

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Ahmed Draïa Adrar



Faculté des Sciences et de la Technologie

Département des sciences de technologie

Mémoire de fin d'étude en vue de l'obtention du diplôme de Master en :

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes électriques

Thème :

**Simulation et étude expérimentale d'une commande
DTC-SVPWM d'une machine asynchrone à cage**

Préparé par :

**El houri Diya Eddine.
Djoudi Hatem .**

Membres de jury d'évaluation :

M.Makhloufi.Salim	Encadreur	Pr	Univ. Adrar
Me.Arama.Fatima.Zouhra	Examineur	MCA	Univ. Adrar
M.Belbakri.Tahar	Examineur	MAA	Univ. Adrar

Année Universitaire : 2021/2022



شهادة الترخيص بالإيداع

Makhloufi Salim

انا الأستاذ(ة):

المشرف مذكرة الماستر.

الموسومة بـ : Simulation et étude expérimentale d'une

Commande DTC-SVPWM d'une machine asynchrone à cage.

EL Fouli Duya Edeline

من إنجاز الطالب(ة):

DJaucli Hatem

و الطالب(ة):

Sciences et de la Technologie

كلية :

Sciences Technologie

القسم :

Commande électrique

التخصص:

16/06/2022

تاريخ تقييم / مناقشة:

أشهد ان الطلبة قد قاموا بالتعديلات والتصحيحات المطلوبة من طرف لجنة التقييم / المناقشة، وان المطابقة بين
النسخة الورقية والإلكترونية استوفت جميع شروطها.
ويامكانهم إيداع النسخ الورقية (02) والايكترونية (PDF).

= امضاء المشرف:

ادرار في 2 جوان 2022

مساعد رئيس القسم:

Dr. El Fouli Duya Edeline

مساعد رئيس قسم علوم التكنولوجيا مكلف بالتدريس

والتقييم في التدريس بكلية العلوم والتكنولوجيا

Pr Salim MAKHLOUFI
Professeur
Univ A.D. ADRAR



REMERCIEMENTS

*Après au nom de Dieu, et prières et paix sur
le Messager de Dieu, nous voudrions
remercier Dieu et le louer pour tout, car c'est
lui qui nous a inspiré la volonté et la santé et
nous a donné la patience tout au long de ces
longues années d'Etude.*

*Après cela, nous adressons nos sincères
remerciements à notre honorable professeur et
encadrant Pr. MARHLOUFI SALIM,
qui nous a guidés pour mener à bien ce
travail et n'a rien manqué avec nous, sans
oublier de remercier le jury d'avoir accepté le
verdict sur notre mémoire.*

*Merci à nos parents pour les nobles valeurs,
l'éducation et le soutien continu de vous qui
pouvez être si fiers de nous et trouver ici le
résultat de nombreuses années de sacrifices et
de privations pour m'aider à avancer dans la
vie.*

Dédicace

*A la grande famille EL-HOURI et DJOURI
et à tous les membres de notre famille, chacun en
son nom, et à tous ceux qui ont participé avec
nous de près ou de loin, de près ou de loin, même
avec un mot gentil d'amis ou de proches, nous
envoyons vous un barrage de remerciements
sincères pour notre aide et notre soutien pour
compléter cette note, en particulier à BALBALI
ABDELKARIM qui nous a donné de son
temps et de ses idées pour faire ce travail au
maximum, en lui souhaitant succès et paiement
dans sa vie.*

SOMMAIRE

REMERCIEMENT.....	1
DEDICACES.....	2
LISTE DES FIGURES.....	6
LISTE DES TABLEAUX.....	8
INTRODUCTION GENERALE.....	9
CHAPITRE I : MODELISATION de la machine asynchrone triphasée et son alimentation.....	10
I.1.Introduction.....	11
I.2 constitution de la machine asynchrone	11
I.2.1 le stator.....	11
I.2.2. Le rotor.....	12
I.2.3. Les paliers.....	13
I.3. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone	14
I.4. Modélisation de la machine asynchrone (MAS).....	15
I.4.1. Equations électriques.....	16
I.4.2. Equation magnétique.....	16
I.4.3. Equations mécaniques.....	17
I.5. Transformation du système triphasée.....	17
I.5.1. Transformation CLARKE/CONCORDIA.....	18
I.5.2. Transformation de Park.....	19
I.5.3. Différents repères.....	19
I.6. Type de commande dans la machine asynchrone.....	20
I.6.1. Commande scalaire.....	20
I.6.2. Commande vectorielle (FOC).....	21
I.6.3. Commande directe de couple (DTC).....	22
I.6.3.1. Caractéristique générale d’une commande directe de couple.....	23
I.6.3.2. Avantages de la commande directe de couple.....	23
I.6.3.3 Inconvénients de la commande directe de couple.....	24
I.7. Modélisation de l’onduleur de tension.....	24
I.7.1. Modèle de l’onduleur à deux niveaux.....	25
I.8.Simulation du moteur asynchrone.....	27
I.8.1. Le résultat de la simulation.....	28
I.8.2. Interprétation des résultats de simulation.....	30
I.9.Conclusion.....	31
CHAPITRE II : ETUDE SIMULATION DES TECHNIQUES DTC APPLIQUEES A LA COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	32

II.1. Introduction.....	33
II.2. Onduleurs de tension triphasée.....	33
II.2.1. Stratégies de commande de l'onduleur	33
II.3. La modulation de largeur d'impulsion (MLI).....	34
II.3.1. Principe de la commande de l'onduleur par la stratégie MLI sinus-triangle.....	34
II.3.2. Types de la modulation de largeur d'impulsion (MLI)	35
II.3.2.1. Modulation naturelle.....	35
II.3.2.2. Modulation régulière.....	36
1. Technique à échantillonnage régulier symétrique.....	36
2. Technique à échantillonnage régulier asymétrique.....	36
II.3.3. MLI vectorielle (SVPWM).....	36
II.3.3.1. Principe de la SVPWM.....	37
II.3.3.2. ALGORITHME DE LA MLI VECTORIELLE SVPWM.....	38
II.3.3.3. Comparaison entre la MLI sinusoïdale et la MLI vectorielle.....	40
II.4. simulation de la commande SVPWM de la machine asynchrone.....	43
II.4.1. INTERPRETATION DES RESULTATS.....	46
II.5. Etude des différentes techniques de commande de la machine asynchrone.....	47
II.5.1. Commande directe du couple classique (DTC-SVM).....	47
II.5.1.2. Principe de la DTC.....	47
II.5.1.3. Estimation du flux statorique	49
II.5.1.4. Estimation du couple électromagnétique	49
II.5.1.5. Contrôle du flux statorique	49
II.5.1.6. Table de commutation de Takahashi.....	50
II.5.2. Avantages de la commande DTC.....	50
II.5.3. Inconvénients de la commande DTC.....	51
II.6. Résultats de simulation	51
II.6.1. INTERPRETATION DES RESULTATS	53
II.7. COMMANDE directe du couple et du flux DTC-SVPWM	53
II.8. Résultats de simulation	54
II.8.1. Interprétation des résultats.....	56
II.8.2. Comparaison des résultats des deux méthodes	57
II.9. Conclusion	58
CHAPITRE III : ETUDE EXPERIMENTALE.....	59
III.1. Introduction	60
III.2. Banc expérimental	60
III.3. Résultats expérimentales	63
III.4. INTERPRETATION DES RESULTATS	66

III.5. Conclusion.....	66
CONCLUSION GENERALE.....	67
BIBLIOGRAPHIE.....	68
Résumé.....	71

LISTE DES FIGURES

Figure I.1. L'enroulement de stator.....	12
Figure I.2. rotor à cage.....	12
Figure I.3. Rotor bobiné.....	13
Figure I.4. Schéma désignant les éléments constituant une machine asynchrone.....	14
Figure I.5. Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.....	20
Figure I.6 Schéma Classique de commande scalaire.....	21
Figure I.7. Structure Générale du contrôle direct à flux rotorique orienté.....	22
Figure I.8. Synoptique de la commande DTC classique 2-niveaux	24
Figure I.9. Onduleur à deux niveaux.....	25
Figure I.10. Modèle équivalent de l'onduleur à deux niveaux.....	25
Figure I.11 paramètre d'une machine asynchrone.....	27
Figure I.12. Bloc de modèle de la machine asynchrone.....	28
Figure I.13. vitesse du moteur.....	28
Figure I.14. le couple électromagnétique	28
Figure I.15. courant du stator	29
Figure I.16. le couple électromagnétique	29
Figure I.17. Courant du stator	29
Figure I.18. vitesse du moteur	30
Figure II.1. Illustration de la MLI sinus-triangle	35
Figure II.2 : Schéma de circuit de l'onduleur triphasé SVPWM	37
Figure II.3 : Relation de la tension triphasée sur les coordonnées, α , β	37
Figure II.4 : Forme d'onde MLI dans le secteur I et vecteurs d'application	38
Figure II.5 : Représentation des vecteurs de tension dans le repère (α , β).....	38
Figure II.6 : Rapport cyclique pour chaque secteur.....	40
Figure II.7 : Zones de modulation et sur-modulation d'un onduleur de tension à deux niveaux.....	42
Figure II.8. la simulation de la commande SVPWM de la MAS.....	43
Figure II.19 : Secteurs.....	44
Figure II.10 : Rapports cycliques.....	44
Figure II.11: Les périodes de t_0, t_a, t_b	44
Figure II.12 : des courants triphasés de stator.....	45
Figure II.13 : la vitesse de moteur.....	45
Figure II.14 le couple électromagnétique.....	45

Figure II.15.compesent de courant	46
Figure II.16.compesent de flux.....	46
Figure II.17.Structure générale Commande directe du couple classique (DTC).....	47
Figure II.18.flux de moteur.....	51
Figure II.19 trajectoire du flux.....	52
Figure II.20 :des courants triphasés de stator.....	52
Figure II.21 le couple électromagnétique.....	52
Figure II.22 : Vitesse du moteur.....	53
Figure II.23 .Commande directe du couple et du flux DTFC-SVPWM d'un moteur à induction.....	54
Figure II.24 trajectoire du flux.....	55
Figure II.25.flux statorique.....	55
Figure II.26 : Courants triphasés du stator.....	55
Figure II.27 le couple électromagnétique.....	56
Figure II.28 :la vitesse du moteur	56
Figure II.29 Comparaison des résultats des deux méthodes.....	58
Figure III.1 Banc expérimental utilisé.....	60
Figure III.2 Machines électriques et charge.....	60
Figure III.3. Plaque signalétique du moteur asynchrone.....	61
Figure III.4.Onduleur de tension avec sa carte d'adaptation 5v/15v.....	61
Figure III.5.Carte des capteurs de courant et de tension.....	62
Figure III.6.dSPACE 1104.....	63
Figure III.7.Autotransformateur.....	63
Figure III.8.Alimentation DC	63
Figure III.9.Analyseur de puissance.....	63
Figure III.10 Interface ControlDesk.....	64
Figure III.11 : Vitesse du moteur.....	64
Figure III.12 Courant statorique.....	65
FigureIII.13 Flux statorique	65
Figure III.14 . Angle Teta	65
FigureIII.15 Couple.....	66
Figure III.16 Secteur.....	66

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I.1. passage d'un système triphasé au système biphasé.....	18
Tableau II.1.Les secteurs.....	39
Tableau II.2.Table de commutation de Takahashi.....	50

Introduction Générale

La machine asynchrone, par sa construction, est la machine la plus robuste et la moins chère du marché. Les progrès réalisés en commande et les avancées technologiques considérables, tant dans le domaine de l'électronique de puissance que dans celui de la micro-électronique, ont rendu possible l'implantation de commandes performantes de cette machine faisant d'elle un concurrent redoutable dans les secteurs de la vitesse variable et du contrôle rapide du couple [33]. La robustesse, le faible coût, les performances et la facilité d'entretien font l'intérêt de la machine asynchrone dans de nombreuses applications industrielles. Toutefois, le couplage existant entre le flux magnétique et le couple moteur est de nature non linéaire, plus complexe à mettre en œuvre que celui d'un moteur à courant continu (MCC). Malgré cela, depuis plusieurs années, la place du moteur à induction dans les applications industrielles ne cesse de croître [34].

Cependant, de nombreux problèmes demeurent. L'influence des variations des paramètres de la machine, le comportement à l'état défaillant, la présence d'un capteur mécanique, sont autant de difficultés qui ont aiguisé la curiosité des chercheurs dans les laboratoires.

Durant ces dernières décennies, de nombreuses techniques de contrôle de machine asynchrone, telle que les techniques de contrôle à flux orienté ou de contrôle vectorielle, ont vu le jour et nous permettent actuellement de jouir des avantages de la machine asynchrone pour des applications où la vitesse variable est indispensable [35].

La commande directe du couple (DTC) est très utilisée dans le domaine industriel pour la commande des machines, et notamment pour la commande de la machine asynchrone, grâce à sa simplicité et son implantation simple. Ce mémoire sera consacré à l'étude d'une version améliorée de la commande DTC, qui est la commande DTC-SVPWM.

Ce mémoire est organisé en trois chapitres :

Dans le premier chapitre nous présenterons la modélisation de la machine asynchrone ainsi que le convertisseur qui va l'alimenter.

Le deuxième chapitre sera consacré à la simulation de quelques types de commandes de la machine asynchrone, et notamment la commande DTC-SVPWM.

Dans le troisième chapitre nous décrirons le banc expérimental et nous donnerons les résultats expérimentaux de la commande DTC-SVPWM.

Enfin ce mémoire sera terminé par une conclusion générale.

**CHAPITRE I : MODELISATION DE LA MACHINE
ASYNCHRONE TRIPHASEE ET SON ALIMENTATION**

I.1.introduction :

La machine asynchrone (MAS), par sa simplicité de fabrication et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par N. tesla à la fin du 19^{ème} siècle quand il découvrit les champs magnétique tournants engendrés par un système de courants polyphasés [1].

Le moteur asynchrone a un intérêt majeur par rapport aux autres types de moteur par ses qualités de robustesse, de faible cout de fabrication et d'entretien [2].

Il est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie [3]. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électrique glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Le domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes, il tourne à tension et fréquence constantes, il tourne à vitesse variable peu différente de la vitesse synchrone ; c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entrainements à vitesse constante [4].

Le moteur asynchrone permet aussi la réalisation d'entrainements à vitesse variable et la place qu'il prend dans ce domaine ne cesse de croitre.

Pour que le moteur asynchrone soit utilisable dans des régimes de vitesse variable, il doit être commandé par un processus externe qui permet d'ajuster au mieux la tension d'alimentation de manière à répondre aux variations de consigne de vitesse et de couple de charge [3].

I.2.constitution de la machine asynchrone :

Généralement les machines tournantes sans toutes constituées d'une partie fixe et d'une partie tournante. Les machines asynchrones triphasées à cage peuvent etre décomposées, du point de vue mécanique, en trois parties distinctes :

- **Le stator** : partie fixe de la machine où est connectée l'alimentation électrique.
- **Le rotor** : partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique.
- **Les paliers** : partie mécanique qui permet la mise en rotation de l'arbre de moteur [5].

I.2.1.le stator :

C'est la partie fixe du moteur, une carcasse en fonte ou en alliage léger renferme une couronne de tôles minces (de l'ordre de 0,5 mm d'épaisseur) en acier au silicium. Les tôles sont isolées entre elles par un vernis isolant. Le « feuilletage » du circuit magnétique réduit les pertes par hystérésis et par courants de Foucault.

Les tôles sont munies d'encoches dans lesquelles prennent place les enroulements statoriques destinés à produire le champ tournant (trois enroulements dans le cas moteur triphasé).chaque enroulement est constitué de plusieurs bobines. Le mode de couplage de ces bobines entre elle définit le nombre de paires de pôles du moteur, donc la vitesse de rotation [6].

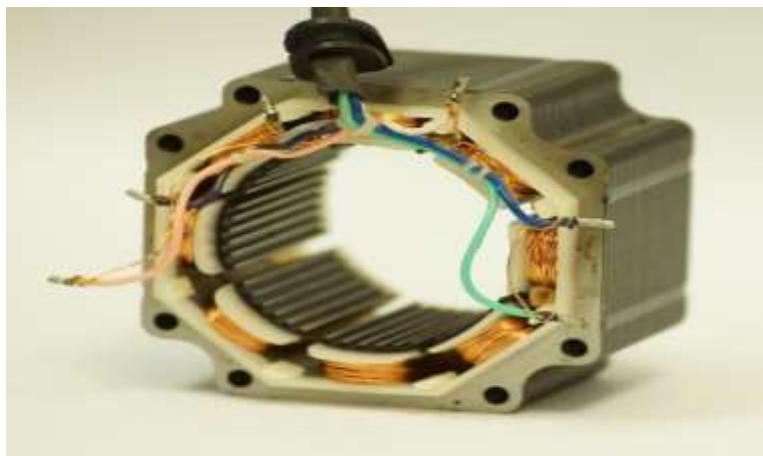


figure.I.1. L'enroulement de stator [24].

I.2.2.Le rotor :

Les différents types de machines asynchrones ne se distinguent que par leur rotor qui peut être bobiné ou bien à cage .Ce dernier est constitué de barres conductrices régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques formant les extrémités, le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil. Bien entendu, cette cage est insérée, à l'intérieur d'un circuit magnétique analogue à celui du moteur à rotor bobiné. Les barres son faites en cuivre, en bronze ou en aluminium, suivant les caractéristique mécanique et électrique recherchées par le constructeur. Dans certaines constructions, notamment pour des moteurs à basse tension, la cage est réalisée par coulées et centrifugation d'aluminium. On démontre que, si le nombre de barres est suffisamment grand, la cage se transforme automatiquement en un circuit polyphasé de polarité adéquate.

Ce type de moteur, beaucoup plus aisé à construire que le moteur à rotor bobiné, est d'un prix de revient inférieur et a une robustesse intrinsèquement plus grande. Il n'est donc pas étonnant qu'il constitue, et de loin, la plus grande partie du parc des mœurs asynchrones en service. Son inconvénient majeur est qu'il ne permet pas d'insérer un rhéostat, et qu'i a au démarrage, de mauvaises performances (courant élevé et couple faible). C'est pour remédier à cette situation qu'ont été développés deux autres types de moteur (rotor à double cage et rotor à double cage et rotor à encoches profondes) [7].



Figure.I.2. rotor à cage [25].



Figure.I.3. Rotor bobiné [26].

I.2.3. Les paliers :

Les paliers, qui permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique, sont constitués de flasques et de roulements à billes insérés à chaude sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage [8].

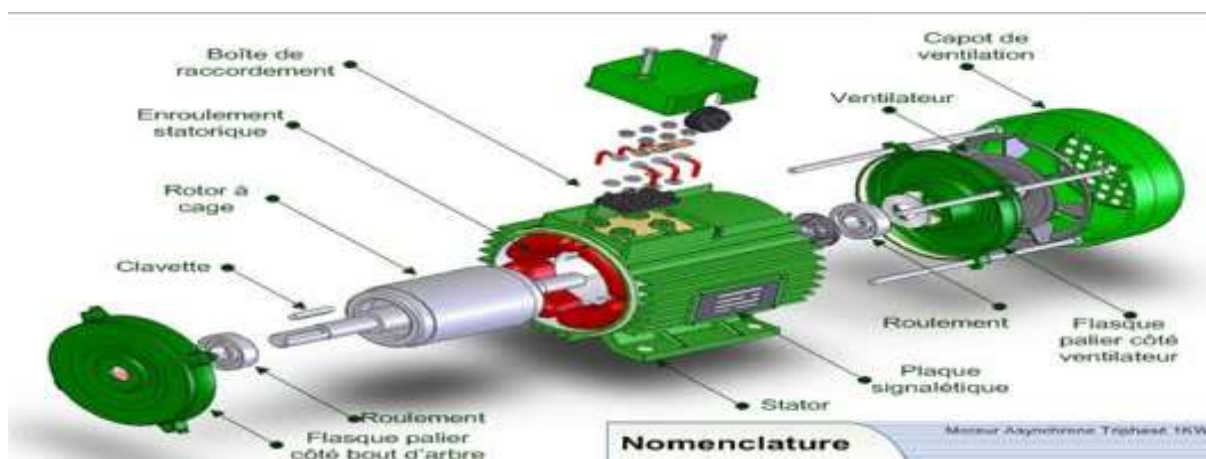


Figure.I.4. Schéma désignant les éléments constituant une machine asynchrone [27].

I.3.Principe de fonctionnement de la machine asynchrone :

Le principe de fonctionnement de la machine repose entièrement sur les lois de l'induction :

- La machine asynchrone est considérée comme un transformateur à champ magnétique tournant dont le secondaire (rotor) est en court-circuit,
- La vitesse de synchronisme Ω_s du champ tournant est liée à la fréquence f_s de la tension triphasée d'alimentation.

$$N_s \text{ (tr/min)} = 60 \cdot \frac{f_s}{P} \text{ Et } f_s \text{ (Hz)} \quad (\text{I.1})$$

P : le nombre de pair de pôles de la machine.

N_s : vitesse de rotation

Selon la loi de Lenz, les courants rotoriques s'opposent à leur cause c'est à dire au déplacement du champ par apport au rotor. Le système des forces va entrainer le rotor à la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse Ω_s ($\Omega_s = \frac{\omega_s}{P}$), cette vitesse ne peut être atteinte ; car il n'y aurait plus de courants induits donc plus de forces et le rotor tourne à une vitesse Ω_r ($\Omega_r = \frac{\omega_r}{P}$) inférieure à Ω_s : la machine est dite asynchrone. De ce fait, selon que Ω_r est inférieure (hypo synchrone) ou supérieure (hyper synchrone) à Ω_s la machine développe Respectivement un couple moteur tendant à accroître Ω_r ou un couple résistant Tendant à réduire Ω_r , de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau dépend donc du signe de l'écart ($\Omega_s - \Omega_r$) [4].

On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement " g " défini par :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \quad (\text{I.2})$$

Dans les conditions nominales de fonctionnement du fonctionnement de la machine en moteur, le glissement exprimé en pourcent est de quelque unité. Une augmentation de la charge mécanique provoque une augmentation du glissement et des pertes joules dans les enroulements statoriques.

I.4.Modélisation de la machine asynchrone (MAS) :

L'étude de cette machine traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel des hypothèses simplificatrices [9] :

- ❖ L'entrefer constant ;
- ❖ L'effet d'encoche négligé.
- ❖ Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer ;
- ❖ Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constant ;
- ❖ Pertes ferromagnétique négligeables ;

- ❖ L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- ❖ L'association du flux
- ❖ La Constance des résistances statoriques et rotoriques
- ❖ La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statorique et rotorique en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques,

La représentation schématique de la MAS dans l'espace électrique est donnée sur la Figure.I.5. Elle est munie de six enroulements, Le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalés de 120°, Ces enroulement sont en court-circuit et la tension à leurs bornes nulle.

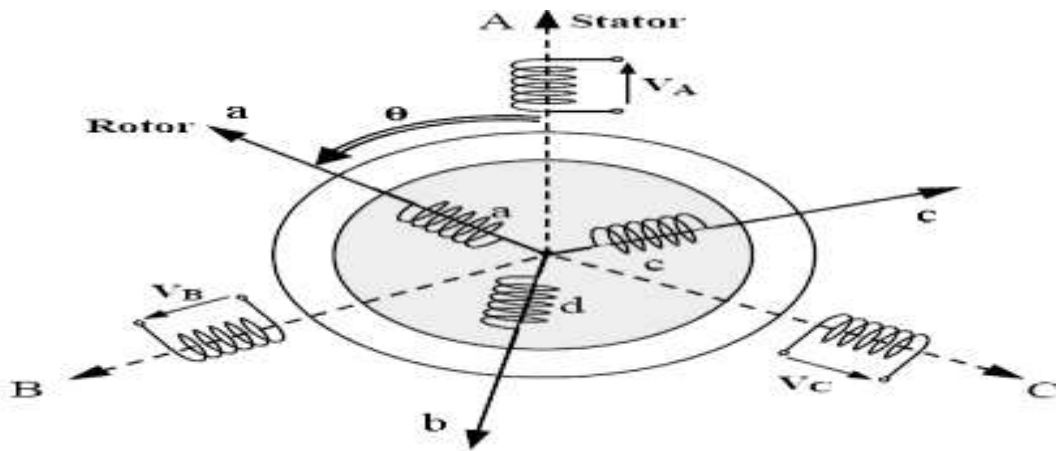


Figure.I.5 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée [27].

I.4.1. Equations électriques :

Les six enroulements (a, b, c, A, B, C,) représentent sur la figure (I.5) obéissent aux équations matricielles suivantes, [10]

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\Psi_s] \tag{I.3}$$

$$[V_r] = [R][I_r] + \frac{d}{dt} [\Psi] = [0 \ 0 \ 0]^T \tag{I.4}$$

Avec :

$[V_s]$: Vecteur tension.

$[I_s]$: Vecteur courant.

$[\Psi_s]$: Vecteur flux statorique.

$[R]$: Matrice résistance.

S, r : Indices stator et rotor, respectivement.

I.4.2.Equation magnétique :

Les hypothèses simplificatrices citées antérieurement conduisent à des relation linéaires les flux et les courants de la machine asynchrone, ces relations s'écrivent matricielle-ment comme suit, [11] :

Pour le stator :

$$[\Psi_s] = [L_s][I_s] + [M_{rs}][I_r] \quad (I.5)$$

Pour le rotor :

$$[\Psi_r] = [L_r][I_r] + [M_{rs}][I_s] \quad (I.6)$$

$[L_s]$, $[L_r]$: les matrices d'inductance statorique et rotorique ;

$[M_{rs}]$: correspond à la matrice des inductances mutuelles stator-rotor.

On désigne par :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$$[L_s] = [M]^T = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) \\ \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\frac{\pi}{3}) \\ \cos(\theta + 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

θ : La position propre entre le stator et le rotor ;

L_r, L_s : Inductance propre du rotor et du stator, respectivement ;

M : Inductance mutuelle cyclique entre stator-rotor ;

Finalement les équations de tensions deviennent :

Pour le stator :

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \}$$

(I.10)

Pour le rotor :

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][I_{rabc}] + [M_{rs}][I_{sabc}] \} \quad (I.10)$$

I.4.3. Equations mécaniques :

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électrique (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécanique (couple, vitesse) [12]

$$C_{em} = p[Isabc]T \frac{d}{dt} [Msr][IrABC] \quad (I.11)$$

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f_r \Omega \quad (I.12)$$

Avec : J : moment d'inertie des masses tournantes.

C_r : vitesse rotorique.

C_{em} : Couple électromagnétique.

f_r : Coefficient de frottement visqueux.

$f_r \Omega$: Terme de couple de frottement visqueux.

I.5. Transformation du système triphasée :

La mise en équation des moteurs triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variable. On utilise alors des transformations qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équation différentielles à coefficients constants.

Les transformations utilise doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transforme [12] ;

I.5.1. Transformation CLARKE/CONCORDIA :

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé abc vers un système diphasé α, β . Il excite principalement deux transformations : Clarke et Concordia. La transformation de Clarke conserve L'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple (on doit multiplier par un coefficient 3/2). Tandis que celle de Concordia, qui est normée, elle conserve la puissance mais pas les amplitudes. [13]

Transformation de Concordia	Transformation de Clarke
Passer d'un système triphasé abc vers un système diphasé $\alpha \beta$	
$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{23}} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \end{bmatrix} \text{ C. à-d. } [X_{\alpha\beta}] = T_{23} [X_{abc}]$ Avec $T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \text{ C.-à-d. } [X_{\alpha\beta}] = C_{23} [X_{abc}]$ Avec $C_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$
Passer d'un système diphasé $\alpha \beta$ vers un système abc	
$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{32}} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \text{ C.-à-d. } [[X_{abc}] = T_{32} [X_{\alpha\beta}]$ Avec $T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{32}} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \text{ C.-à-d. } [X_{abc}] = C_{32}$ Avec $C_{32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$

Tableau (I.1.) passage d'un système triphasé au système biphasé

Le choix de matrice de passage non-norme (Clarke) est bien pratique en commande où l'on traite des grandeurs d q (I_{ds}, I_{qs} , que verra par la suite). En effet, cela permet, par exemple, d'apprécier directement le module du courant qui est absorbé par le moteur, sans avoir à passer par un coefficient multiplicateur. Mathématiquement parlant, le choix d'une matrice normée (Concordia) est souvent utilisé pour des raisons de symétrie de transformation directe et inverse. Nous allons utiliser la transformation de Concordia dans notre modélisation son application aux équations de la machine écrites ci-dessous [14] donne :

$$T_{23} [V_{\alpha\beta s}] = [V_{\alpha\beta s}] = T_{23} \left\{ R_s [I_{abc s}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{abc s}] \right\} \quad (I.13)$$

$$[V_{\alpha\beta s}] = R_s T_{23} [I_{abc s}] + \frac{d}{dt} T_{23} [\Psi_{abc s}] \quad (I.14)$$

$$[V_{\alpha\beta s}] = R_s [I_{abc s}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{\alpha\beta s}] \quad (I.15)$$

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

$$[V_{\alpha\beta r}] = R_r [I_{\alpha\beta r}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{\alpha\beta r}] \quad (I.16)$$

Ainsi que l'écriture des flux en fonction des courants. L'intérêt pour les flux, c'est que les matrices 3*3 des inductances vont être réduites à des matrices 2*2. On a alors l'apparition des inductances cyclique

$$L_s = l_s - m_s \quad (I.17)$$

$$L_r = l_r - m_r \quad (I.18)$$

$$M = \frac{3}{2} m_{sr} \quad (I.19)$$

$$\text{Ou la matrice } P(\Theta) \text{ est la matrice de rotation : } P(\Theta) = \begin{bmatrix} \cos \Theta & -\sin \Theta \\ \sin \Theta & \cos \Theta \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

Ces transformations que la transformation de Concordia ou de Clarke qui constitue la transformation de Park.

Alors on peut écrire toute grandeur dans le repère (dq) en utilisant le produit matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Theta & -\sin \Theta \\ \sin \Theta & \cos \Theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \text{ Avec: } \bar{x} = (\bar{I}_{s,r}, \bar{V}_{s,r}, \bar{\Psi}_{s,r}) \quad (I.21)$$

I.5.2. Transformation de Park :

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en un modèle unique. Cette conversion est appelée souvent transformation des axes, fait correspondant aux deux enroulements de la machine originale suivie d'une rotation, les enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. Cette transformation ainsi, pour l'objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendants de l'angle de rotation [14].

I.5.3. Différents repères :

L'isotropie du moteur asynchrone permet une souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes à l'aide des composantes de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, se ramène pratiquement à trois référentiels (systèmes biphasés) orthogonaux : [14]

- Référentiel immobile par rapport au stator : $(\alpha - \beta) \rightarrow \omega = 0$.
- Référentiel immobile par rapport au rotor : $(x - y) \rightarrow \omega = \omega_r$.
- Référentiel immobile par rapport au champ tournant : $(d - q) \rightarrow \omega = \omega_s$.

Où : ω : la Vitesse angulaire du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

La transformation de Park est définie par la matrice normalisée [P] comme suit [9] :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\Theta) & \cos(\Theta - 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\Theta + 2\frac{\pi}{3}) \\ -\sin(\Theta) & -\sin(\Theta - 2\frac{\pi}{3}) & -\sin(\Theta + 2\frac{\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

$\sqrt{\frac{2}{3}}$: le facteur ($\sqrt{\frac{2}{3}}$) : pour la conservation de la puissance électrique instantanée.

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [M]^T = \begin{bmatrix} X_u \\ X_w \\ X_o \end{bmatrix} \text{ Avec : } [P]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

I.6.Type de commande dans la machine asynchrone :

I.6.1.Commande scalaire :

C'est l'une des premières commandes, développée pour la variation de vitesse des moteurs asynchrones. Dans cette commande, on s'intéresse qu'à l'amplitude de la variable contrôlée et non à sa phase. On considère dans la littérature deux types de commande scalaire [15, 16,17] :

- 1) La commande scalaire indirecte où le flux magnétique est contrôlée en imposant le rapport amplitude / fréquence de la tension ou du courant.
- 2) La commande scalaire directe où le flux magnétique est contrôle à partir de son estimation ou de sa mesure.

La deuxième méthode est plus difficile à mettre en pratique et nous nous intéressons uniquement à la première approche qui par sa implicite est la plus utilisées [5,12]. En régime statique, le couple est déterminé selon l'équation.

$$C_e = 3p \frac{\varphi_F^2}{R_r} \omega_r \quad (I.24)$$

Cette équation montre que si le flux est maintenu constant, on obtient une caractéristique de commande rappelant celle de la machine à courant continu où le rôle du courant d'induit est joué par la pulsation rotorique ω_r .

En négligeant la chute de la tension ohmique dans le bobinage statorique, le flux rotorique peut être maintenu constant si la tension statorique reste proportionnelle à la pulsation [12]. Cette hypothèse n'est plus applicable aux basses Vitesse et il faut alors imposer à la tension statorique une valeur plus grande que celle que donnerait un rapport (tension/pulsation) constant [18, 19,17].

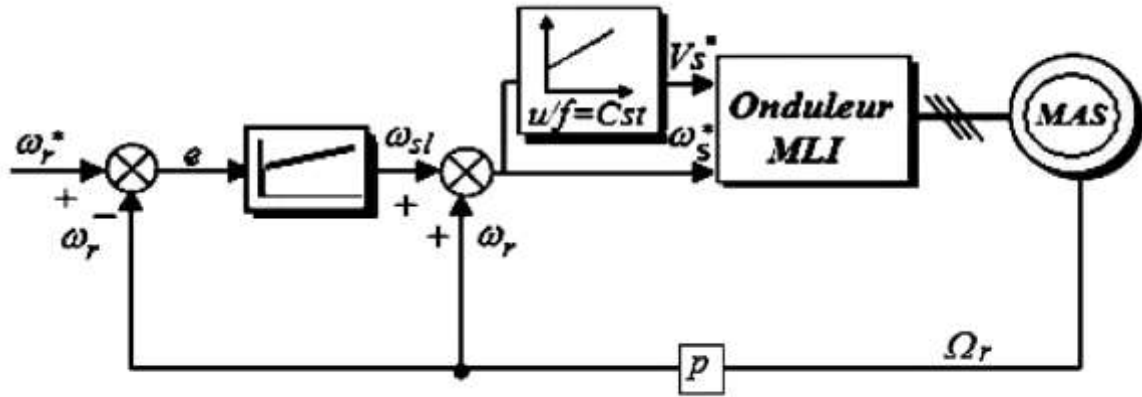


Figure.I.6. Schéma Classique de commande scalaire [28].

La figure (I.6) représente le schéma classique de commande scalaire indirecte [20] L'erreur e de vitesse permet par l'intermédiaire d'un régulateur PI de générer la pulsation de glissement ω_{sl} qui ajoutée à la pulsation rotorique ω_r donne la pulsation ω_s^* des tensions statorique [18].

De cette dernière, on détermine la tension statorique V_s^* en utilisant la loi (u/f) constant [21,18], cette stratégie de contrôle permet d'obtenir de bons résultats pour des consigne de vitesse sensiblement constant, cependant, pour un démarrage ou pour une inversion de sens de rotation de la machine. Le flux oscille fortement avec des grandes amplitudes et son module est variable durant les régimes transitoires [20,21]. Ceci explique pourquoi les relations utilisées pour calculer cette commande ne sont valable que dans le régime permanent.

Ces oscillations vont se reproduire sur la qualité du couple et la vitesse, dégradant ainsi les performances en régime transitoire de la machine. Ce type de commande n'est donc employé que pour des applications où la variation de vitesse n'est pas grande telle en pompage ou en ventilation [22,23]. Ainsi, ce type de contrôle est inadapté lorsque l'on veut réaliser un positionnement de la machine tel en robotique ou en commande numérique de machine outils, il faut alors faire appel à des technique plus adaptées telle que la commande vectorielle, objet de notre étude.

I.6.2. Commande vectorielle (FOC) :

Introduite par Blaschke [22] en 1972, elle constitue une révolution historique pour la commande de la machine asynchrone. Cette technique consiste à ramener le comportement de la machine asynchrone, du point de vue variation de vitesse, à celui du moteur à courant continu [20-21], en effectuant un découplage entre le flux et le couple électromagnétique [10] Cette stratégie de commande utilise deux boucles de régulation pour contrôler en même temps le couple et flux voire la figure.I.7.

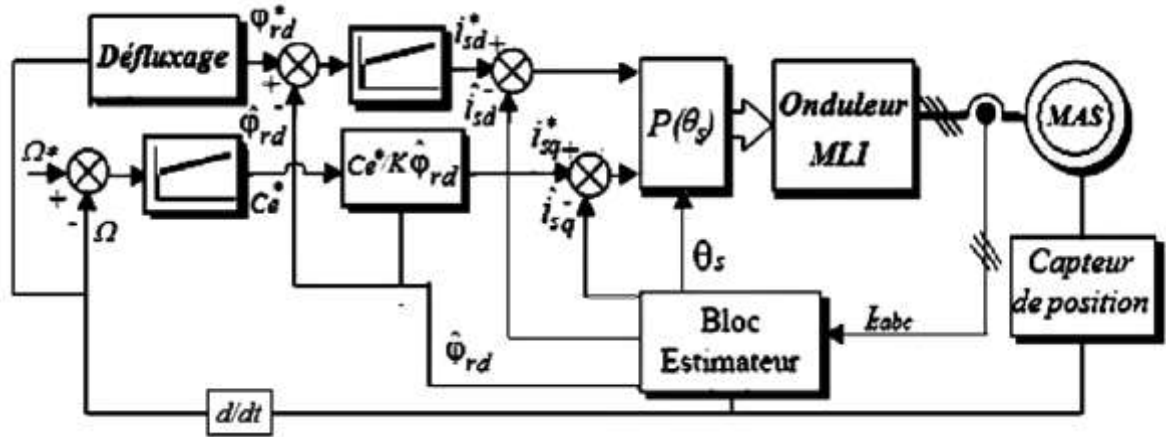


Figure.I.7. Structure Générale du contrôle direct à flux rotorique orienté [29].

Sa précision est très bonne pour le couple et la vitesse. Toute méthode a des inconvénients et ceux de cette technique sont le volume de traitement informatique nécessaire pour son implémentation et l'obligation de faire une bonne identification des paramètres du moteur [23-21]. Elle présente aussi une grande sensibilité aux variations de ces paramètres, notamment à celle de la résistance rotorique dont la valeur change sensiblement avec la température [15,20]. Toute différence résistance entre les paramètres utilisés par l'algorithme de la commande vectorielle, et les paramètres réels du moteur se traduit par des erreurs dans les valeurs de sortie du flux et du couple, ce qui entraîne l'augmentation des pertes dans la machine et la diminution des performances du système à contrôler [21,24].

I.6.3. Commande directe de couple (DTC) :

Au milieu des années 80, une stratégie de contrôle directe du couple de la machine asynchrone apparue dans la Takahashi et T. Noguchi [25,26] et de Depenbrock [41]. Le principe de la commande DTC est la régulation directe du couple de la machine, par l'application de la différence vectrice tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandés par des comparateurs à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension optimal à appliquer à chaque instant de commutation [30,32]. L'utilisation de ce type de régulateurs suppose l'existence d'une fréquence de commutation dans le convertisseur variable nécessitant un pas de calcul très faible [40].

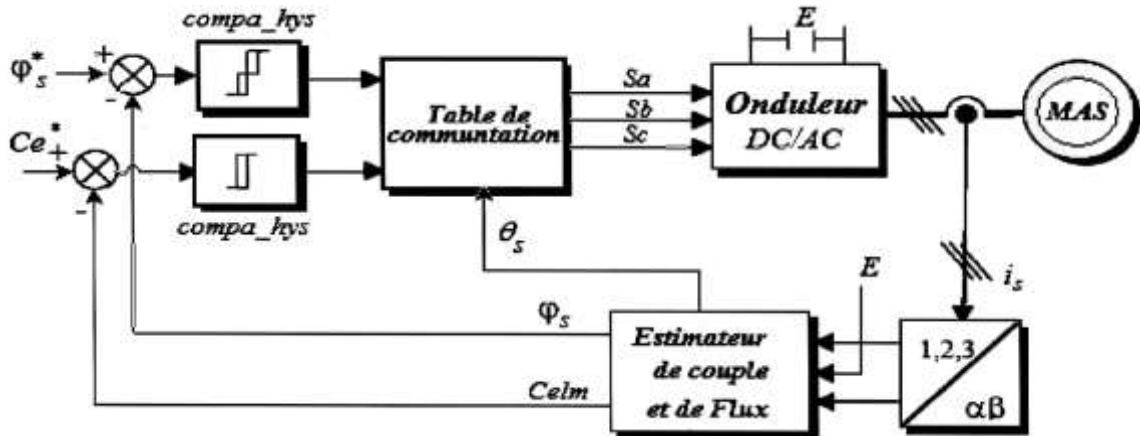


Figure.I.8. Synoptique de la commande DTC classique 2-niveaux [30].

Dans une commande DTC il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs à hystérésis [27]. Cette condition se traduit par la nécessité de travailler avec des systèmes informatiques de haute performance afin de satisfaire aux contraintes de calcul en temps réel.

I.6.3.1. Caractéristique générale d'une commande directe de couple :

- La DTC est basée sur la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tension statorique de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches des formes sinusoïdales.
- La réponse dynamique du couple de la machine est très rapide.
- L'existence des oscillations de couple qui dépend de la largeur des bandes des comparateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis.

I.6.3.2. Avantages de la commande directe de couple :

- Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.
- Utilise un modèle simplifié du moteur à induction.
- Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).
- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
- Elle exige deux comparateurs à hystérésis et un contrôleur de vitesse du type PI, tandis que dans la commande vectorielle exige 2 régulateurs PI et un modulateur de PWM.

- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- La réponse dynamique du couple est très rapide.
- Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.
- Possibilité d'appliquer les algorithmes du système avec des cartes d'acquisition [24] [28].

I.6.3.3. Inconvénients de la commande directe de couple :

- L'existence de problème à basse vitesse (influence du terme résistif).
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- L'existence des oscillations de couple.
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis) [28].

Ce qui conduit à un contenu riche en harmonique qui fait augmenter les pertes et amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques.

Cependant, la DTC est une commande qui est basée sur l'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique. Seule la variation de la résistance du stator, due aux changements de la température ou le fonctionnement à des vitesses de rotation petites, dégradent les performances de la commande DTC [30,29]. Cette variation peut être rapide et aléatoire, c'est pourquoi, l'implantation d'un estimateur de cette résistance ou un observateur d'état est plus que nécessaire, afin de corriger ou d'estimer le flux et le couple [31,32]. Pour résoudre l'inconvénient précédent, divers travaux ont été faits dans lesquels ont visé des arrangements et des algorithmes pour considérer la variation de la résistance statorique [33], dans [34], apparaît un nouvel arrangement de DTC qui utilise la troisième harmonique de la tension statorique pour estimer le flux et le couple en présence de la variation de la résistance statorique, cet arrangement a donné une bonne amélioration dans le fonctionnement, avec un démarrage rapide et robuste du moteur à vitesse réduit.

I.7. Modélisation de l'onduleur de tension :

L'onduleur de tension est un convertisseur d'énergie permettant d'onduler la tension du bus continu et la fournir au bobinage du rotor de la machine. La tension continue est considérée constante. Cette hypothèse nous permet de faciliter la commande du convertisseur, ainsi la bidirectionnalité de la puissance entre le rotor de la machine et le réseau est possible à travers un niveau de tension du bus continu supérieur à la valeur crête de la tension ondulée.

En raison des hypothèses simplificatrices, l'onduleur considéré est à deux niveaux

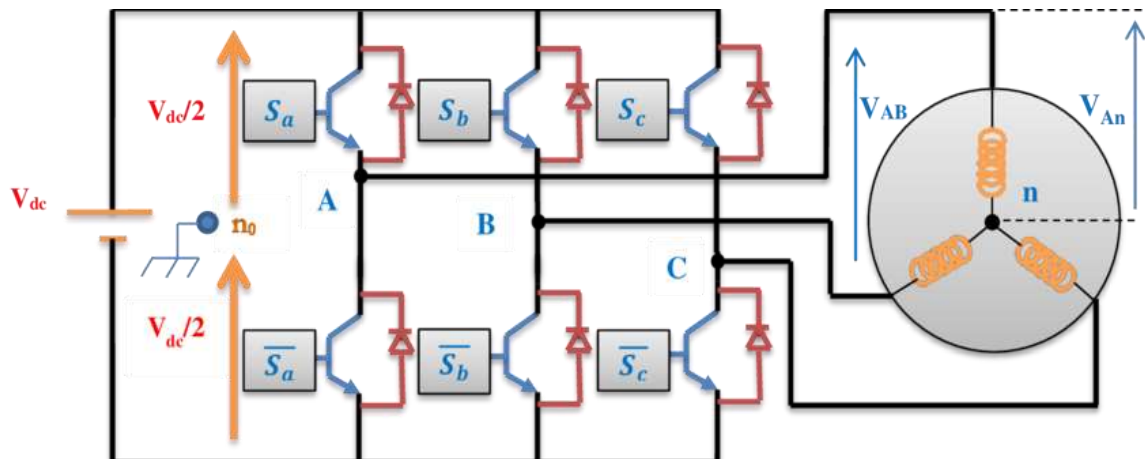


Figure.I.9 Onduleur à deux niveaux [31].

I.7.1.Modèle de l'onduleur à deux niveaux :

La symétrie supposée des onduleurs à deux niveaux permet leur modélisation par bras, après avoir modélisé chaque couple transistor-diode par un seul interrupteur bidirectionnel S_i , il devient possible de déduire un modèle de l'onduleur

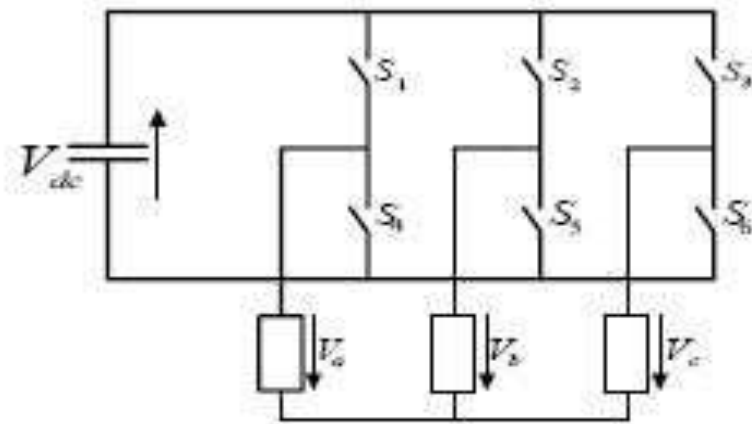


Figure.I.10. Modèle équivalent de l'onduleur à deux niveaux [32].

Pour exprimer les tensions de lignes en fonction de la tension dans l'étage continu de l'état des commutateurs, on définit les variables (S_a, S_b, S_c) en fonction de l'état des commutations dans les trois branches :

Branche 1 :

$$S_a = 0 \quad \text{si} \quad S_1 \text{ est ouvert et } S_4 \text{ est fermé ;}$$

$$S_a = 1 \quad \text{si} \quad S_1 \text{ est fermé et } S_4 \text{ est ouvert ;}$$

Branche 2 :

$S_b = 0$ si S_2 est ouvert et S_5 est fermé ;

$S_b = 1$ si S_2 est fermé et S_5 est ouvert.

Branche 3 :

$S_c = 0$ si S_3 est ouvert et S_6 est fermé ;

$S_c = 1$ si S_3 est fermé et S_6 est ouvert.

Les tensions composées à la sortie du convertisseur s'expriment alors par :

$$U_{ab} = V_{dc}(S_a - S_b) \quad (I.25)$$

$$U_{bc} = V_{dc}(S_b - S_c) \quad (I.26)$$

$$U_{ca} = V_{dc}(S_c - S_a) \quad (I.27)$$

Si on considère que les tensions sont équilibrées, on peut déduire les expressions des tensions en lignes par rapporte aux tensions composées :

$$V_A = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{bc}) \quad (I.28)$$

$$V_B = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ca}) \quad (I.29)$$

$$V_C = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{ab}) \quad (I.30)$$

Ainsi l'onduleur est pris en compte dans les simulations par l'intermédiaire de l'équation classique suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.31)$$

Les composantes de la tension alimentant la machine peuvent être exprimées en utilisant le passage triphasé triphasé- biphasé par le biais de la matrice CONCORDIA respectant le transfert de la puissance.

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (I.32)$$

I.8.Simulation du moteur asynchrone :

La machine asynchrone est normalement alimentée à partir du réseau industriel par un système de tension triphasées équilibre.

Dans certaines applications pour lesquelles la vitesse est nécessaire, le moteur sera alimenté par un système de tension triphasée ou par un système de courants triphasés (injectés) dans les enroulements du stator, par l’intermédiaire d’un convertisseur électronique de puissance placé entre le moteur et le réseau industriel électrique.

La figure I.11 représente le schéma bloc du modèle obtenu, ce dernier sera simulé à l’aide du logiciel SIMULINK sous MATLAB. Les paramètres de la MAS utilisée dans ce travail sont donnés en dans Figure.I.11 ci-dessous :



Figure.I.11 paramètre d’une machin asynchrone

La simulation sera faite dans les deux référentielles (d,q) et (α,β). Pour un essai en charge nominale après un démarrage à vide.

Les tensions d’alimentation ont supposé parfaitement sinusoïdales d’amplitudes égales et constantes, elles peuvent présente comme suit :

$$V_{sa} = \sqrt{2}V_s \sin(W_s t) \tag{I.33}$$

$$V_{sb} = \sqrt{2}V_s \sin\left(W_s t - \frac{2\pi}{2}\right) \tag{I.34}$$

$$V_{sc} = \sqrt{2}V_s \sin\left(W_s t + \frac{2\pi}{2}\right) \tag{I.35}$$

Avec :

V_s : valeur efficace de tension

w_s : pulsation d’alimentations

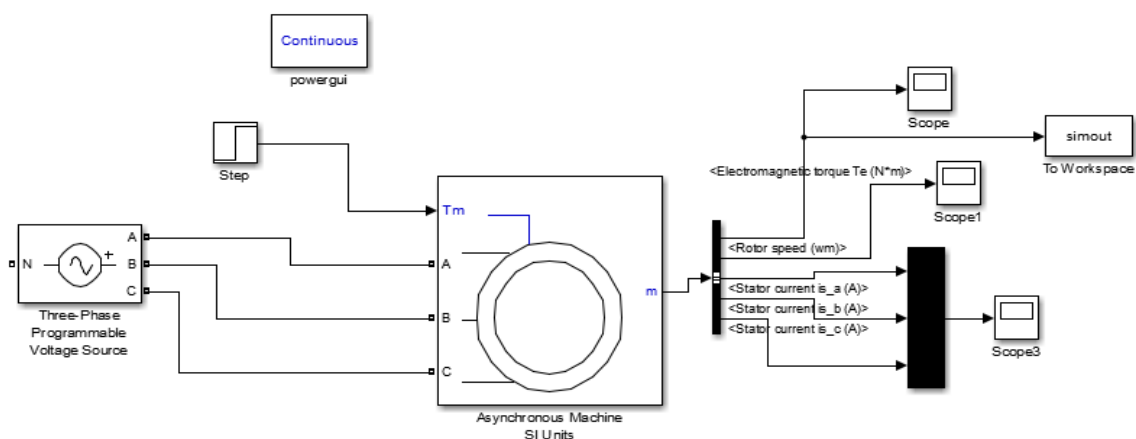
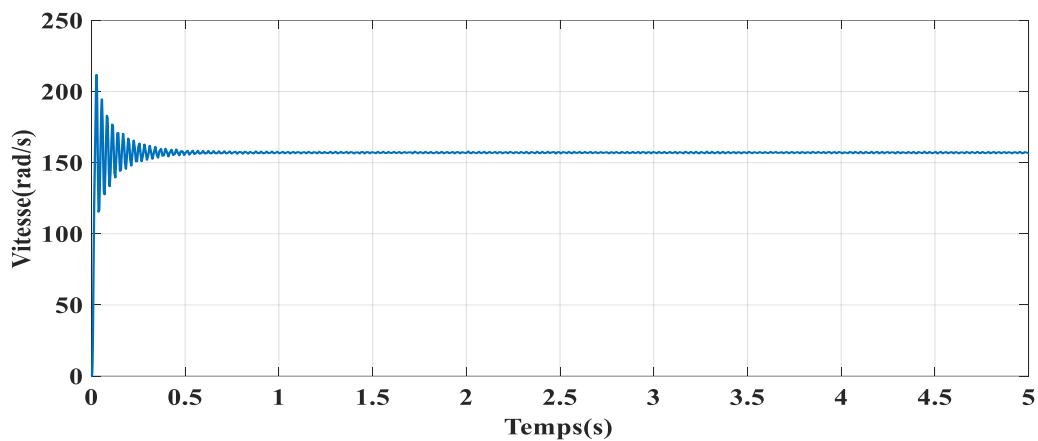


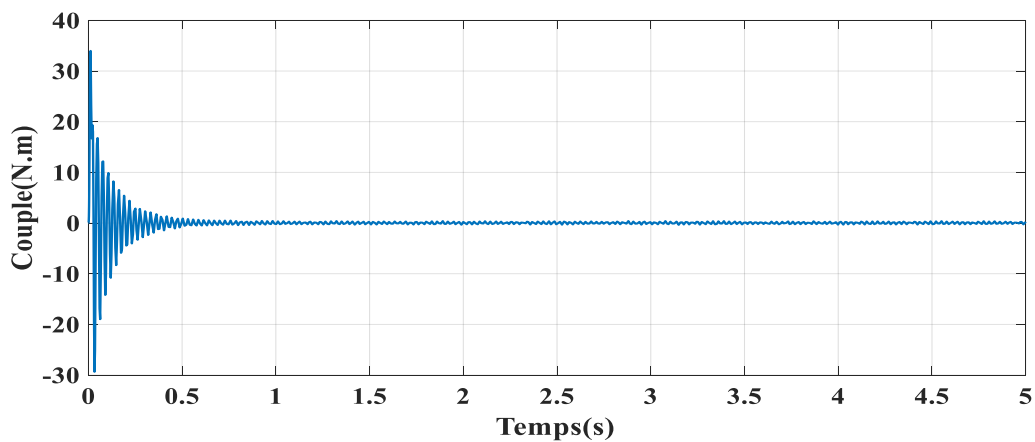
Figure.I.12. Bloc de modelé de la machine asynchrone

I.8.1.Le résultat de la simulation :

➤ Démarrage à vide :



FigureI.13 vitesse du moteur



figureI.14. le couple électromagnétique

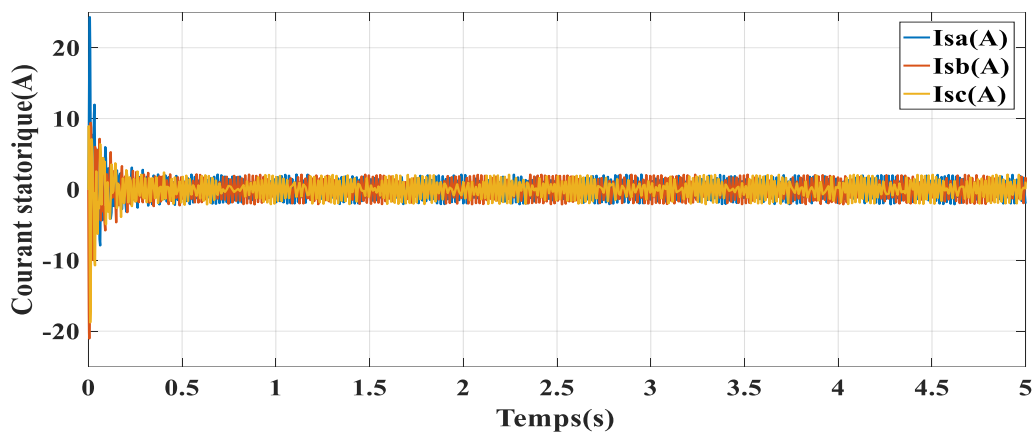


Figure.I.15. courant du stator

➤ En charge : ($C_r=5N.m$)

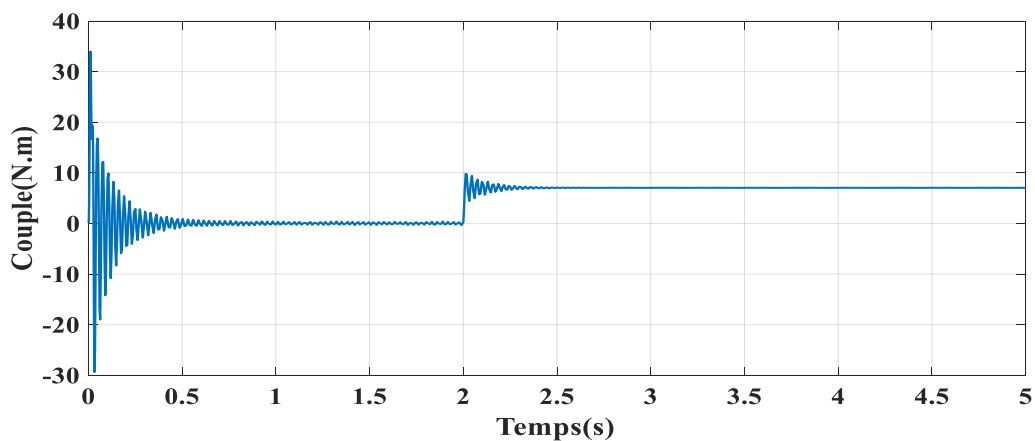
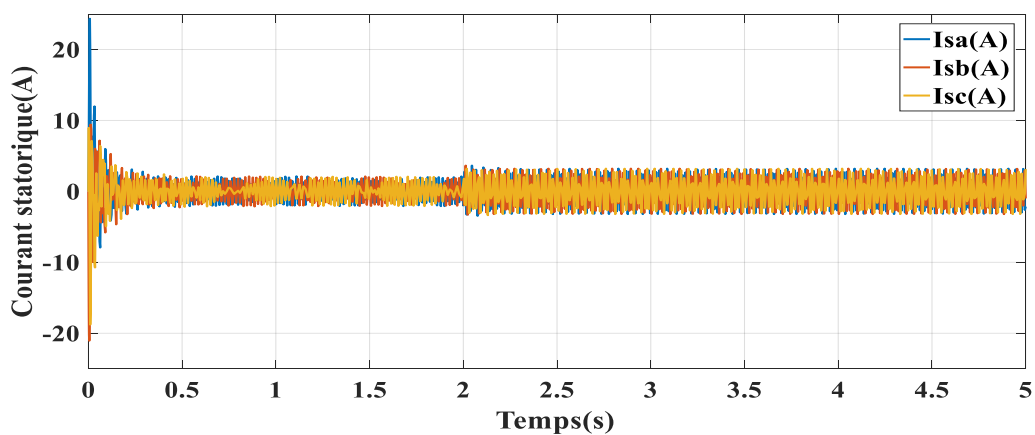
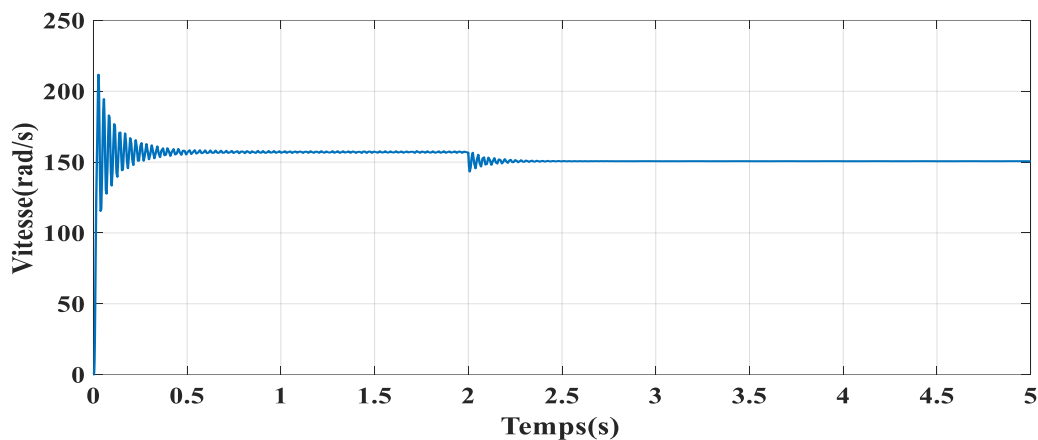


Figure I.16.le couple électromagnétique



.Figure.I.17. Courant du stator



FigureI.18 vitesse du moteur

I.8.2. Interprétation des résultats de simulation :

En première étape on va simuler numériquement le fonctionnement de la machine asynchrone alimenté directement par le réseau standard 220/380, 50HZ et sans l'application de perturbation ($C_r=0$).

Aux premiers instants, le courant statorique présente des oscillations successives autour de zéro, mais qui disparaissent rapidement au bout de quelque alternance, le régime permanent est atteint, cette oscillation peut être à l'origine de la destruction de la machine par échauffement en cas de répétition excessives.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, présente aux premiers instants de démarrage des battements importants suivi d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro.

Dans la deuxième étape, une perturbation du couple ($C_r=5N.m$) est appliquée à l'arbre du moteur à instants ($t=2s$).

Lors de l'application de la charge, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée.

Avant de se stabiliser à la valeur de couple résistant, on constate une décroissance de la vitesse rotorique qui se traduit par un glissement très fort. Les courants statoriques évoluent selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

I.9.Conclusion :

Dans ce chapitre on a présenté une brève étude sur la machine asynchrone, sa structure, son principe de fonctionnement et les différentes stratégies de sa commande et sa modélisation sous forme d'équations mathématiques ainsi que ses avantages et ses inconvénients. Nous avons fait une simulation de cette machine avec Matlab/SIMULINK, nous avons effectuée deux tests différents en boucle ouverte, un test à vide et un test en charge. Ces tests montrent la dynamique de la machine asynchrone n'est pas bonne en boucle ouverte et que la vitesse varie avec la charge. Nous avons également présenté la modélisation de l'onduleur de tension. Au chapitre suivant, nous allons aborder la commande de la machine asynchrone par la technique DTC.

CHAPITRE II : ETUDE EN SIMULATION DES TECHNIQUES DTC

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 des entraînements alternatifs à vitesse variable. [36]

Les harmoniques à la sortie du convertisseur causent l'échauffement de la machine ainsi que les pulsations de couple. Par contre, les harmoniques à l'entrée provoquent des perturbations sur le réseau. Avec la disponibilité des transistors de puissance à coût moindre et le développement des algorithmes MLI, il est devenu possible d'utiliser la technique MLI pour améliorer la forme d'onde du courant du moteur et par conséquent minimiser des harmoniques provoquant l'échauffement de la machine et les pulsations du couple .[36]

II.2.Onduleurs de tension triphasés :

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquence variables à partir d'un réseau standard 220/380V-50Hz. Après redressement, la tension filtrée est appliquée à l'onduleur. [37]

Chaque groupe transistor-diode assemblé en parallèles forme un interrupteur bicommandable (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire à celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation ou cellule de commutation. Les d'interrupteurs d'un bras doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court -circuit de la source d'autre part. Les diodes sont des diodes à roue libre assurant la continuité du courant. [37]

II.2.1.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.

Parmi les différents types de commande on trouve [42] :

- *La commande à onde rectangulaire.
- *La commande à créneaux de largeur variable.
- *La commande à paliers (en marche d'escalier).
- *La commande à modulation de largeur d'impulsions (MLI).

On s'intéressera dans notre travail à la commande MLI.

II.3. La modulation de largeur d'impulsion (MLI) :

Les ondes délivrées par les onduleurs à commande pleine onde ou à commande décalée sont riches en harmoniques. Pour atténuer ces harmoniques on peut placer en sortie de l'onduleur un filtre. Le filtrage de la tension ou du courant de sortie d'un onduleur ne délivrant qu'un créneau de tension ou de courant par alternance est difficile et onéreux, car le premier harmonique à éliminer (3 ou 5) a une fréquence proche de celle du fondamental. La modulation de largeur d'impulsion s'avère être la technique la plus appropriée pour la commande de l'onduleur tout en ayant une bonne performance [36].

II.3.1.Principe de la commande de l'onduleur par la stratégie MLI sinus-triangle :

Le principe général de la commande MLI consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance).

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux [43]. Le premier, appelé signal de référence, de fréquence F représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence. Le second, appelé signal de la porteuse, de fréquence F_p c'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence [38].

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs. Lorsque le signal de référence est au-dessus du signal de la porteuse, l'impulsion de sortie est 1 et lorsqu'il est au-dessous de la porteuse, l'impulsion de sortie est égale à 0.

Donc le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant [38] :

Si $U_r \geq U_p$ alors $S(t)=1$ sinon $S(t)=0$

U_r : Tension de référence

U_p : Tension de porteuse

$S(t)$: est le signal MLI résultant

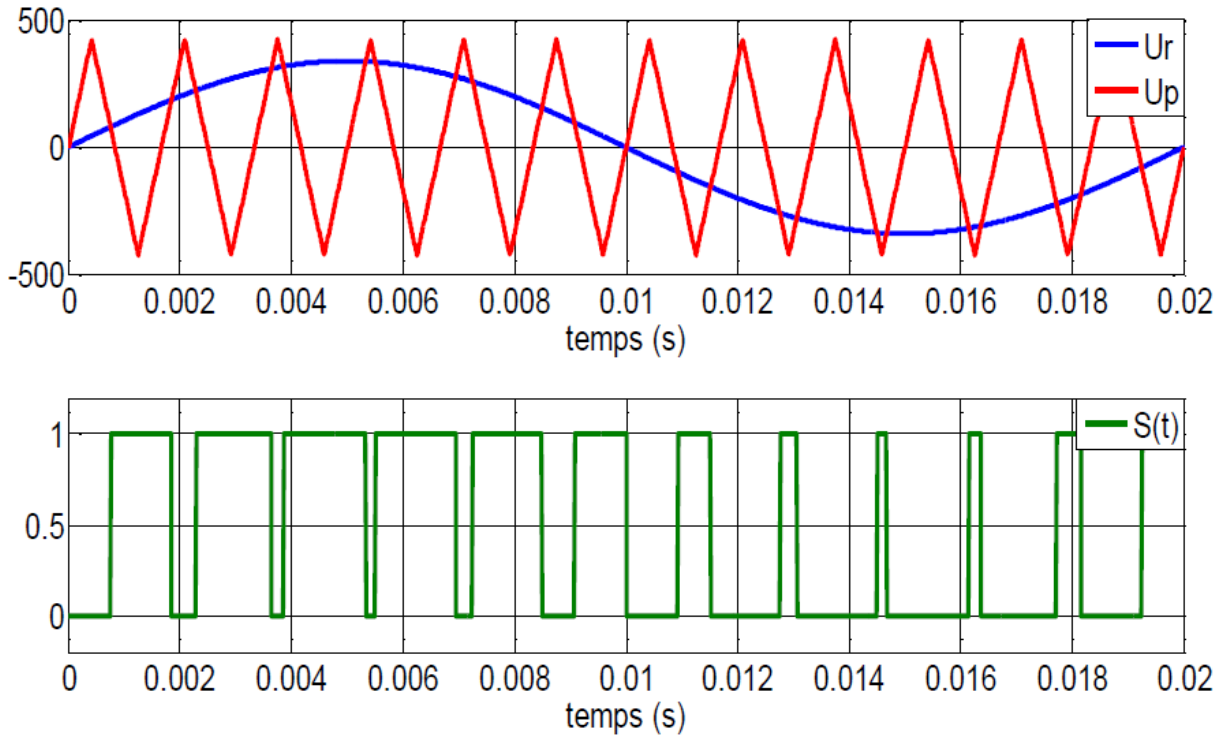


Figure II.1. Illustration de la MLI sinus-triangle [38]

II.3.2. Types de la modulation de largeur d’impulsion (MLI) sinus-triangle :

Il existe deux types de modulation :

- Modulation naturelle.
- Modulation régulière.

II.3.2.1. 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 où le basculement a lieu, car ce basculement correspond à des intersections des deux ondes (porteuse et modulatrice) instantanées [36].

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’impulsion en utilisant des expressions Analytiques.

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres [40] :

$$m = F_p / F \tag{II.1}$$

m : L'indice de modulation qui est défini comme étant le rapport entre la fréquence de la porteuse F_p et la fréquence du signal de référence F .

$$r = U_r / U_p \quad (\text{II.2})$$

r : Le taux de la modulation (le coefficient de réglage en tension) qui est défini comme étant le rapport entre l'amplitude de tension de référence U_r et la valeur crête de la porteuse U_p .

On considère l'alimentation de l'onduleur comme une source parfaite, supposée être constituée par deux générateurs de f.é.m. égale à $E/2$ connectés entre eux par un point Commun (0) [38].

II.3.2.2. Modulation régulière :

Les techniques MLI à échantillonnage régulier dérivent de la technique triangulée-sinusoidale. Elle consiste donc à comparer une porteuse triangulaire à une version discrétisée de la référence [36].

On distingue :

1. Technique à échantillonnage régulier symétrique :

Dans cette technique, les tensions de référence sont échantillonnées à des instants périodiquement espacés, pour modifier on échantillonne par rapport à la version précédente où l'on cherche à rendre le signal identique à l'instant T_e , afin de réduire les harmoniques. L'onde modulée est échantillonnée à chaque pic positif de la porteuse. Cette valeur est maintenue constante sur la période de hachage T en utilisant le prédateur d'ordre zéro [39].

2. Technique à échantillonnage régulier asymétrique :

La distorsion par deux harmoniques peut-être réduite en effectuant deux échantillonnages de la référence sinusoidale par période de l'onde triangulaire. Tout en gardant la même fréquence pour les commutations des interrupteurs, on peut doubler la fréquence d'échantillonnage et améliorer la réponse en diminuant le taux distorsion .pour cela on effectue un échantillonnage tout la demi période de la MLI [39].

II.3.3. MLI vectorielle (SVPWM) :

La technique de modulation vectorielle est une variante de la commande par modulation de largeur d'impulsion qui se base sur la représentation vectorielle des tensions dans le plan complexe. Elle est devenue très populaire au cours de ces dernières années, en particulier pour des applications d'entraînement d'une machine asynchrone [36].

Nous allons étudier cette technique et l'analyser en extrayant les résultats de simulation.

II.3.3.1.Principe de la SVPWM :

Le schéma de circuit du modèle considéré de l'onduleur triphasé est représenté sur la Figure.II.2 l'étage de puissance consiste en six commutateurs (c'est-à-dire Q1, Q2, ..., Q6) et une charge triphasée {Za, Zb, Zc} associé de manière correspondante à une tension triphasée (VAN, VBN, VCN). Dont les composantes dans le référentiel αβ sont Vα et Vβ, qui sont utilisés pour contrôler la tension triphasée de l'onduleur [36].

$$\begin{aligned}
 V_{AN} &= V_m \sin(2\pi f_m t) \\
 V_{BN} &= V_m \sin\left(2\pi f_m t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 V_{CN} &= V_m \sin(2\pi f_m t + 2\pi/3)
 \end{aligned}
 \tag{II. 3}$$

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{A0} \\ V_{B0} \\ V_{C0} \end{bmatrix}
 \tag{II. 4}$$

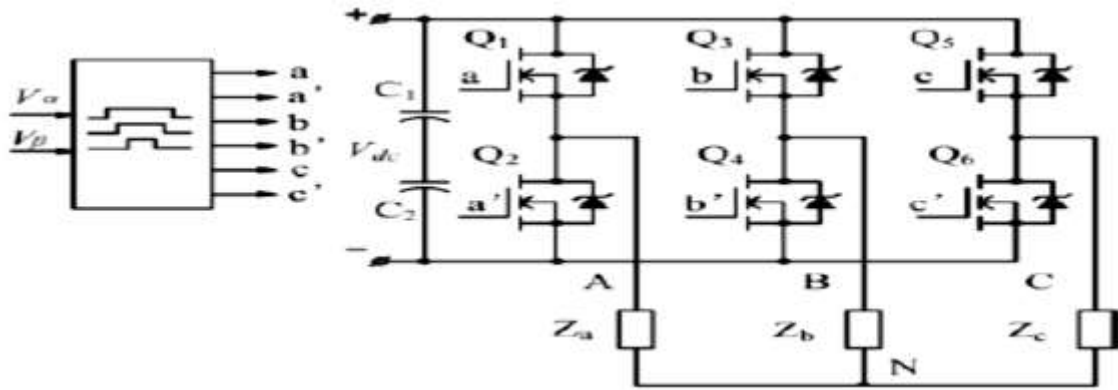


Figure II.2 : Schéma de circuit de l'onduleur triphasé SVPWM [36].

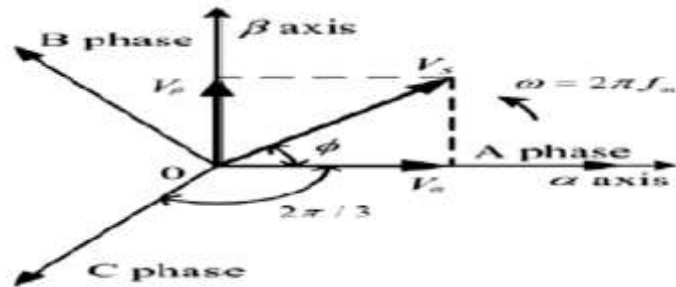


Figure II.3 : Relation de la tension triphasée sur les coordonnées, α, β [36]

Les tensions triphasées ci-dessus peuvent être contrôlées en fonction de la rotation du vecteur spatial comme illustré à la Figure. II.3. Nous pouvons en déduire à partir de cette figure que les trois tensions de phase sont alternativement représenté par un vecteur de rotation Vs. Pour ce faire, nous utilisons un coordonnée fixe 2-D, dans laquelle l'axe α

horizontal est affecté dans la même direction avec la phase A et B est l'axe vertical comme d'habitude. V_s est maintenant équivalent aux vecteurs de tension V_α et V_β . [36]

II.3.3.2. ALGORITHME DE LA MLI VECTORIELLE SVPWM :

Pour un onduleur de tension triphasé à deux niveaux, il y a huit vecteurs possibles de tension, qui peuvent être représentés dans l'espace [36].

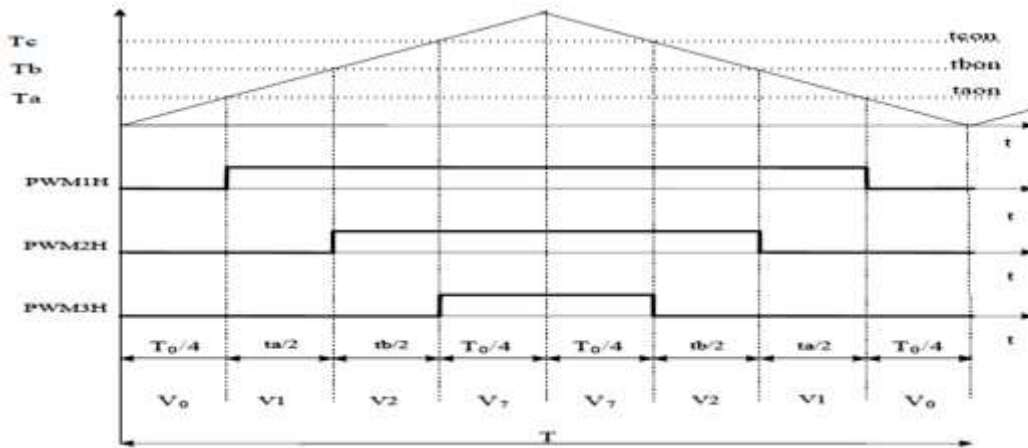


Figure II.4 : Forme d'onde MLI dans le secteur I et vecteurs d'application [36]

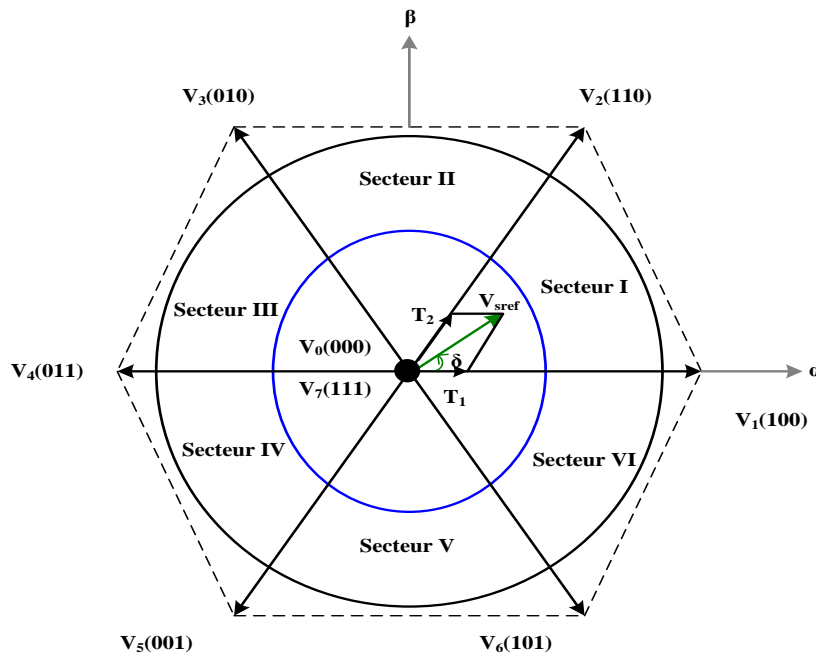


Figure II.5 : Représentation des vecteurs de tension dans le repère (α, β) . [39]

Le secteur est déterminé par l'algorithme suivant :

Tableau II.1 : Les secteurs [39]

Si l'angle δ est	Alors $V_{s\text{réf}}$ est dans
$0^\circ \leq \delta < 60^\circ$	secteur I
$60^\circ \leq \delta < 120^\circ$	secteur II
$120^\circ \leq \delta < 180^\circ$	secteur III
$180^\circ \leq \delta < 240^\circ$	secteur IV
$240^\circ \leq \delta < 300^\circ$	secteur V
$300^\circ \leq \delta < 360^\circ$	secteur VI

Les vecteurs de tension V_0 et V_7 sont connus en tant que vecteurs de tension nuls et les vecteurs restants de tension V_1 aux vecteurs V_6 sont connus en tant que vecteurs de tension actifs.

Le principe de la méthode de SVPWM est que le vecteur de tension de commande est approximativement calculé en employant trois vecteurs adjacents.

Supposant que les tensions de l'onduleur triphasé sont équilibrées, nous avons :

$$v_a(t) + v_b(t) + v_c(t) = 0 \quad (\text{II.5})$$

Où $v_a(t)$, $v_b(t)$, et $v_c(t)$ sont les tensions instantanées des trois phases abc de la charge.

La transformation des trois phases abc à un système biphasé (α, β) est donnée par :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha}(t) \\ v_{s\beta}(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Un vecteur d'espace peut être généralement exprimé en termes de tensions biphasées en armature (α, β) par :

$$\vec{v}(t) = v_{s\alpha}(t) + jv_{s\beta}(t) \quad (\text{II.7})$$

La tension de référence $V_{s\text{réf}}$ et l'angle δ sont obtenues par :

$$\begin{cases} V_{s\text{réf}} = \sqrt{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} \\ \delta = \text{tg}^{-1} \left(\frac{v_{s\beta}}{v_{s\alpha}} \right) \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Substituant (II.6) dans (II.7), nous avons :

$$\vec{v}(t) = \frac{2}{3} \left[v_a(t)e^{j0} + v_b(t)e^{j2\pi/3} + v_c(t)e^{j4\pi/3} \right] \quad (\text{II.9})$$

Chacun des six vecteurs actifs peut être dérivé [39] :

$$\vec{V}_k = \frac{2}{3} V_{\text{dc}} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad k = 1, 2, 3, \dots, 6 \quad (\text{II.10})$$

Pour une tension de référence donnée, $V_{s\text{ réf}}$ fabrique un angle δ concernant V_1 dans le secteur I. La MLI vectorielle consiste à projeter le vecteur de tension statorique de référence $V_{s\text{ réf}}$ désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant V_1 et V_2 . Si nous notons par T_1 et T_2 les deux temps d'application de ces vecteurs, T_0 le temps d'application des vecteurs nuls, leur somme doit être inférieure à la période T_s de commutation de l'onduleur.

Les temps T_1 , T_2 et T_0 des vecteurs de tension de référence $V_{s\text{ réf}}$ sont calculés par les relations suivantes :

$$\begin{cases} T_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} M_i \sin\left(\frac{\pi}{3} - \delta\right) T_e \\ T_2 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} M_i \sin(\delta) T_e \\ T_0 = T_e - T_1 - T_2 \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Où le M_i est l'indice de modulation et défini par $M_i = \pi V_{s\text{ réf}} / 2V_{dc}$.

La méthode SVPWM peut être implémentée par les étapes suivantes [39] :

- ✓ Déterminer V_α , V_β par le système d'équation (II.6), et par conséquent $V_{s\text{ réf}}$, et l'angle δ par le système d'équations (II.8).
- ✓ Déterminer les temps d'application des états de l'onduleur par le système d'équations (II.11).
- ✓ Déterminer les séquences d'impulsions pour chaque bras de l'onduleur.

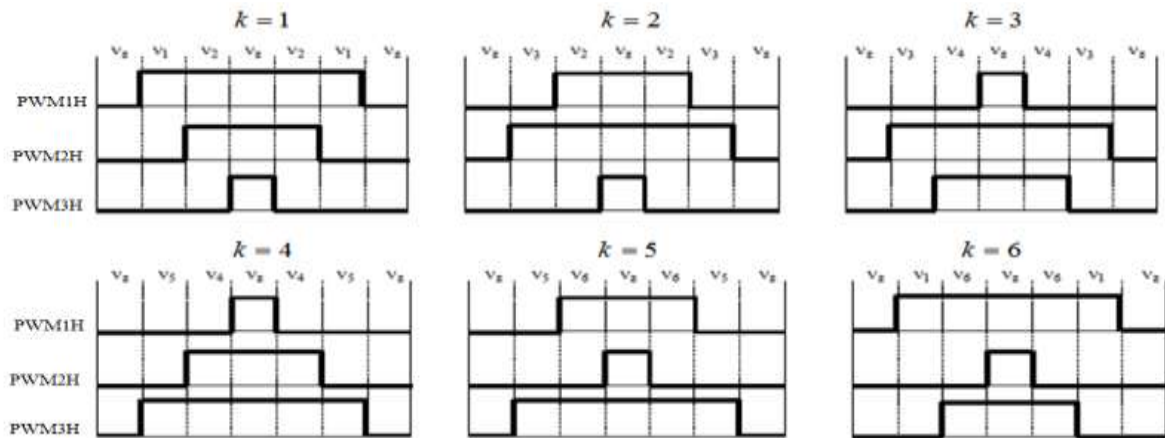


Figure II.6 : Rapport cyclique pour chaque secteur [36]

II.3.3.3. Comparaison entre la MLI sinusoïdale et la MLI vectorielle :

La tension de référence maximale $V_{MLI, s}$ (la tension de MLI sinusoïdale) pour la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI sinus-triangle, peut être définie par $v_{dc}/2$. Cependant la valeur maximale de la tension de référence pour la technique MLI vectorielle $V_{MLI, v}$ (la tension de MLI vectorielle) correspondante à l'angle 30° est donnée par $v_{dc}/\sqrt{3}$.

Ceci signifie que pour une tension donnée de lien continu v_{dc} , la MLI vectorielle peut produire une tension de référence de $2/\sqrt{3}$ [39].

On note par M_c , l'indice qui mesure la capacité de l'onduleur et M_i est l'indice de modulation en amplitude, et ils sont déterminés par :

$$M_c = \frac{V_{MLI}}{V_\pi} \quad (\text{II.12})$$

$$M_i = \frac{V_m}{V_p} \quad (\text{II.13})$$

Où :

V_{MLI} : la tension de MLI.

V_π : la tension en plein onde.

V_m : la tension modulante.

V_p : la tension de porteuse.

Plus M_c est grand, plus la commande du générateur est performante, car nous pouvons lui appliquer plus de tension en survitesse, mais la qualité de la forme d'onde de tension et de courant est à prendre aussi en compte.

Pour une MLI sinusoïdale l'indice de capacité maximal $M_{c,max}$ correspondant à $M_i=1$ est obtenu par :

$$M_{c,max} = \frac{V_{MLI,S}}{V_\pi} = \frac{v_{dc}/2}{2v_{dc}/\pi} = \frac{\pi}{4} = 0.7854 \quad (\text{II.14})$$

Le fondamental de la tension de sortie de MLI sinusoïdale peut donc atteindre 78.54% de la tension de conduite ($v_{dc}/2$).

Cependant l'indice de capacité maximal $M_{c,max}$ pour la MLI vectorielle est défini par:

$$M_{c,max} = \frac{V_{MLI,V}}{V_\pi} = \frac{v_{dc}/\sqrt{3}}{2v_{dc}/\pi} = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} = 0.907 \quad (\text{II.15})$$

La Figure II.7 représente l'indice de modulation en amplitude en fonction de l'indice de capacité de l'onduleur pour les zones de modulation et sur-modulation.

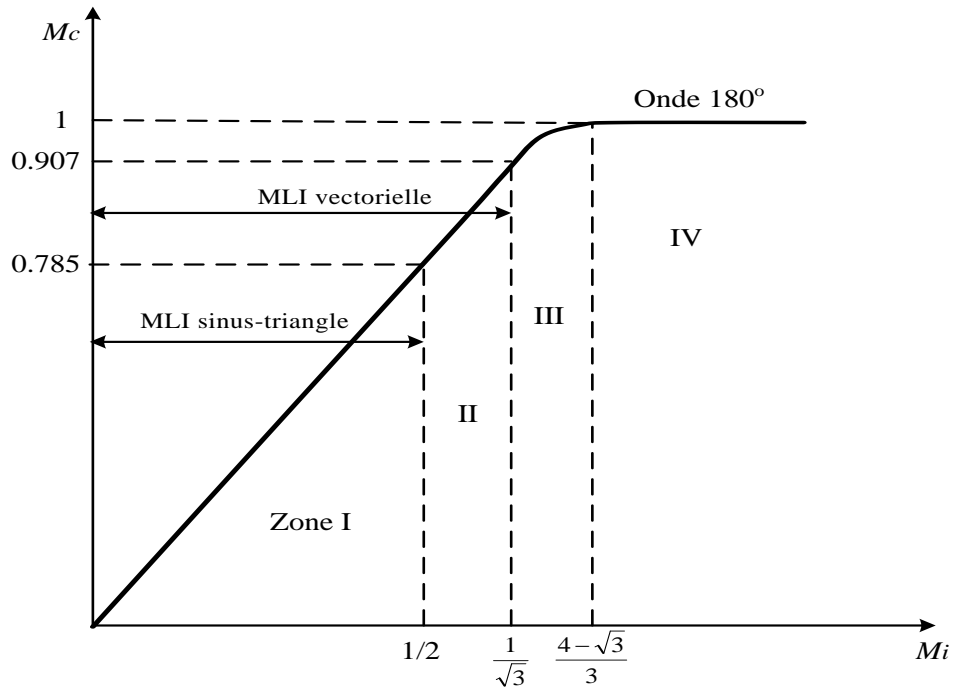


Figure II.7 : Zones de modulation et sur-modulation d'un onduleur de tension à deux niveaux [39].

Quatre régions sont envisagées :

- ✓ **Zone I** : c'est une zone de linéarité avec une tension de référence sinusoïdale ($M_{i, \max} = 1, M_{c, \max} = 0,785$). Dans cette zone le fondamental de la tension simple de l'onduleur V_1 augmente linéairement avec le module de la tension de référence (modulante $V_{1, \text{réf}}$). Si une sinusoïde de référence $V_{1, \text{réf}}$ dépasse en valeur de crête la moitié de la tension de bus continu v_{dc} ($M_i > 1$), le fonctionnement du système n'est plus linéaire. Or $M_i > 1$ correspond à 78% du maximum de tension avec un onduleur de tension deux-niveaux [39].
- ✓ **Zone II** : c'est l'extension de la zone de linéarité I obtenue en rajoutant l'harmonique 3 et ses multiples (séquence zéro – zero-voltage) à la modulante sinusoïdale. On obtient

Un fondamental de la tension de référence (modulante) correspondant à $M_{i, \max} = 1,1547$.

Le module du vecteur de tension augmente linéairement en instantané de $v_{dc}/2$ à $v_{dc}/\sqrt{3}$

L'indice de modulation $M_{c, \max} = 0,907$. Nous obtenons un gain de 15,47% en profondeur de modulation.

- ✓ **Zone III** : c'est la zone de sur-modulation où les caractéristiques des courants et des tensions sont plus mauvaises que dans les zones linéaires. C'est pour cette raison qu'une zone linéaire est préférée à une zone de sur-modulation.
- ✓ **Zone IV** : c'est la zone de fonctionnement en onde 180° ou « six-step » [39].

Les avantages de la MLI vectorielle vis-à-vis de la MLI sinusoïdale sont :

- ✓ La MLI vectorielle offre comme principal avantage de minimiser les harmoniques de tension et d'augmenter le rendement de l'onduleur de 15.47% par rapport à la MLI sinusoïdale.
- ✓ L'amplitude de la tension composée peut atteindre la valeur v_{dc} . Donc, une utilisation maximale de la tension d'entrée est possible dans la zone de fonctionnement linéaire.
- ✓ Un vecteur de tension de référence seulement est commandé pour générer trois ondes sinusoïdales.
- ✓ L'implantation de la MLI vectorielle en temps réel est plus facile.
- ✓ La flexibilité de sélection des états inactifs (état 0) et leur distribution sur une période d'échantillonnage nous donnent deux degrés de liberté.
- ✓ Comme le vecteur de tension de référence est une quantité à deux dimensions (v_{α} et v_{β}), il est possible d'implanter la MLI vectorielle avec les techniques de commande vectorielle avancées des machines à courant alternatif [39].

II.4. simulation de la commande SVPWM de la machine asynchrone :

Nous avons effectué la simulation de la commande SVPWM de la machine asynchrone en utilisant le logiciel Matlab/SIMULINK comme le montre Figure II.8

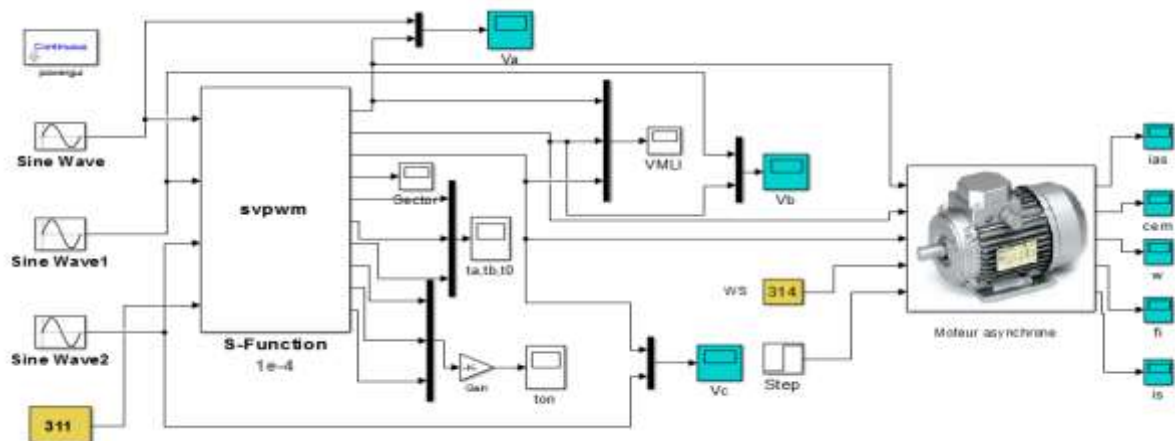


Figure II.8. la simulation de la commande SVPWM de la MAS.

Les figures suivantes présentent les résultats :

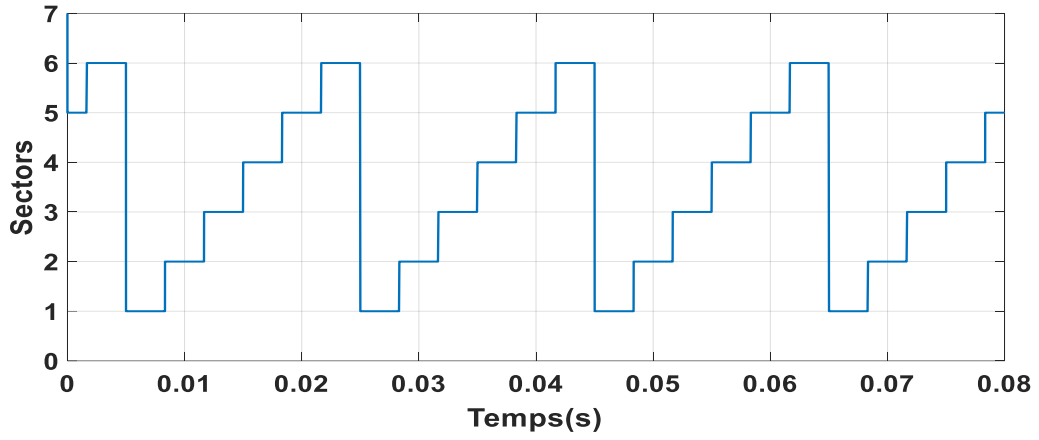


Figure II.9 : Secteurs

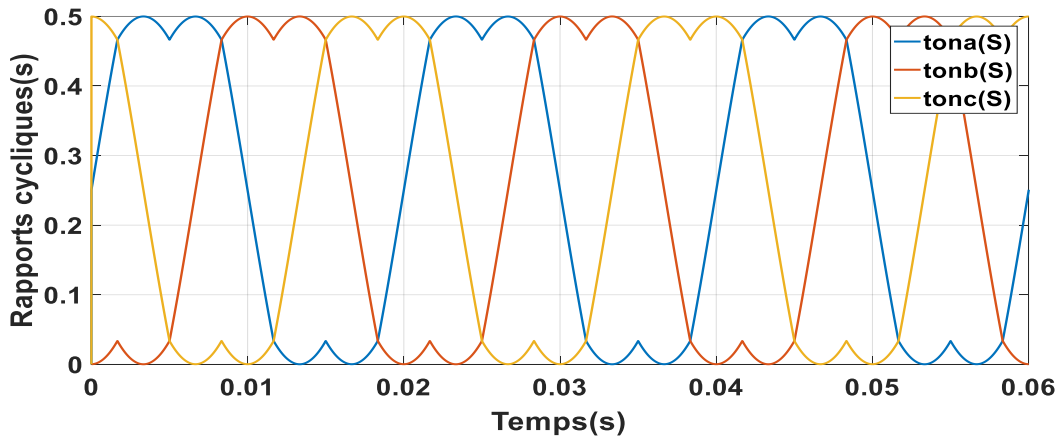


Figure II.10 : Rapports cycliques

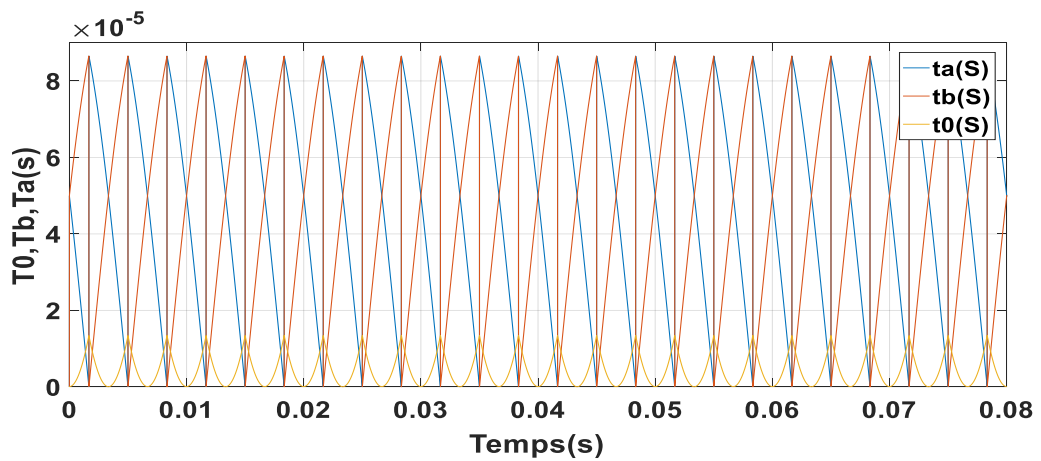


Figure II.11 : Les périodes de t0, ta,tb

- Démarrage à vide avec application du couple de charge nominale à l'instant $t = 0,4$ s

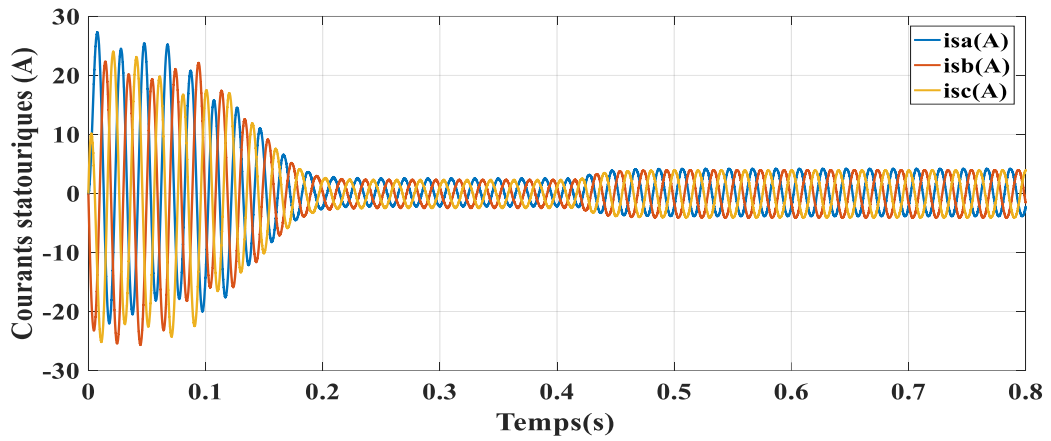


Figure II.12 : des courants triphasés de stator

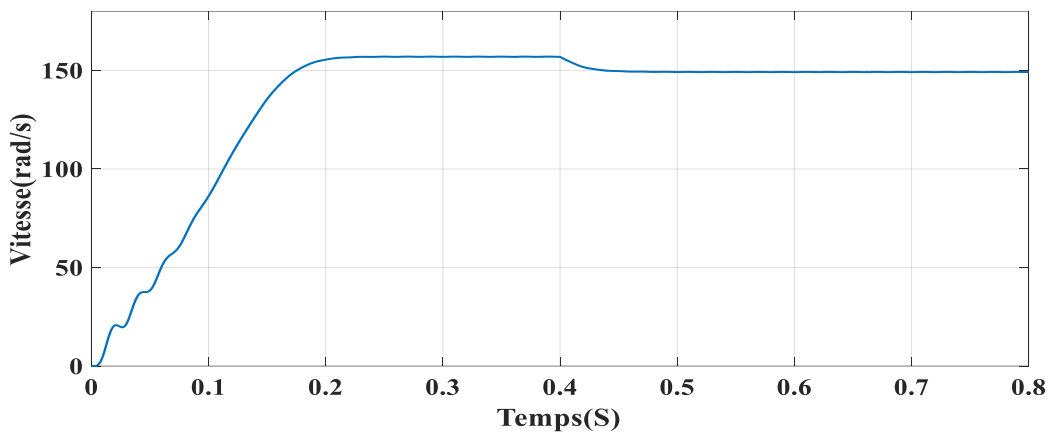


Figure II.13 : la vitesse de moteur

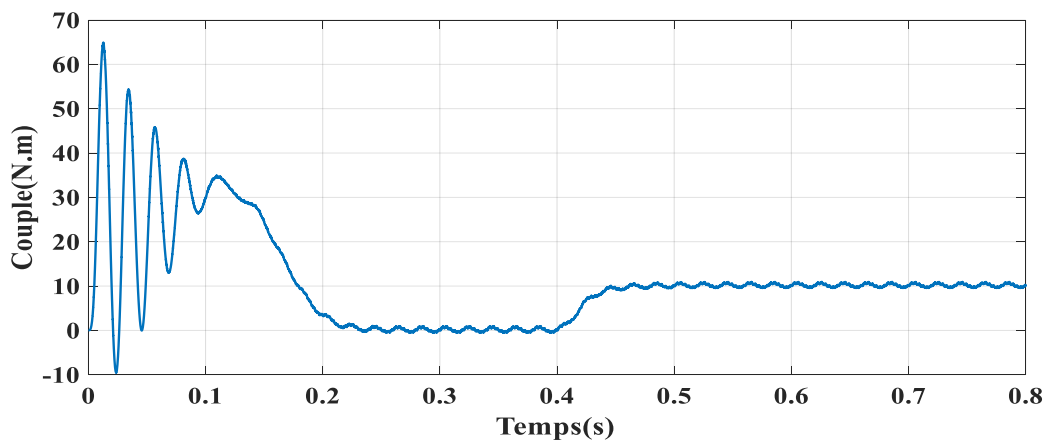


Figure II.14 le couple électromagnétique

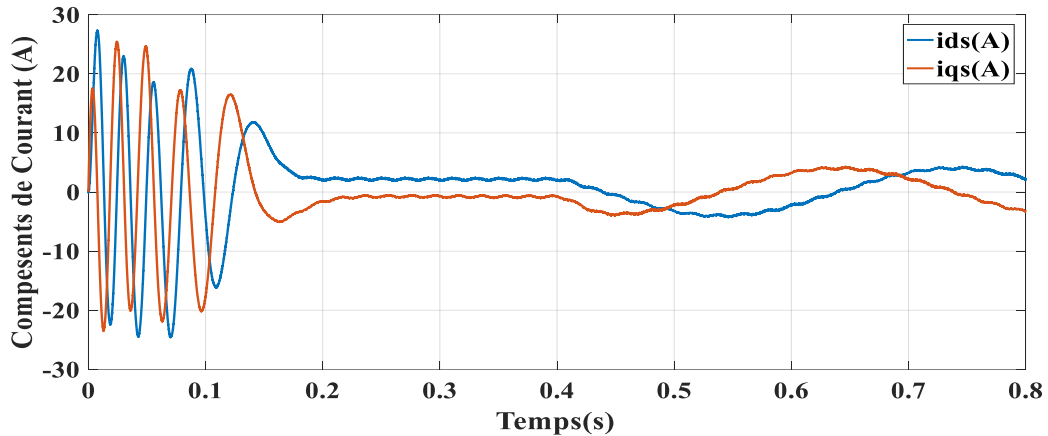


Figure II.15.compesent de courant.

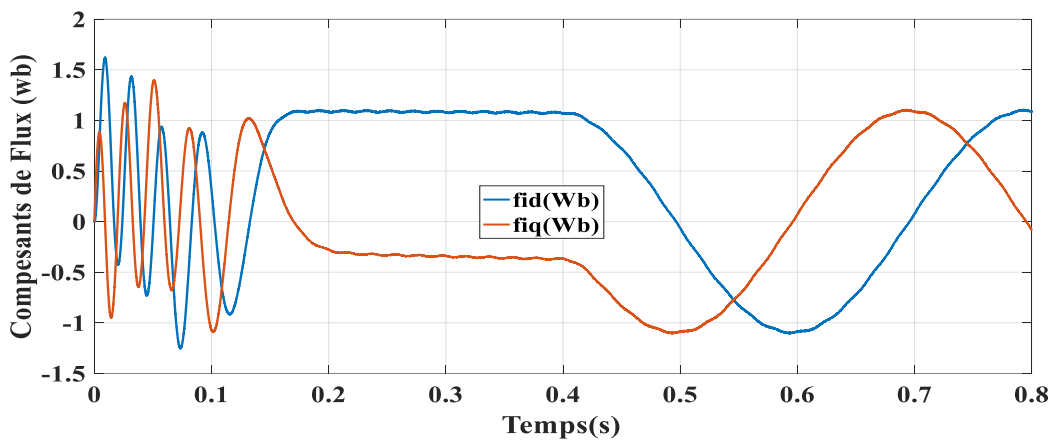


Figure II.16.compesent de flux

II.4.1.INTERPRETATION DES RESULTATS :

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ 0.2s la vitesse de rotation se stabilise à une valeur constante (157rad/s).

La courbe du couple présente aux premiers instants du démarrage une pulsation très important, après 0.13s le couple tend vers zéro en régime permanent.

Les courants statoriques présentent des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale jusqu'à 0.17s, après ce temps l'amplitude de ces oscillations est diminuée jusqu'à 3A.

-Maintenant dans la période d'application du couple :

Passé l'instant 0.4s et lorsque le couple est appliqué on voit le régime moteur diminuer jusqu'à une valeur de 150rad/s et maintenir sa stabilité.

De plus, nous remarquons sur la courbe que celui-ci augmente à 10N*m après avoir appliqué le couple de charge au moteur dans le moment mentionné.

Quant au courant statorique, il augmente au fur et à mesure que nous appliquons le couple avec une valeur d'amplitude de 5A, en maintenant sa valeur jusqu'à la fin.

II.5. Etude des différentes techniques de commande de la machine asynchrone :

II.5.1. Commande directe du couple classique (DTC-SVM) :

La technique de commande directe du couple (Direct torque control ou DTC) a été apparue dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielle des méthodes classiques, basées sur une alimentation à modulation de largeur d'impulsion (MLI) et sur un découplage de flux et de couple par orientation du flux magnétique. [40]

La DTC est une technique de commande qui assure un découplage du flux et du couple et simple à mettre en œuvre. Elle présente des avantages déjà bien connus par rapport aux techniques classiques, notamment en ce qui concerne la réduction du temps de réponse du couple ; l'amélioration de sa robustesse par rapport aux variations des paramètres rotoriques ; l'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et du flux statorique ; l'absence de transformations de Park. D'autre part, cette loi de commande en couple s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique (vitesse, position). [41]

II.5.1.2.Principe de la DTC :

La figure suivante illustre le principe de la commande DTC :

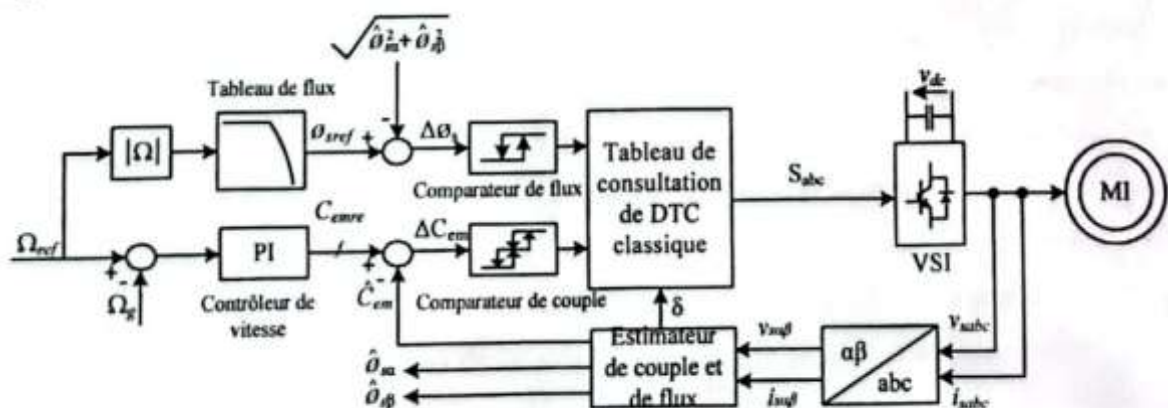


Figure II.17. Structure générale Commande directe du couple classique (DTC) [39]

On utilise les expressions vectorielles de la machine dans le référentiel lié au stator :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \quad (\text{II.16})$$

$$\bar{V}_r = 0 = R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} + j\omega \bar{\varphi}_r \quad (\text{II.17})$$

\bar{V}_s : Tension statorique

\bar{V}_r : Tension rotorique

R_s Et R_r : résistance d'un stator et rotor

\bar{I}_s : Courant statorique

\bar{I}_r ; Courant rotorique

$\bar{\varphi}_s$ Et $\bar{\varphi}_r$: Flux de stator et rotor

A partir des expressions des flux $\bar{\varphi}_s$, le courant du rotor \bar{I}_r s'écrit :

$$\bar{I}_r = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\bar{\varphi}_r}{L_r} - \frac{L_m}{L_r L_s} \bar{\varphi}_s \right) \quad (\text{II.18})$$

$$\text{Avec : } \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \text{ (coefficient de dispersion)} \quad (\text{II.19})$$

Les équations deviennent :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \quad (\text{II.20})$$

$$\frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma \tau_r} - j\omega \right) \bar{\varphi}_r = \frac{L_m}{L_s} \frac{1}{\sigma \tau_r} \bar{\varphi}_s \quad (\text{II.21})$$

Ces relations montrent que :

- Il est possible de contrôler le vecteur $\bar{\varphi}_s$ à partir du vecteur \bar{V}_s , à la chute de tension $R_s \bar{I}_s$ près
- Le flux $\bar{\varphi}_r$ suit la variation de $\bar{\varphi}_s$ avec une constante de temps $\sigma \tau_r$.
- Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs flux stator et rotor [40].

$$C_{em} = p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \varphi_s \varphi_r \sin \gamma$$

$$C_{em} : \text{Couple magnétique} \quad (\text{II.22})$$

$$\text{Avec : } \gamma = (\bar{\varphi}_s \bar{\varphi}_r) \quad (\text{II.23})$$

Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $\bar{\varphi}_s$ et $\bar{\varphi}_r$ de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\bar{\varphi}_s$ (à partir de \bar{V}_s) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de $\bar{\varphi}_s$ donc le couple. Ceci n'est possible que lorsque la période de commande T_c de la tension \bar{V}_s est telle que $T_c \ll \sigma \tau_r$ [42]

II.5.1.3. Estimation du flux statorique :

L'estimation du flux statorique peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statorique, les courants et les tensions. Les composantes $\hat{\varphi}_{s\alpha}$ et $\hat{\varphi}_{s\beta}$ estimées du vecteur flux statorique peuvent être obtenues comme suit :

$$\hat{\varphi}_{s\alpha} = \int_0^t (v_{s\alpha} - R_s \cdot i_{s\alpha}) dt \quad (\text{II.24})$$

$$\hat{\varphi}_{s\beta} = \int_0^t (v_{s\beta} - R_s \cdot i_{s\beta}) dt \quad (\text{II.25})$$

Les composantes $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ de la vectrice tension statorique peuvent être obtenues à partir des signaux de commande (S_1, S_2, S_3) et de la tension de bus continu V_{dc} comme :

$$V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \left(s_1 - \frac{1}{2} (s_2 + s_3) \right) \quad (\text{II.26})$$

$$V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{dc} (s_1 - s_3) \quad (\text{II.27})$$

Le module du flux statorique estimé s'écrit :

$$\hat{\varphi}_s = \sqrt{(\hat{\varphi}_{s\alpha})^2 + (\hat{\varphi}_{s\beta})^2} \quad (\text{II.28})$$

Le secteur k dans lequel se trouve le vecteur flux statorique est déduit à partir de l'angle Θ_s que fait le vecteur de flux avec le référentiel statorique, cet angle est calculé comme suit [44] :

$$\Theta_s = \arctg \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \quad (\text{II.29})$$

II.5.1.4. Estimation du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des composantes (α, β) des vecteurs courant et flux estimé statoriques, et peut se mettre sous la forme suivante [45].

$$\hat{C}_e = P(\hat{\varphi}_{s\alpha} i_{s\beta} - \hat{\varphi}_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{II.30})$$

II.5.1.5. Contrôle du flux statorique :

Le flux statorique de la machine asynchrone peut être obtenu à partir de l'équation suivante :

$$\bar{\varphi}_s(t) = \int_0^t (\bar{v}_s - R_s \bar{i}_s) dt + \bar{\varphi}_s(0) \quad (\text{II.31})$$

En considérant que le terme $R_s \bar{i}_s$ est négligeable devant \bar{v}_s pour une vitesse suffisamment élevée, on obtient :

$$\bar{\varphi}_s(t) = \int_0^t (\bar{v}_s dt + \bar{\varphi}_s(0)) \quad (\text{II.32})$$

Dans le cas où on applique un vecteur tension non nulle à la machine pendant une période de contrôle $[0, T_e]$, correspondant à la période d'échantillonnage T_e , l'expression peut

s'écrire comme suit :

$$\bar{\varphi}_s(t) = \bar{\varphi}_s(0) + \bar{v}_s T_e \tag{II.33}$$

Où $\bar{\varphi}_s(0)$ est le vecteur de flux à $t=0$

Donc :

$$\Delta \bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_s - \bar{\varphi}_s(0) = \bar{v}_s T_e \tag{II.34}$$

Nous constatons que pour un intervalle de temps de largeur T_e l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace sur une droite dont la direction est celle de la vectrice tension sélectionnée à la sortie de l'onduleur s'il n'est pas nul, si non le vecteur flux s'arrête mais il ne change pas son sens de rotation [44].

II.5.1.6. Table de commutation de Takahashi :

La table de commutation de Takahashi Tableau II.2 permet la sélection de la tension optimale en fonction de l'état des variables :

Cf : sortie du comparateur à hystérésis du flux statorique

Cc : sortie du comparateur à hystérésis du couple électromagnétique

Secteur : dans lequel se trouve le vecteur flux statorique

L'objectif de cette sélection est de déterminer le vecteur tension optimal pour le contrôle de l'amplitude du flux statorique et du couple, et les maintenir dans leurs bandes d'hystérésis. [23]

Secteur		1	2	3	4	5	6
Cf	Cc= 1	V2	V3	V4	V5	V6	V1
	Cc= 0	V7	V0	V7	V0	V7	V0
	Cc= -1	V6	V1	V2	V3	V4	V5
Cf	Cc= 1	V3	V4	V5	V6	V1	V2
	Ccpl= 0	V0	V7	V0	V7	V0	V7
	Cc=-1	V5	V6	V1	V2	V3	V4

Tableau II.2 Table de commutation de Takahashi [23]

II.5.2. Avantages de la commande DTC :

Parmi les avantages de la commande DTC on peut citer :

*Le couple et le flux peuvent être changés rapidement, par la possibilité de modifier brutalement leur consigne respective.

*Cette commande ne nécessite pas obligatoirement un capteur de la vitesse.

- * Les réponses des grandeurs sont instantanées.
- * Bon rendement, car les transistors n'étant commutés qu'en cas de besoin.
- * Réponse à un échelon sans dépassement.
- * Pas de transformation de Park, donc pas nécessaire de connaître la position du rotor pour calculer l'algorithme.
- * Robuste contre les changements paramétriques de la machine (Résistance statorique). [25]

II.5.3. Inconvénients de la commande DTC :

Les inconvénients de la commande DTC peuvent être résumés par les points suivants :

- * A cause de la commande par hystérésis, la fréquence de commutation n'est pas constante.
- * Oscillation importante dans les réponses du flux et du couple
- * Le microcontrôleur utilisé doit être très régulièrement, pour éviter que le flux ou le couple ne sortent de leurs plages de tolérance
- * Le capture des courants doit être bien étalonné et de très bonne classe de mesure, afin de ne pas induire aucune erreur dans les calculs de contrôleur.
- * Un filtre passe-bas ne peut pas être introduit dans le circuit pour enlever le bruit parce que le retard qu'il causerait empêcherait le bon fonctionnement de régulateurs à l'hystérésis. [25]

II.6. Résultats de simulation :

Dans ce paragraphe nous présentons la simulation de la DTC classique. Nous avons simulé un démarrage à vide, ensuite un couple de charge de 5Nm est appliqué à l'instant 2s. Les résultats obtenus sont montrés dans les figures suivantes.

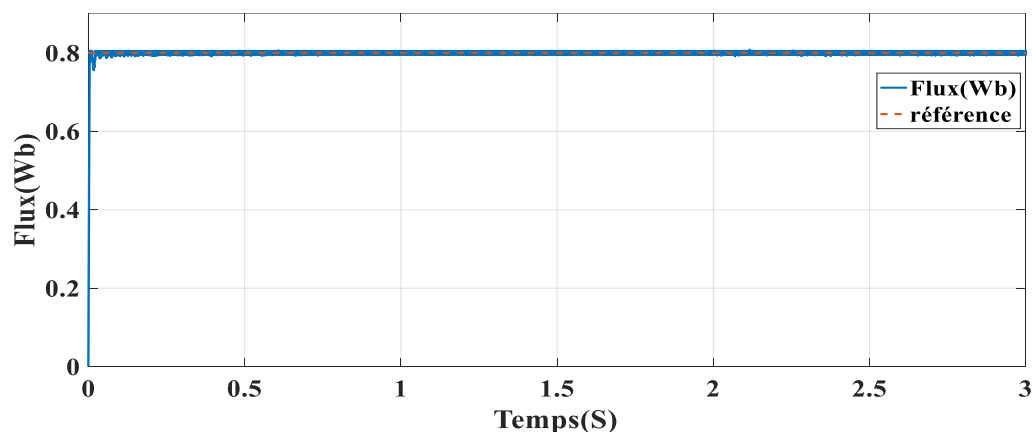


Figure II.18. flux de moteur

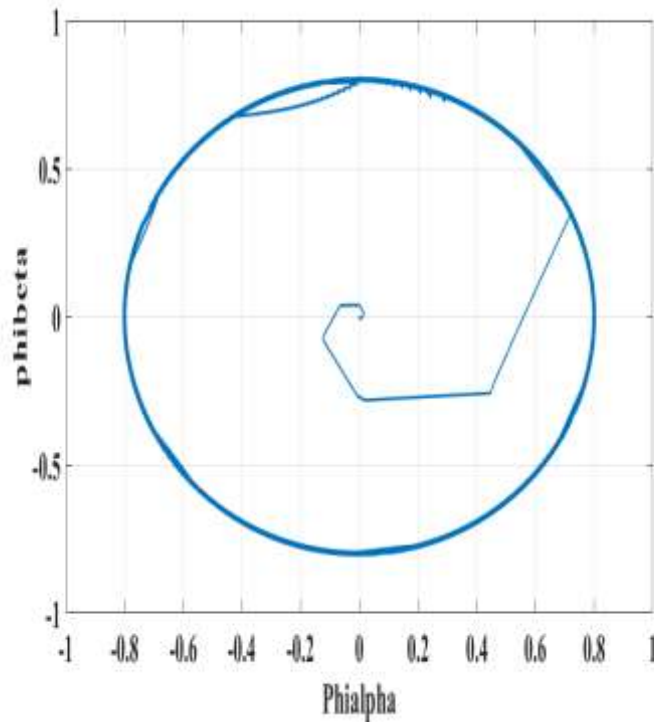


Figure II.19 trajectoire du flux

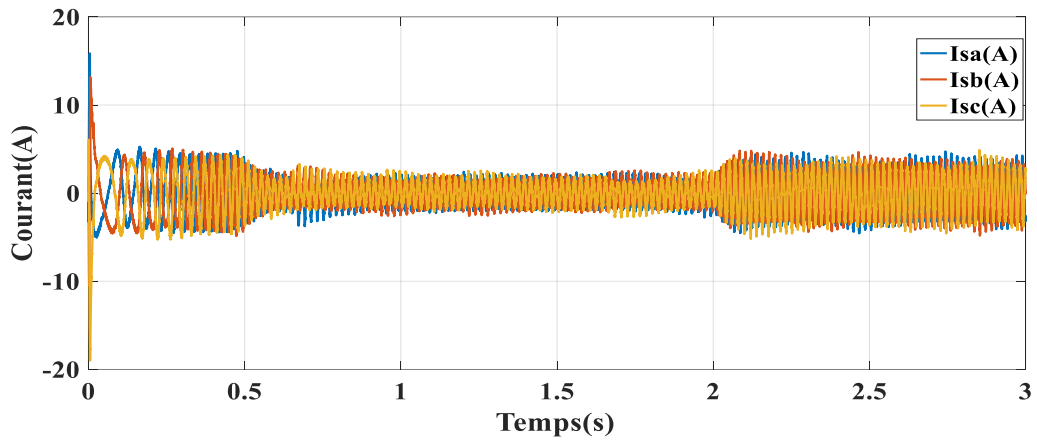


Figure II.20 : des courants triphasés de stator

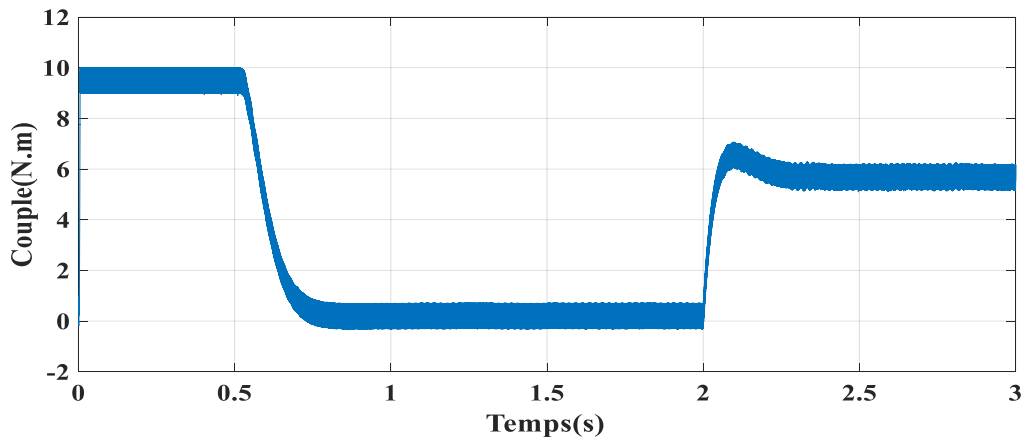


Figure II.21 le couple électromagnétique

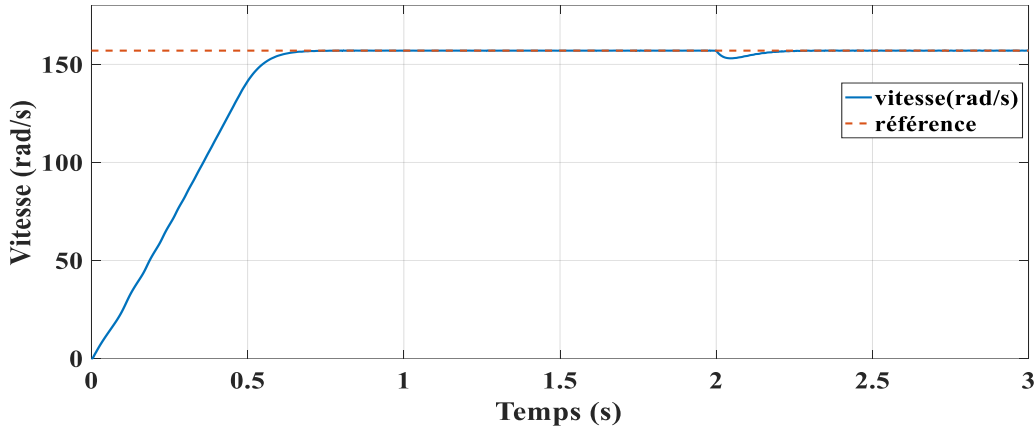


Figure II.22 : Vitesse du moteur

II.6.1.INTERPRETATION DES RESULTATS :

Les courbes présentent le couple électromagnétique pour un échelon de consigne 5N.m à l'instant $t=2s$. A travers cette simulation, nous nous apercevons que le couple suit la valeur de la consigne et reste dans la bande d'hystérésis. On observe aussi, la réponse de la vitesse à un échelon de 157rad/s qui montre que la DTC présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage, en plus la DTC est moins sensible au couple de charge, ce qui est évident par le rejet rapide de perturbation.

II.7.COMMANDE directe du couple et du flux DTC-SVPWM :

Cette méthode conserve l'idée de base de la méthode DTC. Pour cela, la technique d'orientation du flux statorique est utilisée. Ainsi, les tensions de commande peuvent être générées par des régulateurs PI et imposées par la technique SVPWM.

Cette structure de commande possède les avantages du contrôle vectoriel et du contrôle direct du couple et permet de surpasser les problèmes de la DTC classique. Les régulateurs PI et la technique de modulation vectorielle sont employés pour obtenir une fréquence de commutation fixe et moins de pulsations de couple et de flux [39].

Le schéma bloc de la structure de contrôle est illustré par la Figure II.23. Deux régulateurs PI sont utilisés pour réguler le flux et le couple.

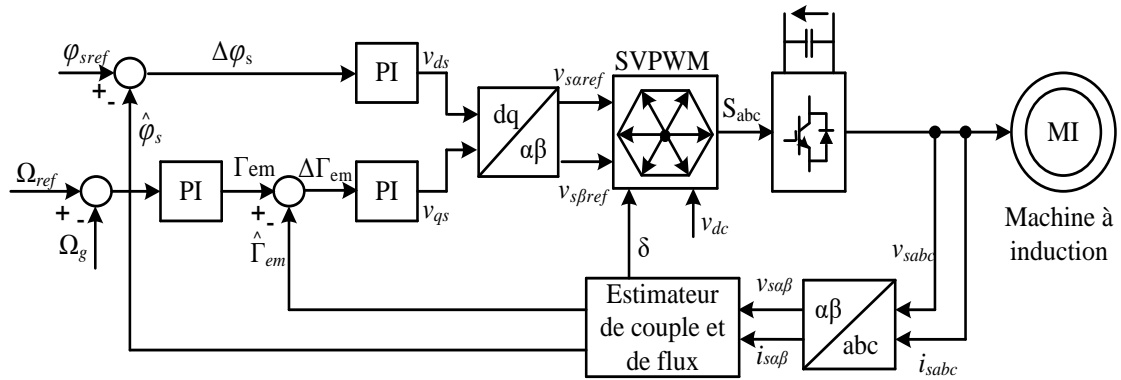


Figure II.23 .Commande directe du couple et du flux DTFC-SVPWM d'un moteur à induction [39]

Dans cet arrangement il y a deux contrôleurs de type proportionnel intégral (PI) qui règlent le couple et le module du flux du stator au lieu de la bande d'hystérésis. Les deux contrôleurs PI produisent les tensions de commande pour commander l'onduleur de tension. Le couple est contrôlé par un régulateur PI prédictif ou les tables de vérité et les hystérésis ont été éliminées. Par rapport à la commande vectorielle FOC (Field Oriented Control), cette commande DTC n'exige par l'utilisation d'un mécanisme de découplage et les grandeurs du flux du stator et du couple peuvent être réglées par des contrôleurs PI seulement. Les régulateurs proportionnel-intégral et la technique de modulation vectorielle sont utilisés pour obtenir une fréquence de commutation fixe et moins de pulsations de couple et de flux. [39]

II.8.Résultats de simulation :

Dans ce paragraphe nous présentons la simulation de la DTC-SVPWM. Nous avons simulé un démarrage à vide, ensuite un couple de charge de 5Nm est appliqué à l'instant 2s. Les résultats obtenus sont montrés dans les figures suivantes.

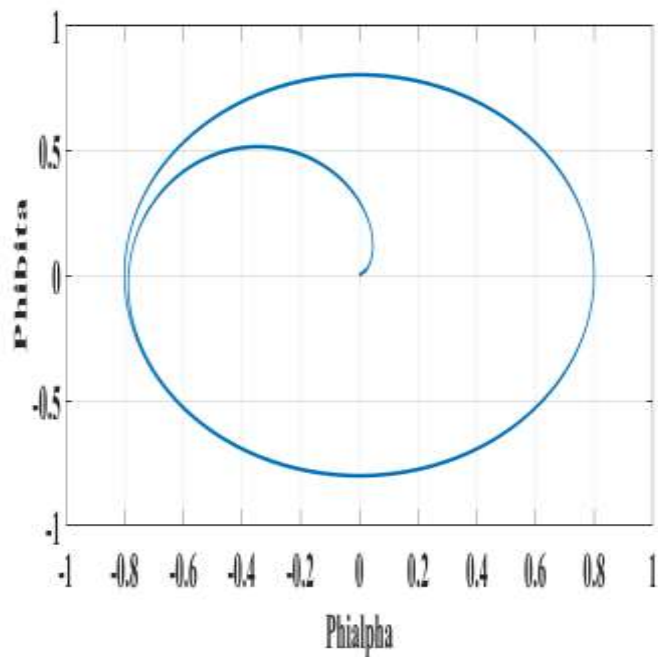


Figure II.24 trajectoire du flux

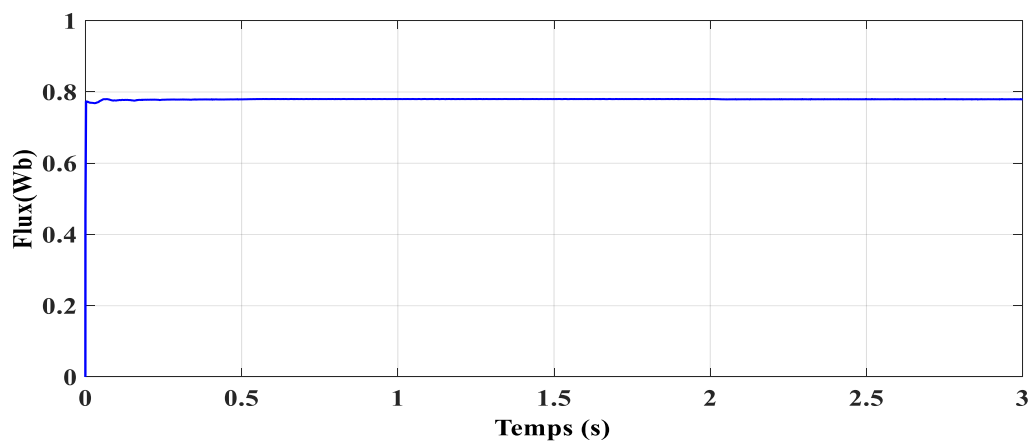


Figure II.25.flux statorique

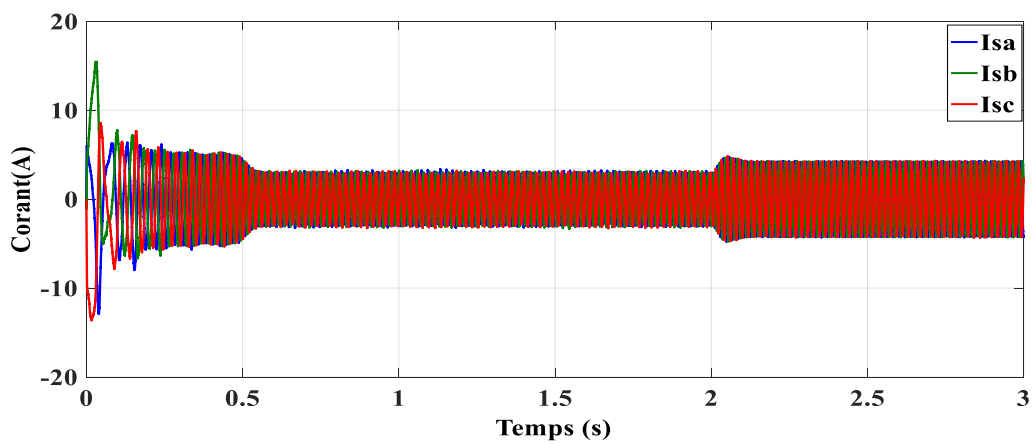


Figure II.26 : Courants triphasés du stator

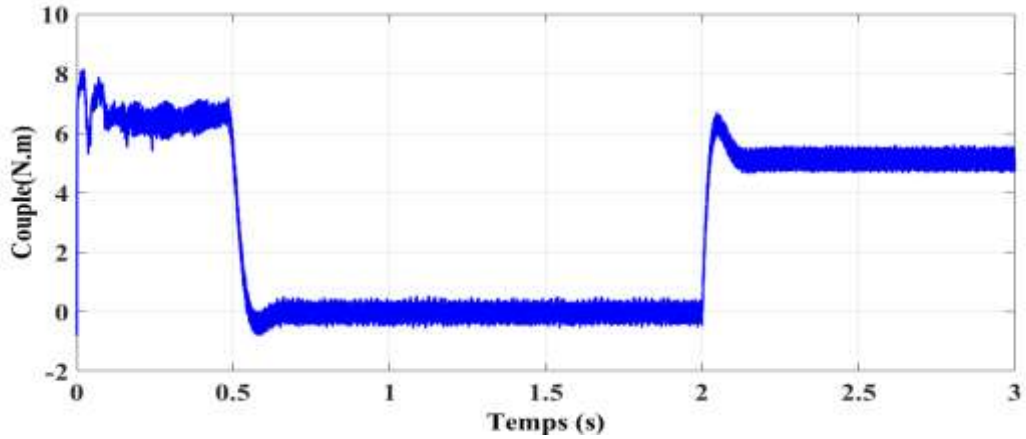


Figure II.27 le couple électromagnétique

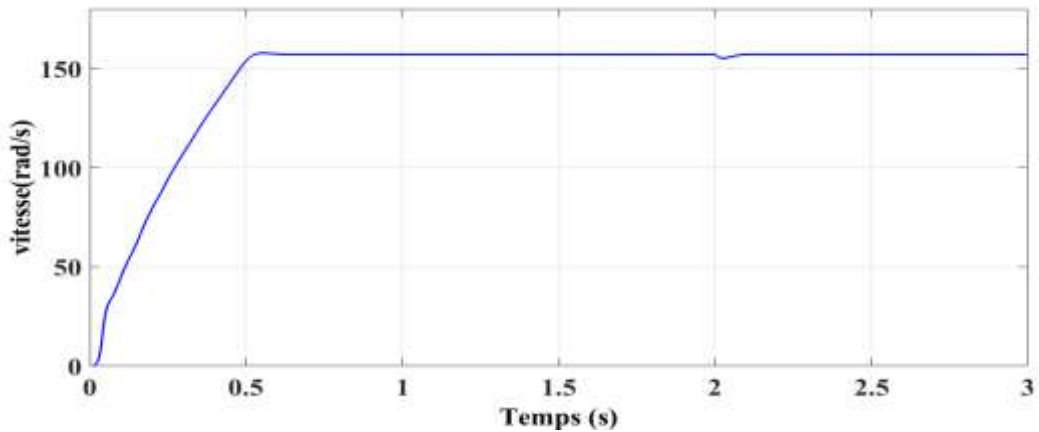


Figure II.28 : la vitesse du moteur

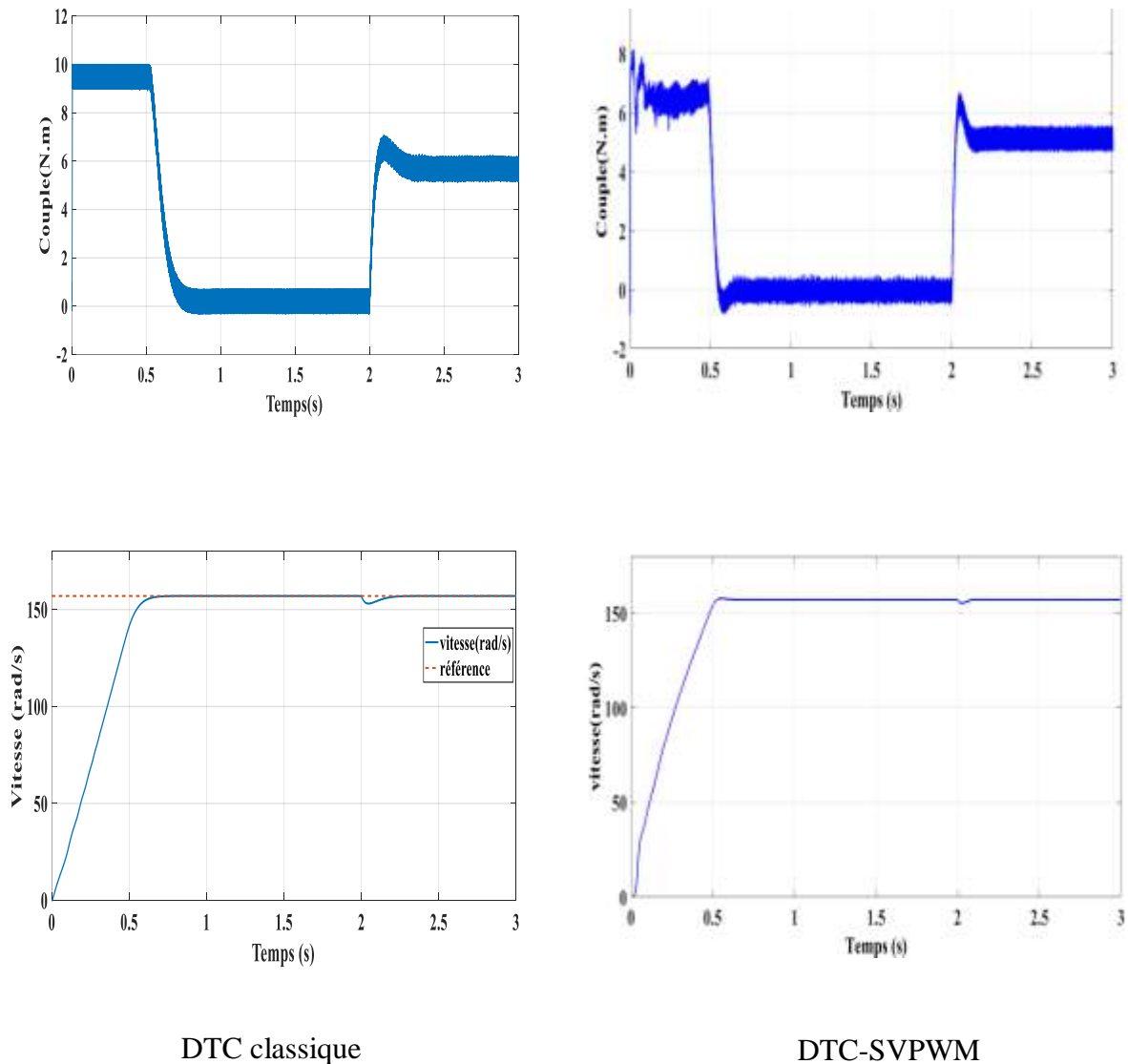
II.8.1. Interprétation des résultats :

On remarque en démarrage à vide que le couple de démarrage de 6N.m disparaît après un court temps et que l'amplitude du courant est de l'ordre de 10A au début, puis décroît jusqu'à 3A avant que le couple de charge ne soit appliqué, tandis que la vitesse passe de 0 à la valeur de référence de qui est 157rad/s est s'y fixe.

A l'instant $t=2s$, on applique le couple de charge d'une valeur de 5N.m, et on constate une légère augmentation du courant d'une amplitude de 5A, tandis que la vitesse diminue d'une petite valeur pendant un court instant puis revient à sa valeur de référence. Par contre, le flux est constant à la valeur de référence de 0,8Wb.

II.8.2. Comparaison des résultats des deux méthodes :

On remarque des résultats montrés dans la Figure II.29, que le couple de démarrage de la DTC classique est supérieur de 66% par rapport au couple de démarrage de la DTC-SVPWM. On remarque également qu'après l'application du couple de charge, le couple développé par la machine pour la commande classique est légèrement supérieur. Concernant la vitesse, la perturbation du à l'application du couple de charge est moins importante dans le cas de la commande DTC-SVPWM. Concernant la trajectoire circulaire du flux du stator obtenu par le traçage du flux $\varphi_{s\alpha}$ de l'axe direct α en fonction du flux $\varphi_{s\beta}$ de l'axe quadratique β respectivement pour la commande DTC classique et DTC-SVPWM il prend la forme d'un cercle. Cependant, on remarque une mauvaise qualité de cette trajectoire pour la DTC classique par rapport la commande DTC-SVPWM.



DTC classique

DTC-SVPWM

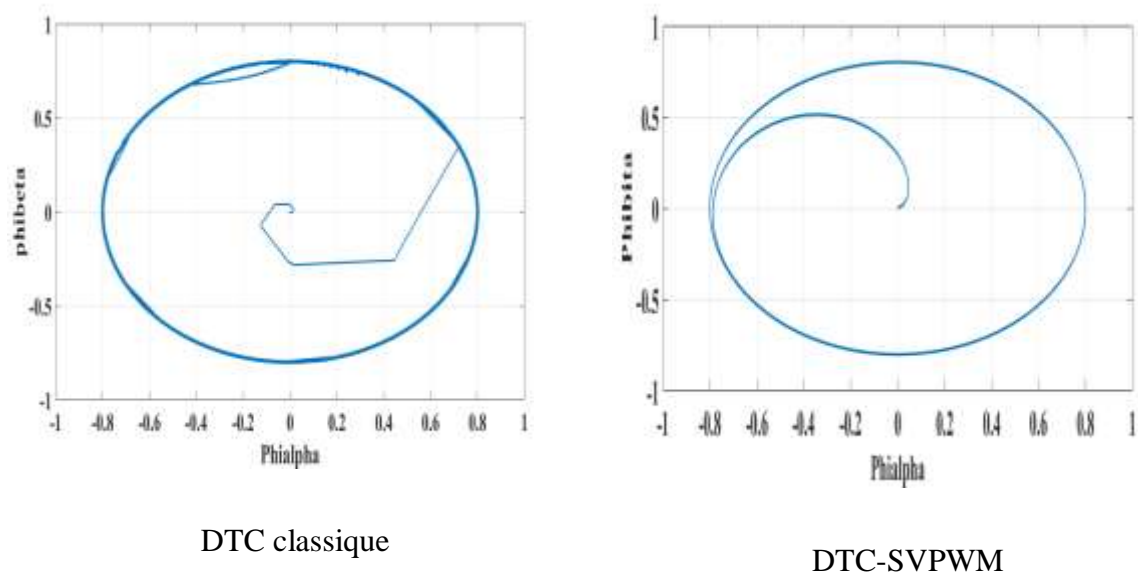


Figure II.29 Comparaison des résultats des deux méthodes.

II.9. Conclusion :

Afin d'améliorer les performances de la DTC classique et surtout contrôler la variation de fréquence de découpage et réduire les ondulations de couple et de flux, l'approche DTC-SVPWM a été développée par les chercheurs. Dans ce chapitre nous avons présenté et simulée ces deux méthodes pour la commande de la machine asynchrone.

Les résultats de simulations ont montrés la supériorité de la DTC-SVPWM par rapport à la DTC classique.

Dans le prochain chapitre, nous allons présenter l'étude expérimentale de la commande DTC-SVPWM pour la machine asynchrone.

CHAPITRE III : ETUDE EXPERIMENTALE

III.1. Introduction :

Ce dernier chapitre est consacré à la présentation du banc expérimental présent au Laboratoire Energie Environnement et Systèmes d'Information (LEESI) de l'Université d'ADRAR, et la présentation des essais expérimentaux et leurs résultats. Le but de ces essais est de valider les résultats de simulation présentée au chapitre précédent.

III.2. Banc expérimental :

Le banc expérimental est présenté dans la Figure III.1 ci-dessous.



Figure III.1 Banc expérimental utilisé

Les composants de ce banc sont détaillés dans les figures ci-dessous :

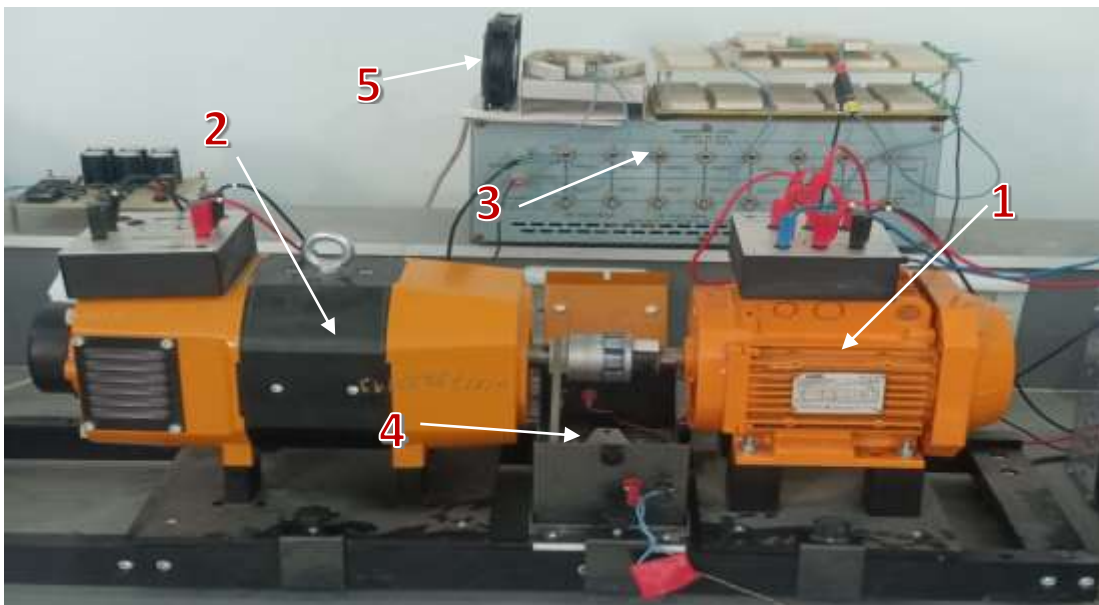
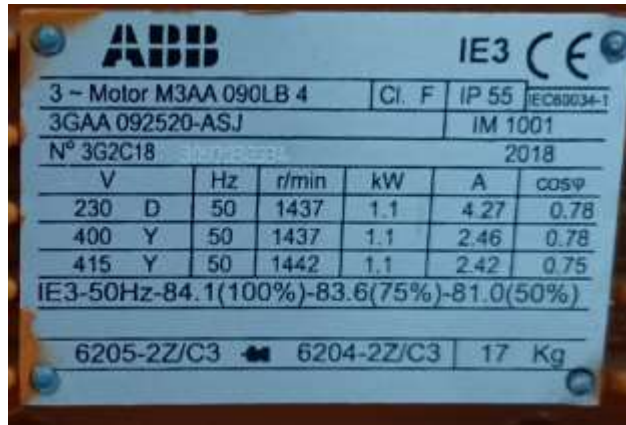


Figure III.2 Machines électriques et charge

1 **■** moteur asynchrone dont la plaque signalétique est montré par la figure III.3.



Plaque signalétique d'un moteur asynchrone ABB. Les informations techniques sont résumées dans le tableau ci-dessous :

V	Hz	r/min	kW	A	cosφ
230 D	50	1437	1.1	4.27	0.78
400 Y	50	1437	1.1	2.46	0.78
415 Y	50	1442	1.1	2.42	0.75

Autres caractéristiques : 3 - Motor M3AA 090LB 4, Cl. F, IP 55, IEC80034-1, 3GAA 092520-ASJ, IM 1001, N° 3G2C18, 2018, IE3-50Hz-84.1(100%)-83.6(75%)-81.0(50%), 6205-2Z/C3, 6204-2Z/C3, 17 Kg.

Figure III.3. Plaque signalétique du moteur asynchrone

2 **■** Génératrice DC.

3 **■** Charges résistive : pour absorber l'électricité produit par le générateur électrique.

4 **■** Capteur de vitesse.

5 **■** Ventilateur : pour refroidir la charge résistive.

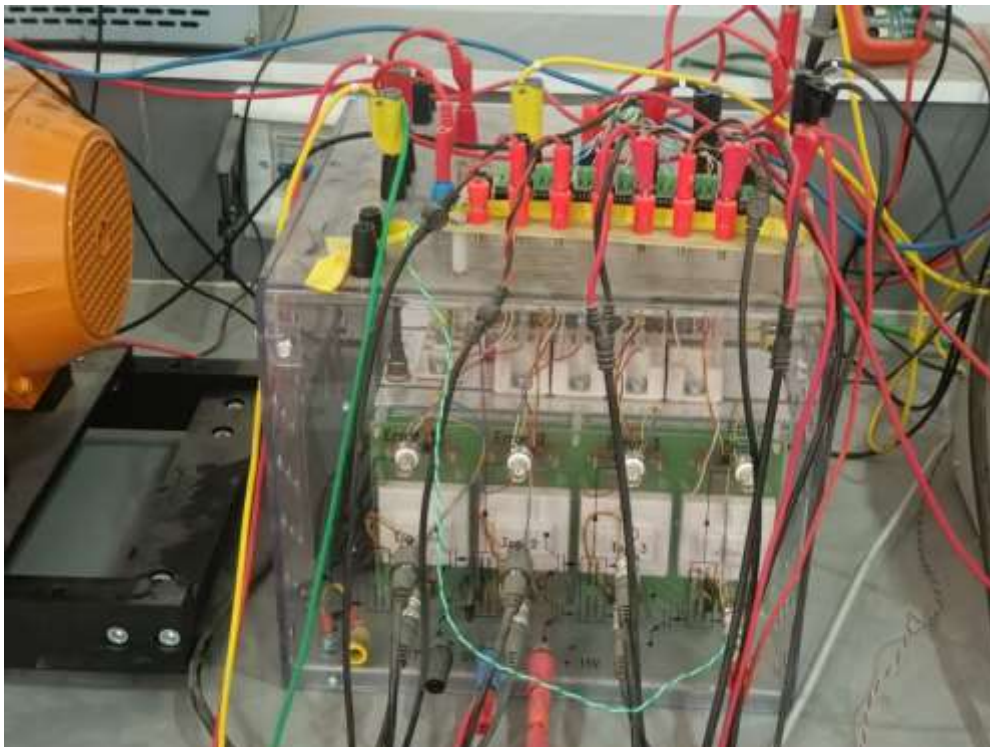


Figure III.4. Onduleur de tension avec sa carte d'adaptation 5v/15v



Figure III.5. Carte des capteurs de courant et de tension

Le banc d'essai est commandé et contrôlé par l'intermédiaire de la carte dSPACE connectées à l'ordinateur . La carte DS1104 (Master PPC) dispose de 8 convertisseurs analogiques numériques ADC ; et 8 convertisseurs numériques analogiques DAC dont la tension délivrée est comprise entre -10V et + 10V . Il dispose également de plusieurs interfaces notamment des entrées sorties numériques , des codeurs incrementaux , etc , et dispose également d'un DSP esclave , le TMS320F240 DSP qui sera utilisé pour générer les signaux PWM , qui sont des signaux TTL de niveau de tension compris entre 0 et 5V .

Des cartes d'adaptation sont intégrées afin d'accomplir la commande, les capteurs sont connectés aux cartes permettant les mesures de position, de la vitesse, des courants et tensions [46].



Figure III.6.dSPACE 1104



Figure III.7. Autotransformateur



Figure III.8. Alimentation DC



Figure III.9. Analyseur de puissance

III.3. Résultats expérimentales :

L'interface de ControlDesk de notre projet est montrée dans la figure ci-dessous. Controldesk est l'environnement de simulation qui permet de modéliser sous forme de schéma blocs, des systèmes linéaires ou non. Un diagramme de bloc (Simulink) est convertit en code C à l'aide du module RTW qui permet à la carte Dspace de fonctionner en temps réel (RTI). Elle est accessible via le menu démarrer ou bien sur l'icône qui se trouve sur le bureau [46]. Les éléments de l'interface de ControlDesk de notre projet sont détaillés ci-dessous :

- | | |
|--------------------------|---------------------------------|
| 1 : courbe de flux | 11 : courbe de téta |
| 2 : courbe de vitesse | 12 : Valeur de couple |
| 3 : courbe de couple | 13 : bouton démarrage du couple |
| 4 : vitesse de référence | 14 : tension DC de moteur |
| 5 : courant statorique | 15 : flux de moteur |
| 6 : Flux de référence | 16 : couple de moteur |
| 7 : PI de la vitesse | 17 : vitesse de moteur |
| 8 : PI du flux | 18 : bouton de teste démarrage |
| 9 : courbe de secteur | 19 : bouton de démarrage |
| 10 : PI de couple | |

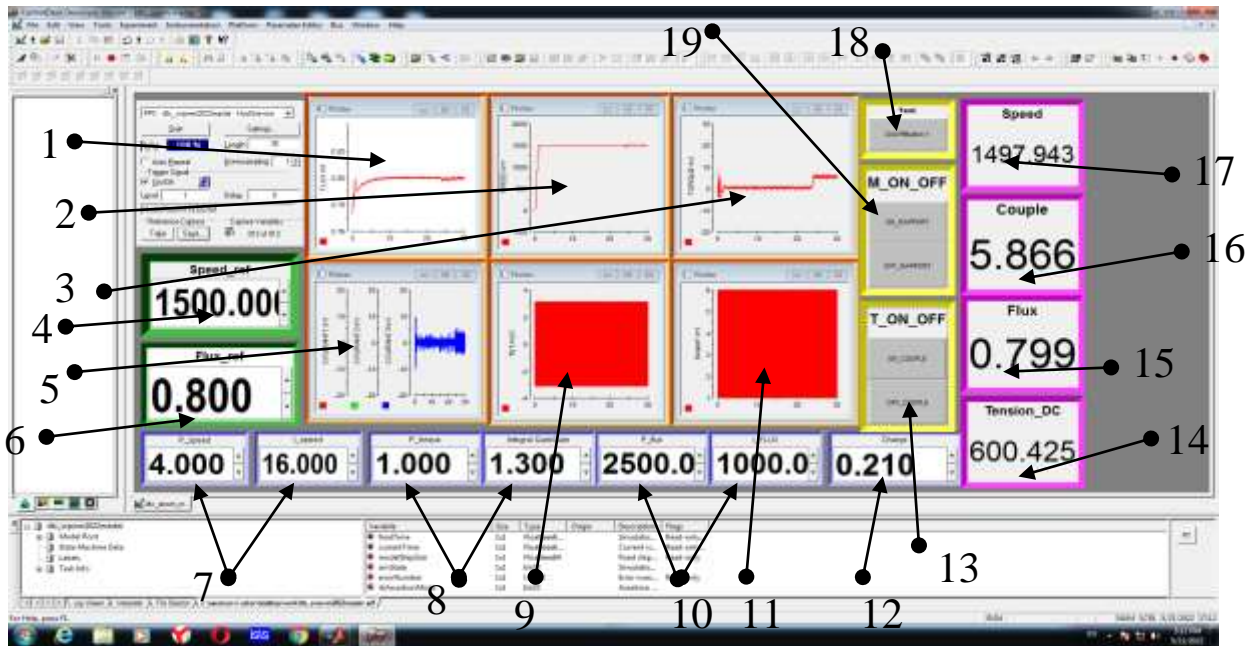


Figure III.10 Interface ControlDesk

L'essai expérimental consiste à démarrer le moteur à vide, puis à lui appliquer sa charge nominale à $t=16s$ environ. Les résultats obtenus sont détaillés dans les figures ci-dessous.

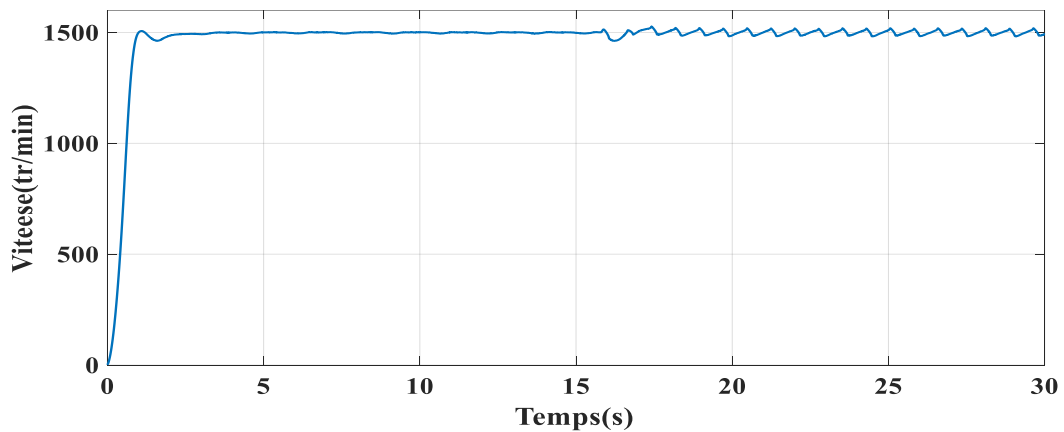


Figure III.11 : Vitesse du moteur

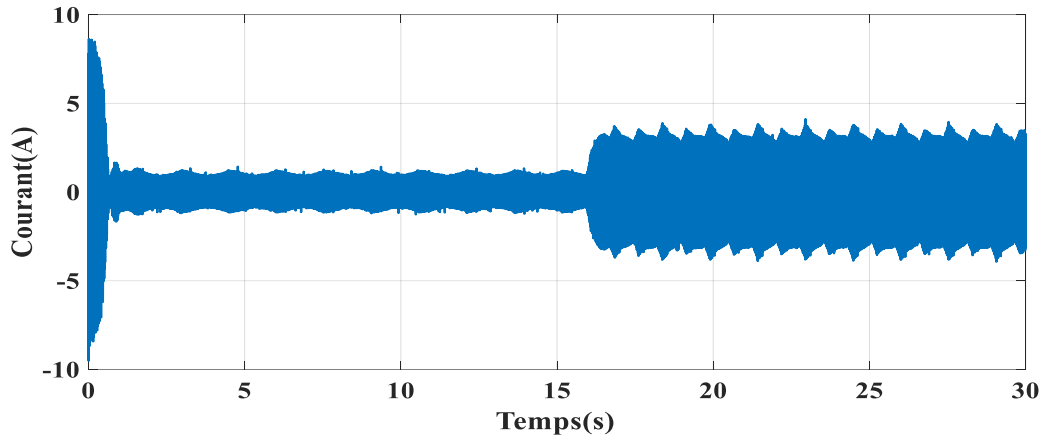
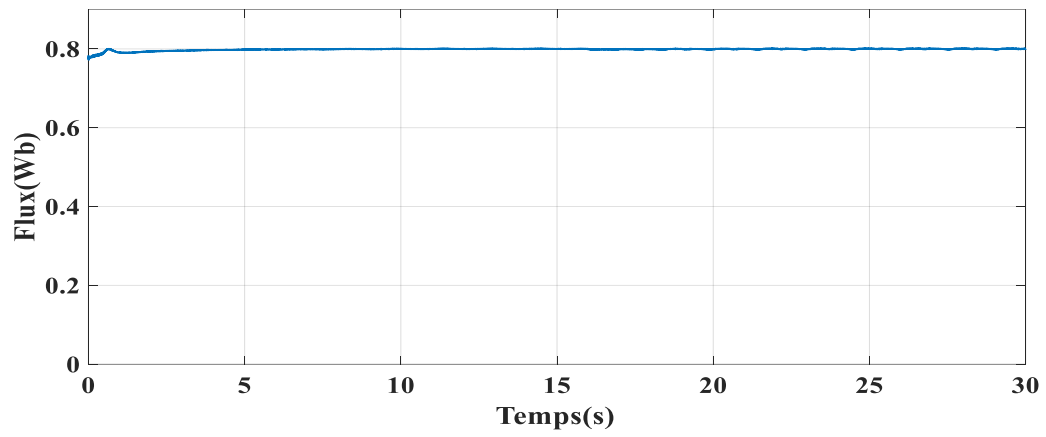


Figure III.12 Courant statorique



FigureIII.13 Flux statorique

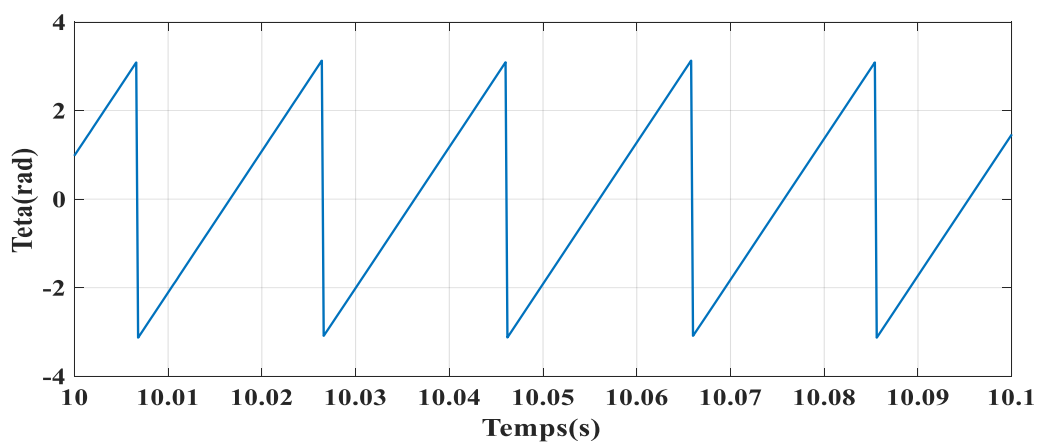


Figure III.14. Angle Teta

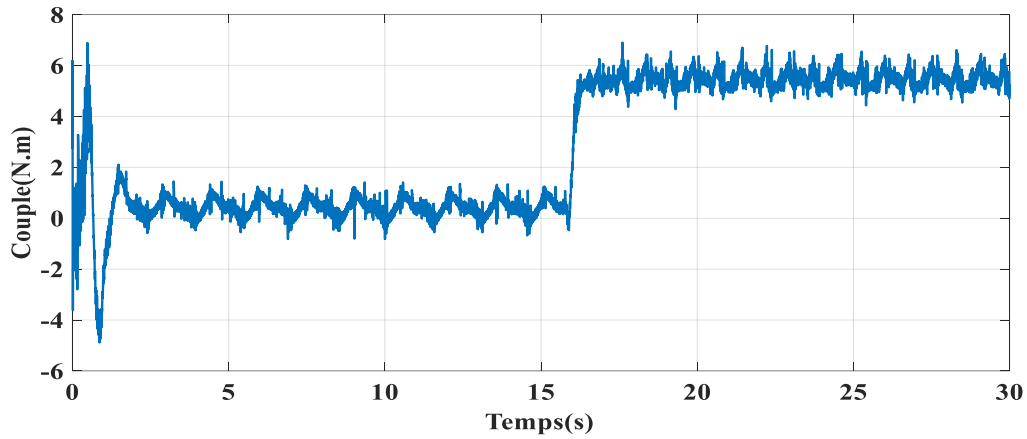


Figure III.15 Couple

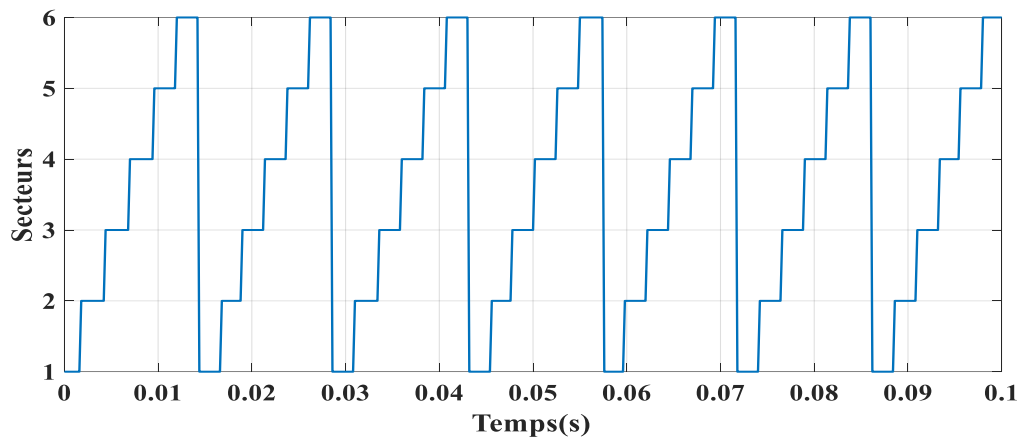


Figure III.16 Secteur

III.4. INTERPRETATION DES RESULTATS :

Lors du démarrage à vide et avant l'application du couple, le régime moteur va augmenter vers la valeur de 1500 tr/min sans dépassement, et cela s'applique également au flux qui passe de zéro à 0,8 Wb.

A un certain moment, on applique le couple, et on s'aperçoit que le couple passe au-dessus de zéro vers sa valeur nominale et que la vitesse et le flux continuent de suivre leurs valeurs de référence.

III.5. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté le banc expérimental ainsi que les résultats expérimentaux obtenus. Le banc expérimental a fonctionné correctement et les résultats expérimentaux confirment les résultats de simulation et montre l'intérêt de la commande DTC-SPWM.

CONCLUSION GENERALE

L'objectif principal de ce travail était de présenter une méthode de contrôle simple, à savoir la DTC-SVPWM, cette méthode améliore les lacunes de la DTC classique.

Le moteur asynchrone est de loin le moteur le plus utilisé par l'industrie. Au chapitre 1 nous avons donné une brève description de celui-ci ainsi que sa modélisation dans différents types de repères.

La commande DTC a montré une grande simplicité et robustesse face aux variations paramétriques, mais ces problèmes majeurs sont la fréquence de commutation variable et les ondulations du couple. Les principes de cette stratégie ont été présentés de manière détaillée au chapitre 2, ainsi que sa version améliorée c'est à dire la DTC-SVPWM.

Les deux méthodes ont été simulées en utilisant le logiciel Matlab/Simulink, pour la commande d'un moteur asynchrone. Les résultats de simulations ont montrés la supériorité de la DTC-SVPWM.

Une étude expérimentale sur la DTC-SVPWM a été réalisée en utilisant un banc d'essai construit au niveau du laboratoire LEESI. Cette étude, présentée au chapitre 3, a permis de confirmer les performances de la DTC-SVPWM.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] R.TOUFOUTI, « Contribution à la Commande Directe du Couple de la machine Asynchrone)) Thèse de doctorat de L'université de M'entourai de Constantine, 02/06/2008 ».
- [2] A.ANNANE «Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable », mémoire magister, M.C. Université d'Annaba, 2009/2010.
- [3] A.HAMICHI, F.BENKERROU «Etude et modélisation d'une machine synchrone », mémoire master, Université Abderrahmane MIRA de Bejaia, 2014-2015.
- [4] A. ARIAS PUJOL, «Improvisent in Direct Torque Control of Induction Motors », Thésis Université Polytechnique de Catalina Terrassa, Novembre 2000.
- [5] C. TRIGEASSOU «Diagnostic des machines électriques » P26.
- [6] Schneider Electric «Guide des solutions d'automatisme : Schémathèque » 2007, P 40.
- [7] B. LOUIZA, B. AMRANE, «Identification des paramètres d'un moteur asynchrone triphasé à cage avec la méthode des éléments finis » mémoire d'ingénieur, 2012.
- [8] R.MERAD «Outils de diagnostic appliques a la machine asynchrone triphasée a cage d'écureuil » mémoire magistère, 2006.
- [9] G. YOUCEF «Régulation des onduleurs multi niveaux par un régulateur à logique floue » mémoire magistère, 2009.
- [10] H. YANTOUR, J. SAADI, A. KHOUMSI «6ème Conférence Francophone de Modélisation et Simulation MOSIM06, Modélisation et Simulation d'une Commande directe du couple appliquée à la Machine Asynchrone » Rabat-Maroc, Avril2006.
- [11] A.CHIKHI, S.SELLAMI, S.BELKACEM, «Commande Directe du moteur asynchrone apport de la logique floue » ,5th International conférence on élecrical Engineering 27-29 October 2008.
- [12] D.ABDENNOUR «Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associée à un observateur non linéaire » université de Batna.
- [13] L.BAGHLI «contribution à la commande de la MAS utilisation à la logique floue et des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques ».
- [14] S. BELKACEM «Contribution à la Commande directe du couple de la machine à induction », Thèse de doctorat en sciences en génie électrique, université de Batna, 2011.
- [15] W. LEONHARD. «Control of Machines with the Help of Microelectronics », Third IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives, Lausanne, Sept 1994, pp. 35-58.
- [16] A.FAQIR «Commande A Structure Variable D'un Entraînement A Machine Asynchrone Soumis A Un Environnement Mécanique Variable » Doctorat L'Université de Picardie Jules Verne France décembre 2003.
- [17] S.CHAOUCH, «Commande Vectorielle Robuste d'une Machine à Induction sans Capteur de Vitesse », These de doctorat en science en électrotechnique l'université de Batna 03 Décembre 2005.

- [18] D. ROYE, «Modélisation, contrôle vectoriel et DTC », HERMES Science Europe Ltd, 2000, sous la direction de Carlos Canudas de Wit, Page(s) : 81 -132 vol.1.
- [19] W. Leonhard, «Control of Machines with the Help of Microelectronic , Third IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives » Lausanne, Sept 1994, pp. 35-58.
- [20] I. LUDTKE, G. JAYNE. «A comparative study of high performance speed control strategies for voltage source PWM inverter fed induction motor drives », Seventh International Conference on electrical Machines and Drives, 11-13 September 1995, University of Durham, UK.
- [21] F. BLASCHKE, «The Principle of Field Oriented as Applied to the New Tran Vector Closed-Loop Control System for Rotating Machine », Siemens Review, 1972, vol.39, N°4, pp.217-220.
- [22] Y. MILOUD, A. DRAOU «Performance Analysis of a Fuzzy Logic Based Rotor Resistance Estimator of an Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive' » Turk J Elec Engin, VOL.13, NO.2 2005, TUBITAK.
- [23] I. TAKAHASHI, Y. OHMORI, «High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor », Industry Applications, IEEE Transactions on Date : Mar/Apr 1989, Volume : 25, Issue : 2, on page(s) : 257-264.
- [24] I. TAKAHASHI, T. NOGUCHI, «Take a Look Back Upon the Past Decade of Direct Torque Control », IECON. 23rd International Conférences on Vol 2, Issue, 9-14 Nov 1997 Page(s) : 546 – 551.
- [25] N.R.N. Idris , A.H.M. Yatim, « Reduced Torque Ripple and Constant Torque Switching Frequency Strategy for Direct Torque Control of Induction Machine », Applied Power Electronics Conference and Exposition, IEEE 2000.
- [26] D. CASADEI, F.PROFUMO, G. SERRA, A. TANI, «FOC and DTC : Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control » Power electronics, IEEE Transactions on volume 17, issue 5, Sep 2002 page(s) : 779 – 787.
- [27] Y. A CHAPUIS, «Contrôle Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par L'orientation de son Flux Statoriqu », Thèse Doctorat INPG, génie électrique. 28
- [28] H. LE-HUY, «Comparison of field-oriented control and direct torque control for induction motor drive », Industry Applications Conference. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Of the IEEE. Vol 2, Issue, 1999 Page(s) :1245 - 1252 vol.2.
- [29] R. ZOLGHADRI, C. PELISSOU, D. ROYE, «Start up of a Global Direct Torque Control System, Power Electronics Specialists Conference » 1996, 27th Annual IEEE, Issue, 23-27 Jun 1996 Page(S) :370 - 374 Vol.1.
- [30] E. HAQUE, F. RAHMAN «Influence of Stator Resistance Variation on Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Performance and Its Compensation », IEEE Industry Application Society Annual Meeting, Chicago, USA, vol. 4, pp. 2563 -2569, 2001.
- [31] D. CASADEI, G. SERRA, A. TANI, «Steady-State and Transient Performance Evaluation of a DTC Scheme in the Low Speed Range », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, N°. 6, Nov. 2001.

- [32] M. P. KAZMIERKOWSKI, A. B. KASPROWICZ, «Improved Direct Torque and Flux Vector Control of PWM Inverter-Fed Induction Motor Drives », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42. No.4, August 1995.
- [33] Y. DJERIRI, A. MEROUFEL, «Techniques de Commande Electrique » Fascicule de Travaux Pratiques, Université de Sidi Bel-Abbès, 2019.
- [34] E. TAMMA, A. ZERIG «Amélioration des performances de la commande directe du couple de la machine asynchrone » Mémoire de Master, Université de El oued, 2017.
- [35] S.CHAOUCH «Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse » Thèse de doctorat, Université Batna, 2005.
- [36] M.BOUSEHABA «REALISATION D'UNE COMMANDE MLI A CHOIX MULTIPLE » MEMOIRE MASTER ACADEMIQUE, UNIVERSITÉ ABOU BEKR BELKAÏD DE TLEMCEN, 2016 – 2017.
- [37] A. SALIM, G.SMAIL «Commande Vectorielle d'une Machine à Induction » Mémoire MASTER ACADEMIQUE, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued, 2018/2019.
- [38] A. SALIM, B.ABDELBARI «Commande de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) par les réseaux de neurones artificiels » Mémoire MASTER ACADEMIQUE, UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA, 2018/2019.
- [39] B.ABDELKARIM «la réduction des ondulations du couple d'un moteur à induction par la commande directe du couple » mémoire master, école nationale polytechnique d'Oran Maurice audin ,2016/2017.
- [40] B.SEBTI «Commande par DTC d'un Moteur Asynchrone Apport des Réseaux de Neurones » MAGISTERE EN ELECTROTECHNIQUE, UNIVERSITE DE BATNA, 16 / 11 /2013.
- [41] A.KAMEL, «Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone » MEMOIRE de MAGISTER, UNIVERSITE BADJI MOKHTAR- ANNABA, Année 2007.
- [42] N.SENHADJI, A.CHALABI « commande du moteur synchrone a aimants permanents par backstepping », mémoire master, Université Abou Bekr Belkaid – Tlemcen, 2014 – 2015.
- [43] L.BELLAHCENE, M.DJAOUANI « Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à Aimants permanents dotée d'un observateur MRAS », mémoire master, Université Aboubakr Belkaïd– Tlemcen, 2016/2017.
- [44] N.KHALIL «Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue » Thèse de magister L'Université M'entourai de Constantine, jui2006.
- [45] J.BELHADJ «Commande Directe en Couple d'une Machine Asynchrone- Structures d'observation - Application aux systèmes multi machines multi convertisseurs » Thèse de Doctorat Université de Tunis El-Manar, Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis 2001.
- [46] D.ABDELJALIL «contribution à la commande et à l'amélioration des performances de l'énergie électrique d'une chine de production éolienne » Thèse de Doctorat 2018 université de Batna 2.

Résumé

L'objectif principal de ce travail était de présenter une méthode de contrôle simple, à savoir la DTC-SVPWM, cette méthode améliore les lacunes de la DTC classique. Le moteur asynchrone est de loin le moteur le plus utilisé par l'industrie. Dans ce mémoire nous avons appliqué la DTC classique ainsi que DTC-SVPWM à la commande d'un moteur asynchrone. Les résultats de simulation en utilisant Mtlab/SIMULINK, ainsi que les tests expérimentaux réalisés au laboratoire LEESI de l'université d'ADRAR, ont montrés la supériorité de la technique DTC-SVPWM.

Mots clés : DTC classique, DTC-SVPWM, moteur asynchrone, Matlab/SIMULINK

Abstract

The main objective of this work was to present a simple control method, namely the DTC-SVPWM, this method improves the drawbacks of the classical DTC. The induction motor is by far the most used motor in industry. In this thesis we have applied the classic DTC as well as DTC-SVPWM to the control of an induction motor. The simulation results using Mtlab/SIMULINK, as well as the experimental tests carried out at the LEESI laboratory of the University of ADRAR, have shown the superiority of the DTC-SVPWM.

Key words : classical DTC, DTC-SVPWM, induction motor, Matlab/SIMULINK

ملخص

كان الهدف الرئيسي من هذا العمل هو تقديم طريقة تحكم بسيطة، وهي DTC-SVPWM ، وهذه الطريقة تعمل على تحسين أوجه القصور في DTC الكلاسيكي. المحرك غير المتزامن، إلى حد بعيد هو المحرك الأكثر استخدامًا في الصناعة. في هذه الأطروحة قمنا بتطبيق DTC الكلاسيكي وكذلك DTC-SVPWM للتحكم في محرك غير متزامن. أظهرت نتائج المحاكاة باستخدام Matlab / SIMULINK ، وكذلك الاختبارات التجريبية التي أجريت في مختبر LEESI بجامعة ادرار، تفوق

تقنية DTC-SVPWM.

كلمات مفتاحية: DTC الكلاسيكي، DTC-SVPWM، المحرك غير المتزامن.