend de deux variables  $I_d I_q$ .

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

Parmi les stratégies de commande, on utilise souvent celle qui consiste à maintenir la composante directe de courant nulle ( $I_d = 0$ ). Cette stratégie permet de l'obtention d'une loi de commande simplifiée avec une relation linéaire entre le couple et le courant. On retrouve alors une caractéristique similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée [34]. L'expression du couple devient :

$$C_e = \frac{3}{2} P \varphi_m I_q \quad (3 - 2)$$

Comme le flux  $\varphi_m$  est constant, le couple est directement proportionnel à  $I_q$ .

Donc:

$$C_e = K_t I_q \quad (3 - 3)$$

Avec :

$$K_t = \frac{3}{2} P \varphi_m \quad (3 - 4)$$

Nous constatons que l'équation du couple est analogue à celle du couple de la machine à courant continu à excitation séparée et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est établi.

### III.3 Avantages et Inconvénients de la commande vectorielle :

#### III.3.1 Avantages de la commande vectorielle :

- ✓ Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique).
- ✓ Elle est précise et rapide.
- ✓ Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- ✓ Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.

#### III.3.2 Inconvénients de la Commande vectorielle :

Le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénients :

- ✓ Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP).
- ✓ Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- ✓ Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction.
- ✓ Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle  $\theta_s$  estimé.
- ✓ La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur

### III.4 Technique de découplage :

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants  $I_d$   $I_q$  ne sont pas indépendants l'un de l'autre. Ils sont reliés par des termes non linéaires  $L_d\omega I_d$  et  $L_q\omega I_q$

$$\begin{cases} V_d = (R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt}) - \omega_r L_q I_q \\ V_q = (R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt}) + \omega_r (L_d I_d + \varphi_m) \end{cases} \quad (3 - 5)$$

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation [35]. Cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes  $d$  et  $q$  complètement indépendants.

### III.5 Découplage par compensation :

La compensation donc, a pour but de découpler les axes  $d$  et  $q$ . Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs.

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande  $e_d, e_q$ , représente dans la Figure III.1 telle que : [35].

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} - e_q \end{cases} \quad (3 - 6)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} \\ V_{q1} = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} \end{cases} \quad (3 - 7)$$

Et :

$$\begin{cases} e_d = \omega_r L_q I_q \\ e_q = \omega_r (L_d I_d + \phi_m) \end{cases} \quad (3 - 8)$$

On a donc les courants  $I_d$  et  $I_q$  sont découplés. Le courant  $I_d$  ne dépend que de  $V_{d1}$  et  $I_q$  ne dépend que  $V_{q1}$ , à partir de l'équation (3-7), les courant  $I_d$  et  $I_q$  s'écrivent de la façon suivante :

$$\begin{cases} I_d = \frac{V_{d1}}{R_s + pL_d} \\ I_q = \frac{V_{q1}}{R_s + pL_q} \end{cases} \quad (3 - 9)$$

Où :  $p$  : Opérateur de Laplace

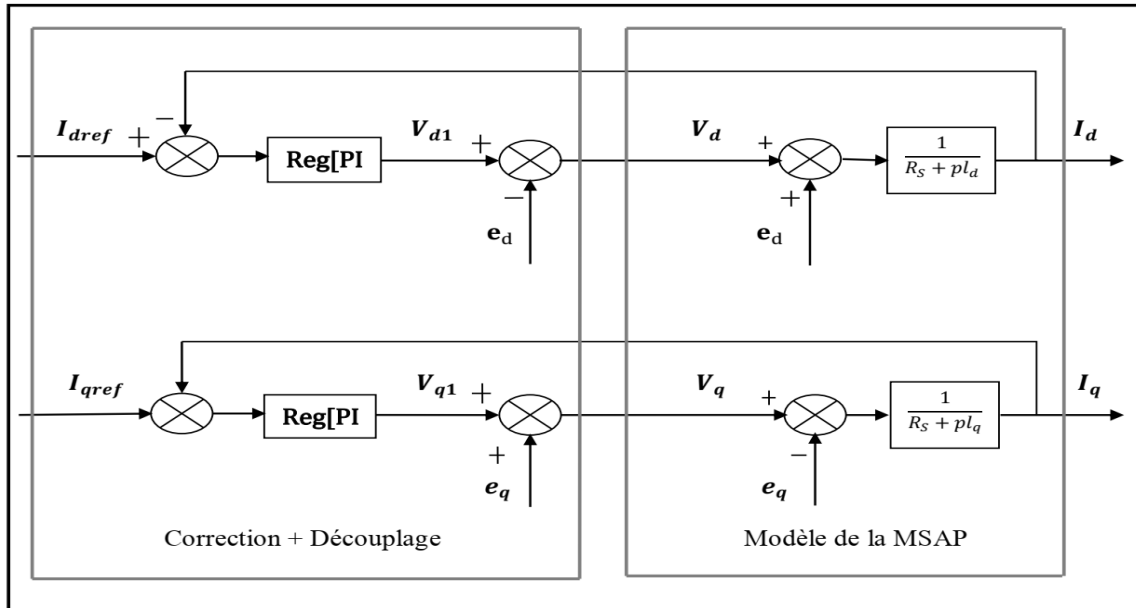


Figure III .1 Découplage par compensation

Les actions sur les axes  $d$  et  $q$  sont donc découplées et représentées par la Figure III.2.

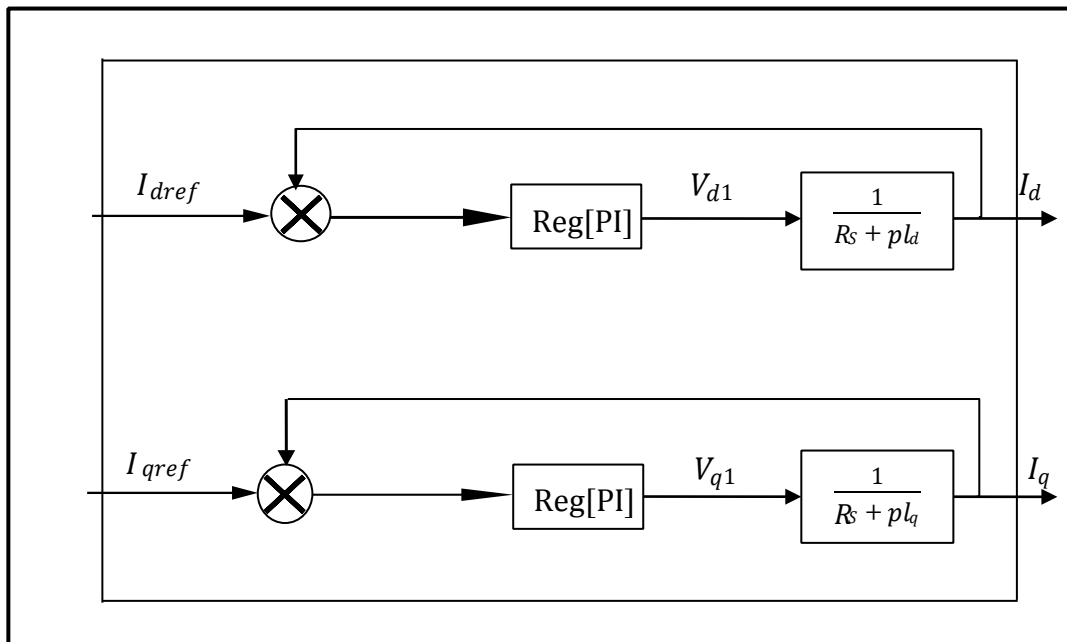


Figure III .2 Commande découplée

### III.6 Synthèse des différents régulateurs :

#### III.6.1 Description du système global :

La référence du courant direct  $I_{dref}$  est fixée, et la sortie du régulateur de vitesse  $I_{qref}$  constitue la consigne de couple  $C_e$ . Les références des courants  $I_{dref}$  et  $I_{qref}$  sont comparées séparément avec les courants réels de la machine  $I_d$  et  $I_q$ .

Les erreurs sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type PI. Un bloc de découplage génère les tensions de références  $V_{d1}^*$ ,  $V_{q1}^*$ .

Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse, qui permet de générer la référence de courant  $I_{qref}$ . Par contre, le courant  $I_{dref}$  est imposé nul.

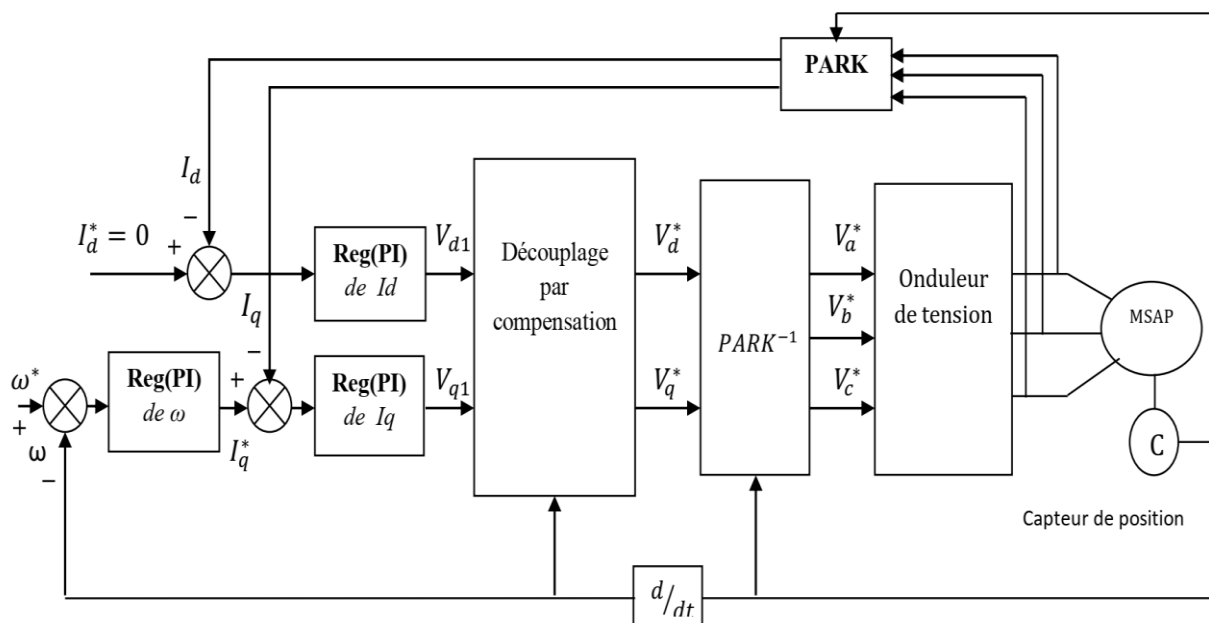


Figure III.3 Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP

#### III.6.2 Calcul des régulateurs :

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence imposée malgré la présence des perturbations internes ou externes.

Lorsque le découplage entre l'axe  $d$  et l'axe  $q$  est réalisé, la régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de type proportionnel – intégral (PI). L'action intégrale a pour effet de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée. L'action proportionnelle permet le réglage de la rapidité du système [35].

Le régulateur (PI) est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale, Figure III.4.

La relation entre la sortie  $U_r(t)$  et le signal d'erreur  $\varepsilon(t)$  est donnée par la relation suivante :

$$U_r(t) = K_p \varepsilon(t) + K_i \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad (3 - 10)$$

C'est à dire :

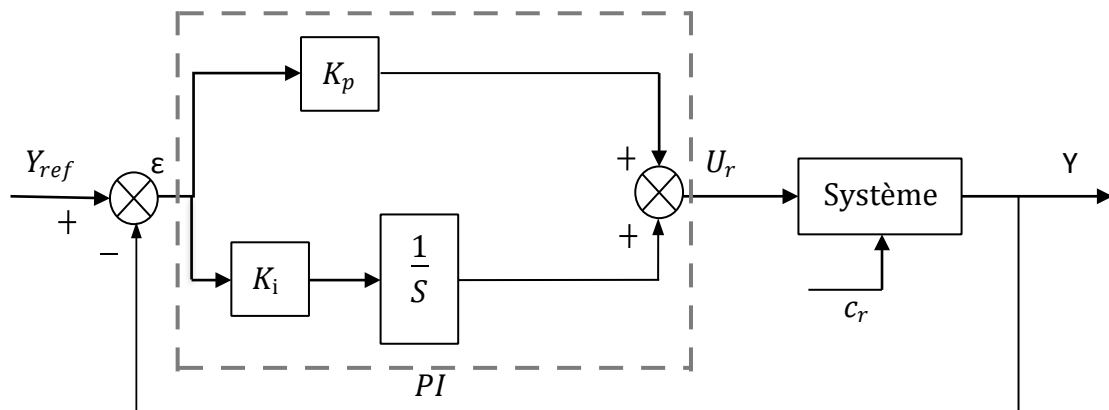
$$\frac{U_r(p)}{\varepsilon(p)} = K_p + \frac{K_i}{p} \quad (3 - 11)$$

Où :

$K_p$  : Gain proportionnel.

$K_i$  : Gain intégral

Le régulateur PI est donné par la figure suivante :



**Figure III .4 Régulateur PI**

La fonction de transfert sera :

$$U_r = \left( K_p + \frac{K_i}{S} \right) \varepsilon \quad (3 - 12)$$

On peut aussi écrire le régulateur sous la forme suivante :

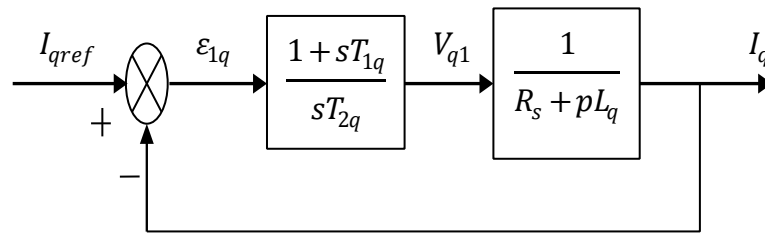
$$PI \rightarrow \frac{U_r}{\varepsilon} = \frac{1 + ST_1}{ST_2} \quad (3 - 13)$$

Avec :

$$\begin{cases} K_p = \frac{T}{T_2} \\ K_i = \frac{1}{T_2} \end{cases} \quad (3-14)$$

### III.6.3 Régulation du courant $I_q$ :

Selon l'équation (3-9) et (3-13), on aboutit au schéma de la Figure III.5.



**Figure III .5** Boucle de régulation du courant  $I_q$  .

La fonction de Transfer en boucle ouvert (FTBO) de la Figure III.5 est :

$$FTBO = \frac{1 + ST_{1q}}{ST_{1q}(R_s + SL_q)} = \frac{1 + ST_{1q}}{ST_{2q}R_s \left(1 + S \frac{L_q}{R_s}\right)} \quad (3-15)$$

Par l'utilisation de la méthode de compensation des pôles, on aura :

$$1 + ST_{1q} = 1 + S \frac{L_q}{R_s} \quad (3-16)$$

Ce qui se traduit par la condition :

$$T_{1q} = \frac{L_q}{R_s} \quad (3-17)$$

Avec :

$\tau_{1q} = \frac{L_q}{R_s}$  : Constante de temps électrique de l'axe q

Après compensation l'équation (3-15), se réduit à :

$$FTBO = \frac{1}{SR_s T_{2q}} \quad (3-18)$$

La fonction de Transfer en boucle fermé (FTBF) est donnée par :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} = \frac{1}{1 + SR_s T_{2q}} \quad (3 - 19)$$

L'équation (3-19) peut être imposée de la forme  $\left(\frac{1}{1+s\tau_q}\right)$  Par identifications on trouve :

$$\tau_q = R_s T_{2q} \rightarrow T_{2q} = \frac{\tau_q}{R_s} \quad (3 - 20)$$

En imposant le temps de réponse :

$$T_r = 3\tau_q \quad (\text{critere de } \pm 5\%) \quad (3 - 21)$$

Donc :

$$T_{2q} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (3 - 22)$$

Où :

$T_r$ : Temps de réponse imposé.

En remplace l'équation (3-20) dans (3-14), On obtient :

$$K_{iq} = \frac{R_s}{\tau_q} \quad (3 - 23)$$

Si on remplace l'équation (3-21) dans (3-23), on obtient finalement :

$$\begin{cases} K_{pq} = \frac{3L_q}{T_r} \\ K_{iq} = \frac{3R_s}{T_r} \end{cases} \quad (3 - 24)$$

### III.6.4 Régulation du courant $I_d$ :

La boucle de régulation sur l'axe d est présentée par la figure suivante :

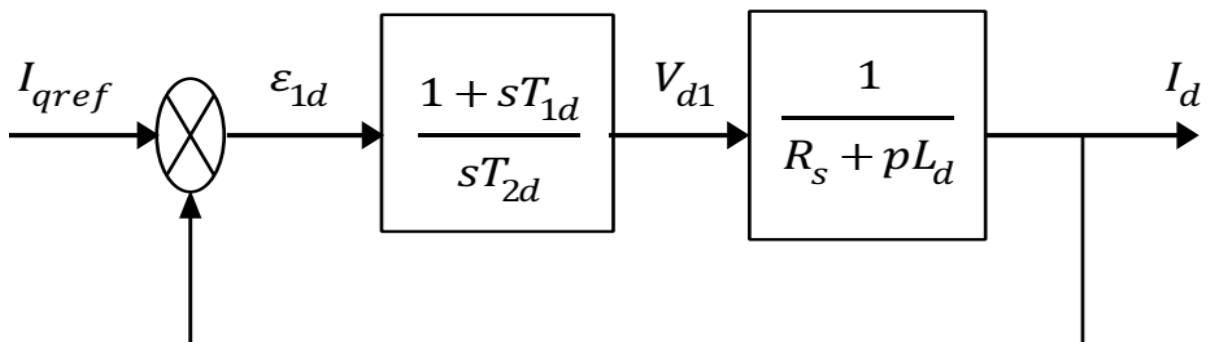


Figure III .6 Boucle de régulation du courant  $I_d$ .

Pour la régulation du courant  $I_d$ , on suit la même procédure utilisée pour la régulation du courant  $I_q$ , la FTBO est exprimée par :

$$FTBO = \frac{1 + ST_{1d}}{ST_{1d}(R_s + SL_d)} = \frac{1 + ST_{1d}}{ST_{2d}R_s \left(1 + S\frac{L_d}{R_s}\right)} \quad (3 - 25)$$

$$T_{1d} = \frac{L_d}{R_s} \quad (3 - 26)$$

On remplace l'équation (3-26) dans (3-25). La FTBF devient :

$$FTBF = \frac{1}{1 + SR_sT_{2d}} = \frac{1}{1 + S\tau_d} \quad (3 - 27)$$

Par identifications on trouve :

$$\tau_q = R_sT_{2d} \rightarrow T_{2d} = \frac{\tau_d}{R_s} \quad (3 - 28)$$

En imposant le temps de réponse en boucle fermée ( $T_r = 3\tau_d$ ), il devient :

$$T_{2d} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (3 - 29)$$

$\tau_d = \frac{L_d}{R_s}$ : Constante de temps électrique de l'axe d de la machine.

### III.6.5 Régulation de vitesse :

Le processus à commander est décomposé en deux sous système :

- Sous-système du réglage de courant  $I_q$  donc du couple aussi
- Sous -système de la partie mécanique.

La boucle de régulation de la vitesse est représentée par la figure ci-dessous :

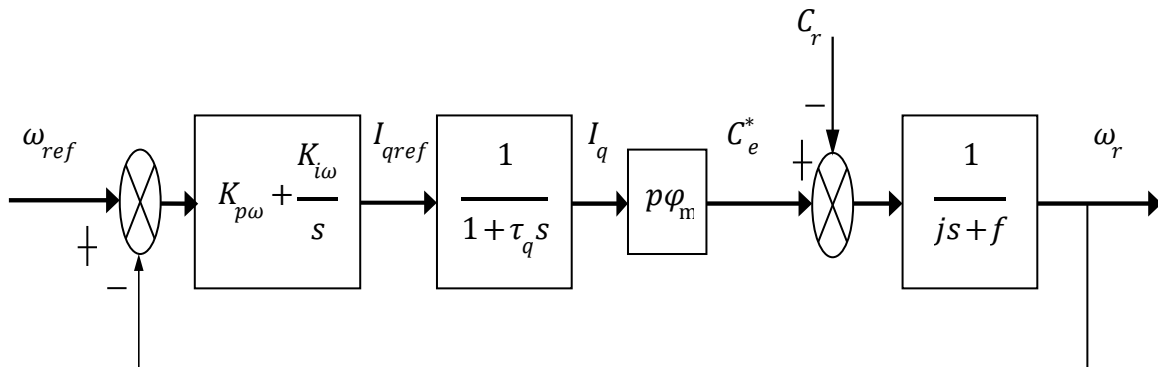
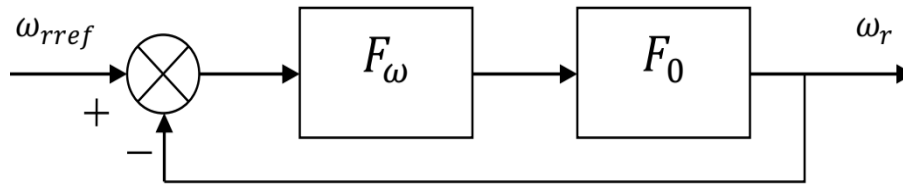


Figure III .7 Boucle de régulation de vitesse.

On peut simplifier la Figure III.7 par la Figure III.8 :



**Figure III.8** Boucle de régulation de vitesse

$F_\omega(s)$  : La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$F_\omega(s) = K_{p\omega} + \frac{K_{i\omega}}{S} = \frac{1 + ST_{1\omega}}{ST_{2\omega}} \quad (3 - 30)$$

Où :

$$\begin{cases} K_{p\omega} = \frac{T_{1\omega}}{T_{2\omega}} \\ K_{i\omega} = \frac{1}{T_{2\omega}} \end{cases} \quad (3 - 31)$$

$F_0(s)$ : La fonction de transfert en boucle ouverte pour  $C_r = 0$ , est donnée par :

$$F_0(s) = \frac{p\varphi_m}{f(1 + S\tau_q)(1 + S\tau_m)} \quad (3 - 32)$$

Avec :  $\tau_m = \frac{J}{f}$  : c'est la constante mécanique de la machine, donc, la FTBF est donnée par :

$$\text{FTBF} = \frac{F_\omega F_0}{1 + F_\omega F_0} \quad (3 - 33)$$

Après les calculs On trouve :

$$\text{FTBF}(s) = \frac{p\varphi_m(SK_{p\omega} + K_{i\omega})}{JS^3\tau_q + (J + f\tau_q)S^2 + (p\varphi_m K_{p\omega} + f)S + p\varphi_m K_{i\omega}} \quad (3 - 34)$$

Si on néglige  $(J\tau_q)$  et  $(f\tau_q)$  devant  $(J)$ , le polynôme caractéristique de cette fonction devient :

$$P(s) = JS^2 + (p\varphi_m K_{p\omega} + f)S + p\varphi_m K_{i\omega} \quad (3 - 35)$$

La FTBF possède une dynamique de 2<sup>ème</sup> ordre, par identification à la forme canonique du 2<sup>ème</sup> ordre dont l'équation caractéristique est représentée comme suit :

$$\frac{1}{\omega_0^2} p^2 + \left(\frac{2\rho}{\omega_0}\right) p + 1 = 0 \quad (3 - 36)$$

Où :

$\omega_0$  : Pulsation propre du système,

$\rho$ : Facteur d'amortissement.

Par identification terme à terme entre l'équation (3-35) et (3-36) on trouve :

$$\begin{cases} K_{p\omega} = \frac{2J\rho\omega_0 - f}{p\varphi_m} \\ K_{i\omega} = \frac{\omega_0^2 J}{p\varphi_m} \end{cases} \quad (3 - 37)$$

Pour la détermination des caractéristiques du régulateur, on choisit un facteur d'amortissement égal à 0.7 et on définit la pulsation des oscillations non amorties à partir de la dynamique souhaitée.

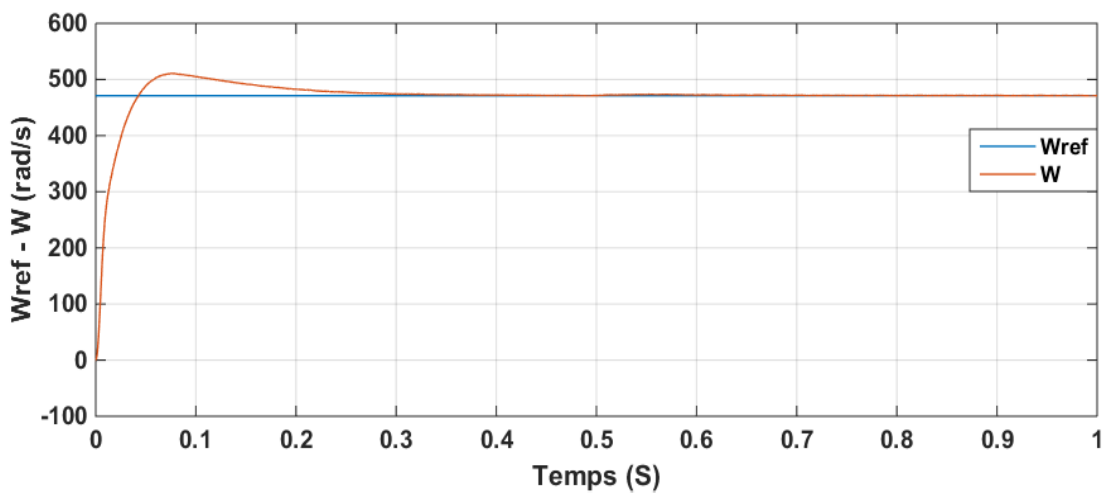
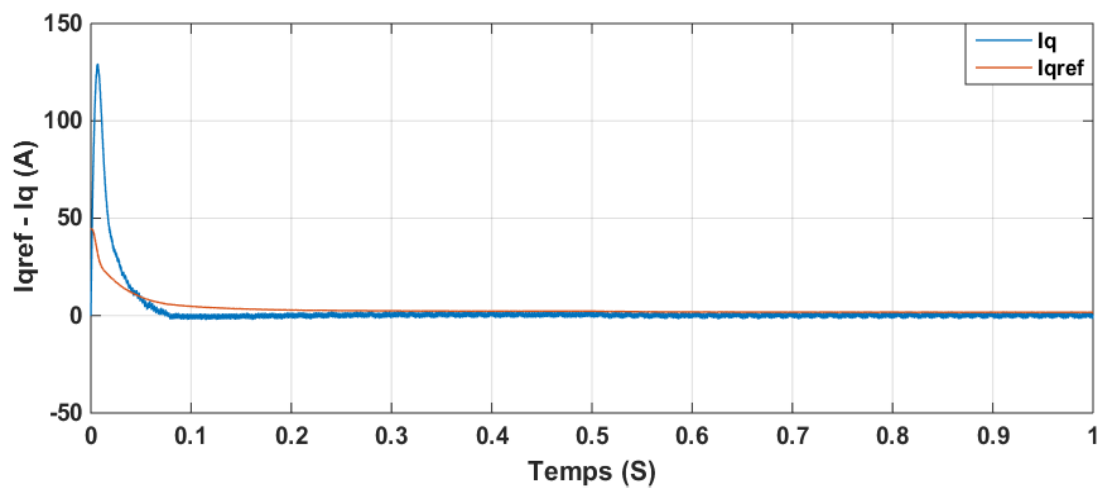
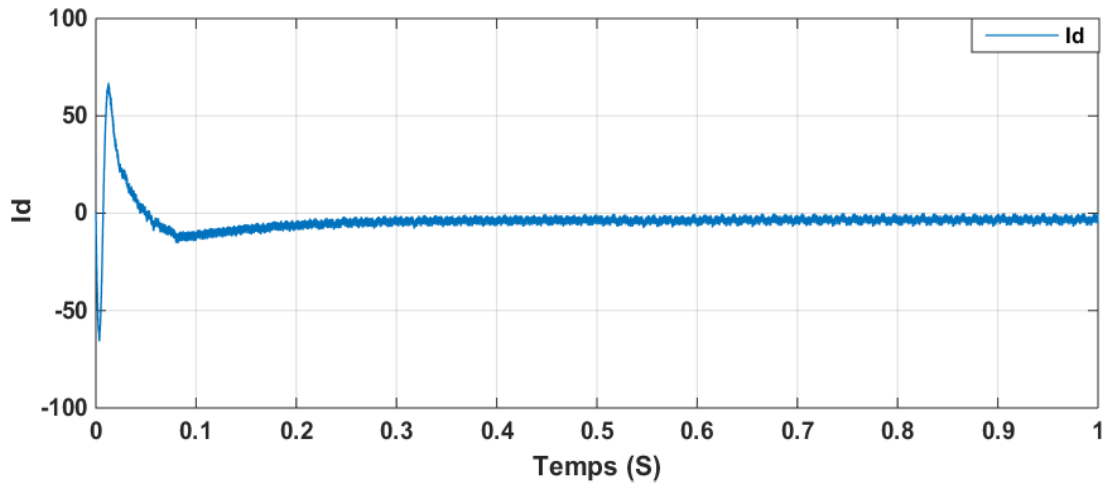
### III.7 Résultats de simulation :

Après réalisation du découplage et synthèse des régulateurs, nous effectuons la simulation de la commande en vitesse par régulateur *PI* de la MSAP. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe B.

#### III.7.1 Essai à vide et en charge :

La Figure III.9 et la Figure III.10 représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge du MSAP, pour un échelon de consigne de (485 rad/s), et suivie d'une application de charge de 10 N.m à partir de  $t = 0.5s$ . On remarque que :

- À L'allure de la vitesse suit sa référence avec un dépassement pendant le régime transitoire. Après l'application de la charge à l'instant  $t = 0.5s$ , la vitesse présente une chute qui est rejetée, puis rejoint sa valeur de référence.
- Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge.
- La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine ( $I_d = 0$ ).
- Le courant  $I_q$  est l'image du couple.



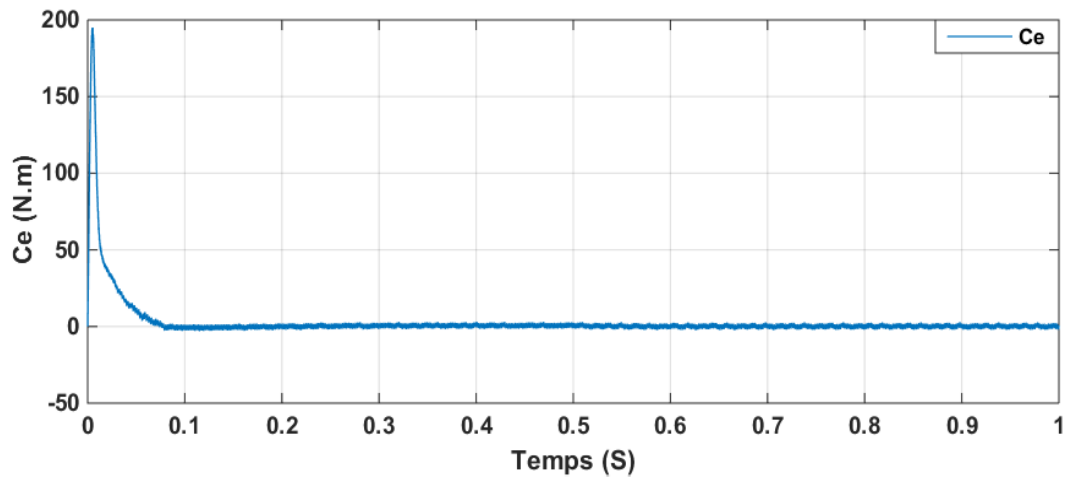
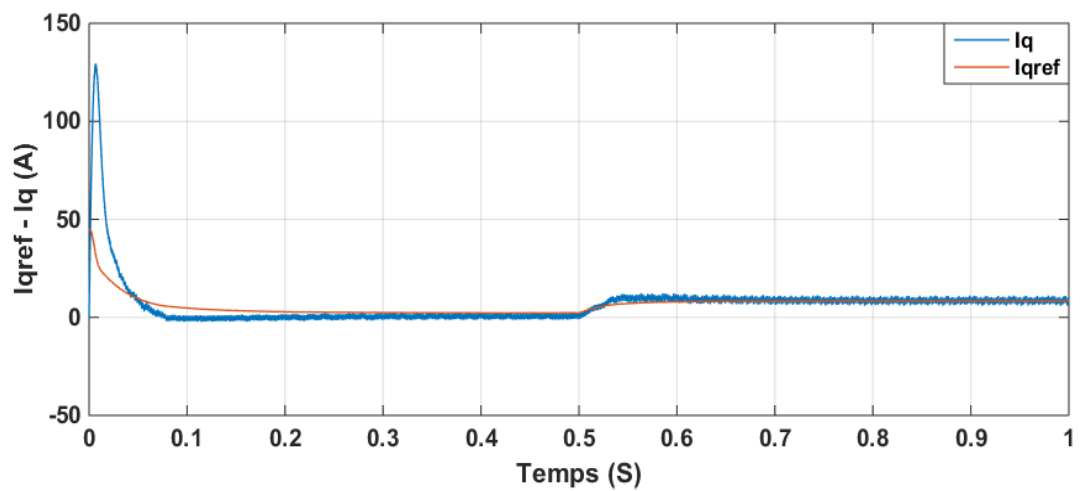
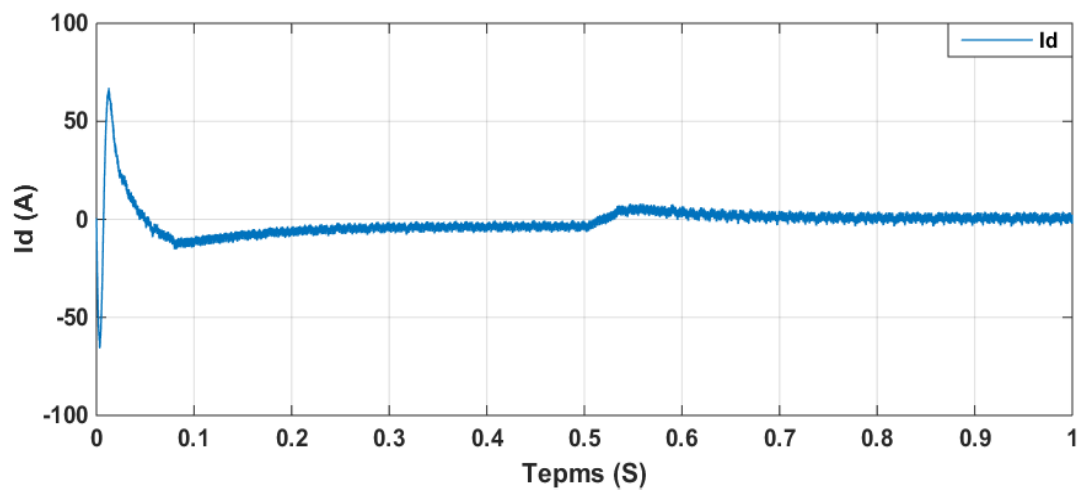
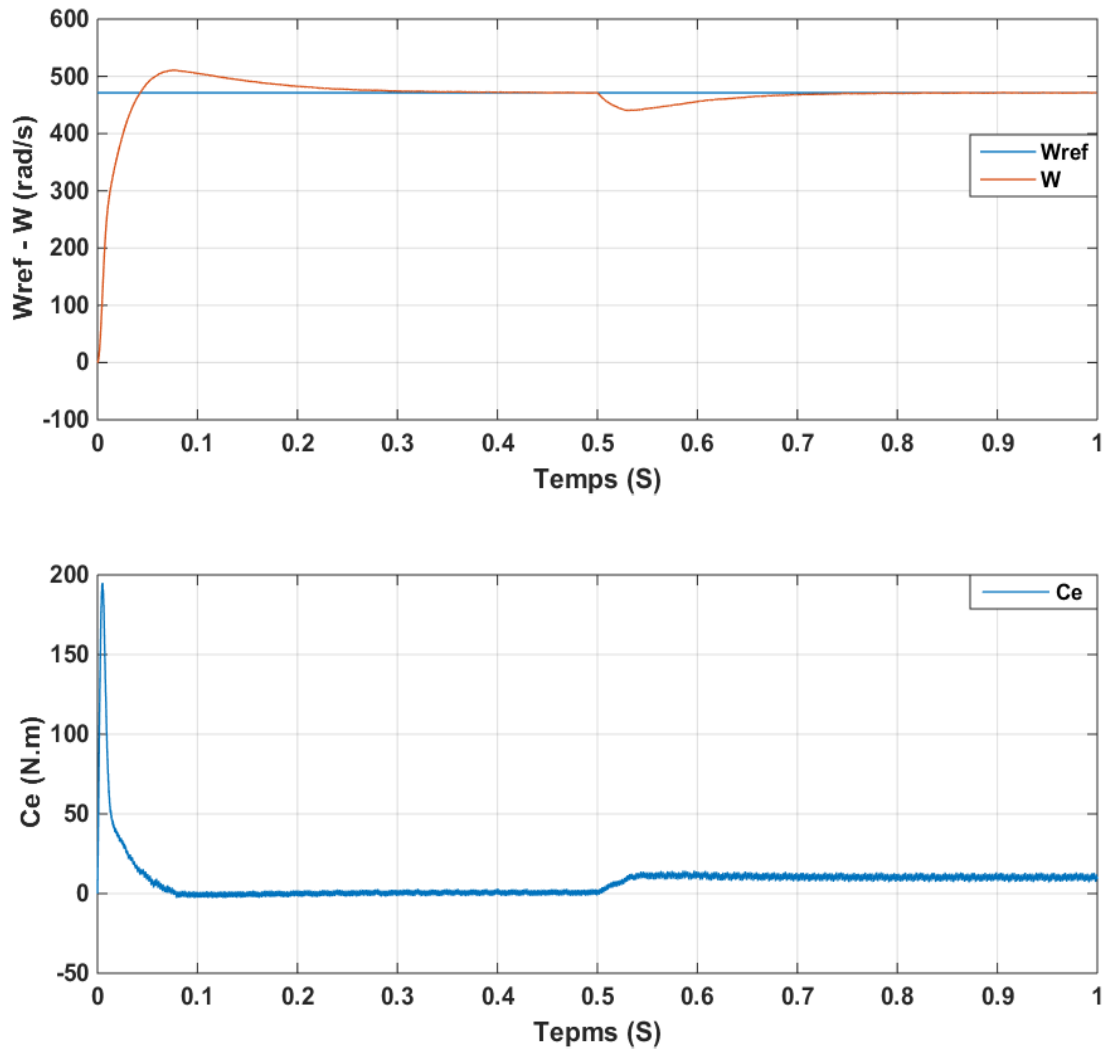


Figure III.9 : Résultats de simulation du MSAP à vide

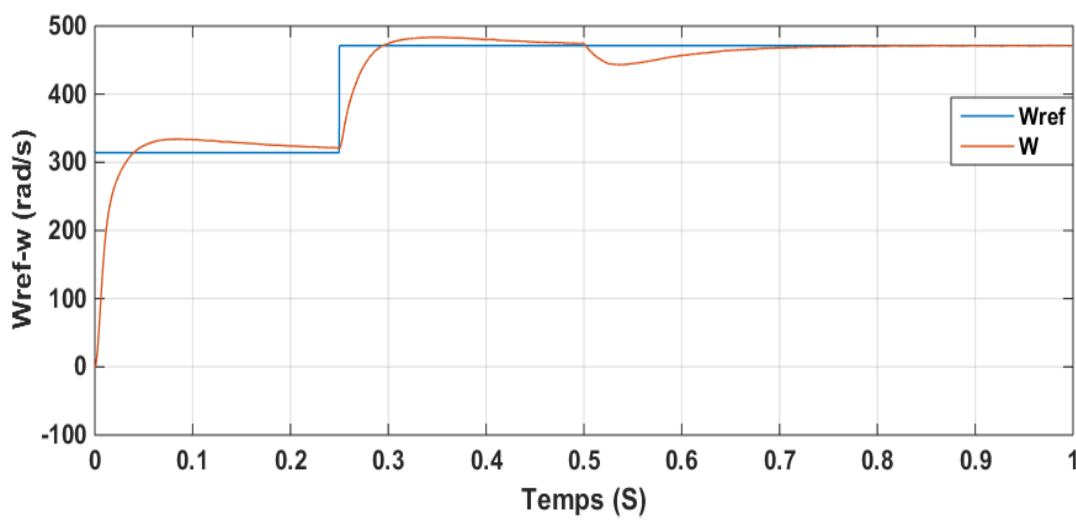
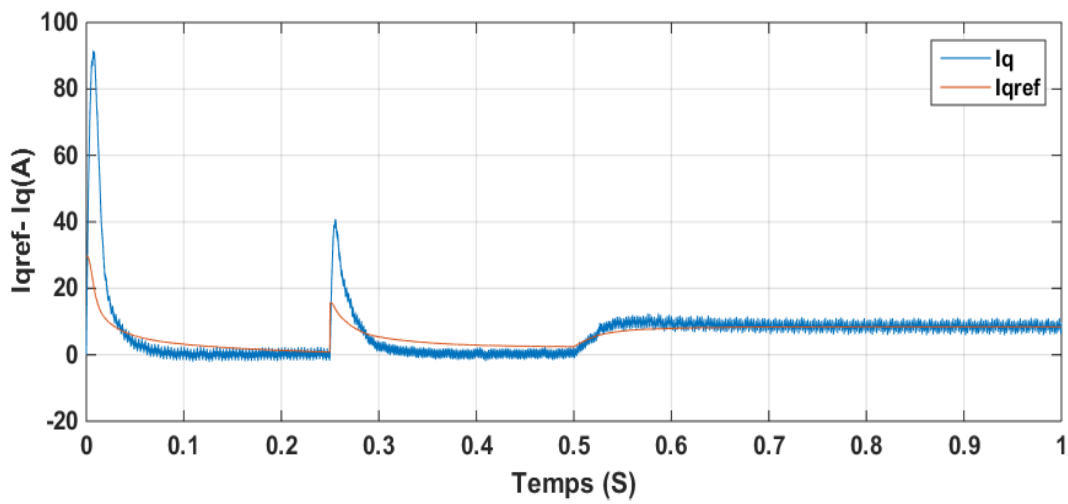
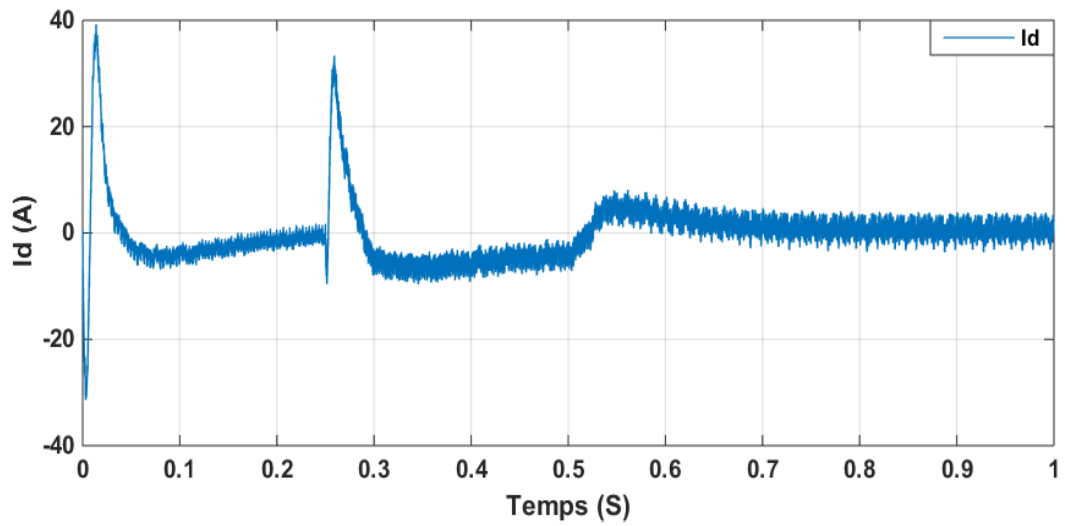


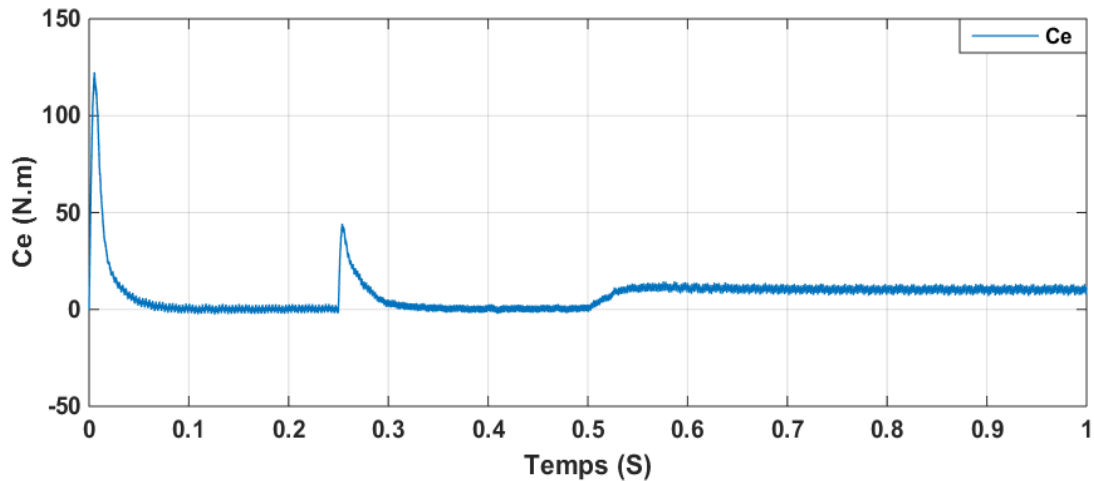


*Figure III.10 : Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application d'une charge (10 N.m) à  $t = 0.5$  s.*

### III.7.2 Essai de variation de vitesse :

On constate que le système de commande répond bien à ce test Figure III.11, car il s'avère que la vitesse suit sans erreur le chemin de sa nouvelle référence, et que le couple atteint son pic lors du passage d'une référence à l'autre, puis revient à sa valeur de référence, et le courant est toujours une image de couple qui montre la séparation entre le flux et le couple.

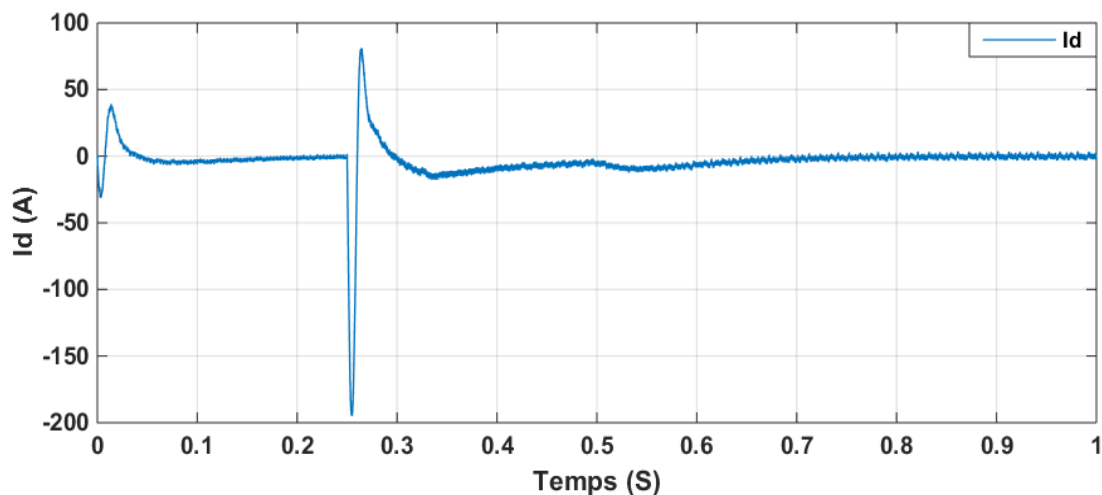




*Figure III.11 : Réponse de la commande pour une variation de la vitesse de référence à  $t = 0.25s$ , (334 à 484 rad/s) et charge 10 N.m à  $t = 0.5s$ .*

### III.7.3 Essai inversion de sens de rotation :

On inverse le sens de la vitesse de (314 rad/s) à (-314 rad/s) à  $t = 0.25s$ , et sans charge. La Figure III.12, montre que les grandeurs telles que la vitesse, le couple, les courants sont influencées par cette variation. On constate également que le couple suit sa consigne. Les courants suivent la variation de la charge et l'inversion de sens de rotation, donc on peut dire que la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.



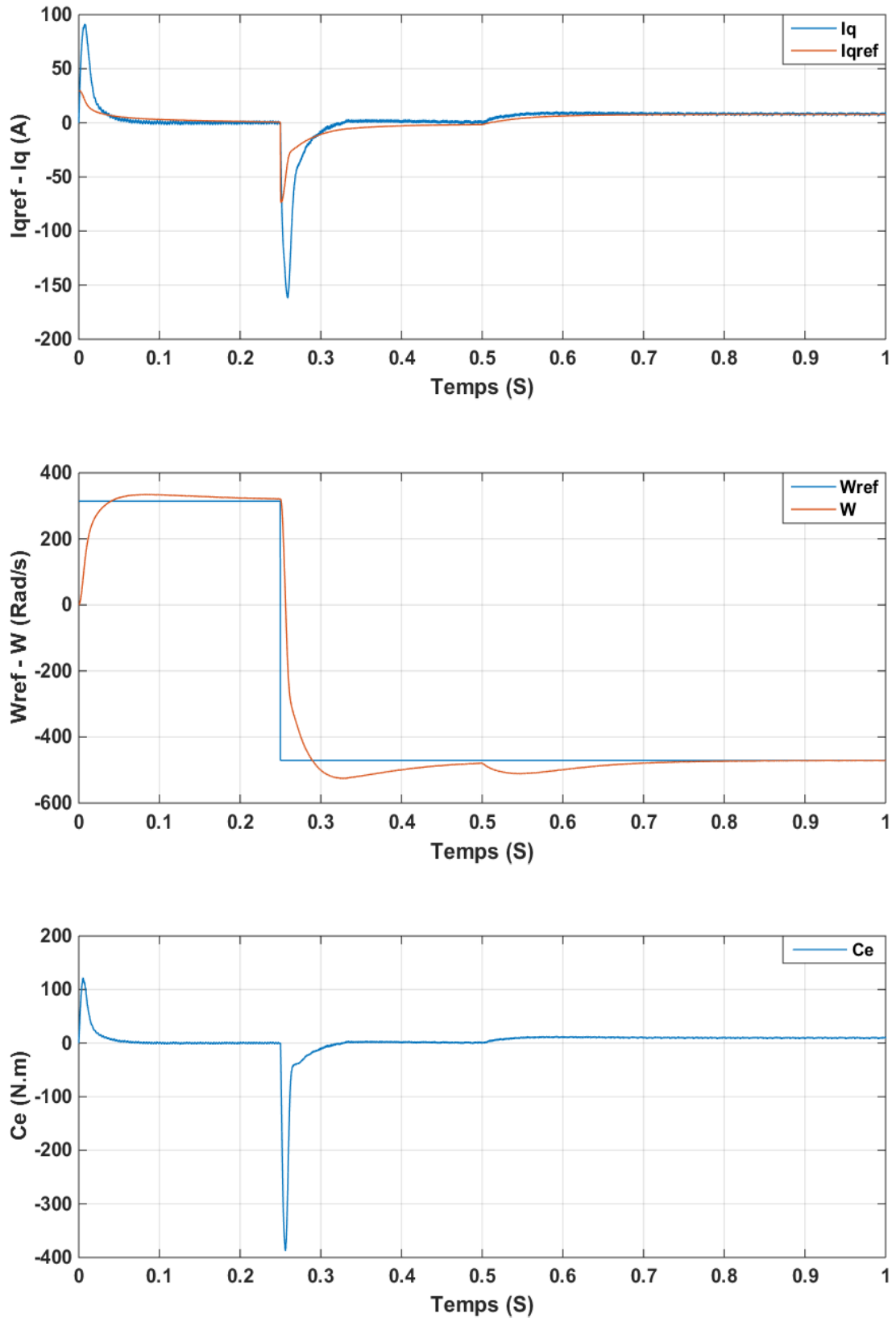


Figure III.12 : Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation en  $t = 0.25s$  avec une charge (10 N.m) a  $t = 0.5s$  .

### **III.8 Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'étude de la commande vectorielle appliquée à l'association Onduleur – MSAP.

La simulation de cette dernière montre un très bon découplage se traduisant par une commande découplée du flux statorique et du couple électromagnétique. Ceci nous permet l'approche des performances analogiques à celle du moteur à courant continu. Pour notre cas, le modèle est à paramètres constants et l'état de la machine est supposé entièrement mesurable, par conséquent la commande permet de réaliser des boucles de régulations indépendantes pour le couple et le flux statorique. La commande non linéaire est directement affectée par le couple de charge et les variations paramétriques ; ce qui nécessite l'élaboration d'une commande non linéaire adaptative, dite "dynamique" avec une estimation du couple résistant afin de rendre la commande plus robuste.

Nous remarquons que quelque soient les plages de fonctionnement de la (MSAP), les réponses avec cette commande proposée sont plus rapides et plus performantes lors des perturbations représentées par le couple de charge nominal et la variation paramétrique du moteur.

## **Conclusion générale :**

Malgré les grands avantages du MSAP, la commande idéale (le découplage entre la vitesse et le couple) reste un obstacle, du fait du couplage naturel entre le courant et le flux. En plus de la perte de la propriété de l'aimant permanent en raison de la température élevée à l'intérieur de la machine. Et aussi le prix des aimants permanents, qui est relativement élevé.

Les travaux réalisés dans cette mémoire représentent une contribution à l'étude des performances des machines synchrones à aimants permanents, car l'objectif principal de cette étude est d'obtenir une commande robuste qui améliore les performances de ces machines. Pour réaliser cette commande de la MSAP, un découplage entre la partie magnétique (le flux) et la partie mécanique (le couple) est indispensable. Pour cela on a introduit une technique de commande qui permet de commander la machine d'une façon semblable à une machine à courant continu à excitation séparée où le découplage entre le flux et le couple est naturel. La commande vectorielle de la MSAP alimentée par un onduleur de tension, en utilisant des régulateurs PI classiques donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants.

Et avec les progrès dans le traitement et la fabrication des aimants permanents, ces derniers ont connu un grand développement et un bond en avant, car la propriété démagnétisant des aimants permanents s'est améliorée et de nouvelles façons ont été inventées pour le fixer dans le rotor de la machine. C'est ce qui a conduit à son prix relativement bas.

Nous avons présenté une étude générale de caractéristiques du MSAP, et puis une modélisation de cette machine a été présentée en se basant sur la transformation de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Ce modèle de transformation met clairement en évidence le couplage qui existe entre le flux et le couple. Et puis présenter les résultats obtenus en simulant le moteur dans le programme Matlab.

## **Perspectives :**

Pour la continuité des recherches relatives à ce travail, nous proposons comme perspectives :

- l'utilisation des onduleurs multiniveaux afin d'améliorer la qualité des tensions sorties de l'onduleur.
- L'utilisation des techniques d'intelligences artificielles telles que la logique floue, les réseaux de neurones...etc.

- L'implémentation des commandes présentées dans ce mémoire dans le but de vérifier expérimentalement les résultats trouvés.

## Bibliography

- [1] T. DING, Etude et optimisation de machines à aimants permanents à démarrage direct sur le réseau, THESE DE DOCTORAT: Université Henri Poincaré, Nancy-FRANCE, 2011.
- [2] Xin Liu, Di Li, Lei Zuo, «Modeling and control for an integrated permanent magnet toroidal motor drive,» Elsevier Inc., vol. 89, p. 154–170, 2020.
- [3] R. Krishnan., Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives., U.S.A: Taylor and Francis Group, LLC, 2010.
- [4] Siva Gangadhara RaoVenna, Sneha Vattikonda, Sravani Mandarapu, «MATHEMATICAL MODELING AND SIMULATION OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR,» IJAREEIE, vol. 2, pp. 3720-3726, 2013.
- [5] Austin Hughes and William Drury., Electric Motors and Drives, USA: Elsevier Ltd., 2013.
- [6] G. P. NYOUMEA, MODÈLES D'IDENTIFICATION ET DE COMMANDE D'UN AÉROGÉNÉRATEUR À MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS, MEMOIRE D'INGENIEURE: UNIVERSITÉ DU QUÉBEC-CANADA, 2018.
- [7] Gieras, Jacek F, Permanent magnet motor technology : design and applications, U.S.A: Taylor and Francis Group, LLC, 2010.
- [8] Enrique L. Carrillo Arroyo, MODELING AND SIMULATION OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR DRIVE SYSTEM, MASTER: UNIVERSITY OF PUERTO RICO, 2006.
- [9] Ramu Krishnan, and Pragasen Pillay, «Modeling, Simulation, and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drives ,Part I: The Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive,» IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS-USA, vol. 25, pp. 265-273, 1989.
- [10] S. Vaez-Zadeh, Control of Permanent Magnet Synchronous Motors, USA: Oxford University Press, 2018.

- [11] X. Chen., Modelling and Design of Permanent-magnet Machines for Electric Vehicle Traction., The University of Sheffield,UK., 2015.
- [12] R. Lateb, Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps, THESE DE DOCTORAT: Institut National Polytechnique de Lorraine-FRANCE, 2006.
- [13] ZhangHaigang, Qian Weiguo, Wu Yanxiang, Gan Shihong, and Yu Yuan, «Modeling and Simulation of the Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive,» chez International Conference on Uncertainty Reasoning and Knowledge Engineering, Shanghai Ocean University,/ CHINA, 2011.
- [14] S. N. Vukosavic, Electrical Machines, Serbia: Springer-USA, 2013.
- [15] Gabriel-Octavian, SYSTEME INERTIEL DE STOCKAGE D'ENERGIE ASSOCIE A DES GENERATEURS EOLIENS, THESE DE DOCTORAT: Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Metiers Centre de Lille- FRANCE, 2005.
- [16] Boonyang Plangklang, Sittichai Kantawong and Akeratana Noppakant, «Study of Generator Mode on Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) for Application on Elevator Energy Regenerative Unit (EERU),» Energy Procedia, vol. 34, p. 382 – 389, 2013.
- [17] L. Qinghua, ANALYSIS, DESIGN AND CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS FOR WIDE-SPEED OPERATION, DOCTORAL THESIS: NATIONAL UNIVERSITY OF SINGAPORE, 2005.
- [18] Adhavan Balashanmugham and Mockaisamy Maheswaran, Permanent-Magnet Synchronous Machine Drives, Addis Ababa, Ethiopia: IntechOpen, 2019.
- [19] Zdeněk Čerovský and Miroslav Lev, «Permanent Magnet Synchronous Machine Parameters Identification for Load Characteristics Calculation,» Taylor and Francis Group, LLC, Automatika, Czech Republic,2015.
- [20] M. H. BOUKER, Conception et optimisation des machines synchrones à aimants permanents à, L'UNIVERSITE PARIS-SACLAY, 2016.

- 
- [21] L. JOLLY, DESIGN OPTIMIZATION OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS USING RESPONSE SURFACE ANALYSIS AND GENETIC ALGORITHMS, MASTER OF ENGINEERING: NATIONAL UNIVERSITY OF SINGAPORE, 2005.
- [22] L. Abdelkadir, Performances Comparées de Machines Synchrones à Aimants Permanents et à Réductance Variable Associées à une Chaîne de Conversion d'Energie Renouvelable, Thèse: Université des Frères Mentouri Constantine, 2016.
- [23] Muhammed Fazlur Rahman and Sanjeet K. Dwivedi., Modeling, Simulation and Control of Electrical Drives., United Kingdom.: CPI Group (UK)., 2019..
- [24] A. Saeed, CONTROLE VECTORIEL DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS: IDENTIFICATION DES PARAMETRES ET MINIMISATION DES ONDULATIONS DE COUPLE, thèse: Institut National Polytechnique de Lorraine-PARIS, 1995.
- [25] S. LAAMIRI, Commande des systèmes électriques :machines synchrones et convertisseurs multi-niveaux, THESE: L'ÉCOLE CENTRALE DE NANTES-FRANCE, 2019.
- [26] Gaolin Wang, Guoqiang Zhang, Dianguo Xu, Position Sensorless Control Techniques for Permanent Magnet Synchronous Machine Drives, Singapore: Springer, 2020.
- [27] A. el-kebir, commande intelligente d'une machine synchrone a aimant permanent, MAURITIUS: editions universitaires européennes- , 2018.
- [28] B. Tarak, Caractérisation Précise des Défauts d'un Variateur de Vitesse en Vue d'Elaborer un Système Automatique de Surveillance et de Diagnostic, Thèse de Doctorat: Université de Boumerdès, 2009.
- [29] M. M. M. EZZAT, «COMMANDE NON LINEAIRE SANS CAPTEUR DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS,» Thèse de Doctorat, l'Ecole Centrale de Nantes-FRANCE , 2011.
- [30] Z. NASSIRA, La Commande Adaptative des Systèmes Non Linéaires :Approche Basée sur La Stabilité de Lyapunov, Magistère: UNIVERSITE CONSTANTINE 1, 2014.

- [31] R.Sadouni, Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double, Thèse de Magister: Université de Sidi Bel Abbès, 2010.
- [32] K. Nabti, Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone, Thèse de Doctorat: Université de Constantine, 2010.
- [33] G. Grellet, and G. Clerc, Actionneur électriques, principes, modèles, commande, 491 p. ISBN 2-212-09352-7: Editions Eyrolles, 1997.
- [34] H. Amrous, Commandes adaptatives d'une machine synchrone a aimants permanents, Thèse de Magister: Ecole Nationale Polytechnique, 2009.
- [35] F. Benchabane, Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattring, Thèse de Magister: Université de Biskra, 2005.
- [36] N. Amirouche, Contribution à la commande adaptative et neuronale d'une machine synchrone à aimants permanents, Thèse de Doctorat: Ecole Nationale Polytechnique, 2007.

## Annexes :

## - Annexe A :

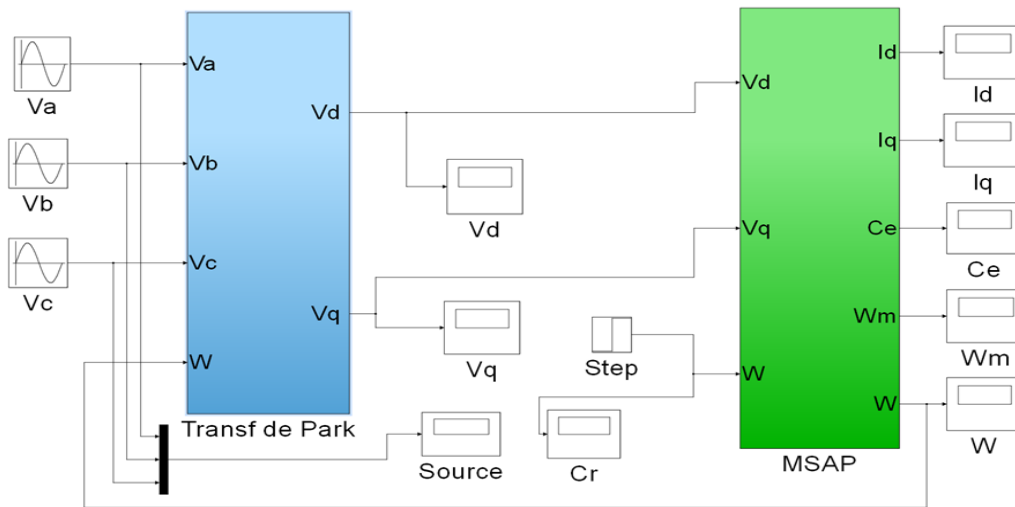


Schéma bloc d'Alimentation de MSAP par réseaux

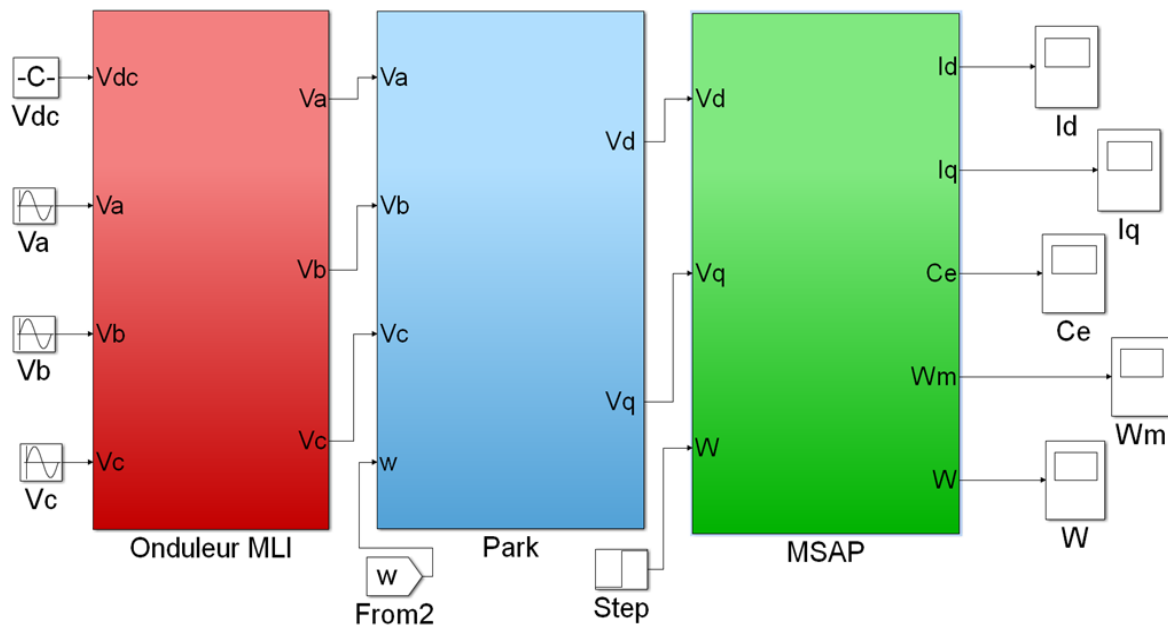
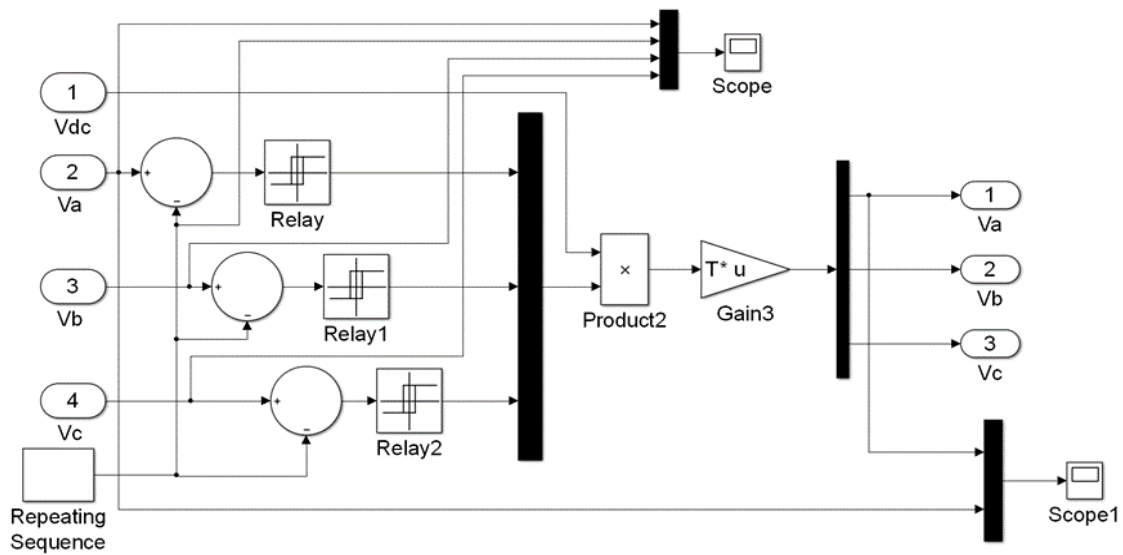
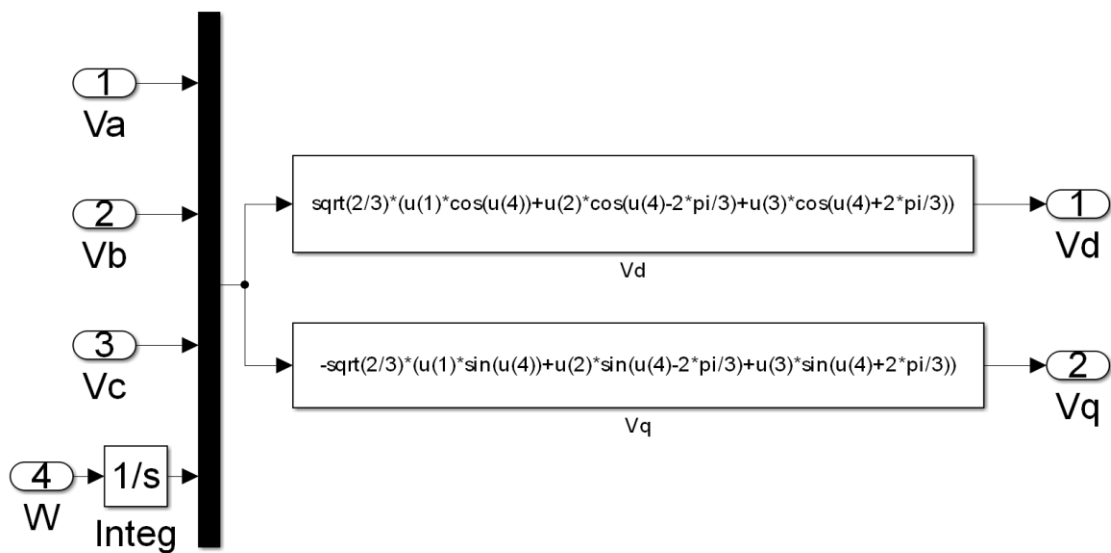


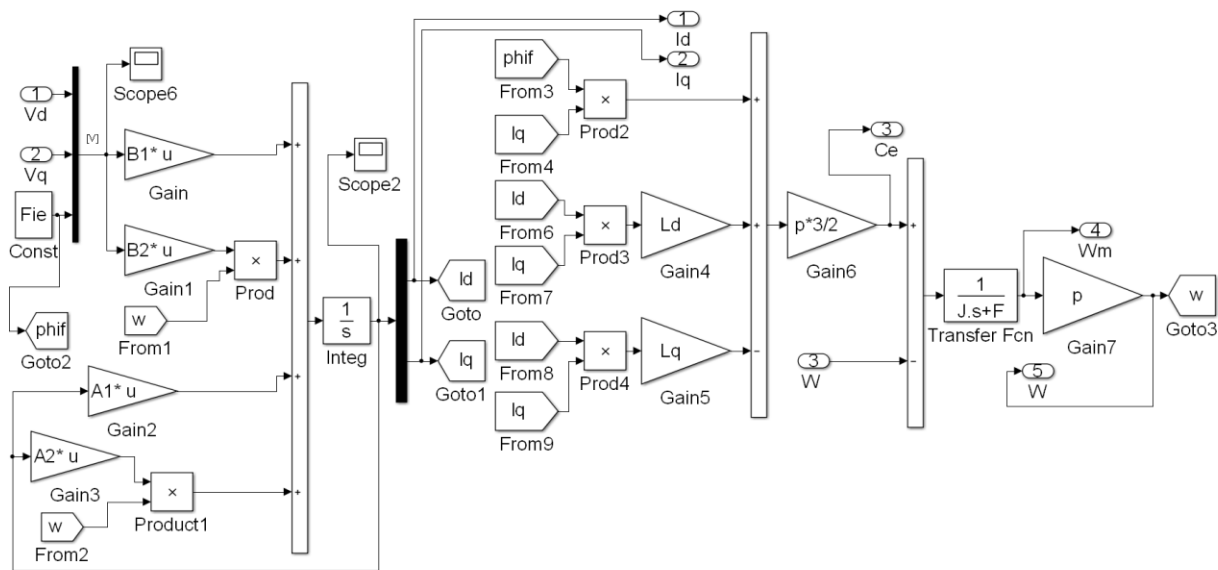
Schéma bloc d'Alimentation de MSAP par onduleur



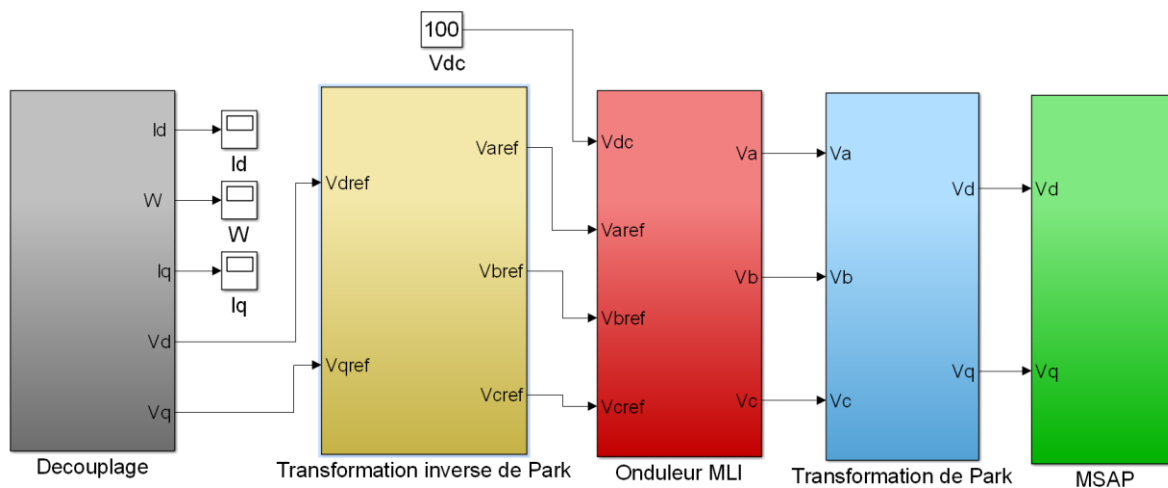
**Schema bloc de l'Onduleur**



**Schéma bloc de Transformation de Park**



**Schema bloc de MSAP**



**Schéma bloc de Commande MLI Vectorielle du MSAP**

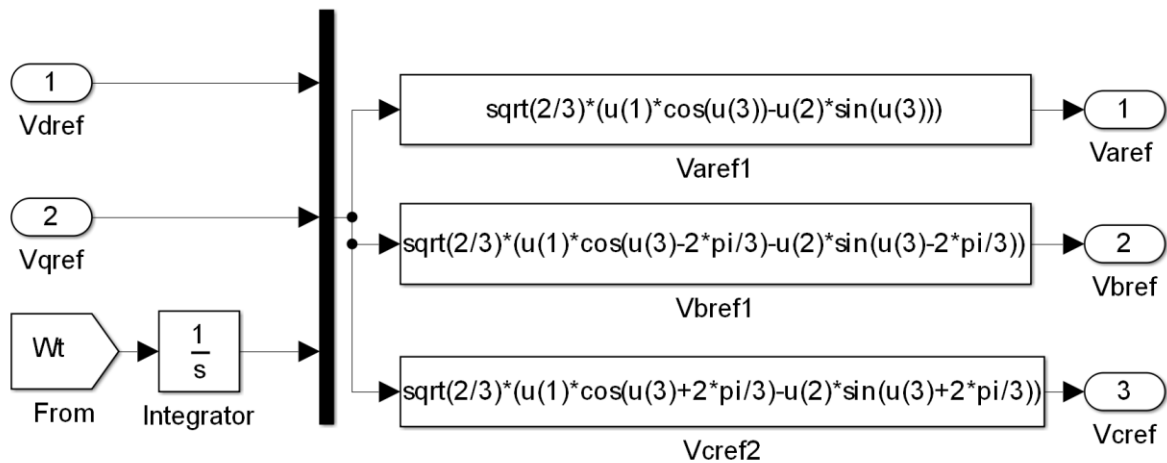


Schéma bloc de Transformation inverse de Park

## - Annexe B :

Paramètres	Valeurs
Puissance nominale	$P_n = 1.5 \text{ KW}$
Tension nominale	$V = 220/380 \text{ V}$
Nombre de paires de pôles	$P = 4$
Flux des aimants permanents	$\varphi_f = 0.2 \text{ Wb}$
Resistance statorique	$R_s = 0.6 \text{ ohm}$
Couple résistant	$C_r 10 = \text{N.m}$
Inductances cycliques directe	$I_d = 0.0014 \text{ H}$
Inductances cycliques quadrature	$I_q = 0.028$
Moment d'inertie	$J = 0.02 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$F = 0.0014 \text{ N.m.s/Rad}$
Fréquence de porteuse	$F_p = 5000$

## Paramètres de MSAP

## ملخص :

تعد الآلات التزامنية ذات المغناطيس الدائم من أهم الآلات الحديثة، حيث شهدت في السنوات الأخيرة تطورا كبيرا و هذا بفضل المغناطيس الدائم وخاصة من نوع الأتربة النادرة و التي شهدت تحسينات كبيرة من حيث الجودة، و كذا التطور الذي شهدته تقنيات التحكم الغير خطية و الكترونييات الطاقة و خاصة المحولات. قدمنا في هاته المذكرة دراسة مفصلة عن المحرك التزامني ذو المغناطيس الدائم. و بعدها محاكاة للمحرك في المعلم الثنائي مع الاعتماد على تحويل بارك. و من ثما نمذجة للمحرك في برنامج الماتلاب مع استخدام معدل - تناسبى تكاملى - للسرعة و التيار بغرض التحكم الامثل في السرعة و العزم. و كل هذا ضمن التحكم الشعاعى.

الكلمات المفتاحية : الآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم، التحكم بتوجيه التدفق، تعديل عرض النبضة، العاكس.

---

## Résumé :

Les machines synchrones à aimants permanents sont considérées comme l'une des machines à induction les plus importantes, car elles ont connu ces dernières années un grand développement et cela grâce à l'aimant permanent, en particulier de type terres rares, qui a connu de grandes améliorations en termes de qualité, ainsi que le développement observé par les techniques de commande non linéaires et l'électronique de puissance notamment les onduleurs. Dans ce mémoire, nous avons présenté une étude détaillée sur le MSAP. Ensuite une modélisation du moteur dans le repère binaire en s'appuyant sur la transformation de Park. Et puis la simulation du moteur dans le programme Matlab avec l'utilisation d'un régulateur proportionnel intégral- de vitesse et de courant dans le but d'optimiser la commande de la vitesse et du couple. Et tout cela est sous la commande vectorielle.

Mots clés : Machine synchrone à aimants permanents, MLI, Commande vectorielle, onduleur.

---

## Abstract

Permanent magnets synchronous machines are considered to be one of the most important induction machines, because in recent years they have experienced a great development and this thanks to the permanent magnet, in particular of the rare earth type, which has known major improvements in terms of quality, as well as the development observed by non-linear control techniques and power electronics, in particular inverters. In this brief, we have presented a detailed study on the MSAP. Then a modulization of the motor in the binary frame based on the transformation of Park. And then the simulation of the motor in the MATLAB program with the use of a regulator-Integral proportional- of speed and current in order to optimize the control of speed and torque. And this is all under vector control.

Key words: Permanent magnet synchronous machine, PWM, Field oriented control, inverter.