

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République algérienne démocratique et populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
المركز الجامعي لعين تموشنت
Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent
Institut de Technologie
Département de Génie Electrique



Projet de fin d'études
Pour l'obtention du diplôme de Master en :
Domaine : SCIENCES ET TECHNOLOGIES
Filière : ELECTROTECHNIQUE
Spécialité : COMMANDES ELECTRIQUES

Thème

*Commande MLI d'un asservissement de vitesse en boucle fermée
d'un moteur synchrone à aimant permanent dans un modèle dq*

Présenté Par :

- 1) MOULFI ILIES
- 2) GHALEM GOTNI HADJER

Devant les jurys composés de :

Mr.Zeggai	MCA	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Président
Mr.Bensaid Boubakeur.	MCA	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Encadrant
Mr.Zelmat Samir	MCA	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Examineur

Année universitaire 2018/2019

REMERCIEMENTS

Nous remercions Allah le tout puissant, qui nous a donné la foi, la force et la patience pour aller jusqu'au bout de ce travail.

Au terme de ce travail de fin d'études nous tenons à exprimer notre gratitude et nos remerciements pour toutes les personnes qui ont contribué à sa réalisation.

Nous tenons tout d'abord à remercier notre Encadreur Mr Bensaid bouhakeur pour son aide, ses conseils, son encouragement et sa disponibilité dans ce mémoire.

Ainsi que tous nos professeurs qui nous ont enseignés durant nos études à la faculté des sciences et technologie..

Nos profonds remerciements pour les membres de jury qui ont acceptés d'évaluer ce travail.

A la fin nous tenons à remercier tous nos collègues d'études particulièrement notre promotion.

DEDICACE

Je dédie ce travail a :

A mes parents, pour leur soutien inconditionnel tout au long de ces longues années d'études, ainsi pour tout ce qu'ils ont fait pour moi. Ils se sont beaucoup sacrifiés pour m'offrir toutes les conditions nécessaires afin que je puisse devenir ce que je suis.

A mes deux frères Mouad et Adem et ma sœur Asya

A tous les membres de la famille Moulfi, Bouchekara & N'hari petits et grands

A mes amies et mes collègues de travail.

A mon binôme Hadjer.

A tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin durant toutes mes années d'études.

A tous mes camarades de la promotion commande des systèmes électriques.

Moufii Nies

DEDICACE

*Avant tous, je remercie ALLAH le tout puissant de
m'avoir donné le courage et la patience pour
réaliser ce travail malgré toutes les difficultés
rencontrées.*

Je dédie ce modeste travail.

À l'être le plus cher que j'ai au monde, ma mère.

*A l'âme de mon défunt père, que je prie Dieu, le tout
Puissant de l'accueillir dans son vaste paradis.*

A toute ma famille de près ou de loin.

A mon encadreur Docteur Ben Saïd

A mon binôme Ilies.

*A tous les amis d'études surtout ceux du commande
électrique.*

Ghalem Gotni Hadjer

Sommaire

Introduction générale	1
Chapitre 01	4
<i>Technique de commande & asservissement –MSAP</i>	
I.1 Actionnement électrique.....	4
I.2 Actionnements électriques avec moteur triphasé.....	5
I.2.1 Variation de la fréquence.....	5
I.2.2 Variation du nombre des couples polaires.....	6
I.2.3 Variation de la résistance rotorique.....	6
I.2.4 Variation de la vitesse par Convertisseur.....	6
I.3 Technique de commande.....	7
I.3.1 Introduction.....	7
I.3.2 Commande scalaire.....	7
I.3.2.1 Loi tension- fréquence.....	7
I.3.2.2 Loi courant- fréquence.....	8
I.3.3 Commande vectorielle.....	9
I.3.3.1 Principe de la commande vectorielle.....	9
I.3.3.2 Commande vectorielle de la (MSAP) alimentée en tension.....	10
I.3.3.3 Description du système global	11
II. Conclusion.....	12

Chapitre 02	14
<i>Techniques de MLI</i>	
II.1.Introduction	14
II.2.MLI	14
II.3. Principe de la commande MLI	14
II.4.Types de Modulation	16
II.5.Technique de production d'onde MLI	17
II.6. Caractéristique de la modulation de largeur d'impulsion (MLI)	18
II.6.1. Rapport cyclique	19
II.7. Différentes techniques de modulation de longueur d'impulsions	19
II.7.1. La modulation linéaire multiple (UPWM)	19
II.7.2. La modulation sinusoïdale triangulaire unipolaire (SPWM)	20
II.7.3. La modulation sinusoïdale partielle (ou modifiée) (MSPWM)	21
II.7.4. La modulation sinusoïdale avec porteuse bidirectionnelle	22
II.7.5. La modulation calculée	23
II.7.6.La modulation vectorielle	23
II.8. Principaux avantages de la MLI sinus triangulaire	24
II.9. Convertisseur statique continu-alternatif	24
II.9.1 Définition de l'onduleur	24
II.9.2. Principe de fonctionnement	24
II.9.3. Onduleur de tension	25
II.9.4. Modélisation de l'onduleur de tension	25

II.9.5. Stratégies de commande de l'onduleur.....	27
II.9.6.Simulation d'onduleur.....	28
II.10. Conclusion	30
Chapitre 03	32
<i>Machine synchrone à aiment permanent</i>	
III.1.Introduction	32
III.2.Machine synchrone à aiment permanent.....	32
III.3.Technologie des machines synchrones.....	32
III.3.1. L'alternateur triphasé.....	32
III.3.1.1.Constitution d'un alternateur.....	33
III.3.1.2.Principe de fonctionnement.....	33
III.3.1.3.Modèle équivalent d'une phase d'alternateur.....	36
III.4.Description et principe de fonctionnement de la MSAP.....	41
III.5.Structure de la machine synchrone à aiment permanent.....	42
III.5.1.Stator.....	42
III.5.2.Rotor.....	42
III.6.Les aimants permanents.....	42
III.6.1.Propriétés magnétiques.....	43
III.6.2.Classification des aimants.....	44
III.7.Catégorie de la MSAP.....	45

Sommaire

III.8. Avantages de la MSAP	47
III.9. Inconvénient de la MSAP	47
III.10. Domaines d'applications	47
III.11. Modélisation de la machine à aimant permanent	48
III.11.1. Mise en équation de la MSAP en triphasé	48
III.11.1.1. Equations électriques	48
III.11.1.2. Equation mécanique	50
III.11.1.3. Equation électromagnétique	50
III.11.2. Transformation triphasé – diphasé	51
III.11.2.1. Principe de transformation de Park	51
III.12. Conclusion	53
Chapitre 04	54
<i>Simulation en boucle de vitesse</i>	
IV.1. Introduction	53
IV.2. Régulateur proportionnel-intégral PI	53
IV.3. Les filtres	55
IV.3.1. Définition	55
IV.3.2. Filtres passe – bas	55
IV.3.3. Ordre du filtre	55
IV.3.3.1. filtre passe-bas du premier ordre	56
IV.3.3.2. Filtres passe-bas du second ordre	59

IV.3.3.2.1.Fonction de transfert.....	60
IV.3.3.2.2.Diagramme de Bode et de phase.....	60
IV.4Table de commutation de l'onduleur triphasé.....	61
IV.5 les comparateurs amplis opérationnels.....	62
IV.6 <i>Table des paramètres simulation</i>	63
IV.7 <i>résultats de simulation</i>	63
IV.7.1 variation de la vitesse.....	64
IV.7.2 variation du couple résistant	67
IV.8. <i>Conclusion</i>	68
<i>Conclusion générale</i>	70
<i>Annexe</i>	72

Nomenclature

Symboles	signification
V_s	Tension statorique.
K_0	Constant.
L_{ds}, L_{qs}	Inductances du stator selon l'axe dq .
V_m	Modulante sinusoïdale.
φ_{ph}	La phase.
V_p	Porteuse triangulaire.
f	La fréquence.
f_p	Fréquence de modulation.
f_r	Fréquence de référence.
M	indice de modulation.
r	Le coefficient de réglage en tension.
A_r	amplitude de la référence.
A_p	amplitude de la porteuse.
α	Rapport cyclique.
T	période du signal.
t_h	La durée de temps haut du signal.
V_{an}, V_{bn}, V_{cn}	Tension simples de sortie de l'onduleur (V).
U_{ac}, U_{bc}, U_{ca}	Tension composés de l'onduleur.
V_c	Source de tension continue de l'onduleur.
X	La réactance synchrone.

Nomenclature

R	La résistance d'un enroulement.
P	Puissance active.
Q	Puissance réactive.
P_{js}	Pertes joule statorique.
P_{jr}	Pertes joule rotorique.
P_{méc}	Pertes mécaniques.
η	Rendement de l'alternateur synchrone.
n₀	Vitesse de rotation (tr/min).
P	Nombre de paires de pôles.
V_s	Vecteur tension statorique.
I_s	Vecteur courant statorique.
φ_s	Vecteur flux statorique.
R_s	Matrice résistance du stator.
L_s	Matrice inductance du stator.
φ_{sf}	Vecteur flux engendré par l'aimant.
θ	Angle de charge.
ω	Pulsation électrique.
J	Moment d'inertie.
C_{em}	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant [N.m].
P(θ)	La matrice de passage direct de Park.

Nomenclature

$P(\theta)^{-1}$	La matrice du passage inversé de Park.
X_d	Composante longitudinale suivant l'axe d .
X_q	Composante transversale suivant l'axe q .
X_o	La composante homopolaire.
I_d, I_q	Courant statorique dans le repère dq .
X_{abc}	Composantes réelles dans le repère abc.
(abc)	Modèle réelle de la machine triphasé.
$(d-q)$	Modèle de Park.
U_d, U_q	Tensions statorique dans le repère dq .
PI	Régulateur proportionnelle intégrale.
K_i, K_p	Action proportionnelle et intégrale.
V_e	Tension d'entrée du filtre.
V_{is}	Tension de sortie du filtre.
ω_0	Pulsation propre.
Q	facteur de qualité.
i_{abc}	Courant statorique phase a, b ou c.
$T_a, T_b, T_c, T'_a,$ T'_b, T'_c	Les interrupteurs de l'onduleur.

Glossaire

Symboles	signification
MSAP	Moteur synchrone à aimant permanent
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
PWM	Pulse Width Modulation
PID	Proportionnel et Intégral et Dérivée
FTBO	Fonction de Transfert en Boucle Ouvert
PI	Régulateur Proportionnel Intégrateur
FTBF	Fonction de Transfert en Boucle Fermé
FEM	Force Electromotrice
MCC	Machine à courant continu
MOSFET	Transistor à effet de champ à semi-conducteur à oxyde métallique
IGBT	transistor bipolaire à grille isolée (Insulated Gate Bipolar Transistor)
F.T	Fonction de transfert

Liste des figures

Figure.I.1 : Cas générale de convertisseur statique.....	4
Figure.I.2 : Actionnement électrique à boucle ouvert.....	5
Figure.I.3 : Schéma de la commande scalaire à V/f	8
Figure.I.4 : Commande par orientation du flux de la machine synchrone.....	10
Figure.I.5 : Schéma globale de la commande vectorielle de la MSAP.....	11
Figure.II.1 : Représentation de la commande MLI.....	14
Figure.II.2 : Schéma de principe d'une MLI.....	15
Figure.II.3 : Principe de fonctionnement d'un MLI.....	16
Figure.II.4 : Technique analogique.....	17
Figure.II.5 : Technique numérique.....	18
Figure.II.6 : Technique hydrique.....	18
Figure.II.7 : Représentation du rapport cyclique.....	19
Figure.II.8 : La modulation de largeur d'impulsion multiple.....	20
Figure.II.9 : MLI sinusoïdale triangulaire unipolaire.....	21
Figure.II.10 : La modulation modifiée.....	22
Figure.II.11 : Modulation sinusoïdale avec porteuse bidirectionnelle.....	22
Figure.II.12 : symbole et signal d'un onduleur.....	25
Figure.II.13 : Montage d'un onduleur triphasé.....	25
Figure.II.14 : Schéma équivalent de l'onduleur à MLI.....	27

Liste des figures et des tableaux

Figure.II.15: Schéma bloc d'un onduleur triphasé.....	28
Figure.II.16 : Signal modulant (V_m).....	29
Figure.II.17 : Signal porteuse (V_p).....	29
Figure.II.18 : Courant de charge (I_o).....	29
Figure.II.19 : Tension de sortie au borne de l'onduleur (V_o).....	30
Figure.II.20 : Tension de sortie au borne de l'onduleur (V_c).....	30
Figure. III .1 : Schéma d'un alternateur.....	33
Figure.III.2 : Principe de fonctionnement d'un alternateur.....	34
Figure.III.3 : Machine à pôles lisses.....	35
Figure.III.4 : Machine à pôles saillant.....	35
Figure.III.5 : Symbole électrique d'un alternateur.....	36
Figure.III.6 : Modèle électrique par phase d'un alternateur.....	36
Figure.III.7 : Les caractéristiques à vide d'un alternateur.....	38
Figure.III.8 : Diagramme de behn Eschenburg.....	39
Figure.III.9: Bilan de puissance.....	40
Figure.III.10 : Schéma d'une machine synchrone à aimant permanent.....	41
Figure.III.11 : Symbole électrique de la machine synchrone à aimants permanents.....	41
Figure.III.12 : Aimant permanent.....	42
Figure.III.13 : Courbe de désaimantation.....	43
Figure.III.14 : Différents structures des rotors des MSAP.....	46
Figure.III.15 : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère triphasé.....	49

Liste des figures et des tableaux

Figure.III.16 : Représentation de la transformation de Park.....	51
Figure.IV.1 : Asservissement avec régulateur PID.....	56
Figure.IV.2 : Schéma de principe du régulateur PI.....	56
Figure.IV.3 : Ordre du filtre passe-bas.....	58
Figure.IV.4 : Filtre passe bas du premier ordre.....	59
Figure.IV.5 : Diagramme de Bode et de phase du filtre passe-bas de premier ordre.....	61
Figure.IV.6 : Filtre passe-bas du second ordre.....	61
Figure.IV.7 : Diagramme de Bode et de phase du filtre passe- bas de second ordre.....	62
Figure.IV.8 : Schéma d'un onduleur triphasé.....	63
Figure IV.9 : Comportement de la vitesse, de la MSAP avec une vitesse de 50 tr/s.....	66
Figure IV.10 : Comportement de la vitesse, de la MSAP avec une vitesse de 100 tr/s.....	66
Figure IV.11 : Comportement de la vitesse, de la MSAP avec une vitesse de 150 tr/s.....	67
Figure IV.12: Comportement de la vitesse, de la MSAP avec une vitesse de 200 tr/s.....	67
Figure IV.13 : Test de robustesse du comportement de la MSAP avec une variation de vitesse de 200 tr/min à 100 tr/min.....	68
Figure IV.14 : Comportement de la vitesse, de la MSAP avec un couple de 6 N/m.....	69
Figure IV.15 : Comportement de la vitesse, de la MSAP avec un couple de 7 N/m.....	69
Figure IV.16 : Comportement de la vitesse, de la MSAP avec un couple de 8 N/m.....	69

Liste des tableaux :

Tableau.IV.1 : possibilités de commande.....	64
Tableau.IV.2 : Table des paramètres de la machine	65

Introduction générale

Introduction générale

De nos jours les machines électrique sont plus utilisées dans le milieu industriel que dans les applications domestique suivant le type d'application et le cahier de charge, un choix s'impose entre les différente machines qui existe. La machines synchrone a aimant permanent est plus utilisés de nos jours dans plusieurs applications industrielles Ceci est dû aux faits qu'ils sont simples, fiables et moins cher Principalement utilisé dans les équipements domestiques (machine à laver le linge), des applications telles que : robotique ; système de traction; la MSAP est connu par sa robustesse qui permet de crée des commandes de vitesse et de couple avec précision est des performances dynamique très intéressante, tout cela ses fait grâce au progrès de l'électronique de puissance et l'informatique.la machines synchrones a aimant permanent (MSAP) offre beaucoup d'avantage par rapport ou autre type de machines à courant continu .avec un couple massique élevé est un excellènt rendement, un faible moment d'inertie et une facilité de maintenance.

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des hautes performances dynamiques, une bonne précision en régime permanent, une haute capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse et une robustesse aux différentes perturbations. Ces dernières années, plusieurs techniques ont été développées pour permettre au variateur d'atteindre ces performances.

Actuellement le contrôle de vitesse des machines synchrones et asynchrones s'effectue par des commandes à vitesse variable Parmi les techniques de commande actuellement appliquées aux machines synchrones à aimants permanents on trouve la commande scalaire, la commande vectorielle. Ces commandes on bénéficie ces denier années, d'avancées technologiques significatives. En effet, les progrès de l'électronique numérique et les développements des composants d'électroniques de puissance permettent aujourd'hui de mettre en œuvre des algorithmes très complexes avec un temps de calcul élevé.

La commande de la machines synchrone a aimant permanent et plus compliqué que celle de la machine a courant continu, en effet Le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est un système multi variable, non linéaire et en plus il est fortement couplé entre les variables d'entrées (tension, fréquence), les variables de sorties (couple, vitesse) et les variables internes de la machine comme le flux, la commande donc de la machines est difficile. Et pour simplifier la commande de MSAP on doit modéliser la machines en utilisant la transformation de Park qui permet le passage du repère triphasé au repère biphasé suivant

l'axe d-q et on établira les équations électriques et mécaniques associées à l'onduleur de la machine synchrone à aimant permanent, c'est l'objet de notre travail on terminera l'étude par une simulation.

Pour le bon déroulement de ce travail, le mémoire est organisé en quatre chapitres.

- Le premier chapitre expose des généralités des actionnements électriques ainsi que des différentes techniques de commande à savoir la commande scalaire la plus utilisée ainsi qu'une brève description de la commande vectorielle.
- Le second chapitre est réservé à l'étude de techniques de commande MLI en se basant sur la MLI sinus triangulaire.
- Le troisième chapitre expose des généralités sur la machine synchrone, tout en expliquant les comportements spécifiques des matériaux et les éléments la constituant, ainsi que la modélisation détaillée de la machine synchrone à aimants permanents.
- Le quatrième et dernier chapitre est réservé au contrôle de vitesse par l'application de la commande MLI sinus triangulaire au moteur synchrone à aimant permanent associé à un onduleur sous le logiciel PSIM et les résultats des différentes simulations.

Enfin, une conclusion vient clore les quatre chapitres de ce mémoire.

-

Chapitre 1:

*Technique de commande & asservissement d'un
moteur synchrone à aimant permanent*

I.1 Actionnement électrique:

Nous pouvons définir un *actionnement* comme étant un système en mesure de produire et contrôler le mouvement d'un organe (charge) mécanique. Les grandeurs contrôlables sont du type :

- **STATIQUES** : position
- **CINÉMATIQUES** : vitesse
- **DYNAMIQUES** : accélération, couple

Chaque actionnement comprend un organe de puissance, appelé actionneur capable de produire le travail mécanique connecté au mouvement. Cet actionneur peut être hydraulique, pneumatique ou électrique.

Un actionnement électrique est un actionnement qui utilise un actionneur électrique, à savoir une machine électrique, habituellement fonctionnant en moteur, dans laquelle se produit une conversion d'énergie d'électrique en énergie mécanique.

Le contrôle du mouvement est réalisé à travers les grandeurs du moteur :

- **TENSION U**
- **COURANT I**
- **FRÉQUENCE f**

À cet effet, entre le moteur et la source d'alimentation de l'énergie électrique, est interposé un dispositif de puissance capable de fournir au moteur les valeurs souhaitées des grandeurs susmentionnées. Ce dispositif sera en général un *convertisseur statique* constitué par :

- Éventuel transformateur d'isolement, d'adaptation des valeurs de tension/courant et nombre de phases.
- Structure électronique de puissance qui utilise diodes, thyristors (SCR, TRIAC), transistors (BJT, MOSFET, IGBT, etc.).

La figure (I.1) illustre le cas général d'un convertisseur statique avec entrée à n phases et sortie à m phases.



Figure.I.1 : Cas général de convertisseur statique

Un convertisseur statique est un système permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donné en la convertissant. Les premiers convertisseurs de puissance électrique ont été réalisés avec des machines électriques couplées mécaniquement. Avec l'apparition des semi-conducteurs et de l'électronique de puissance, avec les diodes, les transistors, thyristors etc. Les systèmes de conversion deviennent de plus en plus élaborés et ne nécessitent plus de machines tournantes.

On distingue plusieurs familles de convertisseurs statiques:

Continu -----> Continu (Hacheur)

Continu -----> Alternatif (Onduleur)

Alternatif -----> Alternatif (Gradateur) Alternatif -----> Continu (Redresseur)

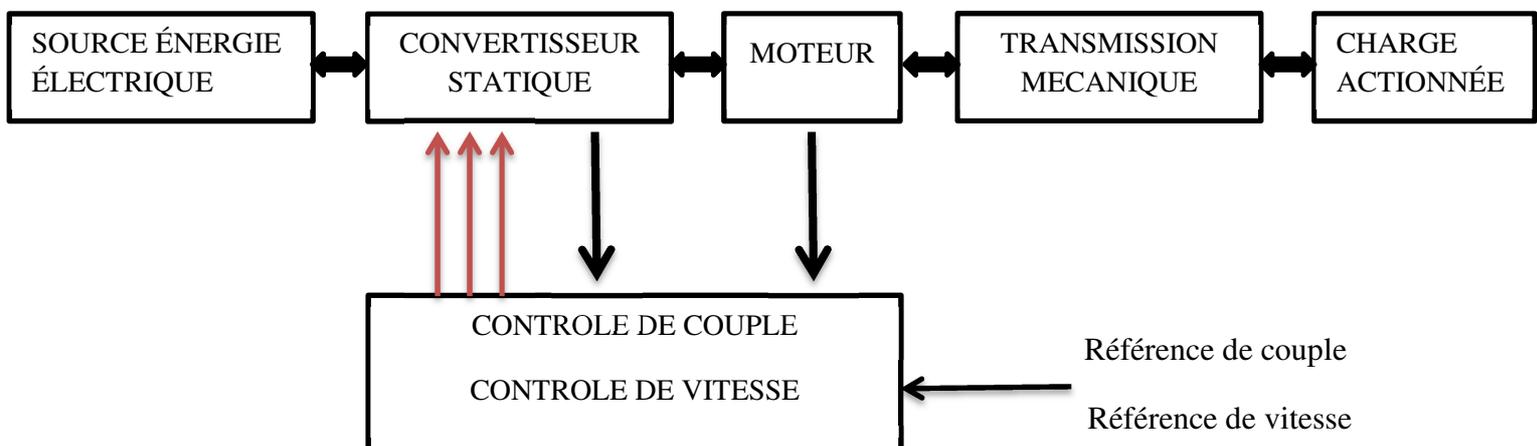


Fig.I.2 : actionnement électrique

1.2 Actionnements électriques avec moteur triphasé :

Le moteur à induction satisfait de manière optimale les exigences des actionnements à vitesse pratiquement constante beaucoup d'applications exigent par contre différentes vitesses de fonctionnement voire une vitesse réglable avec continuité dans un certain champ. Les méthodes les plus communes pour modifier la vitesse sont les suivantes :

1.2.1 Variation de la fréquence :

La vitesse du champ tournant d'un moteur à induction peut être réglée en modifiant la fréquence d'alimentation. Pour maintenir presque constante l'induction, il faudrait également modifier la tension d'alimentation dans une mesure directement proportionnelle à la fréquence (étant donné que le flux par pôle est directement proportionnel à la force électromotrice statorique et, par conséquent, à moins de la chute de tension dans les enroulements statoriques, la tension appliquée est inversement proportionnelle à la fréquence d'alimentation). De cette manière le couple maximal reste presque constant.

Un moteur à induction utilisé de cette manière présente des caractéristiques similaires à celles d'un moteur en courant continu à excitation indépendante à flux constant et tension d'armature variable. Pour régler la fréquence, l'on peut utiliser une machine à induction à rotor enroulé ou, mieux encore, l'on peut utiliser un convertisseur statique de fréquence.

1.2.2 Variation du nombre des paires polaires :

En modifiant le nombre de couples polaires, on varie la vitesse du champ tournant (suivant la relation $n=60.f/p$ et, par conséquent, la vitesse du moteur aussi. L'enroulement de stator peut être conçu de manière à pouvoir, par de simples variations dans les connexions des enroulements, changer le nombre de pôles dans le rapport 2 à 1 (on parle d'enroulements à pôles commutables). L'on peut donc choisir l'une ou l'autre des deux vitesses synchrones. Le rotor est presque toujours du type à cage, un rotor de ce type présente en effet l'avantage de ne pas avoir un nombre de pôles naturel et de donner lieu à un champ de rotor avec le même nombre de pôles que le champ statorique inducteur. Si l'on utilisait un rotor enroulé, on introduirait une complication supplémentaire puisque le nombre de pôles de l'enroulement de rotor aussi devrait être modifié. Avec deux enroulements de stator indépendants, chacun du type à pôles commutables, l'on peut avoir quatre vitesses synchrones distinctes.

1.2.3 Variation de la résistance rotorique :

La caractéristique mécanique Couple (vitesse) en fonction de la variation de la résistance rotorique d'un moteur à rotor enroulé, avec tension et fréquence d'alimentation constante. Il est évident que, si le couple résistant est constant, à une augmentation de la résistance de rotor correspond une augmentation du coulisement et, par conséquent, une diminution de vitesse.

1.2.4 Variation de la vitesse par Convertisseur :

Le convertisseur (Inverter) est essentiellement un appareil statique électronique qui convertit une tension continue en un train de tensions sinusoïdales contrôlables en amplitude et fréquence. Le convertisseur permet la commande et le contrôle des moteurs triphasés. Plusieurs précisément, au moyen du convertisseur il est possible de :

- Faire démarrer le moteur avec certaines caractéristiques prédéterminées d'accélération.
- Attribuer au moteur une vitesse déterminée.
- Modifier avec continuité la vitesse du moteur.
- Freiner le moteur avec une décélération déterminée.

Le principe de fonctionnement consiste à alimenter le moteur avec un train sinusoïdal de tensions variables en amplitude et fréquence de manière à ce que le rapport (V/f) reste pour autant que possible constant (de sorte que le flux par pôle dans la machine soit constant et égal à la valeur nominale) et que le courant absorbé par le moteur ne dépasse pas la valeur nominale pour ne pas risquer de dangereuses surchauffes de la machine

1.3 Technique de commande :

1.3.1 Introduction :

Le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est un système multi variable, non linéaire et en plus il est fortement couplé entre les variables d'entrées (tension, fréquence), les variables de sorties (couple, vitesse) et les variables internes de la machine comme le flux, la commande donc de la machines est difficile.

Pour contrecarrer cette difficulté et pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu à excitation séparée, ont proposé et Parmi les principales commandes qui sont apparues, commande scalaire et la commande vectorielle.

On trouve dans la littérature de nombreuses méthodes de commandes. Nous nous intéresserons, dans ce qui suit, à celles les plus connues et les plus utilisées dans le cadre d'une commande de la machine synchrone. Dès leurs inventions, les chercheurs utilisent une de ces stratégies comme unité de base dont le but est d'améliorer les performances fonctionnelles des machines électriques. Les commandes principales et ses dérivées représentent le même type, donc on s'intéresse aux techniques les plus connues qui font l'objet de nombreuses publications.

1.3.2 Commande scalaire:

La commande scalaire est la plus ancienne technique de commande pour les machines à courant alternatif, elle est caractérisée par sa simplicité à implanter, sa simple structure, Plusieurs commandes scalaires existent selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension.

Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (onduleur de tension ou de courant). L'onduleur de tension étant maintenant le plus utilisé en petite et moyenne puissance, c'est la commande en V/f (V sur f) qui est la plus utilisée.

Les stratégies de contrôle du flux peuvent être directes, ou indirectes. Dans le premier cas, elles nécessitent un régulateur de flux et donc un estimateur ou un observateur de ce dernier. De hautes performances statiques et dynamiques sont alors obtenues. La seconde stratégie n'utilise pas de régulateur de flux. Elle consiste à maintenir le flux constant par l'intermédiaire d'une relation liant la pulsation (ω_s) et les grandeurs électriques de commande, V_s ou I_s de la machine. Ces lois sont définies à partir des relations déduites des équations de la machine en régime permanent (lois statiques). [1]

1.3.2.1 Loi tension- fréquence :

Son principe est de maintenir $V/f = \text{Constant}$ ce qui signifie garder le flux constant.

Le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement.

Dans le cas d'une alimentation en tension, il suffit d'imposer à l'onduleur MLI le module de la tension V_s proportionnel à la fréquence statorique, la relation (I.1) dite loi V/f ou La loi généralement utilisée s'écrit sous les formes simplifiées suivantes :

$$V_s = \varphi_s \cdot \omega_s \quad \text{Ou} \quad V_s = \varphi_s \cdot (\omega_s + K_0 \cdot \omega_r) \quad (I.1)$$

$$\text{Avec : } K_0 = \frac{R_s L_r}{R_r L_s}$$

On constate que pour avoir un rapport $\frac{V_s}{\omega_s}$ constant il faut maintenir le flux constant.

Pour un fonctionnement à grande vitesse le flux est estimé de la relation $\varphi_s = \frac{(V_s - R_s I_s)}{\omega_s}$ on peut négliger le terme $R_s I_s$ devant V_s Pour les faibles vitesses ou proche du zéro, la chute de tension statorique n'est plus négligeable (V_s à une faible valeur) donc un écart égal à $R_s I_s$ s'impose dans l'estimation de flux ce qui rend la commande inutile. [1]

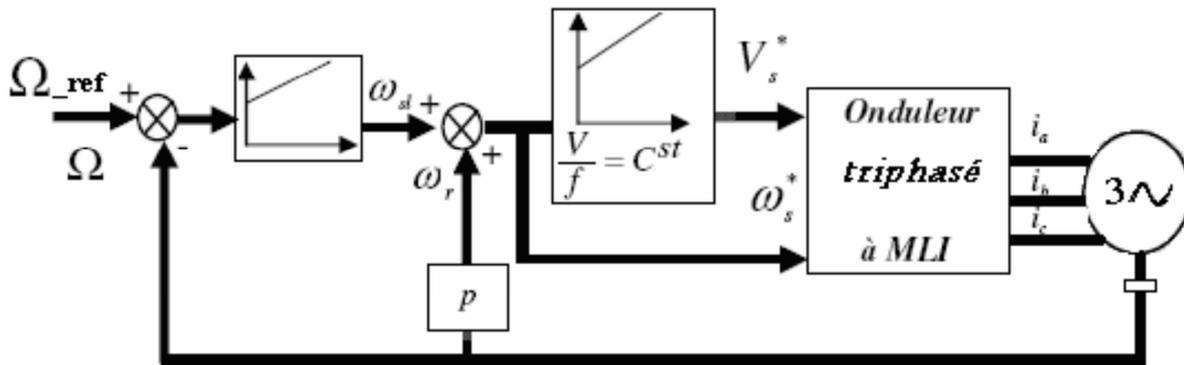


Figure. I.3 : Schéma de la commande scalaire à V/f

1.3.2.2 Loi courant- fréquence :

Dans le cas d'une alimentation en courant ou une alimentation en tension contrôlée en courant, la loi courant - fréquence consiste à imposer le module du courant statorique en fonction de la pulsation du courant rotorique.

L'avantage de ces lois statiques est la simplicité de leur implantation. Cette technique est rarement utilisée à cause de sa limitation qui vient principalement du non validité du modèle utilisé pour les régimes transitoires de fortes amplitudes tels que le démarrage et l'inversion du sens de rotation.

La commande V/f est étudiée et comparée avec une commande directe du couple, les résultats de simulation et de l'expérimentation manifestent que l'instabilité et la mauvaise dynamique lors de démarrage et de changement de consigne représentent les principaux inconvénients de la commande V/f. [1]

I.3.3 Commande vectorielle :

I.3.3.1 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. [2]

L'équation (I.2) donnant le couple, montre que celui-ci dépend de deux variables I_d , I_q .

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_d I_q + I_q \varphi_s] \quad (I.2)$$

Parmi les stratégies de commande, on utilise souvent celle qui consiste à maintenir la composante I_d nulle. 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. [2]

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \varphi_s I_q \quad (I.3)$$

Comme le flux φ_f est constant, le couple est directement proportionnel à I_q . Donc :

$$C_{em} = K_t I_q \quad (I.4)$$

Avec :

$$K_t = \frac{3}{2} p \cdot \varphi_f \quad (I.5)$$

Nous constatons que l'équation du couple électromagnétique est pareille à celle d'une équation du couple la machine à courant continu a excitation séparé et en constate aussi qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est établi.

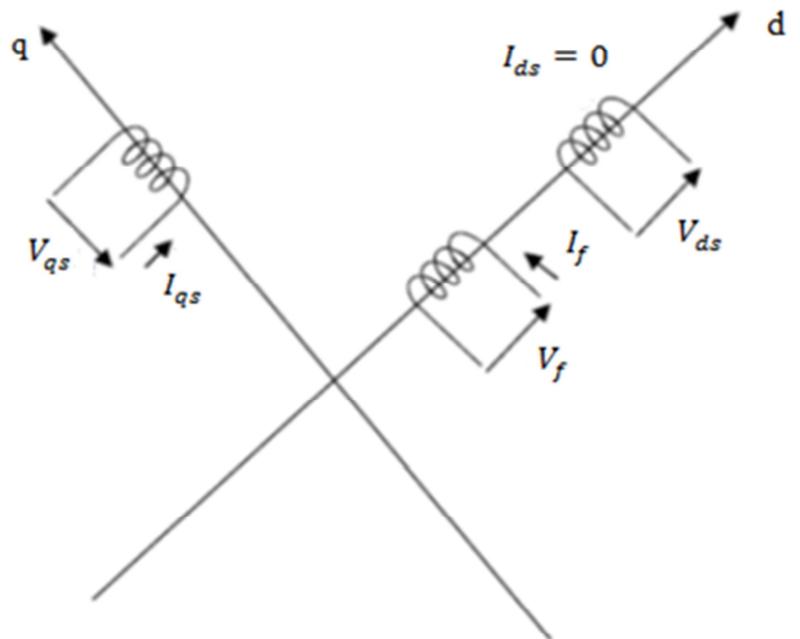


Figure I.4: représentation de la machine synchrone dans le modèle d-q

1.3.3.2 Commande vectorielle de la (MSAP) alimentée en tension

La commande vectorielle porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q . Cette topologie permet une meilleure dynamique dans la commande du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant. La figure (I.5) représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la (MSAP) alimentée en tension et commandée par orientation du flux. [3]

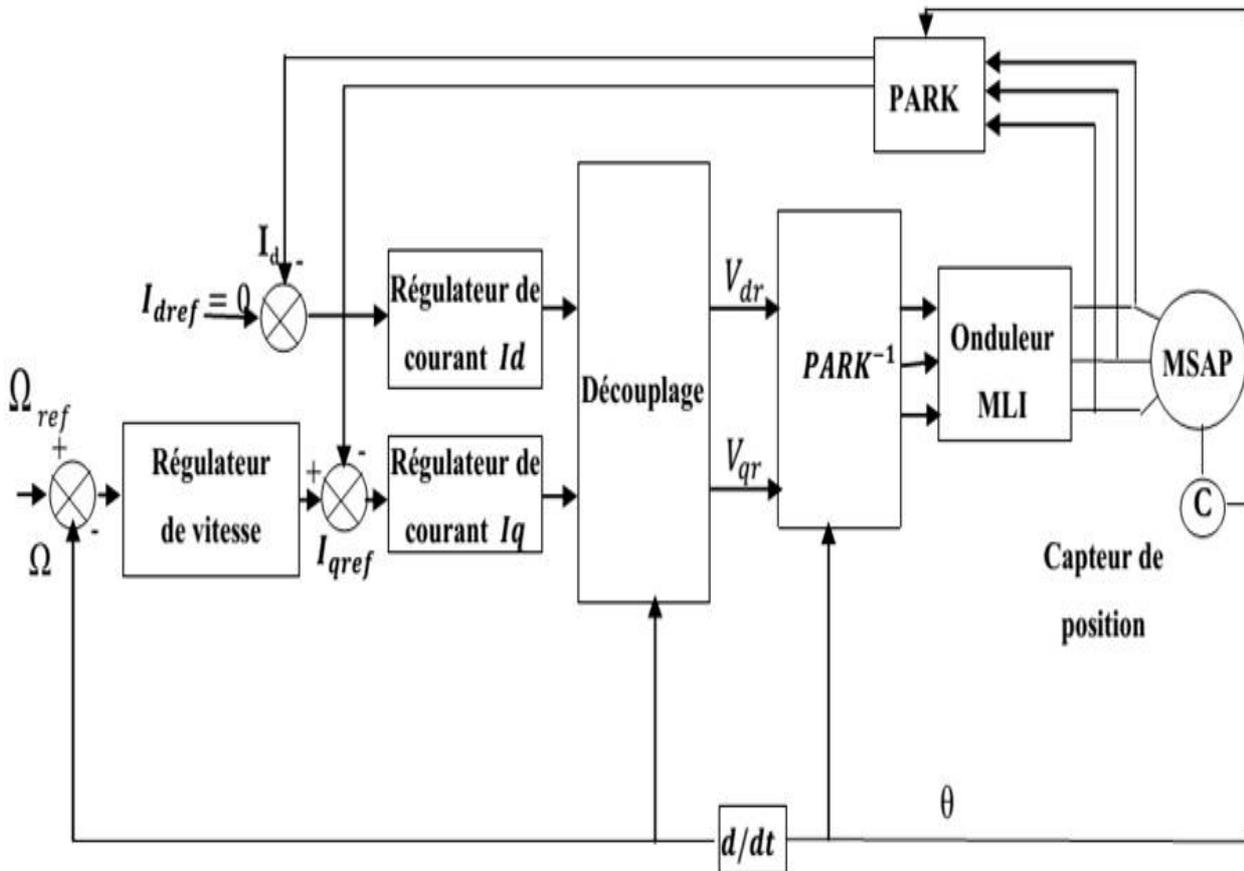


Figure I.5: Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP

1.3.3.3 Description du système global :

La vitesse est régulée par la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C , permet de générer le courant de référence I_{qref} qui est comparé à la valeur du courant I_q issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliqué à l'entrée du régulateur du courant I_q .

En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant qui est maintenu à zéro. Les tensions de référence V_{dref} et V_{qref} sont générées par les sorties des régulateurs de courant I_d et I_q . Et par transformation de Park inverse, on obtient les références de tensions V_a , V_b et V_c qui sont les tensions de la commande de l'onduleur à commande MLI.

II. Conclusion :

Nous avons présenté quelque structure globale de commande usuelle à savoir la commande vectorielle et la commande scalaire de la machines synchrone a aimant permanent qui sont des commande utilisé pour la variation de la vitesse et couple dans l'industrie (traction ferroviaire, machines outille, angant de levage) ces machines n'assiste des convertisseur statique à savoir l'onduleur et sa commande MLI. Pour une étude approfondie de ces convertisseurs objet de notre prochain chapitre.

Chapitre 2:

*Techniques de La modulation de largeur
d'impulsion(MLI)*

II.1.Introduction :

Dans le monde industriel, les entraînements électriques exigent de plus en plus des vitesses variables, à cet effet, le progrès de l'électronique de puissance a permis de développer plusieurs moyens qui assurent de l'entraînement alternatif à vitesse variable. Parmi ces moyens, citons les onduleurs autonomes commandés en modulations de largeurs d'impulsion (MLI).

II.2.MLI :

La modulation de largeur d'impulsion (MLI ; en anglais : Pulse Width Modulation, soit PWM) consiste à appliquer aux interrupteurs des créneaux de commande de largeur variable avec une périodicité constante. [17][18].

Un signal à modulation de largeur d'impulsion (PWM) est une méthode qui permet de générer un signal analogique en commutation constitué : un rapport cyclique et une fréquence. Le rapport cyclique décrit la durée pendant laquelle le signal est à l'état haut (actif) en pourcentage de la durée d'un cycle complet. La fréquence détermine la vitesse à laquelle le MLI effectue un cycle et par conséquent à quelle vitesse il passe de l'état haut à l'état bas et vice versa. [19].

Le signal carré. Le niveau bas correspond généralement à 0 Volt. La période est notée T , la durée de l'impulsion (pour laquelle la tension est de l'état haut) est appelée t_h . [20].

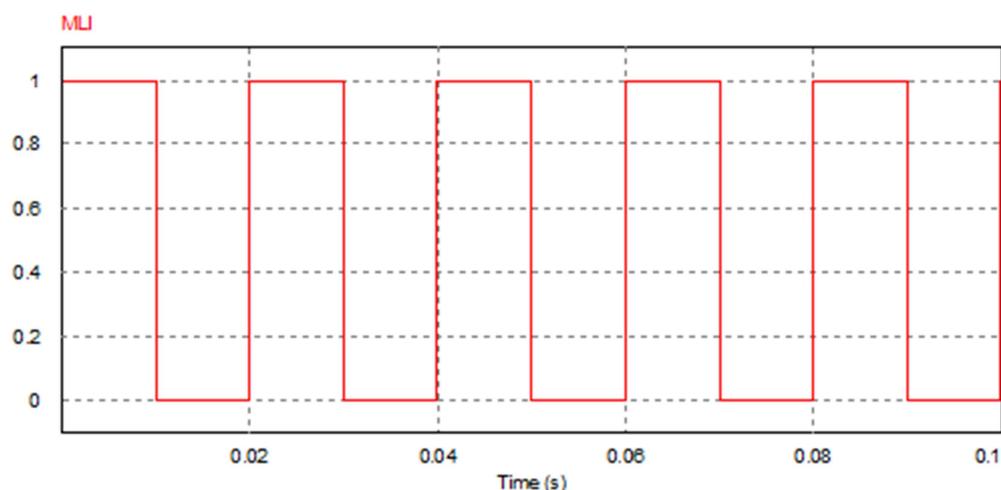


Figure.II.1.Représentation de la commande MLI

II.3. Principe de la commande MLI :

La conversion continue alternative est assurée par les commutations des interrupteurs de l'onduleur qui vont ainsi effectuer des connexions temporaires entre les bornes de la source d'alimentation continue et les lignes de la charge triphasée alternative. Le transfert d'énergie est contrôlé par le rapport entre intervalles d'ouverture et de fermeture (rapport cyclique) de chaque interrupteur, donc par la modulation de largeurs d'impulsions de contrôle de ces

interrupteurs (MLI), cette technique est basée sur la comparaison d'un signal de référence appelé aussi modulatrice ou consigne d'amplitude A_r et de fréquence f , avec un signal appelé porteuse d'amplitude A_p et de fréquence f_p très élevée.[21].

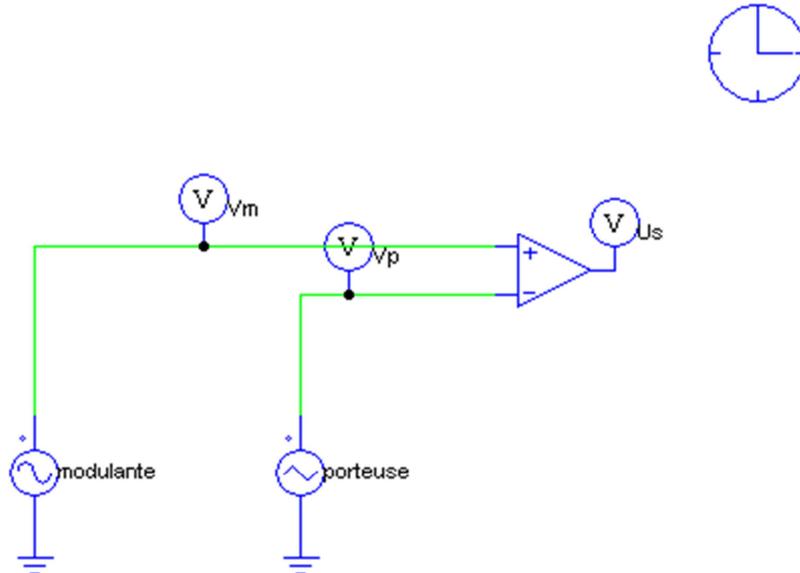


Figure.II.2 : Schéma de principe d'une MLI

- V_m (modulante) :
Amplitude : 0.8 ;
Fréquence : 50Hz ;
Phase : $\varphi_{ph} = 0$;
- V_p (porteuse) :
Fréquence porteuse : 5000Hz ;
- Temps de simulation : 0.02s

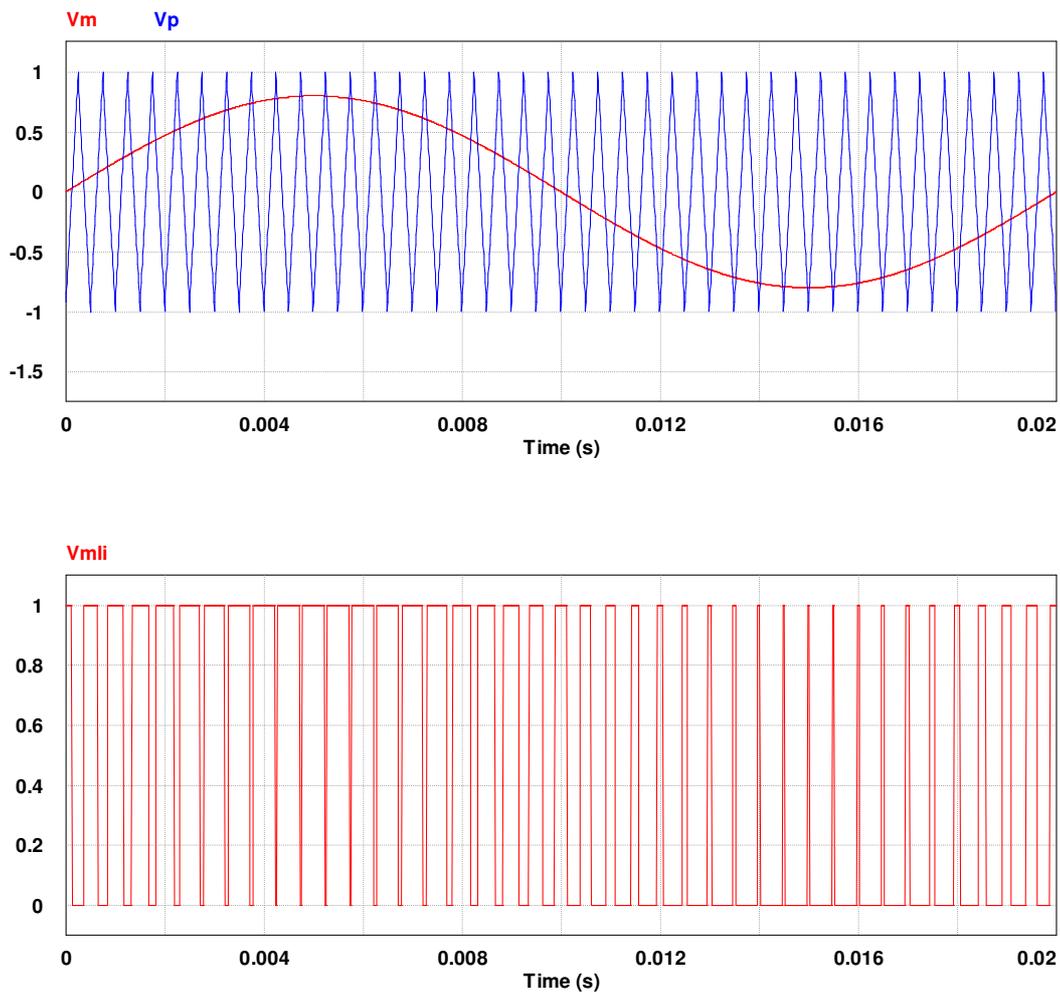


Figure. II.3. Principe de fonctionnement d'un MLI (sinus triangulaire)

II.4.Types de Modulation :

Il existe deux types de modulation :

- Modulation naturelle
- Modulation régulière.

-Modulation naturelle :

Cette technique utilise le principe général de la commande MLI qui consiste à comparer directement le signal de la porteuse avec celui de la référence. Il est important de noter que la largeur d'impulsion est proportionnelle à l'amplitude du signal modulé à l'instant ou le basculement à lieu, car ce basculement correspond à des intersections des deux ondes (porteuse et modulatrice) instantanées. Ceci à deux conséquences importantes :

- Les centres des impulsions dans le signal MLI résultant ne sont pas équidistants.
- Il n'est pas possible de définir les largeurs d'impulsions en utilisant des expressions analytiques.

-Modulation Régulière :

Les techniques MLI à échantillonnage régulier dérivent de la technique triangulo- sinusoïdale. Elle consiste donc à comparer une porteuse triangulaire à une version discrétisée de la référence.

On distingue :

- 1) Technique à échantillonnage régulier symétrique.
- 2) Technique à échantillonnage régulier asymétrique.
- 3) Technique à échantillonnage régulier modifier.

II.5. Technique de production d'onde MLI :

Plusieurs techniques d'obtention d'onde MLI sont utilisées pour générer le signal de contrôle nécessaire à la commande et au blocage des éléments semi- conducteurs par exemple : impulsions de commande pour thyristors et courant de base pour les transistors. Le plus souvent, on fait appel à la technique analogique, numérique ou en utilisant les deux au même temps.

Technique analogique :

Cette technique est basée sur la comparaison entre une porteuse triangulaire et la référence, la comparaison est réalisée à l'aide d'un amplificateur opérationnel (Figure II.4).

Technique numérique :

Elle est basé sur l'utilisation des microprocesseurs qui assurent la génération des impulsions en se servant d'un programme définissant les angles d'amplitudes calculés au préalable. Cette technique a apporté une grande amélioration significative en matière de simplicité et performance du circuit de commande (Figure II.5).

Technique hybride :

Elle consiste à combiner les deux techniques précédentes analogique et numérique : L'onde de référence est obtenue d'une manière numérique (programmer sa fonction), par Contre l'onde porteuse est obtenue d'une manière analogique, La comparaison entre les deux signaux se fait par un comparateur analogique (Figure II.6).

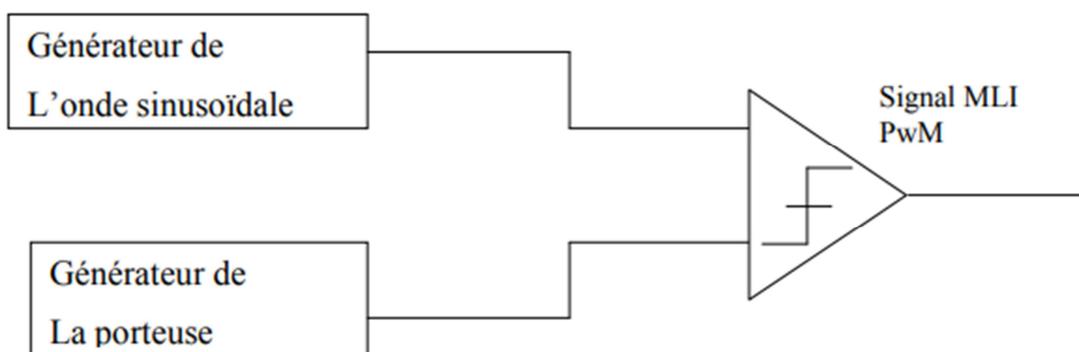


Figure.II.4 : technique analogique

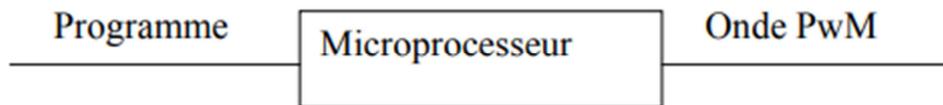


Figure.II.5 : technique numérique

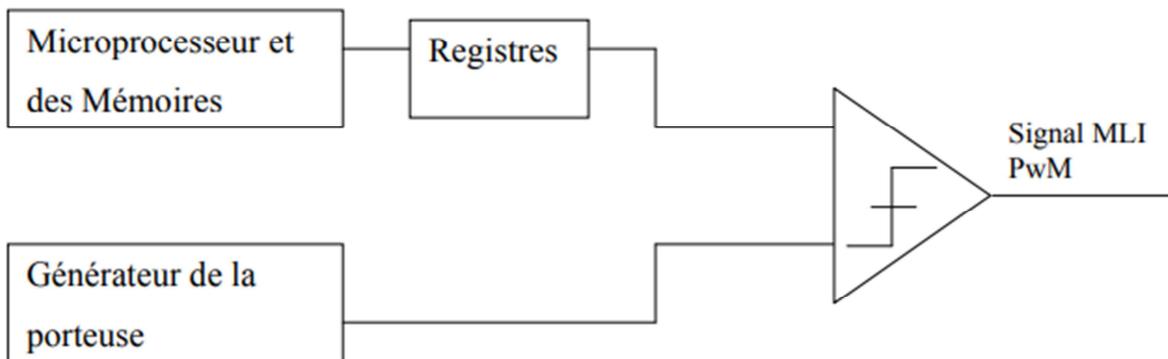


Figure.II.6 : technique hydrique

II.6. Caractéristique de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) :

- Les paramètres essentiels de la MLI sont :
- La fréquence de la modulation : f_p
- L'indice de modulation : $m = f_p/f_r$ ou f_r est la fréquence de la référence
- Le coefficient de réglage en tension r :

$$r = \frac{A_r}{A_p} \quad (\text{II.1})$$

Avec :

A_r : Amplitude de la référence.

A_p : Amplitude de la porteuse.

La modulation montre que plus « m » est grand et plus la neutralisation des harmoniques est efficace, d'autre part on cherche à obtenir une valeur de r la plus élevée possible.

- La modulation est dite synchrone si « m » est un nombre entier cela conduit à une tension de sortie « U' » qui se reproduit identiquement à elle-même tous les $T = \frac{1}{f}$

- Dans certains cas la modulation est asynchrone, notamment quand à fréquence de modulation f_p donnée, on fait varier de façon continue la fréquence de la référence.

- Pour le choix de « m », on doit tenir compte des pertes supplémentaires pendant les commutations d'un état à l'autre. Ces pertes croissent lorsque la fréquence de modulation augmente.

- On ne pourra jamais fonctionner avec un rapport de réglage égal à « 1 », car il faut toujours laisser une durée suffisante aux intervalles de conduction et de blocage des interrupteurs d'un même bras.[21].

II.6.1. Rapport cyclique :

On appelle rapport cyclique le rapport :

$$\alpha = 100 \times \frac{t_h}{T} \Rightarrow \text{Exprimé en pourcentage.}$$

Si $t_h = 0$ alors $\alpha = 0\%$ et la tension moyenne de sortie est nulle.

Si $t_n = T$ alors $\alpha = 100\%$ et la tension moyenne de sortie est maximale. [20].

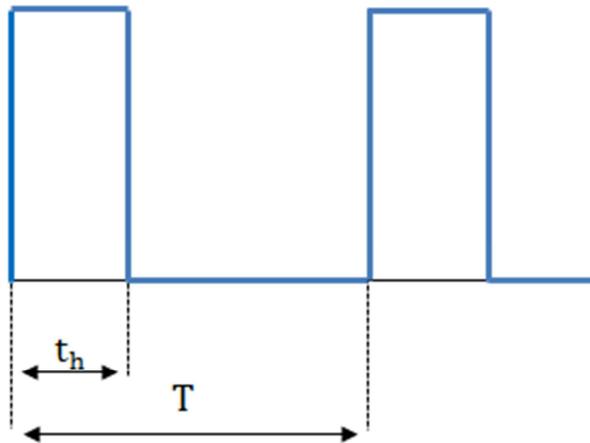


Figure.II.7 : représentation du rapport cyclique

II.7. Différentes techniques de modulation de longueur d'impulsions :

Plusieurs techniques de modulations ont été adoptées afin d'améliorer la qualité de la tension.

II.7.1. La modulation linéaire multiple (UPWM) :

Dans cette technique on compare une porteuse triangulaire avec un signal de référence linéaire. L'onde de sortie est sous la forme d'un train d'impulsion en créneaux de largeurs égales (Figure II.8).

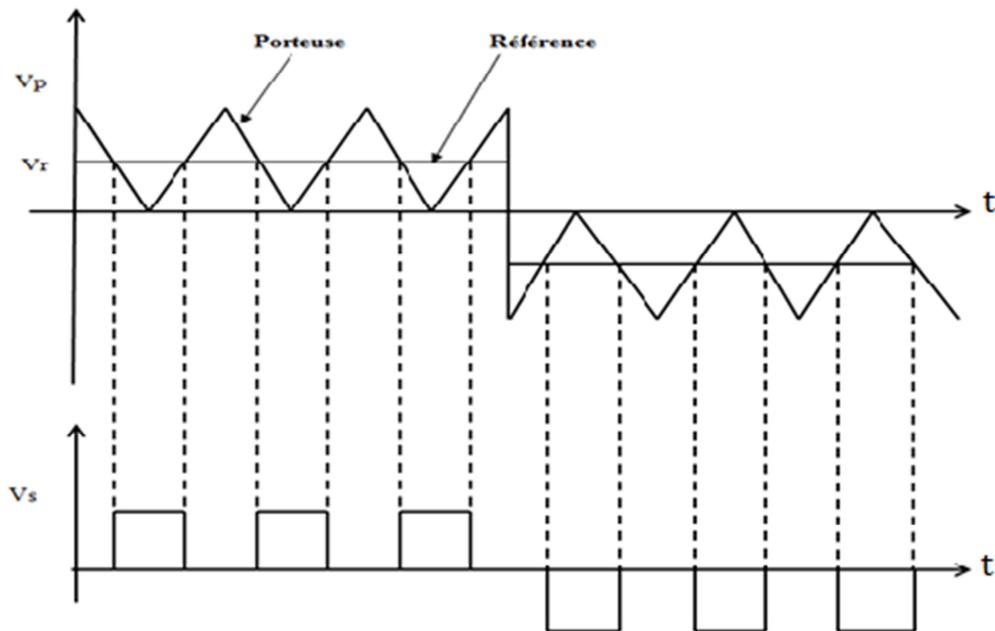


Figure.II.8 : la modulation de largeur d'impulsion multiple

Si l'indice de modulation est égal à un, on obtient la modulation singulière, dans laquelle le signal de sortie est formé d'une seule impulsion par demi-période. [21].

II.7.2. La modulation sinusoïdale triangulaire unipolaire (SPWM) :

Dans ce cas, le signal de référence est sinusoïdal, on obtient à la sortie de l'onduleur une onde formée d'un train d'impulsion de largeur variable (figureII.9).

Les instants de commutations sont déterminés par des points d'intersection entre la porteuse et la modulante.

La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. Ce type de MLI est la plus utilisée dans les applications industrielles, car elle s'est avérée la plus efficace pour la neutralisation des harmoniques. [21]

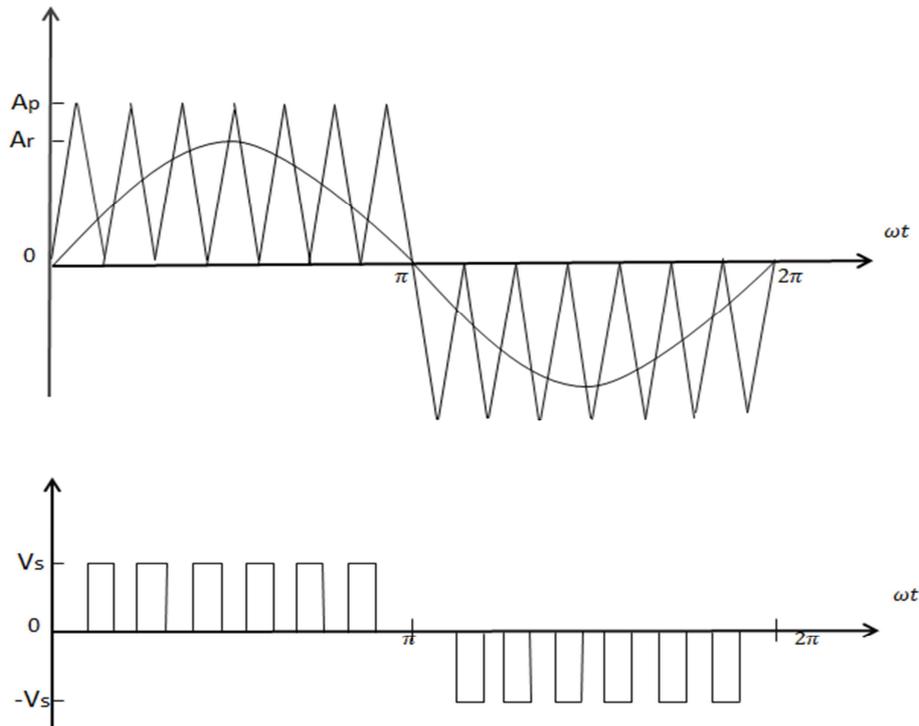


Figure.II.9 : MLI sinusoidale triangulaire unipolaire

II.7.3. La modulation sinusoidale partielle (ou modifie) (MSPWM) :

Selon la caractéristique de la MLI sinusoidale, les largeurs des impulsions s'approchent de l'amplitude maximale de l'onde sinusoidale pour ne pas changer significativement avec la variation de l'indice de modulation.

Cela est dû à la caractéristique d'une onde sinusoidale et la technique de MLI sinusoidale peut être modifiée en appliquant l'onde sinusoidale durant le début et la fin d'un intervalle de 60° par demi-cycle; c'est à dire 0 à 60° et de 120° à 180° .

Ce type de modulation est connu sous le nom de MLI sinusoidale modifiée. La composante fondamentale est ainsi augmentée et les caractéristiques des harmoniques sont améliorées.

Le nombre d'impulsions a sur une demi-période de 60° est normalement lié au rapport de fréquence dans le cas d'un onduleur triphasé par [23] : $\frac{f_c}{f_a} = 6q + 3$ (figure II.10).

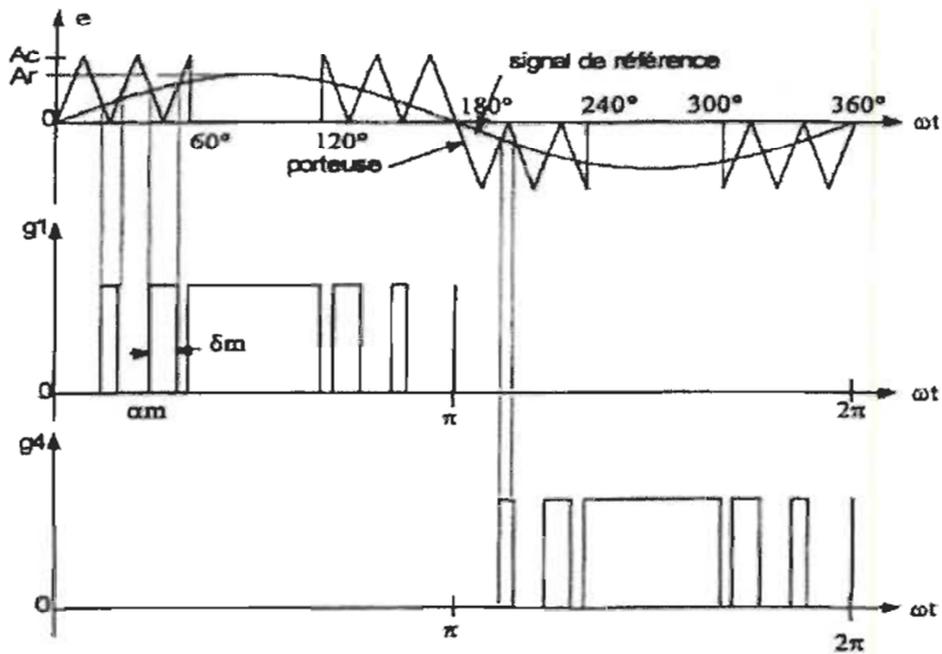


Figure.II.10 : la modulation modifie

II.7.4. La modulation sinusoïdale avec porteuse bidirectionnelle :

Le principe de cette technique est le même que celui de la modulation sinusoïdale, sauf que la porteuse triangulaire est bidirectionnelle (bipolaire) (Figure II.11).

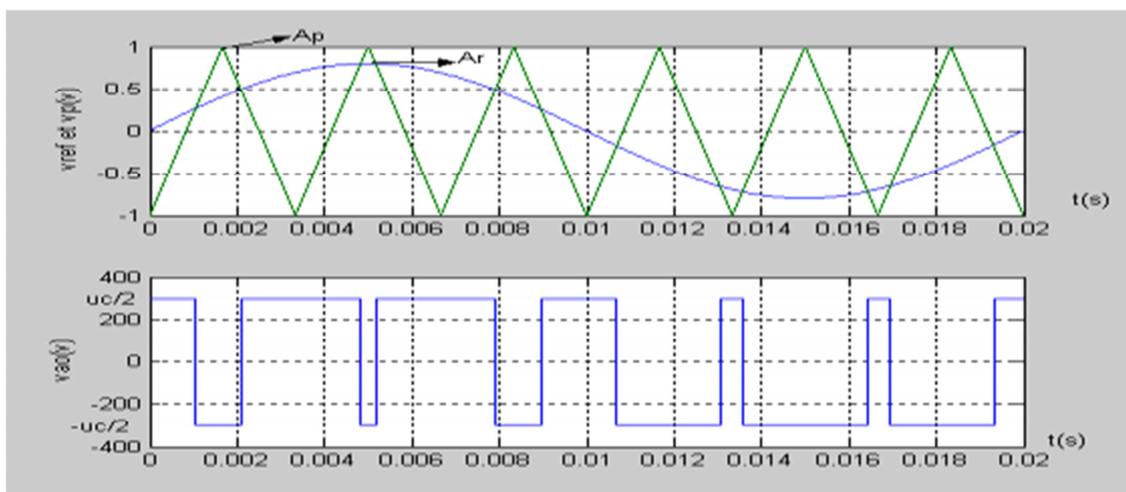


Figure.II.11 : modulation sinusoïdale avec porteuse bidirectionnelle

-Signaux de référence triphasés:

Ce sont des signaux sinusoïdaux déphasés entre eux de 120° et sont caractériser par l'amplitude A_r et sa fréquence f .

$$V_{ref_a} = A_r \sin(2\pi \cdot f \cdot t) \quad (II.2)$$

$$V_{ref_b} = A_r \sin(2\pi \cdot f \cdot t - \frac{2\pi}{3})$$

$$V_{ref_c} = A_r \sin(2\pi \cdot f \cdot t - \frac{4\pi}{3})$$

- la porteuse :

La porteuse triangulaire caractérisée par l'amplitude A_p et la fréquence f_p est calculée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_p(4 \cdot f_p \cdot t - 1) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_p(-4f_p \cdot t + 3) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (II.3)$$

$$\text{Avec : } f_p = \frac{1}{T_p}$$

Les intersections entre les tensions de références et la porteuse donnent les instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs.[21].

II.7.5. La modulation calculée :

Cette technique de MLI consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs de manière à répondre à certains critères portant sur le spectre fréquentiel de l'onde délivrée par l'onduleur.

Les critères usuellement retenus sont :

- élimination d'harmoniques de rangs spécifiés,
- élimination d'harmoniques dans une bande spécifiée,
- minimisation d'un critère harmonique global.[21].

II.7.6.La modulation vectorielle :

La modulation vectorielle, dite "SpaceVector PWM", est une modulation en temps réel. Elle utilise le fait qu'un vecteur peut représenter les trois tensions d'un système triphasé de somme nulle. Elle est conduite en synchronisme sur les trois phases. Cette technique de MLI suit les principes suivants : Le signal de référence est échantillonné à intervalles réguliers T (MLI régulière), Pour chaque phase, réalisation d'une impulsion de largeur T 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 [12]. La MLI vectorielle traite les signaux directement sur le plan diphasé de la transformation de Concordia. Elle traite donc, les signaux triphasés comme un tout. L'onduleur triphasé à trois niveaux de tension ayant trois bras et trois configurations, donc, il possède $3 \times 3 = 27$ modes de commutations possibles. Il peut donc générer 27 vecteurs différents de tension de sortie (V_{an} , V_{bn} et V_{cn}). [24]

II.8. Principaux avantages de la M.L.I sinus triangulaire:

La modulation de largeur d'impulsion présente les avantages suivants :

- Une bonne neutralisation d'harmonique par rapport aux onduleurs à onde carrée ou en un seul créneau.
- Elle permet de repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage.
- De faire varier la valeur du fondamental de tension de sortie.
- La MLI permet aussi l'alimentation de plusieurs ensembles onduleurs, moteurs asynchrones à partir d'une même source continue.[22].

II.9. Convertisseur statique continu-alternatif :

Un convertisseur statique est un système permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donné. Le développement des composants de puissance au milieu du siècle (électronique de puissance) a permis de développer des convertisseurs de puissance électrique sans machines tournantes. La technologie des composants utilisés (semi-conducteurs) ne cesse d'évoluer :

- Faible coût
- Puissances commutées élevées
- Facilité de contrôle

II.9.1 Définition de l'onduleur :

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue alternatif, alimenté par une source continue, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir une tension et un courant alternatifs de valeur moyenne nulle. 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...). [5].

II.9.2. Principe de fonctionnement :

Le principe de fonctionnement d'un onduleur est basé sur l'électronique de commutation, on génère une onde de tension alternative à partir d'une tension continue comme le montre la (figure.II.13), on peut dire qu'il existe deux moyens pour réaliser cette conversion.

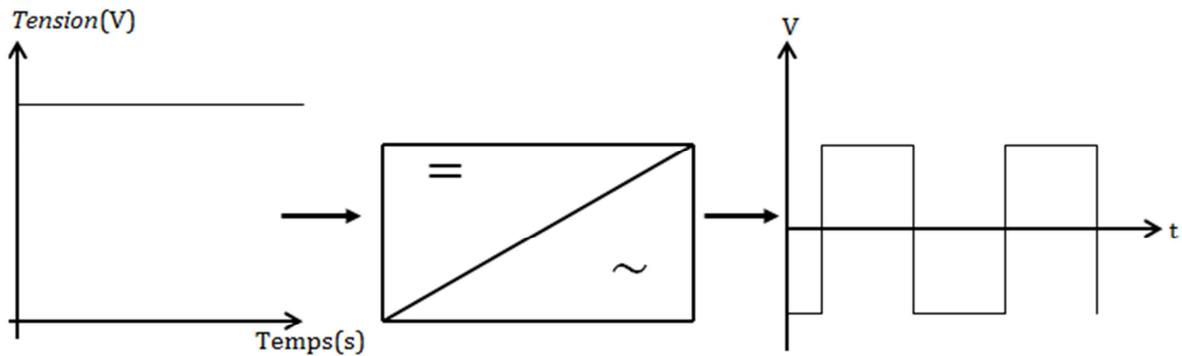


Figure.II.13 : symbole et signal d'un onduleur

L'utilisation directe d'une paire d'interrupteurs de base qui consiste à régler la fréquence et la durée des interconnexions de la source avec la sortie. [11]

II.9.3. Onduleur de tension :

Les onduleurs de tension alimentent les machines à courant alternatif à partir d'une source de tension continue. Ils permettent d'imposer aux bornes de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglable par la commande. Une machine triphasée sans liaison de neutre est alimentée par un onduleur de tension à trois bras comprenant chacun deux cellules de commutation. Chaque cellule est composée d'un interrupteur, et d'une diode antiparallèle.

II.9.4. Modélisation de l'onduleur de tension :

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras il y a donc deux états indépendants. La figure (II.14) montre le schéma d'un onduleur triphasé avec sa charge.

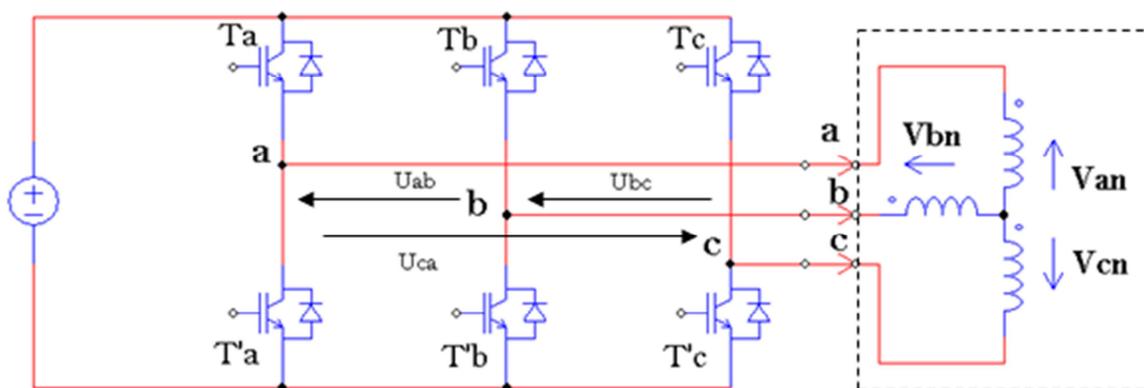


Figure.II.14 : montage d'un onduleur triphasé

Il comporte trois bras de commutation et six interrupteurs électroniques pouvant être des transistors de types bipolaires, MOSFET ou IGBT associés à des diodes en tête bêche, ou encore des thyristors équipés de circuit d'extinction en plus du dispositif d'amorçage .

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

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

Les tensions composées (de lignes) délivrées par l'onduleur sont données comme suit:

$$U_{ab} = V_{an} - V_{bn} = V_0(T_a - T_b) \quad (\text{II.4})$$

$$U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} = V_0(T_b - T_c) \quad (\text{II.5})$$

$$U_{ca} = V_{cn} - V_{an} = V_0(T_c - T_a) \quad (\text{II.6})$$

Les tensions V_{an}, V_{bn}, V_{cn} forment un système de tension triphasé équilibrée alors

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{II.7})$$

De (II.6), (II.7) et (II.8) on a :

$$V_{an} = \frac{V_0}{3} (2T_a - T_b - T_c) \quad (\text{II.8})$$

De (II.5), (II.6) et (II.8) on a :

$$V_{bn} = \frac{V_0}{3} (2T_b - T_a - T_c) \quad (\text{II.9})$$

De (II.6), (II.7) et (II.8) on a :

$$V_{cn} = \frac{V_0}{3} (2T_c - T_a - T_b) \quad (\text{II.10})$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles. A cet effet, différentes stratégies de modulation ont été proposées. Parmi celle-ci, la modulation de largeur d'impulsions MLI triangulo-sinusoidal (en anglais, Pulse Width Modulation PWM).

II.9.5. Stratégies de commande de l'onduleur :

Afin de découper la tension appliquée à l'entrée de l'onduleur, il faut intervenir à la commande des interrupteurs qui constituent l'onduleur. Cette dernière a une très grande importance, car c'est elle qui détermine le type de la tension de sortie.

On s'intéressera dans notre travail à la commande (MLI). [5].

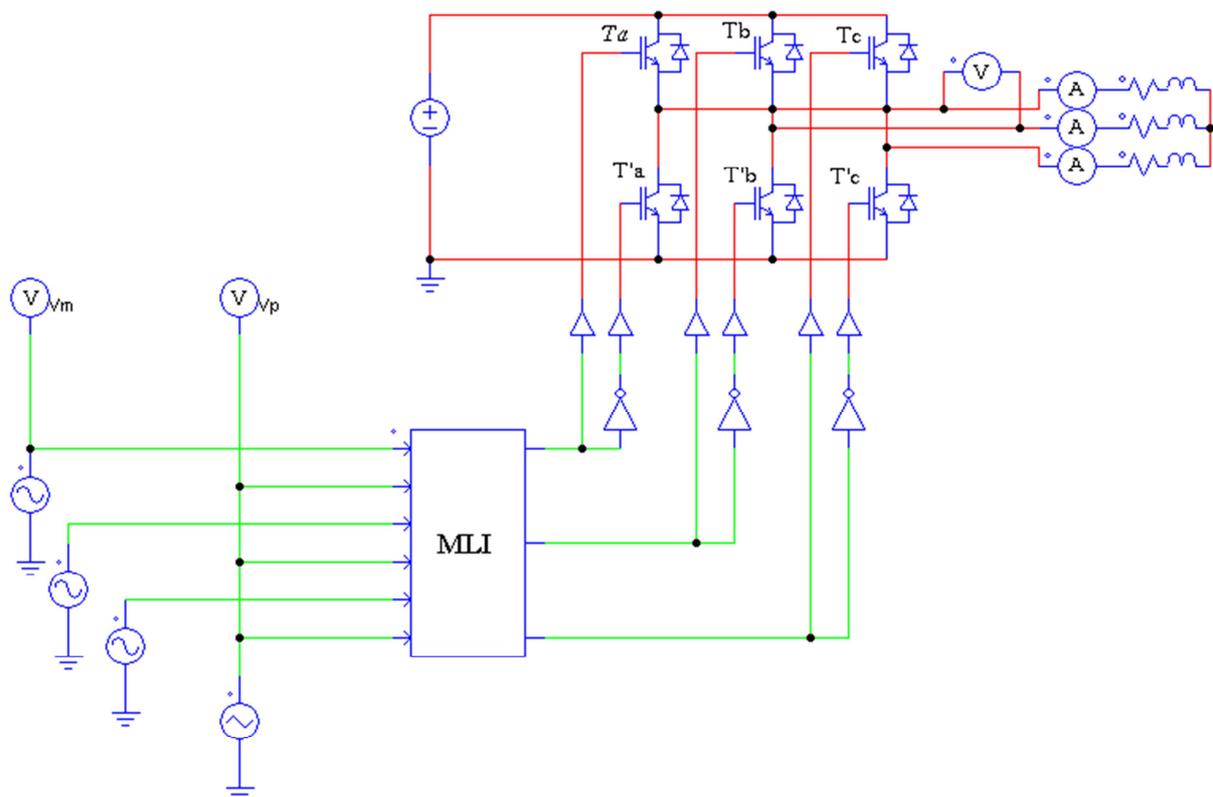


Figure.II.15 : Schéma équivalent de l'onduleur à MLI

II.9.6.Simulation d'onduleur :

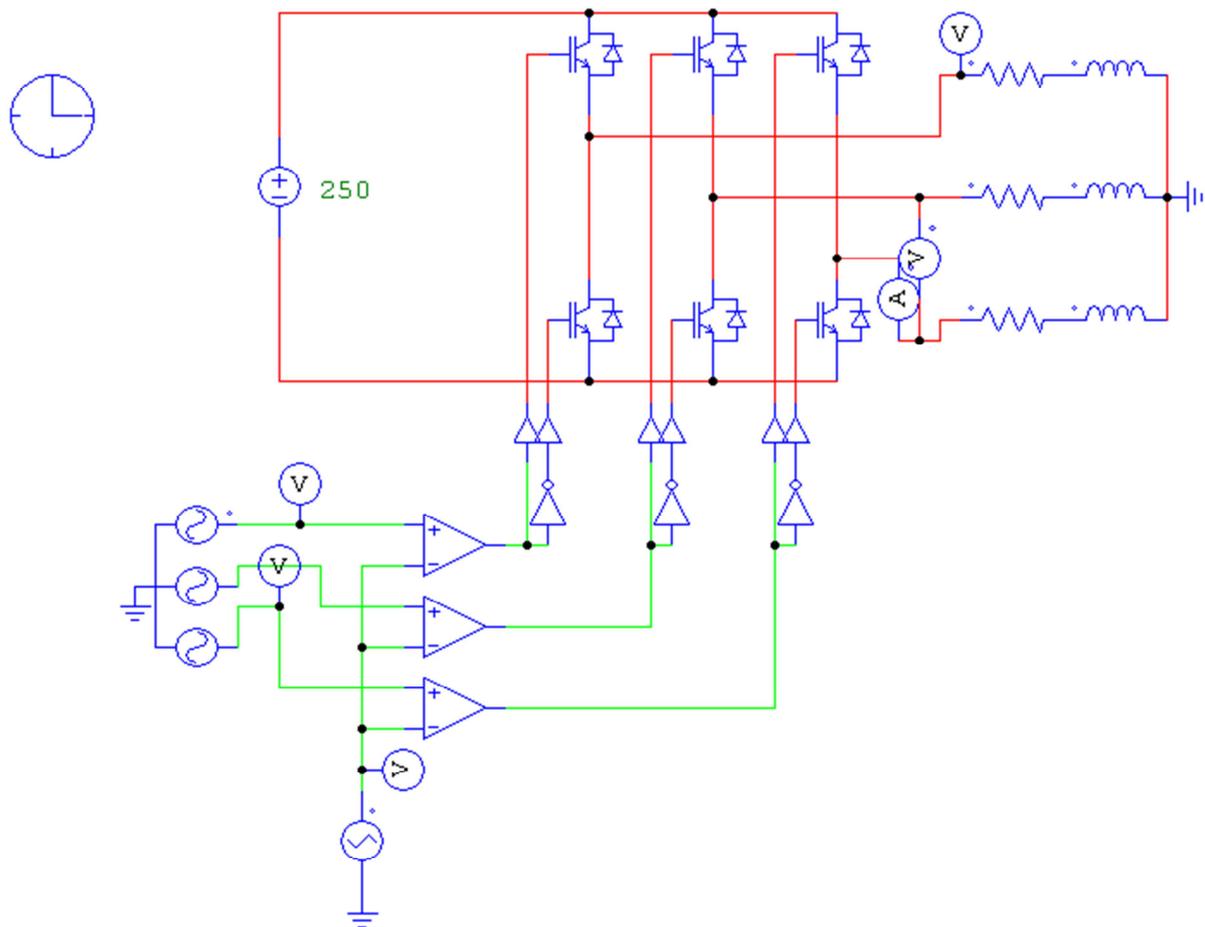


Figure.II.16: Schéma bloc d'un onduleur triphasé

Donnée :

$$V_c = 250 \text{ V ;}$$

$$R = 5\Omega ; L = 15\text{mH ;}$$

V_m : amplitude, fréquence $f_m = 50\text{Hz}$;

Phase de V_m : $\varphi_{ph1} = 0$, $\varphi_{ph2} = -120$, $\varphi_{ph3} = -240$; fréquence $f_p = 2000\text{Hz}$;

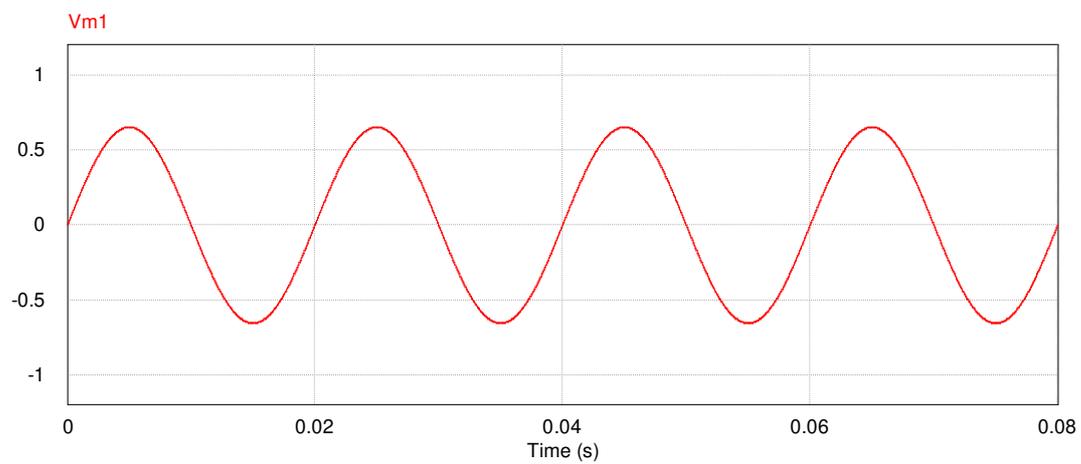


Figure.II.17 : signal modulant (V_m)

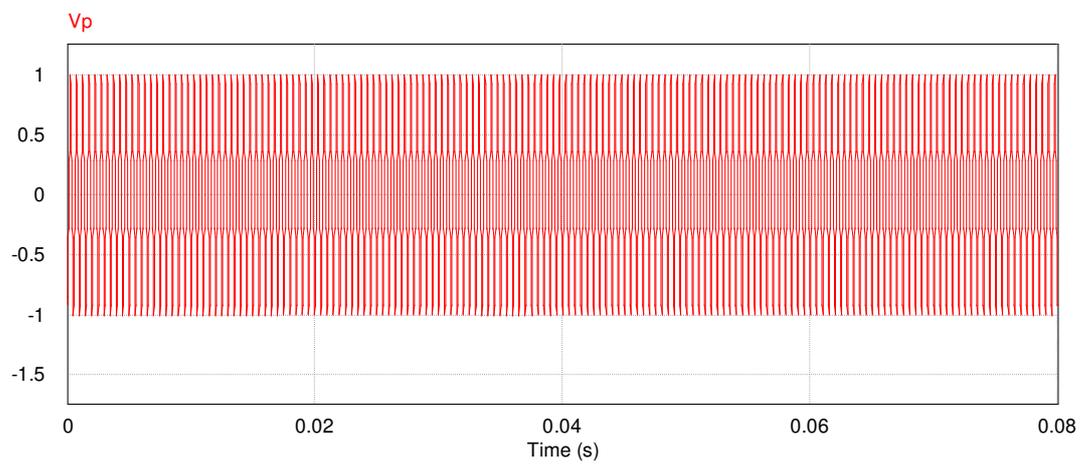


Figure.II.18: signal porteuse (V_p)

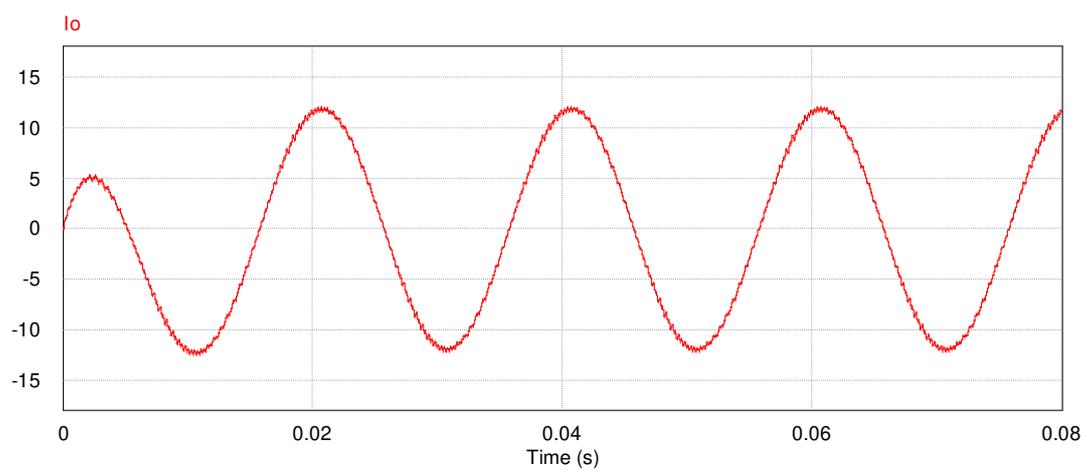


Figure.II.19: courant de charge (I_o)

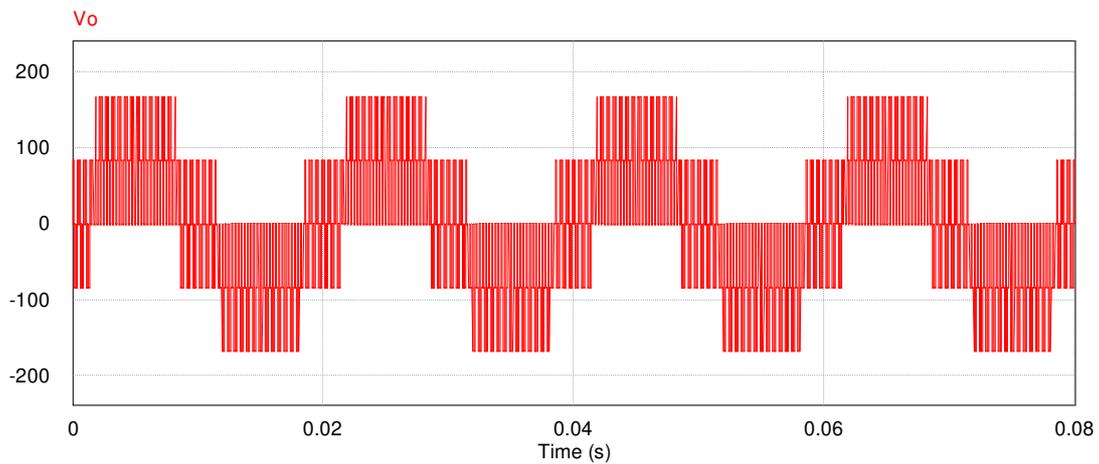


Figure.II.20: tension de sortie au borne de la charge (V_o) d'un onduleur

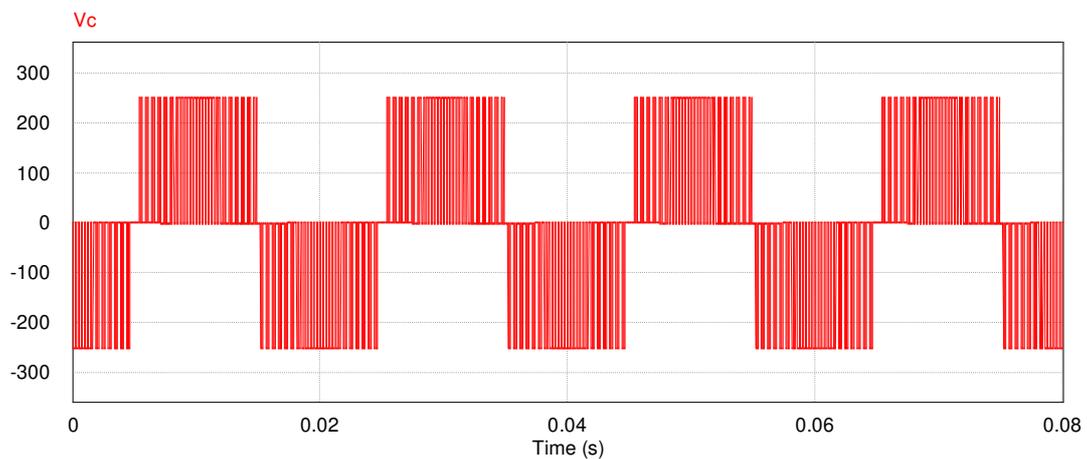


Figure.II.21 : tension de sortie au borne de l'onduleur (V_o)

II.10. Conclusion :

L'alimentation par un réseau triphasé ne permet pas une fréquence variable, alors on fait recours à l'alimentation par un convertisseur statique délivrant une tension d'amplitude et de fréquence variable.

Dans ce chapitre on a fait une brève description de quelques techniques de la commande MLI et une présentation d'un onduleur triphasé en terminant avec une modélisation de la commande d'un onduleur triphasé. Afin d'appliquer cette commande à la machine synchrone à aimant permanent nous allons faire une étude détaillée sur la MSAP qui fera l'objet de notre prochain chapitre.

Chapitre 3:

Machine synchrone à aimant permanent

III.1.Introduction :

Pendant plusieurs années le moteur à courant continue MCC prendre la majorité d'utilisation dans le domaine industrielle car sa facilité de commande grâce au découplage naturel du flux et du couple. Cependant la présence du système balais collecteur et sa fragilité a été un inconvénient de la machine à courant continue (MCC), ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de la maintenance et des interruptions de fonctionnements qui limitent son utilisation. Et c'est pour cette raison qu'on a eu intérêt a utilisés des moteurs a courant alternatif a fin d'écarte cet inconvénient. Parmi les moteurs à courant alternatif dans les entraînements à vitesse variable le moteur synchrone à aimant permanent.[7][8].

Le moteur synchrone à aimant permanent (MSAP) est de plus en plus utilisé dans le domaine industriel grâce à ses performances supérieures aux autres types de moteurs et leurs excellents caractéristiques dynamiques, a ces fiables pertes ainsi qu'à son important couple massique, qui le rend mieux adaptés aux applications industrielles et donc faciliter les commandes en position ou en vitesse.[5].

III.2.Machine synchrone à aimant permanent :

La machine synchrone à aimant permanent est de plus en plus utilisée dans le domaine de la vitesse variable. Son choix dans les entraînements à vitesse variable devient attractif et concurrent à la machine asynchrone et à courant continue grâce à l'évolution de la technologie à aimant permanent.[9].

Le moteur synchrone est constitué de deux parties, une partie mobile ou rotor constituant l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements constituant l'induit. La mince zone localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer.[8].

III.3.Technologie des machines synchrones :

Avant d'entrer dans le détail de l'étude des machines synchrones nous allons aborder la technologie afin d'avoir une version plus précise de ce que l'on va développer.

La machine synchrone peut-fonctionner aussi bien en moteur synchrone ou génératrice synchrone (alternateur). [10].

III.3.1. L'alternateur triphasé :

C'est une machine électrique tournante fonctionnant en mode génératrice et produit de l'énergie électrique alternative.

Energie mécanique ==> énergie électrique alternative

- Alternateur triphasé : produit 3 phases (+ un neutre si besoin)
- Alternateur monophasé : produit une phase + un neutre

Intérêt :

- Production de fortes puissances et de faibles puissances
- Utilisation d'un principe simple

- Rendements très élevés (proche de 100 % en fortes puissances)

L'alternateur triphasé a la base de presque toute la production mondiale d'électricité :

Barrages centrales nucléaires, centrales thermiques à flammes, etc. mais aussi : dans les voitures, les avions, les groupes électrogènes, les petites éoliennes etc. [11].

III.3.1.1. Constitution d'un alternateur :

Un alternateur est toujours constitué de deux éléments essentiels :

- Une bobine fixe
- Une source de champ magnétique rotative (aimant ou électroaimant)

Ce sont les bornes de la bobine fixe qui fournissent une tension alternative lorsque l'aimant ou l'électroaimant tourne. [12].

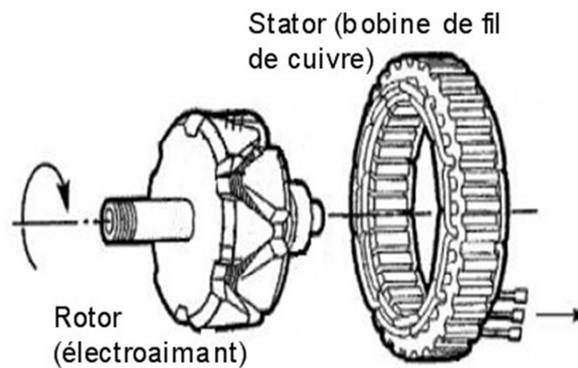


Figure. III.1 : Schéma d'un alternateur

III.3.1.2. Principe de fonctionnement :

Un alternateur permet d'obtenir du courant électrique, en faisant varier un flux d'induction magnétique à travers un aimant, le flux d'induction représentant l'ensemble des lignes de champ magnétique qui traversent l'aimant.

A chaque rotation du rotor trois tensions alternatives déphasées de 120° sont créées.

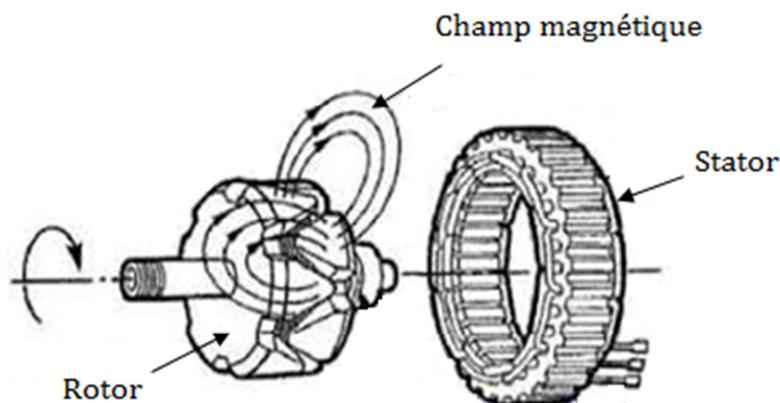


Figure.III.2 : Principe de fonctionnement d'un alternateur

- Champ magnétique tournant à 50 tr/s

Flux Variable $\Rightarrow -d\phi/dt \neq 0$

Bobine : siège d'une (f. e. m) induite à 50 Hz

1 tour = $360^\circ = 2\pi/3$ radians

- Trois bobines décalées de $120^\circ = 2\pi/3$ radians

Chaque bobine est le siège d'une (f.e.m) induite de fréquence 50 Hz décalés d'1/3 de période soit $120^\circ = 2\pi/3$

➤ **Le rotor : (inducteur)**

Le rotor absorbe la puissance mécanique et créer un champ magnétique continu

- Faible puissance : aimant permanent (brushless)
- Forte puissance : électroaimant. [11].

Il existe 2 types principaux de machines synchrone :

- **Machines synchrones à pôles lisses :**

L'entrefer est presque constant, utilisés pour les machines à faibles nombre de paires de pôles, grande vitesse 'Centrale thermique'. [13].

- Le stator est un circuit magnétique circulaire encoché
- Un bobinage triphasé est placé dans les encoches
- Le rotor est également un circuit magnétique circulaire
- Un enroulement continu multipolaire est placé dans des encoches au rotor. [14]
- Le nombre de paires de pôles varie entre 2 à 4.

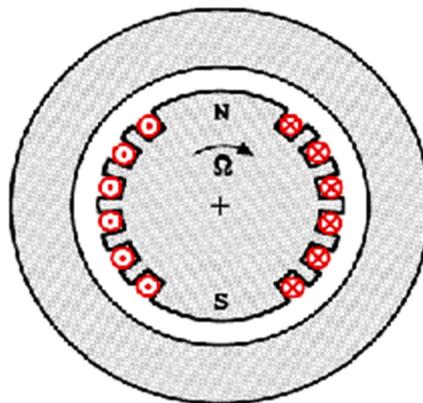


Figure.III.3 : Machine à pôles lisses

- **Machines à pôles saillants :**

Utilisés pour les machines à grand nombres de paires de pôles, grand couple et faible vitesse 'Centrales hydrauliques'. [13].

- Le stator est un circuit magnétique encoché avec un bobinage triphasé

- Le stator à pôles saillants
- Un courant continu alimente le rotor à travers des bagues et des ballais
- Le nombre de pôles varie de 2 à 128 ou plus.[14].
- Le nombre de pôles varie de 2 à 40 ou plus.

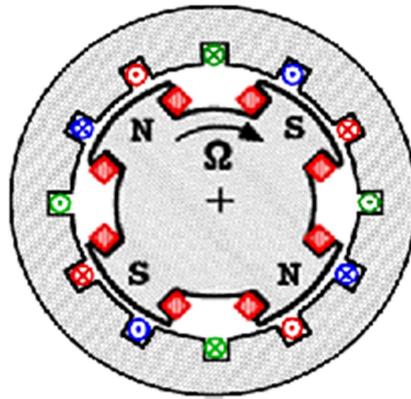


Figure. III.4 : Machine à pôles saillant

➤ **Le stator : (l'induit)**

Le stator est le siège des forces électromotrices induites et délivre la puissance électrique.

Le stator est constitué de :

- Cylindre ferromagnétique entaillé d'encoches ==> meilleure induction
- Empilement de tôles pour limiter les courants de Foucault ==> moins de pertes. [11].

➤ **Symbole électrique :**



Induit ou stator



Inducteur ou rotor

Figure.III.5 : Symbole électrique d'un alternateur

III.3.1.3. Modèle équivalent d'une phase d'alternateur :

Pour étudier l'alternateur triphasé, on modélise une phase de l'alternateur par une f.e.m.

E en série avec une résistance R et une réactance synchrone $X = L \cdot \omega$ [10]. (III.1)

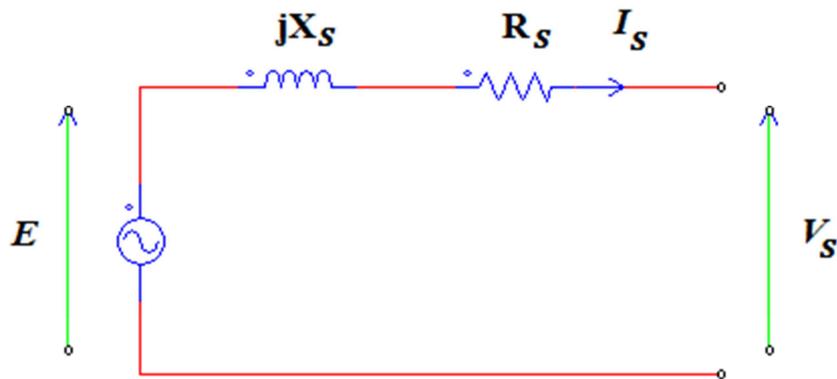


Figure.III.6 : Modèle électrique par phase d'un alternateur

I_s : Le courant de phase circulant dans les enroulements statoriques.

V_s : La tension simple aux bornes d'un enroulement.

E : La force électromotrice vide de la machine.

X_s : La réactance synchrone.

R_s : La résistance d'un enroulement.

Dans chaque phase :

Courant : I_{th}

Tension : V

- ❖ Remarque : selon la forme du bobinage statorique, la (f. e. m) est sinusoïdale. Du schéma ci-dessus, on sort la relation suivante : [15].

$$E = V_s + R_s \cdot I_s + jX_s \cdot I_s \quad (\text{III.2})$$

➤ **Branchement:**

Possibles en étoiles (Y) ou en triangle (Δ)

- En étoile :

$$I_s = I_{th}$$

$$U = \sqrt{3} V_s$$

- En triangle :

$$I_s = \sqrt{3} I_{th}$$

$$U = V_s$$

- Le plus souvent en étoile :

- Tension plus élevées pour une même machine (production de V)

- Courant plus faibles pour une même puissance (production de j)
- Création de neutre

➤ **Force électromotrice :**

Pour mesurer la force électromotrice E d'une phase :

1. On enlève la charge (électrique) de l'alternateur
2. Le courant j s'annule.
3. $E = V_S + jXI_{th} \rightarrow E = V$ (en valeur efficaces)
4. avec un voltmètre on mesure E à l'induit.

➤ **Caractéristique interne :**

Caractéristique interne : $E(i)$

Mesurer :

A $n_0 = \text{cst}$

À $I_{th} = 0$

- On remarque :

- Une zone linéaire (fonctionnement)
- Une zone de saturation
- $E \neq 0$ quand $I = 0$

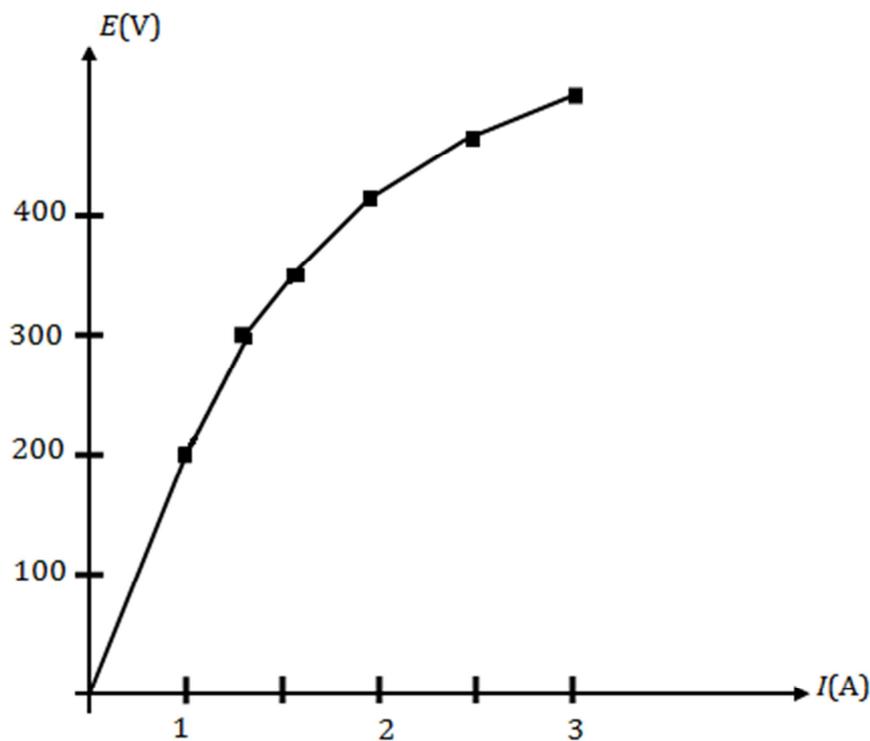


Figure.III.7 : Les caractéristiques à vide internes d'un alternateur

➤ **La réaction synchrone :**

Pour mesurer la réaction synchrone X_s d'une phase :

1. On place l'induit en court-circuit ($I_{th} = I_{thcc}$)
2. La tension V s'annule
3. $E = V_s + jX_s \cdot I_{th} \rightarrow X_s = E/I_{thcc}$ (en valeurs efficaces)
4. On a déjà mesuré E
5. Avec un ampèremètre on mesure I_{thcc} dans l'induit.[11]

➤ **Diagramme de Behn Eschenburg :**

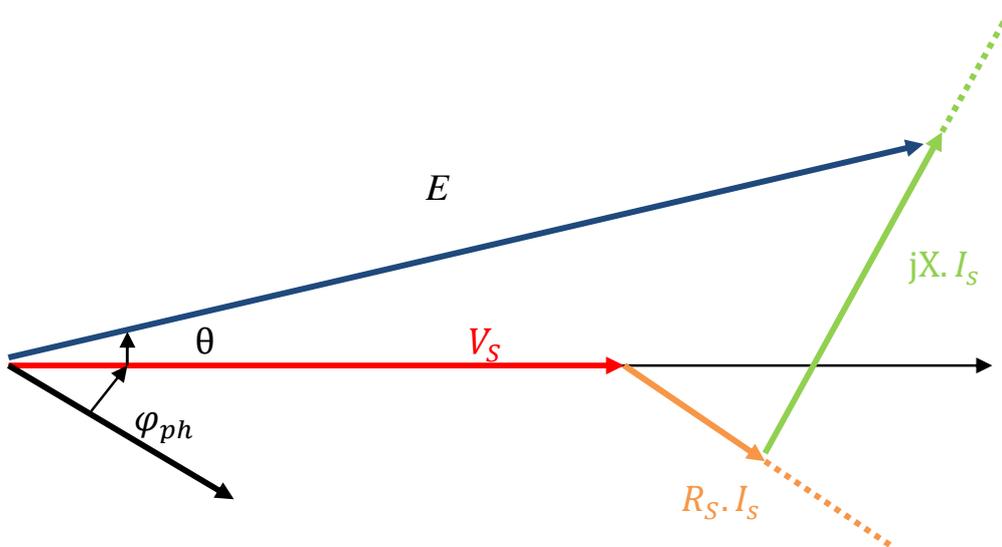


Figure.III.8: Diagramme de behn Eschenburg

➤ **Puissances actives et réactives :**

- **1^{er} cas :**

$$P > 0$$

$$Q > 0$$

C'est un alternateur synchrone qui :

Fournit une puissance active P au réseau

Fournit une puissance réactive Q au réseau

- **2^{ème} cas :**

$$P > 0$$

$$Q < 0$$

C'est un alternateur synchrone qui :

Fournit une puissance active P au réseau

Consomme une puissance réactive Q au réseau.[29]

➤ *Bilan de puissance dans un alternateur synchrone :*

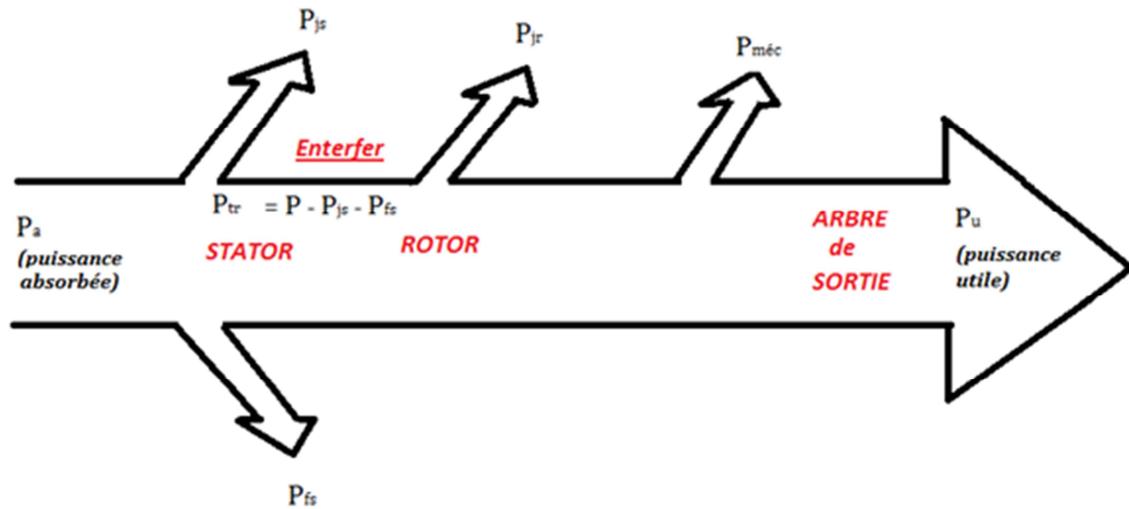


Figure.III.9 : Bilan de puissance

➤ *Le rendement :*

L'expression du rendement s'écrit :

$$\eta = \frac{P_u}{P_u + P_{js} + P_{jr} + P_{fs} + P_{mec}} \quad (\text{III.3})$$

III.4. Description et principe de fonctionnement de la MSAP :

Toute machine électrique dans laquelle la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant est appelée machine synchrone. La machine étudiée est une machine synchrone à aimant permanent elle est constituée de deux parties. Une partie fixe comportant dans les encoches du circuit magnétique trois enroulements qui sont identiques, dont les axes distants entre eux d'un angle électrique égale à 120° . Une partie mobile (rotor) dont le nombre des pôles est égale à celui de stator. L'excitation rotorique est créée par des aimants permanents et dans ce cas, il ne comporte ni bague ni balais. Ces aimants sont supposés rigides et de perméabilité voisine de l'air. Les enroulements sont connectés en étoile à neutre isolé.

Ces enroulements sont réalisés de manière à créer des forces magnétomotrices sinusoïdales dans l'entrefer. Chaque force magnétomotrice créée par les enroulements déphase d'un angle électrique. En créant un champ circulaire en alimentant ces enroulements par des courants triphasés. [5][9].

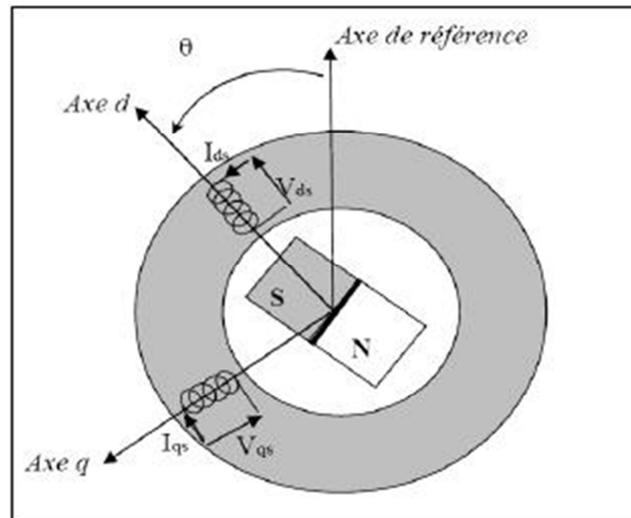


Figure.III.10 : Schéma d'une machine synchrone à aimant permanent

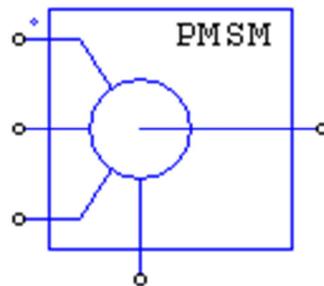


Figure.III.11 : Bloc de la machine synchrone à aimant permanent sous PSIM

III.5. Structure de la machine synchrone à aimant permanent :

III.5.1. Stator :

Le stator ou l'induit est composé de trois enroulements identiques décalés de 120° , ces enroulements sont logés dans les encoches du circuit magnétique, ils sont généralement couplés en étoile.

Lorsque les enroulements du stator sont parcourus par des courants triphasés, ceux-ci produisent un champ magnétique tournant à la vitesse de synchronisme. La vitesse de synchronisme est en fonction de la fréquence du réseau d'alimentation ($f=50\text{HZ}$) et du nombre de paires de pôles. L'expression de la vitesse de rotation est donnée par :

$$n_0 = \frac{60f}{p} \quad (\text{III.4})$$

Avec :

n_0 : Vitesse de rotation (tr/min).

f : Fréquence du réseau (Hz).

p : Nombre de paires de pôles.[9].

III.5.2.Rotor :

Le rotor ou l'inducteur se compose des aimants permanents. Les aimants permanents présentent l'avantage d'éliminer les ballasts et les pertes rotoriques, ainsi qu'il ne nécessite pas une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique. [9]

III.6.Les aimants permanents :

Les aimants permanents sont des matériaux magnétiques durs, créant un champ magnétique à l'extérieur du volume qu'ils occupent. L'aimant possède des régions de polarisation présente une composante normale à la surface. Les pôles sont présents par une flèche indiquant le sens de l'alimentation, tel qu'indiqué la figure.(III.14).[7].



Figure.III.12 : Aimant permanent

Historiquement les premiers aimants permanents ont été utilisés au début du 19^{ème} siècle. De performances très modestes à leurs débuts, les progrès réalisés depuis plus d'un siècle ont contribué au développement des machines à aimants.

L'évolution des aimants permanents modernes, qu'ils soient à base d'alliages métalliques (ALNICO), d'oxydes métalliques (ferrites durs anisotropes) ou de terres rares (SmCo, NdFeB) leur a permis d'être utilisés comme inducteurs dans les machines synchrones.

Les aimants permanents de type terres rares (SmCo, NdFeB) ont une induction rémanente et un champ correctif plus élevés que celui des aimants à alliages métalliques, cela a permis la réalisation des machines synchrones à aimants permanents très performantes. En effet la puissance électrique d'une machine à aimant permanent est directement proportionnelle à la densité d'énergie emmagasinée dans l'aimant. Cette densité est cinq à six fois plus importante dans les aimants à terres rares que dans les aimants à ferrites et trois fois plus importante que dans les aimants métalliques. Il est certain que l'utilisation de tels aimants entraînera une réduction importante du poids et de l'encombrement de la machine pour une même puissance. Il en résultera de même un rapport couple inertie élevé. [9]

III.6.1. Propriétés magnétiques :

Les aimants permanents sont caractérisés par leur cycle d'hystérésis, et plus particulièrement par le deuxième quadrant de ce cycle dit : courbe désaimantation qui présente les points de fonctionnement de l'aimant.

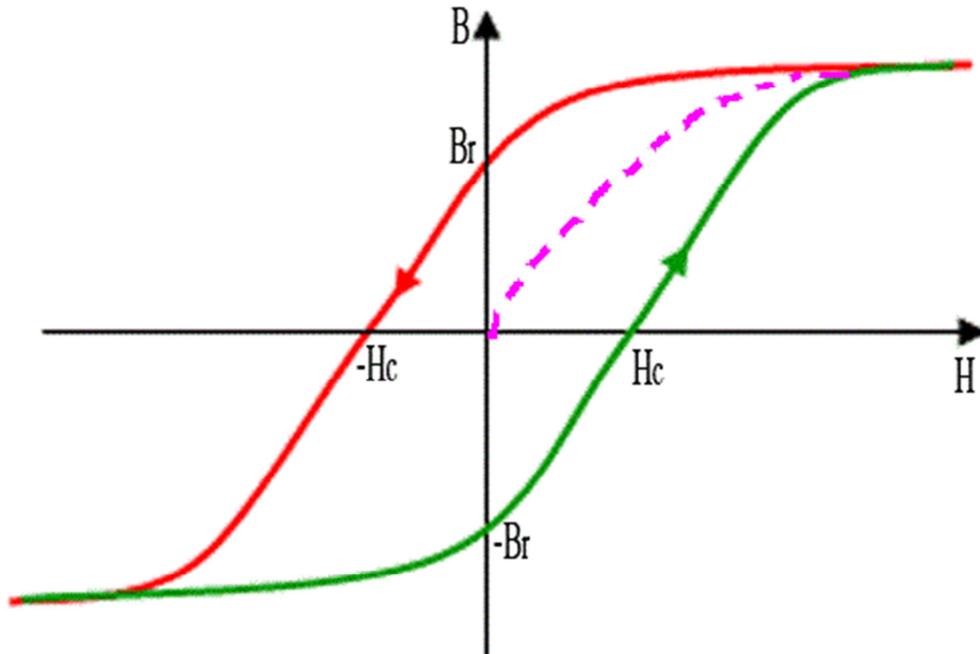


Figure.III.13 : Courbe d'hystérésis

Cette courbe est caractérisées par :

- **L'induction rémanente B_r**

Qui est une induction de la puissance potentielle de l'aimant.

- **Le champ coercitif H_c**

Qui est le champ démagnétisant annulant l'induction magnétique.

III.6.2. Classification des aimants :

Nous présentant dans ce paragraphe, les principaux types d'aimants utilisés dans la réalisation des machines tournantes à aimants permanents :

➤ **Les aimants métalliques :**

Ce sont des alliages à base de Fer, Nickel et Aluminium, auxquels on rajoute du cobalt et Titan, on va d'améliorer leur propriétés.

➤ **Les ferrites :**

Les sont fabriqués à partir d'oxyde de fer associé à du manganèse, du Nickel ou du Zinc, assemblés par frittage (agglomération à chaud). Ce sont des céramiques, c'est-à-dire des produits très durs mais fragiles et peu résistants aux efforts de traction. Ces matériaux sont caractérisés par un champ coercitif assez important et une bonne température de Curie. Ils présentent cependant une induction rémanente et une énergie spécifique faibles. Le faible coût fait que les ferrites occupent aujourd'hui la majorité du marché des aimants.

➤ **Les terres rares :**

Les terres sont les éléments du groupe Lanthane ou Lanthanides compris entre les numéros atomiques $Z=57$ (Lanthane) et $Z=71$ (Lutécium).

Ils sont durs et ont un cycle d'hystérésis large, ils présentent des aimants plus performants avec une induction rémanente élevée et un champ coercitif important.

L'inconvénient reste le coût élevé.

On distingue trois familles :

1. Les aimants Samarium Cobalt ;
2. Les aimants au Cobalt avec d'autres éléments de terres rares ;
3. Les aimants au Néodyme-Fer-Bore.[9].

Les machines à aimants permanents peuvent être construites avec plusieurs configurations rotoriques à partir de leur classification globale en termes de placement des aimants. Il existe de nombreuses façons de disposer les aimants au rotor. [7][9].

III.7. Catégorie de la MSAP :

-Machine synchrone à aimants montés en surface (MSAPS)

Cette structure est la plus simple à construire parce que des aimants permanents à aimantation radiale sont disposés directement sur la périphérie du rotor (figure III.16.a). Les aimants ont généralement une forme de tuile et sont collés sur une culasse cylindre. La construction de ce type de machine est simple et plus économique. Pour améliorer la tenue mécanique et la fixation des aimants, ils peuvent être insérés sous une frette amagnétique, généralement en fibre de verre. Comme les aimants permanents ont une perméabilité proche de celle du vide, l'entrefer magnétique équivalent vu par le stator est important et constant. Le principal avantage de la machine avec des aimants en surface est sa simplicité donc faible coût de fabrication par rapport aux autres machines à aimants. L'inconvénient est l'exposition des aimants permanents au champ démagnétisant. [5][7].

Cette structure de machine rentre dans la catégorie des machines à pôles lisses les inductances propres et mutuelles de l'induit ne dépendent pas de la position du rotor. [9].

-Machine synchrone à aimant permanents inséré (MSAPI)

Comme des machines avec des aimants en surfaces, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor. Toutefois, les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies avec le fer, comme montré sur la figure (III.16.b). Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple reluant en plus du couple des aimants. La valeur de cette saillance dépend de la hauteur des aimants par rapport au fer et à l'ouverture des aimants. Le couple maximal par unité de courant statorique peut être supérieur à celui des aimants montés en surface.[7]

La variation de saillance au rotor entraîne une variation de l'induction cyclique suivant la position du rotor. [9].

-Machine synchrone à aimant permanent enterré (MSAPE)

Le principe de cette structure est d'augmenter l'induction magnétique dans l'entrefer par rapport à l'induction rémanente des aimants permanents (figure III.16.c). Les machines à aimants enterrés sont des machines avec des aimants intégrés dans le rotor (figure) et aimantés radialement. Du fait que la surface du pôle magnétique est plus petite que celle du rotor, l'induction dans l'entrefer est plus faible que l'induction dans l'aimant. Les aimants dans cette configuration sont très bien protégés contre les forces centrifuges. Cette configuration du rotor est recommandée pour les applications à grande vitesse. [5][7]

-Machine aimant à concentration de flux :

Une autre façon de placer les aimants permanents dans le rotor est d'enterrer profondément à l'intérieur du rotor. Ici, les aimants sont aimantés dans le sens de la circonférence figure (III.16.d). Les pôles magnétiques se forment alors à niveau des parties ferromagnétiques du rotor par concentration de flux provenant des aimants permanents.

L'avantage de cette configuration par rapport aux autres est la possibilité de concentrer le flux générés par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer. Comme les machines à aimants permanents intérieurs, les aimants permanents de cette dernière sont aussi bien protégés contre la désaimantation et les contraintes mécaniques. [7]

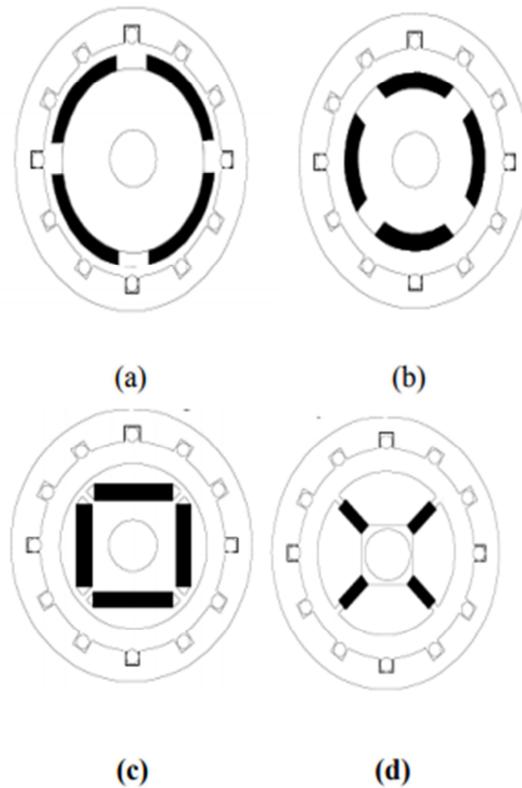


Figure.III.14 : Différents structures des rotors des MSAP

- a) Aimants en surface
- b) Aimants insérés
- c) Aimants enterrés
- d) Aimants à concentration de flux

III.8. Avantages de la MSAP :

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines :

- Puissances massiques importantes et élevées.
- Absence de contacts glissants.
- Pas des pertes résistives au rotor ; ce qui facilite l'évacuation de la chaleur due aux pertes dans la machines. Ainsi, il y a suppression d'équipement de refroidissement au rotor.
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contacts bague-ballais dans ces machines, ce qui réduit les problèmes de maintenance.
- Possibilité de supporter de surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique et accélération de freinage.
- Très bon rendement
- Supporter la survitesse.
- L'effet de peau est négligeable. [9].

III.9. Inconvénient de la MSAP :

Comme inconvénients de la MSAP on cite :

- Coût élevé (à cause du prix aimants).
- Risque de démagnétisation irréversible des aimants par la réaction d'induit
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.
- Diminution de l'aimantation selon loi logarithmique en fonction du temps.[7].
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Ondulation de couple.[5].

III.10. Domaines d'applications :

C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme les automobiles, les électroménagers, les applications de l'énergie de l'éolienne, des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse variable, et la traction et plusieurs autre application, en essaie de noté certain applications :

- Les équipements domestiques (machines à laver le linge),
- Les automobiles,
- les applications de l'énergie de l'éolienne.
- Les équipements de la technologie de l'information (DVD drives),
- Les outils électriques, jouets, système de vision et ces équipements,
- les applications robotiques.
- Les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste),
- Les servomoteurs,
- La production d'électricité,
- Les propulsions des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins,
- Les machines-outils, [7].
- Les applications de l'énergie de l'éolienne,
- Aérospatial.[9].

III.11. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents :

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Celle-ci nous permet de simuler le comportement de système face à différentes sollicitations et appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement.[9].

Le modèle de la machine synchrone à aimant permanent est beaucoup plus complexe que celui des machines à courant continu, il nécessite d'écrit de modèle sous forme des équations pour utilise les lois de commandes de plus en plus performantes, et par voie de conséquence leur commande se verra plus complexe [7].

Avant d'établir le modèle mathématique nous devons nous imposer quelques hypothèses:[16].

- Résistances des enroulements invariables avec la température,
- Effet de peau négligeable,
- Absence de la saturation dans le circuit magnétique,
- Machine alimenté par un système de tension triphasée sinusoïdale et équilibré,
- Parfaite symétrie de construction,

- Répartition spéciale sinusoïdale, le long de l'entrefer, des forces magné motrices,
- Entrefer d'épaisseur uniforme et effet d'encoche négligeable,
- Pertes ferromagnétiques (par hystérésis et courant de Foucault) négligeable.[8]
- On suppose les f.e.m à répartition sinusoïdale. [5].

III.11.1.Mise en équation de la MSAP en triphasé :

La modélisation d'une MSAP comprend trois types d'équations : électrique, mécanique et électromagnétique [5].

III.11.1.1.Equations électriques

La figure (III.17) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone à aimant permanent : [8] [5].

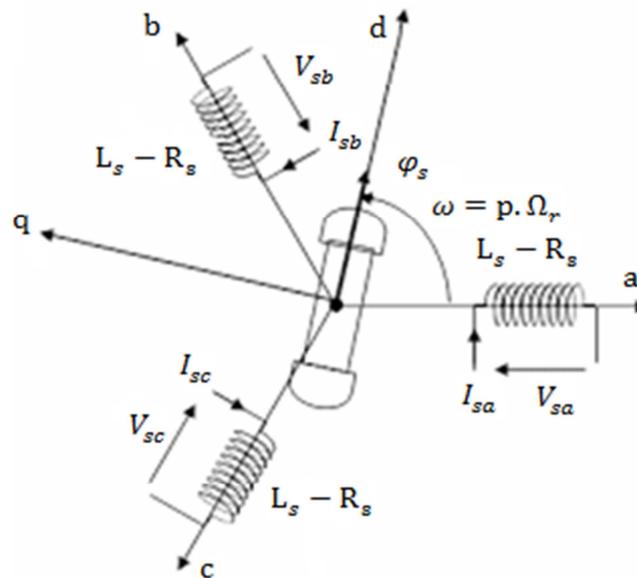


Figure III.15 : Représentation d'une machine synchrone à aimant permanent dans le repère triphasé.

Les équations triphasées des tensions et des flux statoriques sont écrit respectivement comme suit :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] \quad (\text{III.5})$$

$$[\varphi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [\varphi_{sf}] \quad (\text{III.6})$$

En définissant les vecteurs suivants :

$$[V_s] = [V_a \ V_b \ V_c]^T \quad [I_s] = [I_a \ I_b \ I_c]^T \quad [\varphi_s] = [\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^T$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [L_s] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix}$$

$[V_s]$: Vecteur tension statorique

$[I_s]$: Vecteur courant statorique

$[\varphi_s]$: Vecteur flux statorique

$[R_s]$: Matrice résistance de stator

$[L_s]$: Matrice inductance du stator

$[\varphi_{sf}]$: Vecteur flux engendré par l'aimant

θ : Angle de charge (position de rotor) définie par :

$$\theta(t) = \int_0^t \omega dt \quad (\text{III.7})$$

Sachant que : $\omega = p \cdot n_0 \quad (\text{III.8})$

ω : Pulsation électrique.

n_0 : La vitesse de rotor.

p : Nombre de paire de pôles.

III.11.1.2. Equation mécanique :

L'équation électromécanique est exprimée par :

L'application de la 2^{ème} loi de Newton donne l'équation de mouvement suivante :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f \Omega_r) \quad (\text{III.9})$$

J : Moment d'inertie.

C_{em} : Couple électromagnétique

C_r : Couple résistant [N.m].

f : Coefficient de frottement visqueux.

Ω_r : Vitesse angulaire mécanique du rotor ;

III.11.1.3. Equation électromagnétique

L'équation de couple électromagnétique est importante pour définir l'équation mécanique et prend la forme suivante :

$$C_{em} = [I_s] \left[\frac{1}{2} \cdot \frac{d[L_s]}{d\theta} [I_s] + \frac{1}{2} \cdot \frac{d[\varphi_{sf}]}{d\theta} \right] \quad (\text{III.10})$$

L'étude analytique du comportement de telles équations est relativement laborieuse, vu le grand nombre de coefficients variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équation différentielles à coefficient constants. L'une de ces transformations de Park. [7].

III.11.2. Transformation triphasé – diphasé :

Les modèles des machines les plus utilisés sont basés sur la théorie unifiée des machines électriques. Cette théorie est basée sur la transformation Park, qui rapporte les équations électrique et théoriques à un système cartésien, (dq) . [8].

Le modelé synchrone dans le référentiel (abc) étant for complexe, et aboutit à des équations différentiels à coefficients variables, le but des transformations matricielles est de simplifier. Cette simplification réduit l'ordre de système. [5].

III.11.2.1. Principe de transformation de Park :

Cette théorie est basée sur la transformation de Park. La transformation de Park est un outil mathématique consiste à transformé le système triphasé (abc) en un système diphasé (dq) . Ce passage mathématique, transforme les trois bobines statoriques fixes déphasés de $2\pi/3$ en deux bobines fictives équivalentes déphasés de $\pi/2$ et situées sur le rotor, l'aimants se situe sur l'axe d . [8][5].

Les variables et les paramètres sont alors représentés dans un référentiel à deux axes : l'axe direct (d) et l'axe de quadrature arrière (q) , perpendiculaires. Le repère (abc) est toujours fixe, par contre le repère (dq) tourne avec la vitesse de synchronisme ω_r . Cette rotation forme avec le repère fixe (abc) un angle qui appelé l'angle de transformation de Park θ . [5][7].

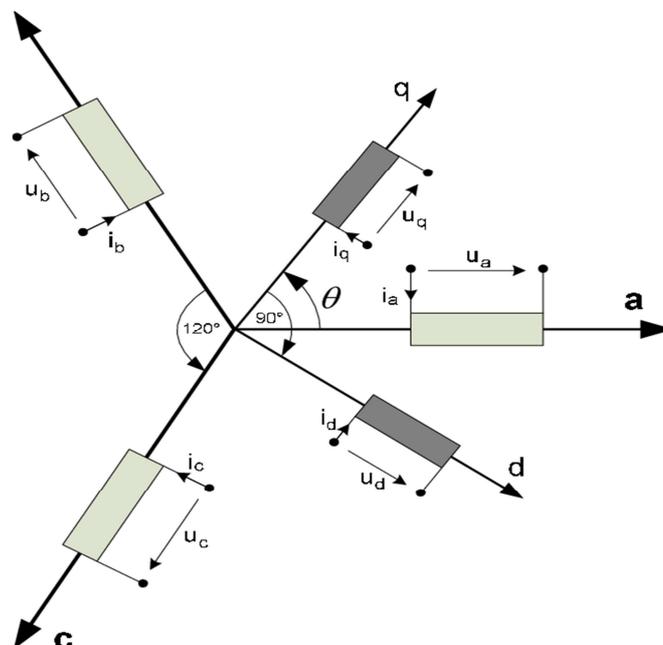


Figure.III.16 : Représentation de la transformation de Park

- **Passage direct : triphasé au diphasé**

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système diphasé (dq) est donné par :

$$[X_{dqo}] = P(\theta) \cdot [X_{abc}]^T \quad (\text{III.11})$$

Avec :

P : La matrice de passage direct de Park.

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

Où représente les variables considérées de la machine qui sont tensions, courants ou flux.

Alors :

$$[U_d U_q U_o] = P(\theta) [U_a U_b U_c]^T$$

$$[I_d I_q I_o] = P(\theta) [I_a I_b I_c]^T$$

$$[\varphi_d \varphi_q \varphi_o] = P(\theta) [\varphi_a \varphi_b \varphi_c]^T$$

X_o : La composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le système est équilibré.

- **Passage inverse : diphasé au triphasé**

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

$$[X_{abc}] = P(\theta)^{-1} [X_{dqo}] \quad (\text{III.13})$$

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

$$\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

III.12. Conclusion :

Nous avons présenté la machine synchrone qui est utilisée principalement en alternateur après un bref aperçu sur sa constitution son modèle mathématique en régime permanent. On a aussi étudié la machine en régime dynamique on a fait appel à la transformation de Park du système triphasé en système diphasé. Afin d'étudier les performances de la machine synchrone à aimant permanent pour le contrôle de vitesse une simulation s'impose avec l'ensemble De la commande MLI et la machine au modèle de Park objet de notre prochain chapitre.

Chapitre 4:

*Simulation en boucle fermé de vitesse d'une
Machine synchrone à aimant permanent*

IV.1.Introduction :

On a déjà fait une étude sur la machine synchrone à aimant permanent et l'onduleur dans les chapitres précédents. Le but principal de ce chapitre c'est l'asservissement de vitesse en boucle fermée par l'association de la machine synchrone avec l'onduleur est l'étude du comportement de la machine synchrone avec la commande MLI (sinus triangulaire) dans des différentes conditions.

IV.2.Régulateur proportionnel-intégral PI :

C'est un système qui agit suivant une loi mathématique et aligner le système au but recherché. Dans beaucoup de cas il n'existe pas une valeur du gain proportionnel permettant de satisfaire simultanément les conditions requises de stabilité et de rapidité de la réponse de vitesse. Il est donc nécessaire d'utiliser un régulateur plus complexe, qui réalise par exemple une action proportionnelle-intégrale **PI** sur l'erreur de vitesse, en assurant erreur nulle à régime. Par conséquent un régulateur PI permet d'avoir :

- Stabilité du système
- Rapidité de la réponse de vitesse

Le modèle mathématique d'un régulateur **PI** (proportionnel-intégral) est donné par :

$$G_i(p) = K_p + \frac{K_i}{p} = K_f \left(1 + \frac{1}{T_i p}\right) \quad (\text{IV.1})$$

La réalisation des régulateurs de vitesse avec un régulateur **PI** se fait à l'aide des instruments classiques de la théorie des contrôles automatiques (diagrammes de BODE, NYQUIST, NICHOLS, etc.) et la réalisation des régulateurs de vitesse, au point de vue électronique, se produit de deux manières :

- Analogique

Dans la manière analogique, le régulateur PI est un circuit à composants actifs et passifs réalisant les actions Proportionnelle et Intégrative. Dans la manière numérique, la régulation est accomplie par un microprocesseur qui exécute l'algorithme PI.

Il existe d'autres types différents de contrôle pouvant être utilisés dans les actionnements électriques. Souvent ces contrôles présentent une complexité considérable également au point de vue de leur réalisation. Citons entre autres : régulateur robuste, logique floue, contrôles prédictifs. [1]

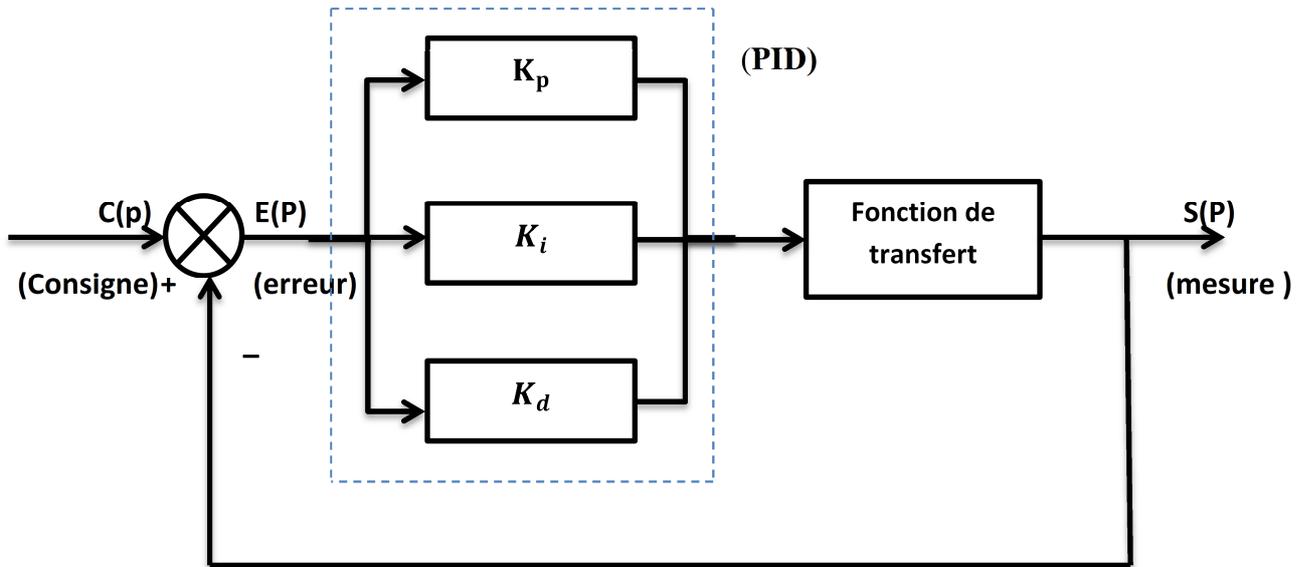


Figure IV.1 Asservissement avec régulateur PID

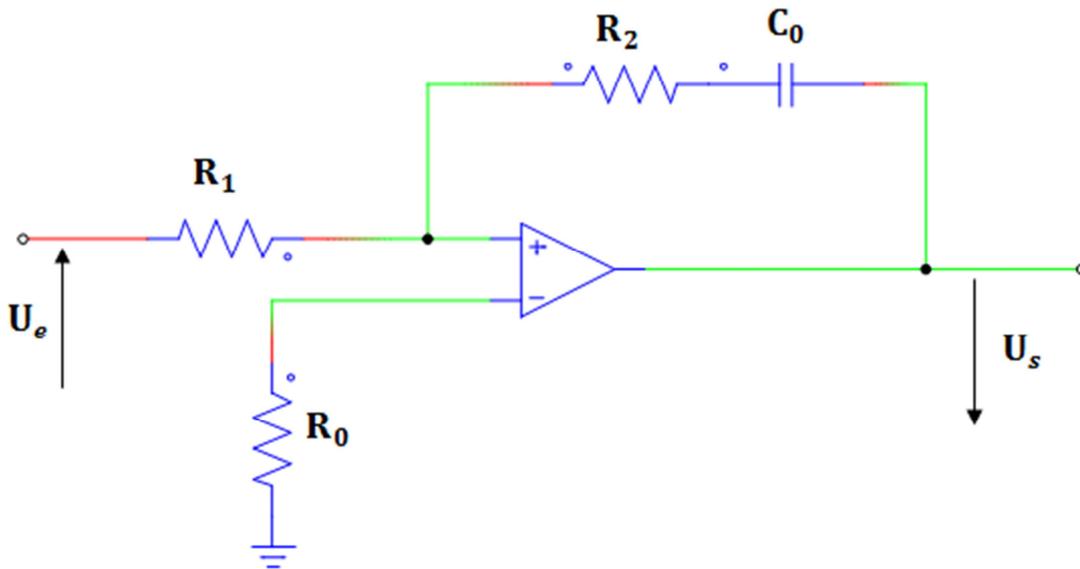


Figure IV.2 Schéma de principe du régulateur PI

IV.3. Les filtres :

IV.3.1. Définition :

Un filtre est un circuit électronique qui réalise une opération de traitement du signal. Autrement dit, il atténue certaines composantes d'un signal et en laisse passer d'autres.

Il existe plusieurs types de filtres, dont les plus connus sont :

- filtre passe-haut
- filtre passe-bas
- filtre passe-bande

On s'intéresse dans notre chapitre au filtre passe-bas.

IV.3.2. Filtres passe - bas :

Le concept de filtre passe-bas est d'atténuer les fréquences supérieures à sa fréquence de coupure f_c et ce, dans le but de **conserver uniquement les basses fréquences**. La fréquence de coupure du filtre est la fréquence séparant les deux modes de fonctionnement idéaux du filtre: passant ou bloquant. La manière la plus simple de réaliser physiquement ce filtre est d'utiliser un circuit RC. Comme son nom l'indique, ce circuit est constitué d'une résistance R et d'un condensateur de capacité C. Ces deux éléments sont placés en série avec la source v_i du signal. Le signal de sortie v_o est récupéré aux bornes du condensateur. [25]

IV.3.3. Ordre du filtre :

En pratique, il est impossible d'obtenir une caractéristique aussi parfaite que celle illustrée précédemment. En effet, on ne peut que se rapprocher de celle-ci en augmentant l'ordre du filtre. Ce dernier correspond grosso modo aux nombres d'étages d'éléments réactifs c.à.d. de composantes dont l'impédance varie avec la fréquence.

On distingue l'ordre du filtre par la pente de réponse en fréquence aux fréquences supérieures A la coupure. Cette pente est de « n fois -20dB/décade » ou « n » représente l'ordre du filtre.

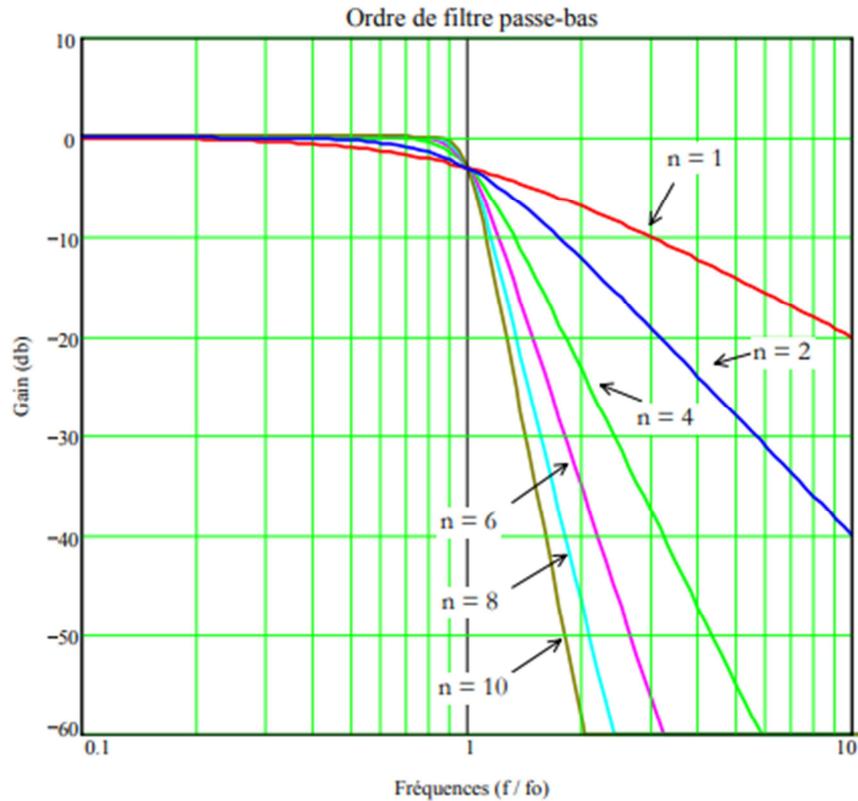


Figure IV.3 ordre du filtre passe-bas

➤ une pente de -20dB/décade équivalent à une pente de -6dB/octave ou un octave
Correspond à doubler la fréquence.[26]

$$\text{dB} = -20 \cdot \log(\text{Gain}) \quad (\text{IV.2})$$

$$\text{Gain} = 10^{\frac{\text{dB}}{20}} \quad (\text{IV.3})$$

IV.3.3.1. filtre passe-bas du premier ordre :

Ils ne comportent que 2 types d'éléments (R, L) ou (R, C). Un filtre passe-bas du premier ordre s'obtient aux bornes de C d'un circuit RC série ou bien aux bornes de R d'un circuit RL série.

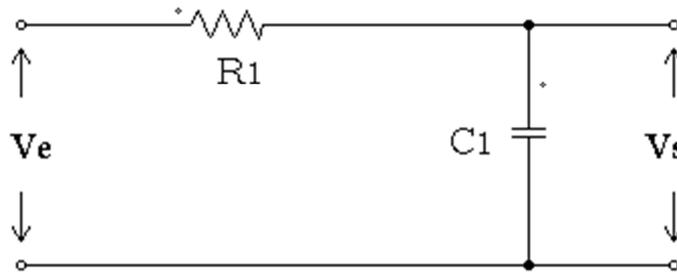


Figure IV.4 Filtre passe bas du premier ordre

Fonction de transfert :

Nous supposons que le filtre est à vide. V_e est la tension sinusoïdale d'entrée, et V_s est la tension sinusoïdale de sortie.

Calcul de V_s en fonction de V_e :

Comme le filtre est à vide (le courant de sortie est nul), on peut appliquer le pont diviseur de tension pour calculer V_s en fonction de V_e . Le pont diviseur nous donne :

$$V_s = V_e \times \frac{Z_c}{Z_c + Z_R} \quad (\text{IV.4})$$

La fonction de transfert notée F.T est le rapport V_s/V_e :

$$F.T = \frac{V_s}{V_e} \quad (\text{IV.5})$$

On en déduit que :

$$F.T = \frac{Z_c}{Z_c + Z_R} \quad (\text{IV.6})$$

Sachant que l'impédance de la résistance vaut :

$$\begin{aligned} Z_R &= R \\ Z_C &= \frac{1}{jC\omega} \end{aligned} \quad (\text{IV.7})$$

On en déduit que la transmittance du filtre passe bas est :

$$F.T = \frac{\frac{1}{jC\omega}}{\frac{1}{jC\omega} + R} \quad (\text{IV.8})$$

Et en multipliant le numérateur et le dénominateur par $jC\omega$ on obtient :

$$F.T = \frac{1}{1 + jRC\omega} \quad (\text{IV.9})$$

$$\text{On posons :} \quad \omega_0 = 1/RC \quad (\text{IV.10})$$

La fonction de transfert du filtre passe bas du premier ordre s'écrit alors :

$$F.T = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} \quad (\text{IV.11})$$

Le module de la transmittance complexe est :

$$|F.T| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} \quad (\text{IV.12})$$

Et son argument est :

$$\arg(F.T) = -\operatorname{arctan} \frac{\omega}{\omega_0} \quad (\text{IV.13})$$

Diagramme de Bode et de phase :

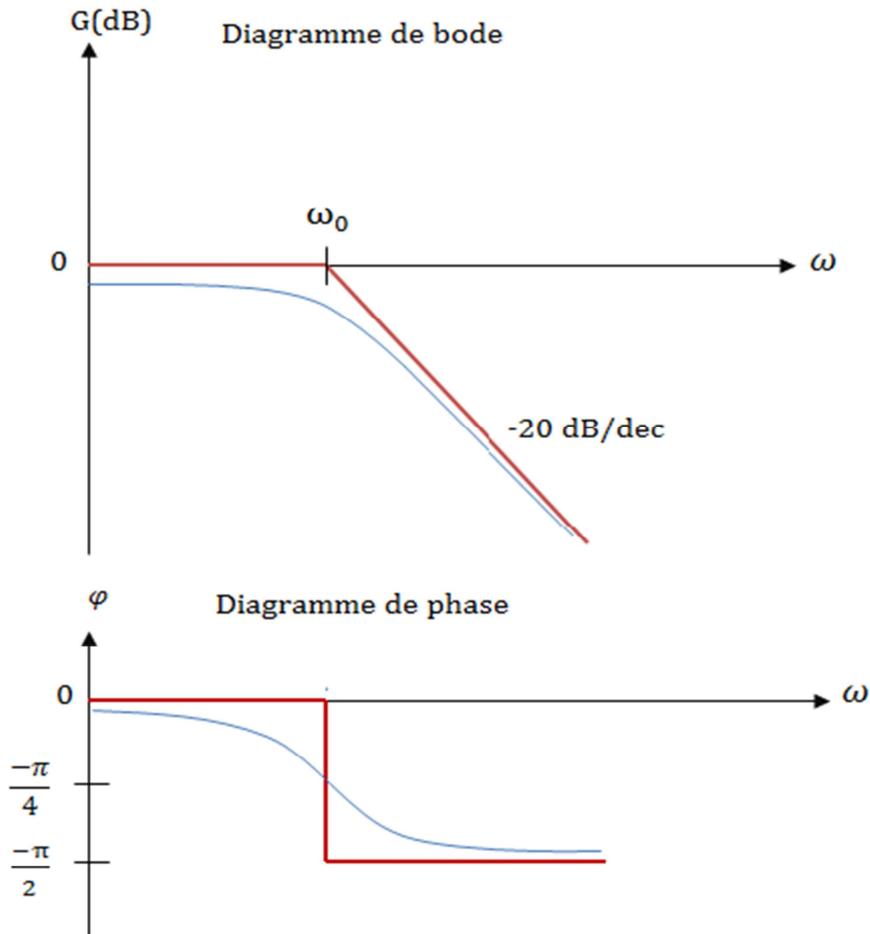


Figure IV.5 Diagramme de Bode et de phase du filtre passe-bas de premier ordre

IV.3.3.2. Filtres passe-bas du second ordre :

Ils sont en général obtenus avec les 3 éléments R, L et C, mais on peut trouver ce genre de filtre avec une association en parallèle de 2 types d'éléments comme R et C par exemple.[27]

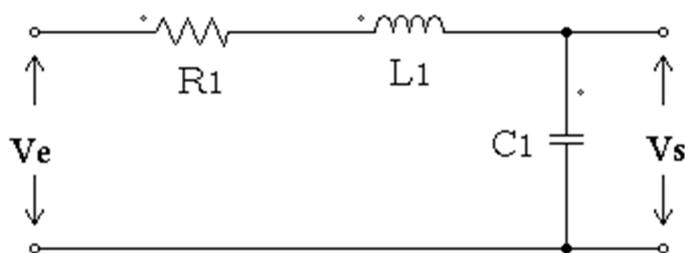


Figure IV.6 Filtre passe-bas du second ordre

IV.3.3.2.1.Fonction de transfert :

$$F.T = \frac{1}{j^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + j\frac{1}{Q}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) + 1} \quad (\text{IV.14})$$

ω_0 = pulsation propre.

Q = facteur de qualité.[28]

IV.3.3.2.2.Diagramme de Bode et de phase :

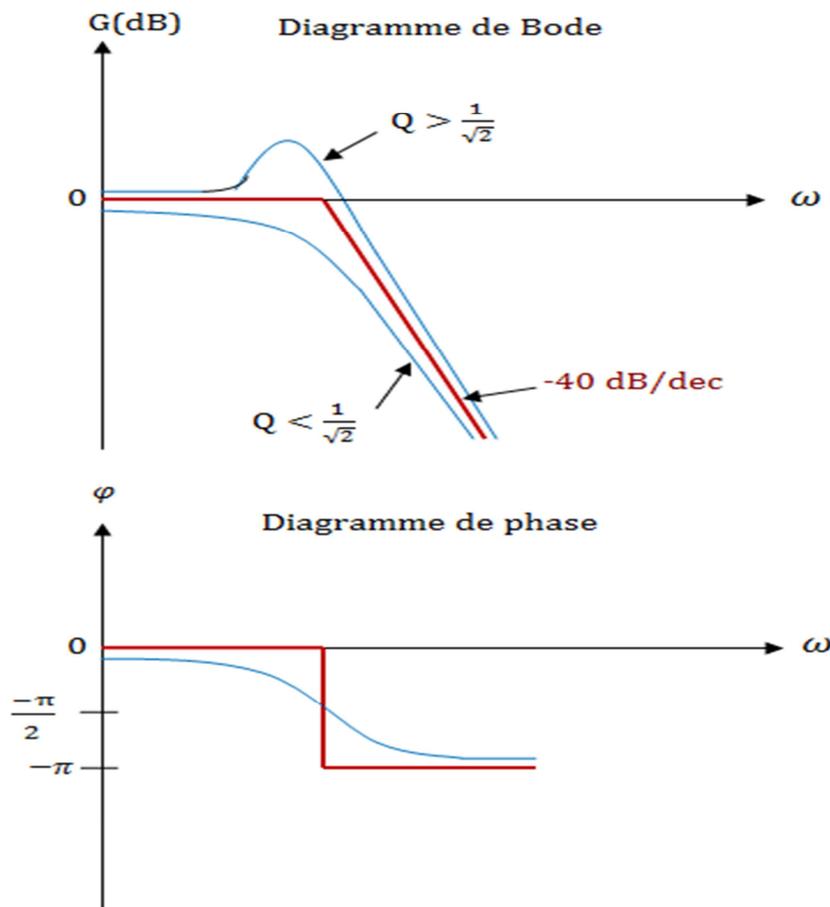


Figure IV.7 Diagramme de Bode et de phase du filtre passe-bas de second ordre

IV.4 Table de commutation de l'onduleur triphasé:

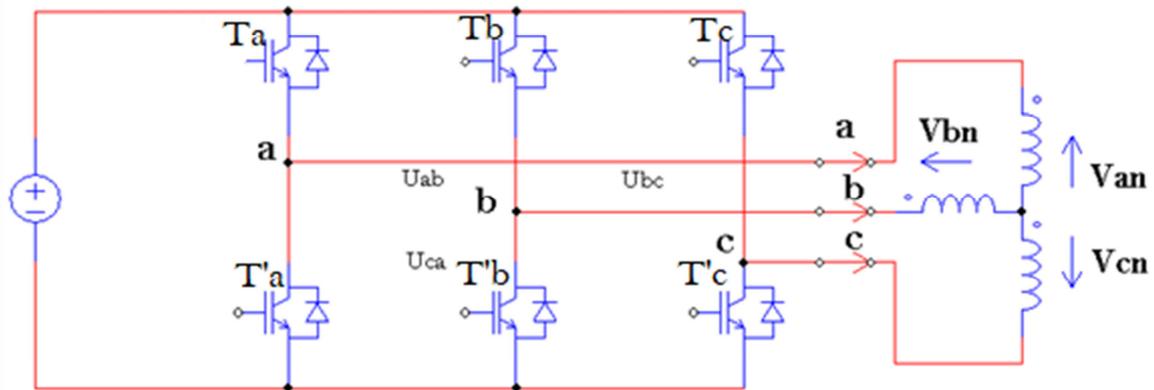


Figure IV.8 schéma d'un onduleur triphasé

Les interrupteurs (T_a, T'_a), (T_b, T'_b) et (T_c, T'_c) doivent être complémentaires deux à deux pour éviter le court-circuit de la source. A cause de l'équilibre du récepteur :

A cause de l'équilibre du récepteur :

$$i_a + i_b + i_c = 0$$

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$$

$$U_{ab} = V_{an} - V_{bn}$$

$$U_{bc} = V_{bn} - V_{cn}$$

$$U_{ca} = V_{cn} - V_{an}$$

On peut écrire :

$$V_{bn} = U_{bc} + U_{ca} + V_{an}$$

$$V_{cn} = V_{an} - U_{ab} - U_{bc}$$

$$V_{an} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca})$$

$$V_{bn} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab})$$

$$V_{cn} = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc})$$

On peut résumer les huit possibilités ouverture/fermeture des interrupteurs K_1, K_3 et K_5 pour obtenir les tensions V_{an}, V_{bn} et V_{cn} en fonction des courants de sortie i_a, i_b et i_c .

Les impulsions de commande sont déphasées par un angle de $2\pi/3$. La forme des tensions de sortie est imposée par la commande des interrupteurs. On présente le Tableau IV.1 les commandes des interrupteurs ainsi que les niveaux des grandeurs de sortie. [6]

T_a	T_b	T_c	U_{ab}	U_{bc}	U_{ca}	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	$i_{T'a}$	$i_{T'b}$	$i_{T'c}$	i
F	F	F	0	0	0	0	0	0	i_a	i_b	i_c	0
F	O	F	E	-E	0	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$	i_a	0	i_c	$-i_b$
F	F	O	0	E	-E	$E/3$	$E/3$	$-2E/3$	i_a	i_b	0	$-i_c$
F	O	O	E	0	-E	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$	i_a	0	0	i_a
O	F	F	-E	0	E	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	0	i_b	i_c	$-i_a$
O	O	F	0	-E	E	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$	0	0	i_c	i_c
O	F	O	-E	E	0	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$	0	i_b	0	i_b
O	O	O	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Tableau IV.1 : possibilités de commande

IV.5 les comparateurs (amplis opérationnels) :

Un amplificateur opérationnel (aussi dénommé ampli-op) est un amplificateur différentiel : c'est un amplificateur électronique qui augmente une différence de potentiel électrique présente à ses entrées. Il a été originellement conçu pour effectuer des opérations mathématiques dans les calculateurs analogiques : il permettait de modéliser les opérations mathématiques de base comme l'addition, la soustraction, l'intégration, la dérivation et d'autres. Par la suite, l'amplificateur opérationnel est utilisé dans bien d'autres applications comme la commande de moteurs, la régulation de tension, les sources de courants ou encore les oscillateurs.

Physiquement, un amplificateur opérationnel est constitué de transistors, de tubes électroniques ou de n'importe quels autres composants amplificateurs. On le trouve couramment sous la forme de circuit intégré.

Un AOP dispose typiquement de deux entrées, deux broches d'alimentation et une sortie. L'entrée notée IN+ comme il est présenté d'un la figure est dite non-inverseuse alors que l'entrée IN- est dite inverseuse ceci à cause de leur rôle respectif dans les relations entrée/sortie de l'amplificateur. La différence de potentiel entre ces deux entrées est nommée tension différentielle d'entrée.

Il existe des AOP possédant une sortie différentielle. De tels amplificateurs possèdent deux broches de sorties mais aussi quatre broches d'alimentation pour pouvoir réaliser une isolation galvanique entre l'entrée et la sortie. Ces amplificateurs sont aussi nommés «amplificateurs d'isolement».

IV.6 Table des paramètres de la machine :

paramètre	Valeur
Résistance statorique (Rs)	3.4 Ω
Inductance (Ld)	27m.H
Inductance (Lq)	67m.H
Nombre des pôles	4
Moment d'inertie	1.79m.H
Temps constant	10 secs
Tension	250 volts
Couple	5 N/m
Temps de simulation	0.3 secs

Tableau IV.2 : Table de simulation

IV.7 résultats de simulation :

Dans cette partie du chapitre en va représenter une simulation en boucle fermé de la machine synchrone a aimant permanent associé avec l'onduleur et en va la divisé en deux partie une partie pour la variation de vitesse et la deuxième pour la variation du couple résistant.

IV.7.1 variation de la vitesse :

1. La Figure (IV.9) représente la vitesse de la MSAP, pour une vitesse de référence de 50 tr/min, avec une application de charge de 5 N.m:

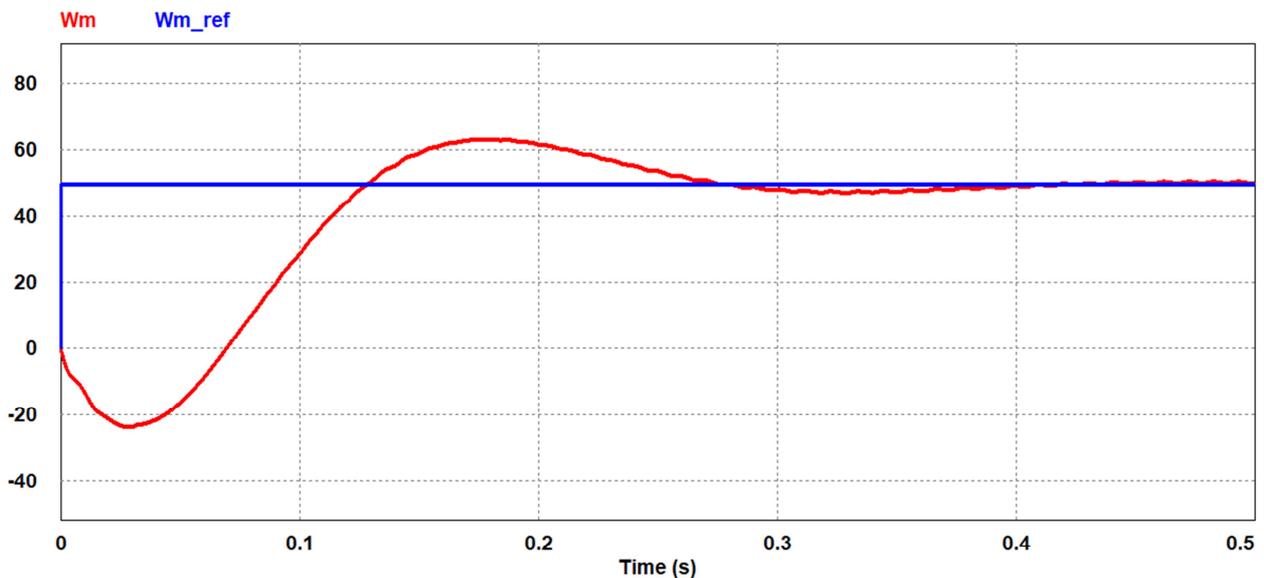


Figure IV.9 : *Comportement de la vitesse, de la MSAP avec une vitesse de 50 tr/min*

2. La Figure (IV.10) représente la vitesse de la MSAP, pour une vitesse de référence de 100 tr/min, avec une application de charge de 5 N.m :

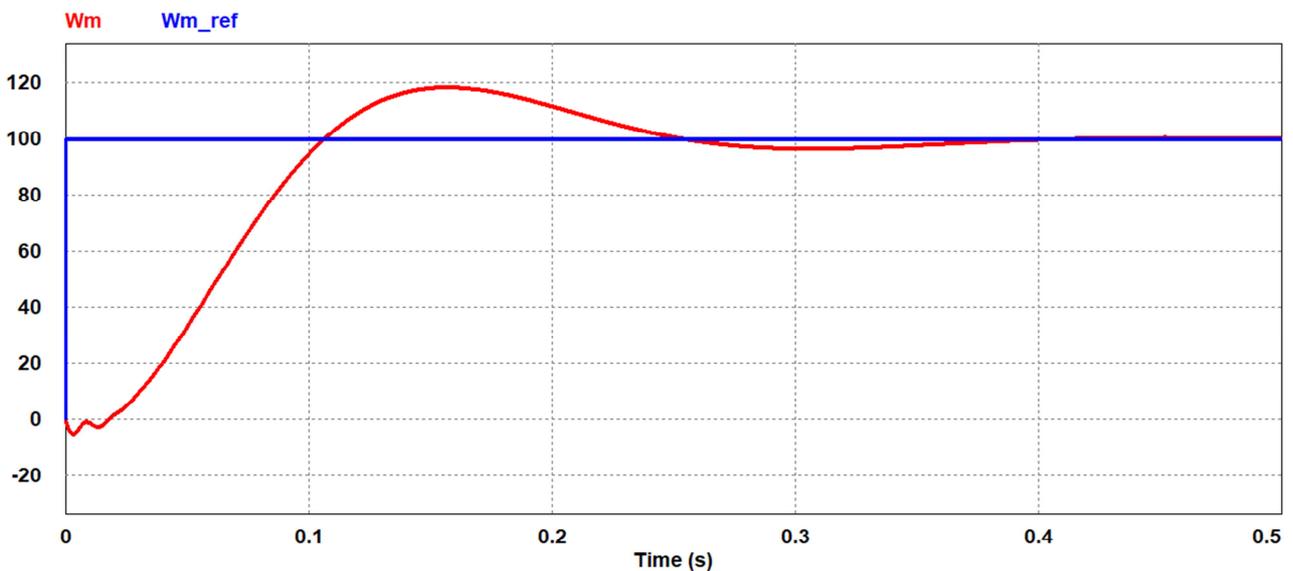


Figure IV.10 : *Comportement de la vitesse, de la MSAP avec une vitesse de 100 tr/min*

3. La Figure (IV.11) représente la vitesse de la MSAP, pour une vitesse de référence de 150 tr/min, avec une application de charge de 5 N.m :

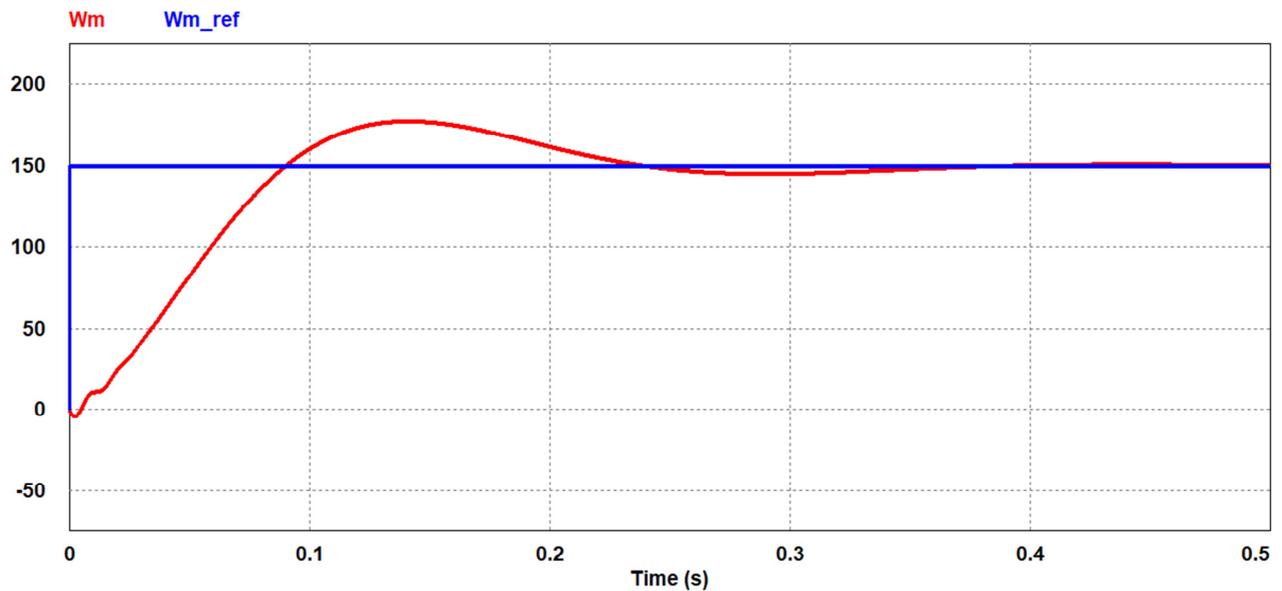


Figure IV.11 : Comportement de la vitesse, de la MSAP avec une vitesse de 150 tr/min

4. La Figure (IV.12) représente la vitesse de la MSAP, pour une vitesse de référence de 200 tr/min, avec une application de charge de 5 N.m :

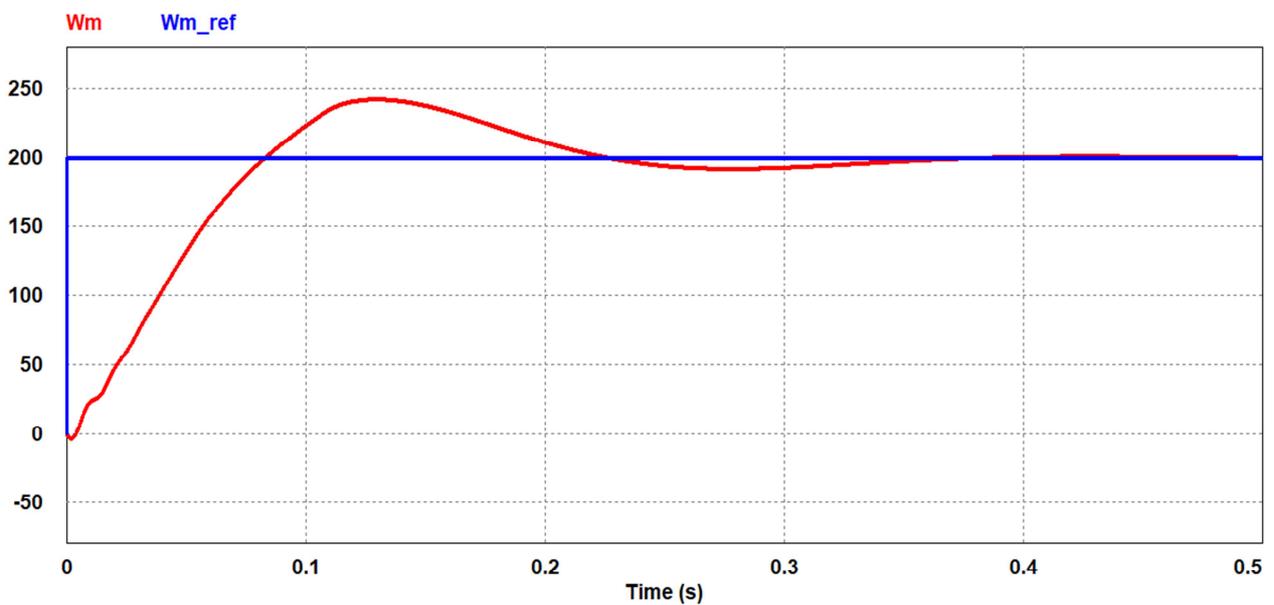


Figure IV.12: Comportement de la vitesse, de la MSAP avec une vitesse de 200 tr/min

Conclusion :

On constate que la variation de vitesse de la machines synchrone a amiante permanent d'une faible vitesse qui es 50 tr/min jusqu'à 200 tr/min on remarque que la machine réponde très bien à ses variation de vitesse et suis la consigne de vitesse imposé et ne perd pas son équilibre.

Test de robustesse :

Afin de tester la robustesse de la MSAP vis à vis des variations brusque de la vitesse on présente les résultats de simulation du comportement dynamique pour le cas suivant :

- Variation de la vitesse de 200 tr/min à 100 tr/min

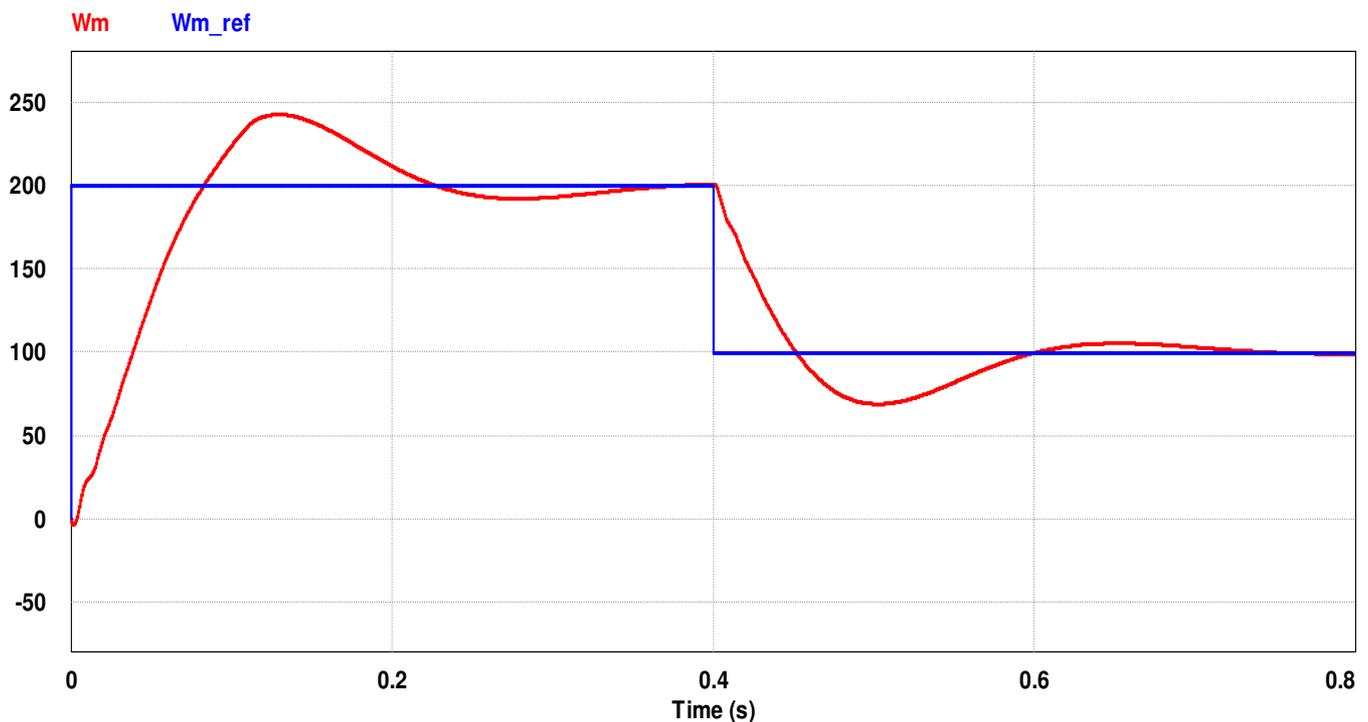


Figure IV.13: Test de robustesse du comportement de la MSAP avec une variation de vitesse de 200 tr/min à 100 tr/min

Conclusion du test de robustesse :

Lors du test de robustesse à l'instant 0,4s et quand on applique la vitesse de 200tr/min on remarque une petite perturbation au niveau du comportement de la machine. On remarque que la vitesse et le temps de réponse sont presque similaires pour les deux commandes et une diminution du dépassement et de l'erreur statique de la deuxième commande par rapport à la première, alors on conclut d'après ce test que la variation de la vitesse n'influe pas sur la stabilité du système.

IV.7.2 variation du couple résistant :

1. La Figure (IV.14) représente la vitesse et le couple de la MSAP, pour une vitesse de référence de 150 tr/s, avec une application de charge de 6 N.m:

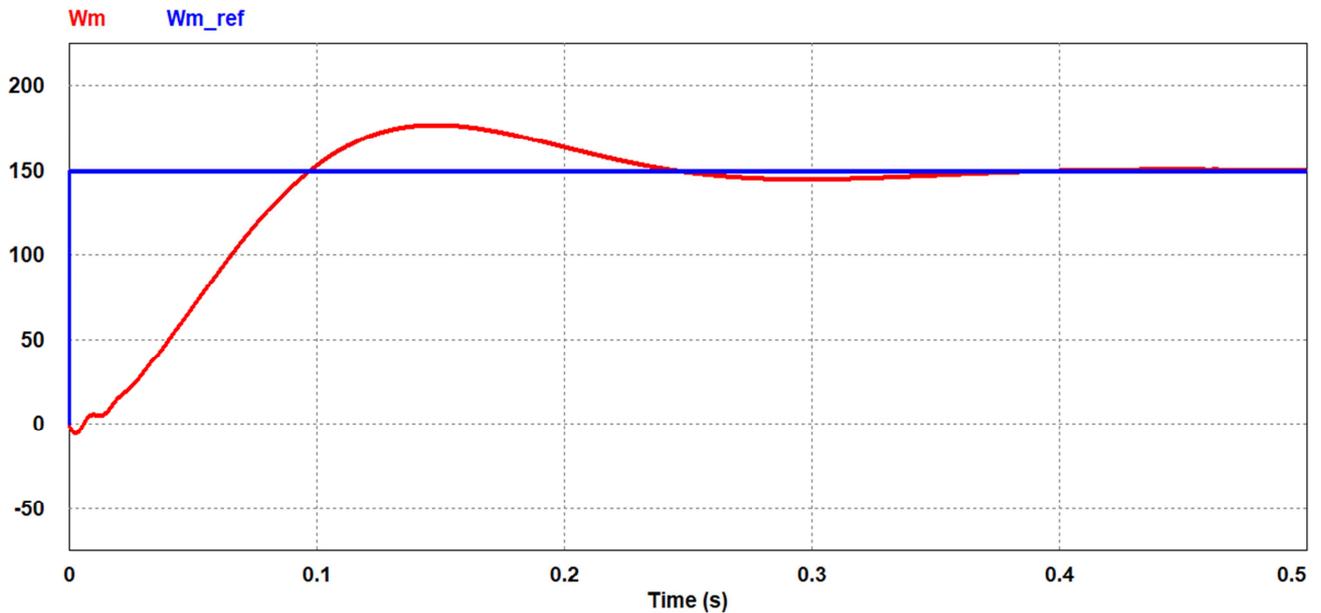


Figure IV.14 : Comportement de la vitesse, de la MSAP avec un couple de 6 N/m

2. La Figure (IV.15) représente la vitesse et le couple de la MSAP, pour une vitesse de référence de 150 tr/s, avec une application de charge de 7 N.m:

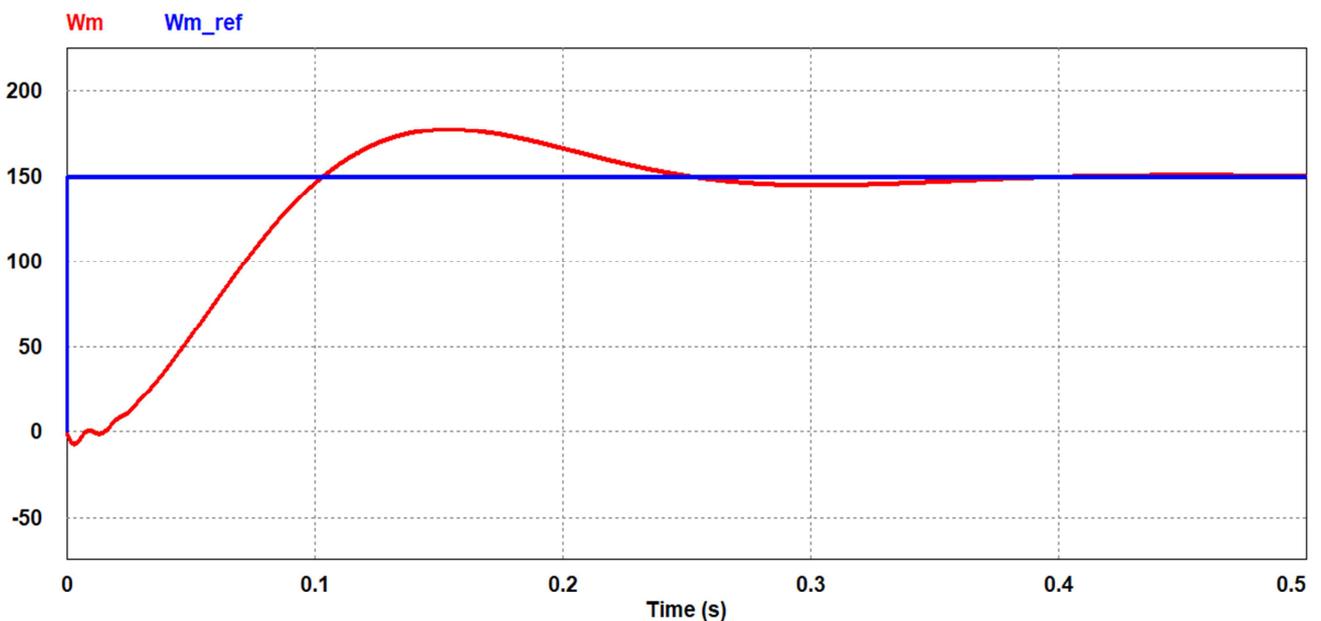


Figure IV.15 : Comportement de la vitesse, de la MSAP avec un couple de 7 N/m

3. La Figure (IV.16) représente la vitesse et le couple de la MSAP, pour une vitesse de référence de 150 tr/s, avec une application de charge de 8 N.m:

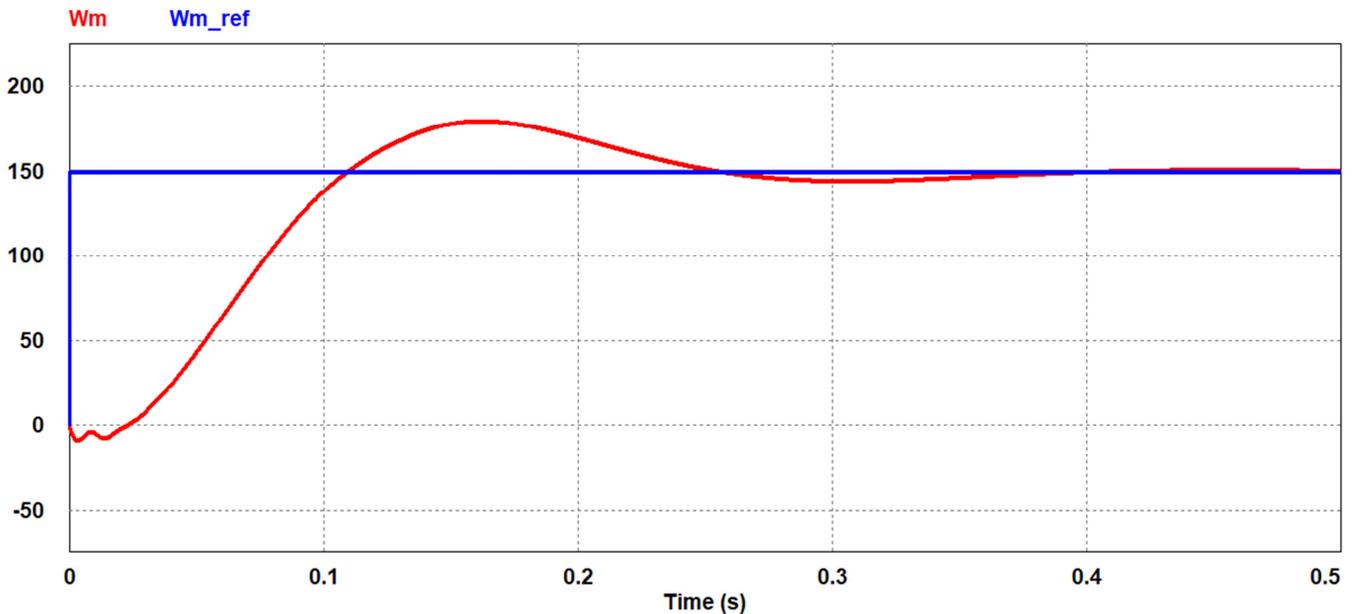


Figure IV.16 : Comportement de la vitesse, de la MSAP avec un couple de 8 N/m

Conclusion variation du couple :

Les résultats de simulations donnés par les figures (IV.14, IV.15, IV.16) représentent le comportement de la vitesse lors de la variation du couple résistant de machines synchrones à aimants permanents et son influence sur la stabilité du système.

IV.8 Conclusion : Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande MLI (sinus-triangulaire) appliquée sur la machine synchrone à aimants permanents associée à un onduleur triphasé. Donc on a fait une simulation et d'après les résultats obtenus par le logiciel PSIM on a conclu que la variation des paramètres vitesse et couple influence directement la stabilité de la machine. Quand la vitesse et le couple dépassent certaines valeurs limites ou nominales, la machine perd sa stabilité de régulation.

Conclusion générale

Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce mémoire avaient pour but l'étude et la simulation de l'onduleur et la machine synchrone à aimant permanent dans le modèle de Park d-q pour le réglage de vitesse. Les techniques de commande MLI ont été présentées sur la base de la simulation.

Pour atteindre cet objectif, nous avons présenté la solution de régulation par un régulateur PI en boucle fermée pour le réglage de la vitesse. La recherche s'est orientée ces dernières années vers la solution des onduleurs ou variateur de vitesse commandés avec des puissants algorithmes.

Les résultats de simulation obtenus par la modélisation de La MASAP ont montré que l'approche du modèle d-q représente une solution idéale au problème et facilite le choix de régulateur. Cette étude a été suivie par une simulation. La visualisation des formes d'ondes de la vitesse de référence et la vitesse de la machine a confirmé le résultat obtenu par simulation.

Les résultats obtenus sont fort encourageants. Pour clore notre travail, et pour un futur travail de recherche, que d'autres étudiants nous proposent toute méthode qui permet d'aboutir à un réglage exploitable et robuste, en particulier nous pouvons citer quelques-unes :

- Les algorithmes adaptatifs.
- L'ajout de règles floues supplémentaires
- Les réseaux de neurones
- Les méthodes H_∞
- La méthodologie des plans d'expériences

Annexe

Annexe A :

Modèles PSIM construit pour la *simulation en boucle fermé de la machine synchrone à aimant permanent* :

Commande MLI en boucle fermée vitesse machine synchrone triphasé aimant permanent

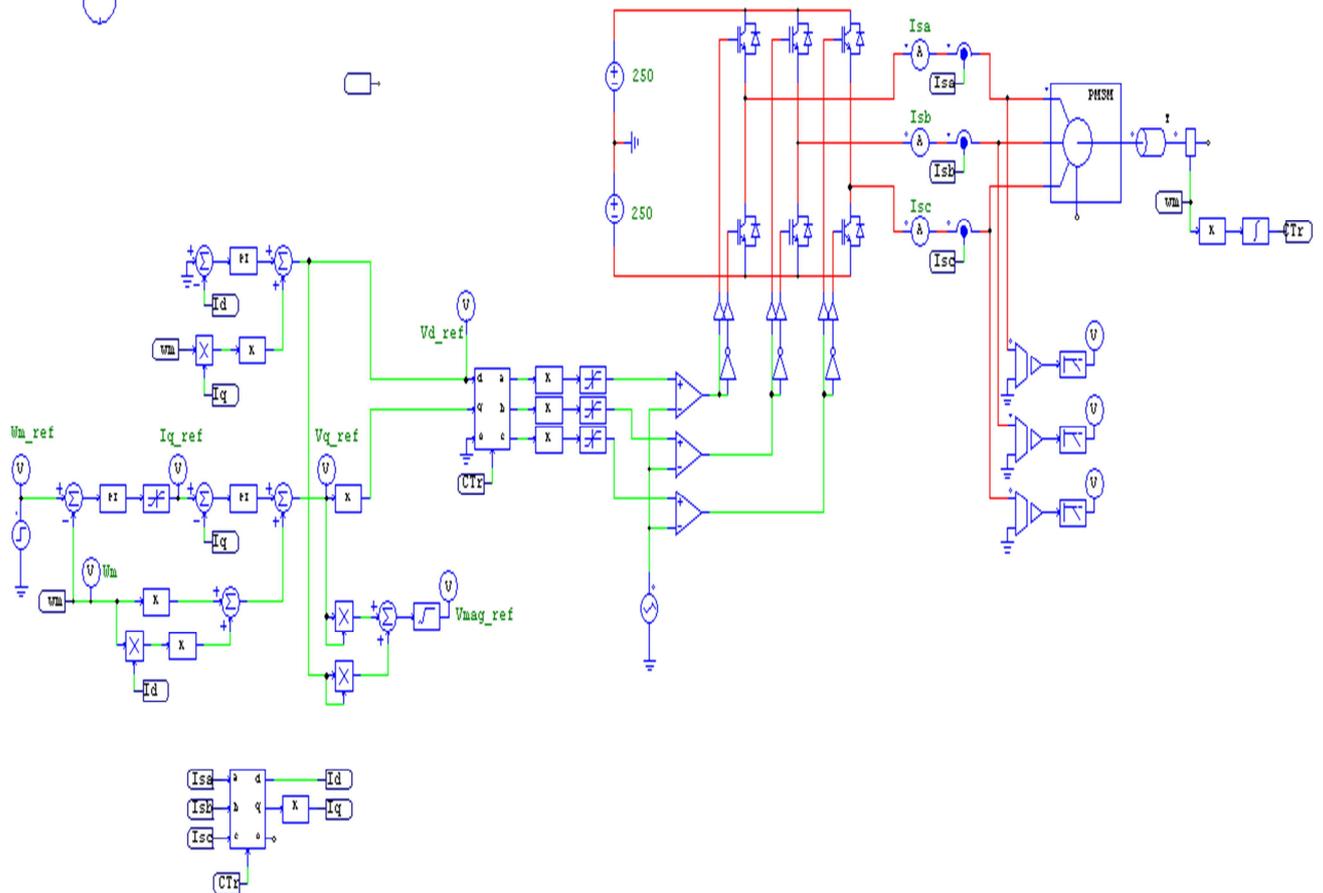


Figure.A.1 : simulation en boucle fermé de la machine synchrone à aimant permanent

Références Bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] : Manuel PROFESSEUR/ETUDIANT, 'Système d'actionnement pour moteur C.C mod. CV-1/EV4.
- [2] : K. NABTI, 'Stratégies de commande et techniques intelligents appliquées aux machines de type synchrone', mémoire de master, Université Mentouri de Constantine, 2010.
- [3] : N. BOUNASLA, 'Commande par mode de glissant d'ordre supérieur de la machine synchrone à aimants permanents', mémoire de magister, Université Ferhat Abbas de Sétif, 2014.
- [4] : A. SAHLI, L. OURARI, 'réglage et contrôle de la vitesse de la machine synchrone à aimant permanent', mémoire de master, Université Abderrahmane Mira de Bejaia, 2014 – 2015.
- [5] : N. SENHADJI, A. CHALABI, 'Commande do moteur synchrone à aimants permanents par Backstpping', mémoire de master, Université Aboubekr Bel kaid, Tlemcen, 2015.
- [6] : S. DECHOUCHA, O. BOUREZG, 'Conception des techniques MLI dédiées à la commande des convertisseurs DC/DC et DC/AC à base du microcontrôleur PIC18F4431', mémoire de master, Université Mohamed Boudiaf de M'Sila, 2016 – 2017.
- [7] : L.BELLAHCENE, M.DJAOUNI, 'Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur MRAS', mémoire de master, Université Aboubakr Bel kaid, Tlemcen, 2017.
- [8] : M.AMIRI, O. ALI DAHMANE, 'Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur mode glissant', mémoire de de master, Université Aboubkr bel kaid, Tlemcen, 2017.
- [9] : B. IJERAOUI, 'Commande vectorielle par onduleur de tension MLI d'une machine synchrone', mémoire de master, Université Abderrahmane Mira de Bejaia, 2014.
- [10] : la machine synchrone-Fisik Free 'fisik.free/ressources/machine synchrone. pdf '
- [11] : electromecanique, 'electromecanique-faculte-tunisie.blogspot.com/2014/08/chapitre-4-alternateur-synchrone.html.
- [12] : Alternateur : Cours-physique-chimie-collège 'https: //physique-chimie college.fr/définition-fiches-science/alternateur/' .
- [13]: Machine synchrone 'www.jsb.ensea.fr/conv1/cour/6_MachineSynchrone_print.pdf'
- [14] : Machines Synchrones 'https: //les electroniciens.com/sites/default/files/cours/et-msync.pdf'
- [15] : MACHINE SYNCHRONE 'www.4.ac-nancy-mtz.fr/cpge-pmf-epinal_TD.../machine%20synchrone pdf'
- [16] : A. MAAROUK, 'Commande dynamique d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension' mémoire de master, Université M'Hamed Bougara de Boumerdes', 2016.
- [17] : Modulations de largeur d'impulsion-Wikipédia 'https: //fr.wikipedia.org/wiki/Modulation_de_largeur_d%27impulsion'.
- [18] : Modulation MLI et MPI : Modulation de largeur d'impulsion 'https: //www.techniques-ingenieur.fr/.../modulations.../modulation-de-largeur-d-impuls'.
- [19] : Qu'est-ce qu'un signal à modulation de largeur d'impulsion (PWM) et à... 'digital.ni.com, Page d'accueils, Support'.
- [20] : MODULATION A LARGEUR D'IMPULSION...-Robert Cireddu 'robert.cireddu.free.fr/SI/PWM-MLI.pdf'.

Références bibliographiques

- [21] : F. BERREZZEK, 'Etude des différents techniques de commande des onduleurs à MLI associés à une machine asynchrone' mémoire de magister, Université Badji Mokhtar de Annaba, 2006.
- [22] : M. BOUSEHABA, 'Réalisation d'une commande MLI à choix multiple', mémoire de master académique, Université Aboubkr Bel kaid de Tlemcen, 2016 – 2017.
- [23] : K. MRABET, 'Commande MLI d'un onduleur triphasé basée sur la dispersion de la tension triphasée', mémoire de master, Université du Québec, 2011.
- [24] : H. BRIGHEN, S. HALAIMIA, 'Etude et analyse de la commande des onduleurs Multi-niveaux par MLI sinusoïdale', mémoire de master, Université Larbi Tebessi de Tébessa, 2015 – 2016.
- [25] : Filtres Electronique – cours d''électronique – Electronique, 'www.elektronique.fr/cours/filtres.php'.
- [26] : filtres passe – bas. pdf, 'cours.polymtl.ca/mec6405/Labo%20A06/Filtres%20 passe – bas pdf'.
- [27] :1 Généralités 2 Rappels sur les filtres d'ordre 1 – Free, 'pikeroen.free.fr/site/Electronique_files/A%20Résumé-Cours-filtres-1.pdf'.
- [28] : Les filtres du premier et du second ordre – Gecif.net, 'www.gecif.net/articles/genie_electrique/filtre/'.
- [29] :MACHINES SYNCHRONES TRIPHASEES, 'fdechassey.free.fr/.../h3_tc_electricite_machines_synchrones_chapitre-40-et-41_2248....'.

Résumé :

Vu la demande croissante de l'industrie ces derniers temps sur la variation de vitesse des machines électriques les chercheurs se sont penchés sur les convertisseurs électroniques de puissance afin de délivrer une tension variable en fréquence. Plusieurs techniques de commande appliquée à ces convertisseurs chacune présente des avantages et des inconvénients suivant l'application. Notre travail présenté dans ce mémoire consiste à concevoir une régulation de vitesse d'une machine synchrone à aimant permanent à l'aide d'une transformation de park sous une commande MLI sinus triangulaire. Pour aboutir à ce résultat une étude de la machine et de l'onduleur suivant un model donné. Les simulations sous logiciel PSIM ont montré l'efficacité et les performances de la commande proposée en donnant des résultats très satisfaisant.

Mots clés : Machine synchrone à aimants permanents, MLI sinus triangulaire, onduleur

Abstract:

Given the increasing demand of the industry in recent times on the speed variation of electrical machines researchers have looked into electronic power converters to deliver a voltage variable in frequency. Several control techniques applied to these converters each have advantages and disadvantages depending on the application. Our work presented in this thesis consists in designing a speed regulation of a synchronous machine with permanent magnet using a park transformation under a MLI sinus triangular command. To arrive at this result a study of the machine and the inverter according to a given model. Simulations under PSIM software have shown the efficiency and performance of the proposed order giving very satisfactory results.

Keywords: Synchronous permanent magnet machine, MLI triangular sine, inverter

ملخص :

نظرا لتزايد الطلب في الصناعة حول الاختلاف في سرعة الات الكهربائية. يعتمد الباحثون على محولات الطاقة الالكترونية من اجل توصيل جهد متردد متغير. و لكن العديد من تقنيات التحكم المنطبقة على هذه المحولات لها مزايا و عيوب حسب الاستعمال. يتكون عملنا المقدم في هذه الاطروحة من تصميم تنظيم السرعة لمولد المتزامن ذو المغنطة الدائمة باستخدام تحويل Park تحت تحكم MLI و لقد اظهرت عمليات محاكاة البرنامج PSIM كفاءة و كمال النظام المقترح من خلال اعطاء نتائج مرضية للغاية.

كلمات مفتاحية : المولد المتزامن ذو المغنطة الدائمة _ العاكس الكهربائي .