



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغزور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :

Mémoire des fin d'études

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande Electrique

Présentés par :

Laiche Hacène - Laiche Taqiyeddine

THEME

**Etude d'une Machine Synchrone à
Aimants Permanents Alimentée par un
Onduleur de Tension Multi-Niveaux**

Soutenu le 20/06/2018 devant la commission d'examen composée de :

Mr. BENFAROUJ Hafiza	M.A.A à l'Université de Khenchela	Président
Mr. LAGGOUN Louanasse	M.C.B à l'Université de Khenchela	Encadreur
Mr. KHEMIS Abd Rahmane	M.A.A à l'Université de Khenchela	Examinateur

Promotion 2017/2018

Dédicaces

J'ai le grand honneur de dédier ce modeste travail à :

Ma très chère mère qui ne cesse de pensée à moi.

Mon très cher père qui a sacrifier sa vie pour moi.

Mes très chers frères et sœur

Hacene, Abdo ,Zohir ,Chihab, Djalale, Zino

Et spécialement pour ma petite ange Meryem et Abdo

A tous mes amis que j'ai connus dans ma vie

*A tous les amis (es) d'études surtout ceux d'électrotechnique
option commande électrique promotion 2018 et spécialement :*

Tarek, Haroun, Abbes

*A tous les enseignants et toutes les enseignantes qui ont
contribué*

A ma formation tout au long de ma vie d'étudiant Surtout :

RAFIK labdani, Nabil Benhadda

Résumé

L'utilisation des onduleurs multi niveaux est devenue une importance primordiale pour exploiter et assurer une meilleure qualité d'énergies électriques. L'objectif de notre travail dans ce mémoire est d'étudier les onduleurs multi niveaux alimente une machine synchrone à aimant permanent. Pour atteindre cet objectif le travail s'est articulé autour de quatre chapitres, Dans le premier chapitre nous avons présenté la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent avec la simulation à vide et en charge avec l'onduleur et son onduleur. Le deuxième chapitre présente une modélisation des onduleurs multi-niveaux pour chaque niveau de tension. Le troisième chapitre présenter la commande vectorielle avec la simulation à vide et en charge, le quatrième chapitre consacré à l'étude par simulation de l'association des onduleurs multi avec une machine synchrone à aimant permanent à commande vectorielle. Des résultats de simulation montrent l'efficacité et performance de ce type des onduleurs.

Mots clé : machine synchrone à aimant permanent, Onduleur multi-niveaux, Modélisation, Simulation.

ملخص

اصبح استعمال المموجات ذات المستويات اهمية قصوى من اجل استغلال وضمان جودة الطاقة الكهربائية, الهدف من مذكرتنا هو دراسة المحرك المتزامن مع المغناطيس الدائم بدعم من المموجات ذات المستويات, من اجل تحقيق هذا الهدف تتركز الدراسة حول اربعة محاور. في المحور الاول تطرقنا لدراسة عامة حول المحرك المتزامن ونمذجته وتقييم نتائج محاكاته , المحور الثاني يقدم المموجات بالنسبة لكل مستوى من الجهد, المحور الثالث مخصص لدراسة التحكم الشعاعي للمحرك المتزامن مع المغناطيس الدائم ونمذجته وتقييم نتائج محاكاته, اما المحور الرابعو الاخير فقد خصص لتقديم جميع نتائج المحاكاة الخاصة بالربط بين المموجات و المحرك المتزامن مع المغناطيس الدائم ومع التحكم الشعاعي للمحرك المتزامن مع المغناطيس الدائم من اجل اثبات فعالية هذه المموجات.

كلمات مفتاحية : مموجات متعددة المستويات, المحرك المتزامن مع المغناطيس الدائم نمذجة رياضية, محاكاة

Abstract

The use of multi-level inverters has become an obligation to exploit and ensuring a better quality of electrical energy .The objective of our work in this thesis is to study the multi-level inverters feeds a synchronous machine with magnetic Permanat, To achieve this goal the work was articulated around four chapters, In the first chapter we presented the modeling of the synchronous machine with magnetic Permanat with the vacuum simulation and in charge with the inverter and its inverter. The second chapter presents a modeling of multi-level inverters for each voltage level, the third chapter present vector control with vacuum and load simulation, the fourth chapter devoted to the simulation study of the Association of multi-inverters with a synchronous machine with

permanent magnet with vector control. Simulation results show the efficiency and performance of this type of inverters.

Keywords: Permanent synchronous magnet machine, multi-level inverter, modeling, Simulation.

Tables des notation et symboles

$MSAP$: Machine synchrone à aimants permanents
$IGBT$: Insulated Gate Bipolaire Transistor
PI	: correcteur proportionnel-intégral
r	: Grandeur rotor ou de repère rotorique (R)
s	: Grandeur stator ou de repère statorique (S)
d	: Axe d du repère tournant (d,q)
q	: Axe q du repère tournant (d,q)
α	: Axe α du repère statorique (α, β)
β	: Axe β du repère statorique (α, β)
n	: Grandeur nominale
P	: Nombre de pair de pole.
R_s	: Résistance statorique
L_s	: Inductance de fuite
l_d	: Inductance longitudinale
l_q	: Inductance transversale
L_s	: Inductances cycliques statoriques par phase
L_r	: Inductances cycliques rotoriques par phase
$[L_{ss}]$: Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques
U_c	: Tension d'entrée de l'onduleur
V_{sd}	: Tension statorique instantanée dans l'axe d

v_{sq}	: Tension statorique instantanée dans l'axe q
i_{sd}	: Courant statorique instantané dans l'axe d
i_{sq}	: Courant statorique instantané dans l'axe
$v_{s\alpha}$: Tension statorique instantanée dans l'axe α
$v_{s\beta}$: Tension statorique instantanée dans l'axe β
V_f	: Tension rotorique sur l'axe d
I_f	: Courant rotorique sur l'axe d
$I_{s\alpha}$: Courant statorique instantané dans l'axe α
$I_{s\beta}$: Courant statorique instantané dans l'axe β
ϕ_f	: Flux d'un aimant par pôle
ϕ_{sd}	: Flux statorique instantané dans l'axe d
ϕ_{sq}	: Flux statorique instantané dans l'axe q
J	: Moment d'inertie du moteur
Ω_r	: Vitesse angulaire mécanique du rotor
F_r	: Coefficient de frottement visqueux
C_e	: <i>Couple</i> électromagnétique délivré par le moteur
C_r	: Couple résistant, ou de charge
ω_s	: Pulsation des courants statorique
ω_r	: Vitesse de rotation électrique ($P \Omega_r$)
V_a, V_b, V_c	: Les tensions statoriques
i_a, i_b, i_c	: Les courants statoriques.
m_s	: Mutuelle entre enroulements statorique.

θ	: représente la position du rotor
e	: Erreur entre grandeur réel et de référence
T_d	: Constante de temps dans l'axe (d)
T_q	: Constante de temps dans l'axe (q)
K_p	: Correcteur proportionnel
K_i	: Correcteur intégrale
ξ	: Coefficient d'amortissement
τ	: Constante du temps électrique

Liste des Figure

Chapitre I : Modélisation et simulation de la MSAP

Fig. I.1	Différents types de la MSAP.....	5
Fig. I.2	Représentation de la transformation de Park.....	8
Fig. I.3	Schéma équivalent du MSAP dans Le repère (d-q).....	12
Fig. I.4	Schéma bloc d'une MSAP alimentée en tension.....	15
Fig. I.5	Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	16
Fig. I.6	Résultats de simulation de démarrage à vide.....	18
Fig. I.7	Résultats de simulation de démarrage en charge a (t=1s).....	18
Fig. I.8	Résultats de simulation de démarrage à vide.....	19
Fig. I.9	Résultats de simulation de démarrage en charge a (t=1s).....	19

Chapitre II : Modélisation des onduleurs multi-niveaux

Fig. II.1	Onduleur monophasé: (a) Symbole, (b) montage d'un onduleur en pont comple.....	23
Fig. II.2	Les cas possibles de commutation de l'onduleur.....	24
Fig. II.3	Structure d'un onduleur triphasé en pont.....	26
Fig. II.4	Exemple de période de commutation avec temps mort.....	27
Fig. II.5	Les déférents courant I_a I_b I_c	27
Fig. II.6	Les déférents Tension V_a V_b V_c	28
Fig. II.7	Onduleur à niveaux multiples à deux (a), à trois (b) et à m niveaux (c).....	29
Fig. II.8	Les différentes topologies des onduleurs multi niveaux.....	29
Fig. II.9	Fig II.9 Onduleur NPC à trois (a) et à cinq niveaux (b).....	30
Fig.II.10	Onduleur à condensateur flotteurs à trois (a) et à cinq niveaux (b).....	31
Fig.II.11	Structure d'un bras d'onduleur multi niveaux de type cascade. a) à trois niveaux. b) à cinq niveaux.....	33
Fig.II.12	Onduleur de tension à deux niveaux en pont complet.....	36
Fig.II.13	Configurations électriques des cellules d'un onduleur à deux niveaux.....	37
Fig.II 14	Configurations électriques des cellules d'un onduleur en H à trois niveaux.....	38
Fig.II 15	Configurations électriques des cellules d'onduleur à cinq niveaux.....	39
Fig.II 16	Commande 120°	40

Fig.II 17	Allure de tension V_s Et Spectre d'harmonique de la tension V_s	40
Fig.II 18	Allure de tension V_s Et Spectre d'harmonique de la tension V_s	41
Fig.II 19	Commande 180°	41
Fig.II 20	Allure de tension V_s Et Spectre d'harmonique.....	42
Fig.II 21	Allure de tension V_s Et Spectre d'harmonique de la tension V_s	42

Chapitre III: Commande vectorielle de la MSAP

Fig III1	Diagramme de phase de la MSAP dans le référentiel (d, q) lié au champ tournant.....	44
Fig III.2	Schéma bloc de la CV de MSAP.....	46
Fig III.3	Principe de la commande vectorielle.....	48
Fig III.4	Modèle de la MSAP quand i_d est nul.....	48
Fig III.5	Description des couplages.....	49
Fig III.6	Découplage par compensation.....	50
Fig III.7	Commande découplée.....	51
Fig III.8	Représentation de la commande par PI.....	51
Fig III.9	commande des courants en deux boucles indépendantes.....	52
Fig III10	Boucle de régulation de vitesse.....	54
Fig III11	Résultat de simulation a vide.....	56
Fig III12	Résultats de simulation en charge.....	56

Chapitre IV: Résultats de simulation

Fig IV.1	Schéma bloc de l'onduleur à trois niveaux.....	61
Fig IV.2	Les Tension $V_a V_b V_c$ d'un onduleur trois niveaux.....	61
Fig IV.3	La tension de sortie et Spectre d'harmonique de tension V_a	62
Fig IV.4	Schéma bloc de l'onduleur à cinq niveaux.....	62
Fig IV.5	Les Tension $V_a V_b V_c$ d'un onduleur cinq niveaux.....	63
Fig IV.6	La tension de sortie et Spectre d'harmonique de tension V_a	63
Fig IV.7	Schéma bloc de la MSAP associé avec l'onduleur à trios niveaux.....	63
Fig IV.8	Résultats de simulation de la MSAP utilisant l'onduleur à trois niveaux à vide.....	64
Fig IV.9	Résultats de simulation de la MSAP utilisant l'onduleur à trois niveaux en charge.....	64
Fig IV.10	La tension de sortie et Spectre d'harmonique de tension V_a	65
Fig IV11	Le courant de sortie et Spectre d'harmonique de Courant I_s	65
Fig IV12	Schéma bloc de la MSAP associé avec l'onduleur à cinq niveaux.....	65
Fig IV13	Résultats de simulation de la MSAP utilisant l'onduleur à cinq niveaux à vide.....	66
Fig IV14	Résultats de simulation de la MSAP utilisant l'onduleur à cinq niveaux en charge.....	66

Fig IV15	La tension de sortie et Spectre d'harmonique de tension V_a	67
Fig IV16	Le courant de sortie et Spectre d'harmonique de Courant I_s	67
Fig IV17	Schéma bloc de la commande vectorielle utilisant l'onduleur à trois niveaux.....	68
Fig IV18	Résultats de simulation de la CV utilisant l'onduleur à trois niveaux à vide.....	68
Fig IV19	Résultats de simulation de la CV utilisant l'onduleur à trois niveaux en charge.....	69
Fig IV20	La tension de sortie et Spectre d'harmonique de tension V_a	69
Fig IV21	Le courant de sortie et Spectre d'harmonique de Courant I_s	69
Fig IV22	Schéma bloc de la commande vectorielle utilisant l'onduleur à cinq niveaux.....	70
Fig IV23	Résultats de simulation de la CV utilisant l'onduleur à cinq niveaux à vide.....	70
Fig IV24	Résultats de simulation de la CV utilisant l'onduleur à cinq niveaux en charge.....	71
Fig IV25	La tension de sortie et Spectre d'harmonique de tension V_a	71
Fig IV26	Le courant de sortie et Spectre d'harmonique de Courant I_{sq}	71

Liste des Tableau

Chapitre II: Modélisation des onduleurs multi-niveaux

Tableau II.1	Les configurations possible.....	24
Tableau II.2	Comparaison entre les trois topologies de base des convertisseurs multi niveaux....	35
Tableau II.3	Comparaison entre les deux cas	35

Chapitre IV: Résultats de simulation

Tableau IV.1	Facteurs de distorsion de chaque type d'onduleur associe MSAP.....	67
Tableau IV.2	Facteurs de distorsion de chaque type d'onduleur associe avec CV de MSAP.....	72

Sommaire

Résumé

Liste des figures

Liste des tableaux

Notation et Symboles

Introduction générale 1

Chapitre I : Modélisation et simulation de la MSAP

I.1 Introduction..... 4

I.2 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)..... 4

I.3 Avantages des machines synchrones à aimants permanents..... 5

I.3.1 Avantages..... 5

I.3.2 Inconvénients..... 6

I.4 Domaines d'applications..... 6

I.5 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents..... 7

I.5.1 Hypothèses simplificatrices..... 7

I.5.2 Mise en équation et modèle de Park..... 7

I.5.3 Mise en équation..... 8

I.5.4 Equations électriques..... 8

I.5.5 Equations magnétiques..... 9

I.5.6 Principe de la transformation de Park..... 11

I.5.7 Expression du couple électromagnétique et de la puissance..... 13

I.5.8 Equation mécanique..... 14

I.6 Schéma fonctionnelle de la MSAP..... 15

I.7 Modélisation de l'onduleur de tension..... 15

I.8 Simulation et interprétation des résultats.....	17
I.8.1 Son Onduleur.....	18
I.8.2 Avec l'onduleur.....	19
I.8.3 Interprétation des résultats.....	20
I.9 Conclusion.....	20

Chapitre II : Modélisation des onduleurs multi-niveaux

II.1 Introduction.....	22
II.2 Classification d'onduleurs.....	22
II.2.1 Selon la réversibilité.....	22
II.2.2 Selon la nature de l'alimentation.....	22
II.2.3 Selon la nature de la charge.....	22
II.3 Onduleur monophasé.....	22
II.3.1 Définition.....	22
II.3.2 Principe de Fonctionnement.....	23
II.3.3 Les applications.....	25
II.4 Onduleur triphasé.....	25
II.4.1 Principe de l'onduleur triphasé.....	25
II.4.2 Résultats de simulation d'onduleur triphasé.....	27
II.5 Les Onduleurs multi niveaux.....	28
II.6 Principe générale de l'onduleur multi niveaux.....	29
II.7 Les différentes topologies des onduleurs multi niveaux.....	29
II.7.1 Onduleur de tension à diodes de bouclage.....	30
II.7.1.1 Avantages.....	30
II.7.1.2 Inconvénient.....	30
II.7.2 Onduleur de tension à condensateurs flotteurs.....	31

II.7.2.1 Avantages.....	31
II.7.2.2 Inconvénients.....	32
II.7.3 Onduleurs multi niveaux en cascade.....	32
II.7.3.1 Avantages.....	33
II.7.3.2 Inconvénients.....	34
II.8 Autres topologies.....	34
II.9 Comparaison entre les trois principaux convertisseurs multi niveaux.....	34
II.10 Onduleurs multi niveaux en cascade.....	35
II.10.1 Onduleur à deux niveaux.....	35
II.10.2 Onduleur à trois niveaux.....	37
II.10.3 Onduleur à cinq niveaux.....	38
II.11 Simulation interprétation.....	40
II.11.1 Commande décalée (120°).....	40
II.11.2 Commande en pleine onde (180°).....	41
II.11.3 comparaison entre les deux cas.....	43
II.12 Conclusion.....	43

Chapitre III: Commande vectorielle de la MSAP

III.1 Introduction	45
III.2 Principe de la commande vectorielle.....	45
III.3 Avantages et inconvénients de la commande vectorielle.....	47
III.3.1 Avantages.....	47
III.3.2 Inconvénients.....	47
III.4 Commande vectorielle de la (MSAP).....	47
III.5 Commande vectorielle de la (MSAP) alimentée en tension.....	48
III.6 Stratégie de la commande vectorielle de la MSAP.....	49
III.7 Découplage par compensation.....	50

III.8	La Régulation.....	53
II.8.1	Conception des Régulateurs.....	53
III.8.1.1	Action Proportionnelle (Kp).....	54
III.8.1.2	Action Intégrale (Ki)	54
III.8.2	Calcul des Régulateurs.....	54
III.8.2.1	Régulateur des Courants.....	54
III.8.2.2	Calcul du Régulateur de vitesse.....	56
III.9	Résultats de simulation de la CV de la MSAP alimenté en tension.....	58
III.10	Interprétation des résultats.....	59
III.11	Conclusion.....	59

Chapitre IV: Résultats de simulation

IV.1	Introduction.....	62
IV.2	Onduleur 3 Niveau.....	62
IV.2.1	Schéma bloc.....	63
IV.2.2	Résultats de simulation.....	63
IV.3	Onduleur 5 Niveau.....	64
IV.3.1	Schéma bloc.....	64
IV.3.2	Résultats de simulation.....	65
IV.4	Simulation de la machine synchrone à aimant permanent alimenté par un onduleur à 3 et 5 niveaux.....	65
IV.4.1	Simulation avec un onduleur à trois niveaux.....	65
IV.4.1.1	Résultats de simulation.....	66
IV.4.2	Simulation avec un onduleur à 5 niveaux.....	67
IV.4.2.1	Résultats de simulation.....	68
IV.4.3	Comparaisant entre les deux cas	69

IV.5 Simulation de la Commande vectorielle avec onduleur à 3 et 5 niveaux.....	70
IV.5.1 Simulation avec onduleur trois niveaux.....	70
IV.5.1.1 Résultats de simulation.....	70
IV.5.2 simulation avec un onduleur à cinq niveaux.....	72
IV.5.2.1 Résultats de simulation.....	72
IV.5.3 Comparaison entre les deux cas.....	74
IV.6 Conclusion.....	74
CONCLUSION GENERALE.....	76
ANNEXE	
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUE	

Introduction
générale

Introduction générale

L'utilisation des convertisseurs statiques dans l'industrie est devenue un champ extrêmement vaste, car les équipements industriels utilisent de plus en plus d'entraînement à vitesse variable. Les onduleurs de tension sont largement utilisés pour la commande des moteurs synchrones à aimant permanent [8].

Un onduleur de tension est un convertisseur statique alimenté soit par une source continue soit par un réseau redressé soit par une batterie d'accumulateur pour fournir une tension ou courant alternatifs de fréquence fixe (le cas des alimentations sans interruption) ou variable (le cas des moteurs à courant alternatifs).

L'inconvénient majeur de l'onduleur est l'obtention d'une tension non sinusoïdale à sa sortie, ce qui provoque une dégradation du régime de fonctionnement de certaines charges surtout les machines électriques.

Ces tensions de sortie sont très riches en harmoniques, d'où la nécessité de les réduire. Outre cela les onduleurs conventionnels (à deux niveaux) sont limités aux applications de faibles et de moyennes puissances seulement [11].

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique.

Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles, qui vont de l'alternateur de plusieurs centaines de mégawatts au moteur de quelques watts, en passant par les moteurs pas à pas. Néanmoins, la structure de toutes ces machines est relativement proche. Le stator est généralement constitué de trois enroulements triphasés répartis, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales.

Les machines synchrones à aimants permanents se composent d'un stator comportant un bobinage qui est alimenté en triphasé et produit un champ magnétique tournant à la fréquence d'alimentation et d'un rotor où le champ magnétique est produit par des aimants permanents. Les moteurs à aimants permanents peuvent accepter des courants de surcharge importants pour démarrer rapidement. Associés à des variateurs de vitesse électroniques, ils trouvent leur place dans certaines applications de motorisation d'ascenseurs lorsque l'on cherche une certaine compacité et une accélération rapide (immeuble de grande hauteur par exemple). L'excitation, dans ce cas, est créée par les aimants permanents. Le couple instantané (dans n'importe quelle

configuration de machine à aimants) est la somme de trois couples élémentaires : le couple réactant, le couple hybride et le couple de détente.

La commande vectorielle est une méthode qui se ramène à une structure de commande linéaire par l'hypothèse d'orientation du flux. Elle a été proposée par Blaschke en 1972. Si cette méthode est restée peu exploitée jusqu'au début des années 80, les progrès réalisés actuellement dans la technologie des semi-conducteurs et dans la microélectronique ont permis son utilisation dans les variateurs industriels de vitesse actuels.

Actuellement, l'étude des machines synchrones à aimant permanent alimentées par des convertisseurs statiques constitue un vaste thème de recherche dans le domaine de l'électrotechnique. Ces travaux de recherche ont conduit à l'apparition de nouvelles structures de convertisseurs de puissance destinées pour les applications de haute tension appelées onduleurs multi-niveaux. Grâce à leur topologie ce qui permet une augmentation du niveau de tension appliqué et également la puissance transmise. Cette structure permet aussi d'avoir une tension de sortie proche de la sinusoïde, grâce aux plusieurs niveaux de tension fournis par ce convertisseur et la technique de commande adoptée.

Notre travail dans ce mémoire est une étude résumée sur l'association d'onduleurs multi-niveaux avec une machine synchrone à aimant permanent pour avoir les bonnes performances statiques et dynamiques. Alors, ce travail est subdivisé en quatre chapitres, chaque 'un présente une partie importante de cette association :

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine synchrone nécessaire pour élaborer un schéma de simulation de la commande de la machine. Cette modélisation est précédée par une introduction.

Le deuxième chapitre, traitera les différentes topologies des onduleurs multi niveaux : leurs structures, leurs avantages et leurs inconvénients.

Dans le troisième chapitre, on présente la commande vectorielle de la MSAP.

Le quatrième chapitre expose les résultats de simulation des différents model de l'association de l'onduleur multi-niveaux avec la machine synchrone à aimant permanent [18] .

Chapitre I
Modélisation
Et Simulation
de la MSAP

I.1 Introduction

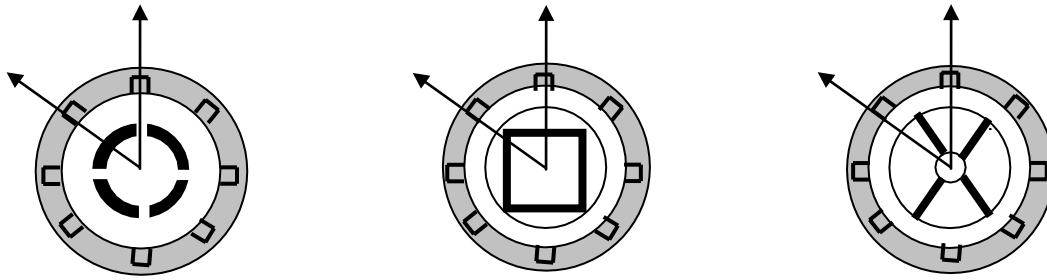
Grâce au développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processeurs numériques, le moteur synchrone à aimants permanents, est de plus en plus utilisé dans le domaine de vitesse variable. Son choix dans les entraînements à vitesse variable devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrone et à courant continu grâce à l'évolution de la technologie des aimants permanents qu'ils soient base d'alliage ou à terre rares [1].

Le moteur synchrone est fortement pénalisé par l'absence du couple hors du synchronisme. Alimenté par des réseaux à fréquence fixe, il doit être lancé à la vitesse du synchronisme pour fournir un couple électromagnétique. Pour pallier ces difficultés, il doit être muni d'une alimentation à fréquence variable, qui est généralement un onduleur à MLI. Cela constitue un variateur de vitesse électromécanique constitué d'une machine synchrone associée à un convertisseur statique de l'électronique de puissance [2]. Dans ce chapitre, on présentera la modélisation et la simulation d'une machine synchrone à aimants permanents avec et sans onduleur de tension.

I.2 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)

Il est aussi appelé moteur " brushless " (sans balais) ou moteur à courant continu sans collecteur. La machine synchrone comporte, tout comme la machine asynchrone, un stator bobiné dont l'alimentation donne naissance à une force magnétomotrice de composante fondamentale F_a tournant à la vitesse angulaire ω_s . Le rotor ou la roue polaire dont le nombre de pôles est égal à celui du stator, est excité par un bobinage parcouru par un courant continu ou par des aimants pour produire une force magnétomotrice dite d'excitation F_o . Dans le cas du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP), l'inducteur est remplacé par des aimants, ceci présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation [2][3][4]. Les aimants utilisés sont

- ✓ Les ferrites, peu coûteuses;
- ✓ Le samarium cobalt ($SmCo_5$, Sm_2Co_{17}), dont les performances du point de vue de l'énergie spécifique sont exceptionnelles. L'énergie spécifique est le produit BH exprimé en J/m³. Le rotor du moteur peut être à " aimants déposés " ou à " concentration de flux ". Cette dernière réalisation utilise un plus faible volume d'aimants (figure I.1)[3].



Machine à aimants collés
(Axe indirect)

Machine à aimants enterrées
(Axe direct)

Machine à concentration de flux
(Axe indirect)

Fig I.1 Différents types de la MSAP

Cependant, on ne peut pas contrôler le flux rotoriques. D'autre part, la surface interne du stator est cylindrique, et les enroulements sont placés dans des encoches taillées suivant les génératrices de ce cylindre. Chaque enroulement est réalisé de manière à créer une force magnétomotrice sinusoïdale dans l'entrefer. Les forces magnétomotrices créées par chacun des trois enroulements sont déphasées spécialement d'un angle électrique. En alimentant cet enroulement triphasé par des courants triphasés, on crée un champ tournant circulaire [4].

Dans les machines à aimants collés, à cause de l'isotropie existant dans la machine, l'inductance de l'axe direct est égale à l'inductance de l'axe en quadrature, par contre, dans les machines à aimants enterrés ou à concentration de flux, à cause de l'épaisseur des aimants l'entrefer sur l'axe direct est plus grand que celle sur l'axe indirect.

1.3. Avantages des machines synchrones à aimants permanents

1.3.1 Avantages:

Les avantages associés à l'utilisation des machines à courant alternatif asynchrone et synchrone à aimants permanents ne sont pas à démontrer en termes de robustesse et de fiabilité. Aujourd'hui, avec le progrès actuel des aimants permanents, le moteur synchrone est de plus en plus utilisé dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable à hautes performances. Son choix dans ce domaine est devenu attractif et concurrent de celui des moteurs à courant continu et des moteurs asynchrones. Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines [2] [5] [7]:

- ✓ Facteur de puissance et rendement élevé par rapport à ceux des moteurs asynchrones;

- ✓ Absence de contacts glissants;
- ✓ Robustesse incontestée par rapport au moteur à courant continu;
- ✓ Pas des pertes résistives au rotor ; ce qui facilite l'évaluation de la chaleur due aux pertes dans la machine. Ainsi, il y a suppression d'équipement de refroidissement au rotor;
- ✓ Puissance massique élevée et précision de sa commande;
- ✓ Fonctionnement en survitesse;
- ✓ Une capacité à fonctionner à haute, voire très haute vitesse;
- ✓ Suppression des bagues et des ballait, ce qui réduit les problèmes de maintenance;
- ✓ Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage;
- ✓ Meilleures caractéristiques thermiques, la localisation des pertes joules et des pertes fer au stator simplifie le refroidissement de la machine.

1.3.2 Inconvénients:

- ✓ coût élevé des aimants;
- ✓ La présence de pulsation de couple;
- ✓ Risque de désaimantation, ce qui limite l'utilisation par les des contrainte comme la température max, courant max....etc.;
- ✓ Pertes par courant de Foucault dans les aimants;
- ✓ La présence d'aimants permanents majore le prix des moteurs synchrones, notamment dans le cas de l'utilisation d'aimants de type terre rare. Ces aimants présentent de très grandes qualités par rapport aux aimants « ferrites » mais ont un prix aussi beaucoup plus élevé;
- ✓ Risque de désaimantation (irréversible) : limite de température maximale, courant maximum, défluxage impossible dans les machines à courant continu, possible dans les machines synchrones par contrôle de l'angle d'autopilotage [5][6][7].

1.4 Domaines d'applications

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant de centaines de Watts (servomoteurs) à plusieurs méga Watts (systèmes de propulsion des navires), dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation, l'entraînement à vitesse variable et la traction [2][5].

- ✓ Il fonctionne comme compensateur synchrone;
- ✓ Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que

- les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges;
- ✓ les automobiles;
- ✓ les équipements de technologie de l'information (DVD drives);
- ✓ les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements;
- ✓ les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste);
- ✓ les servomoteurs;
- ✓ la production d'électricité;
- ✓ les propulsions des véhicules électriques et la propulsion des sous marins;
- ✓ l'application de l'énergie de l'éolienne.

1.5 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes dirigeant son fonctionnement. Les lois modernes de commande de plus en plus performantes permettent un meilleur contrôle des régimes transitoires tout en assurant dans une grande plage de fonctionnement un asservissement précis de la vitesse. Tous ces perfectionnements demandent une bonne connaissance de la machine et de son convertisseur [2].

1.5.1 Hypothèses simplificatrices:

- ✓ Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé;
- ✓ Les f.m.m. sont réparties sinusoidalement dans l'entrefer de la machine;
- ✓ L'effet de la température sur les résistances est négligeable;
- ✓ L'effet de Peau qui augmente les résistances et réduit les inductances est négligeable;
- ✓ L'effet d'encoche est négligé [2][4].

1.5.2 Mise en équation et modèle de Park:

La mise en équation des moteurs synchrones triphasés complète à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors travaillieuse, vu le grand nombre de variables.

On utilise des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations de *Park* permettent d'obtenir un système équivalent formé de trois enroulements orthogonaux, deux de ces enroulements sont situés dans le même plan que les enroulements *a*, *b*, et *c*. Le troisième enroulement

est situé dans le plan orthogonal au plan formé par les axes de phases a , b , et c et représente la composante homopolaire.

La transformation de *Park* permet de passer d'une représentation dans le repère triphasé (a, b, c) à une représentation dans un repère dit de *Park* à axes orthogonaux (d, q, o). En se basant sur les hypothèses simplificatrices, et en appliquant la transformation de *Park* au stator et au rotor, on peut exprimer l'ensemble des relations de la machine dans ce repère.

Le repère de *Park* (d, q, o) est à priori quelconque, on peut ainsi considérer qu'il tourne à une vitesse arbitraire. Des choix plus ou moins pertinents peuvent être faits en fonction du repère auquel on lie la représentation de *Park* [2],[4].

I.5.3 Mise en équation:

À un système triphasé quelconque (a, b, c), on associe un système biphasé (d, q, o) donnant le même champ tournant dans un MSAP, les aimants sont représentés par un inducteur au rotor alimenté par une source de courant continu parfaite, comme le montre la figure I.2 suivante [2][3][4] :

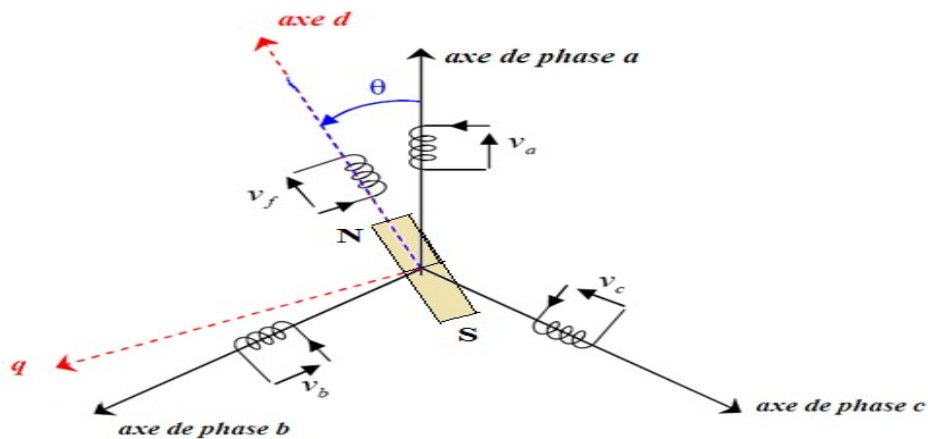


Fig I. 2 Représentation de la transformation de Park

A partir de la figure I.2 on écrit les équations du moteur synchrone à aimant permanent relatives au stator et au rotor.

I.5.4 Equations électriques :

a. au stator

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \quad (I.01)$$

Les variables triphasés sont au stator et nous définissons $[V_s]$, $[I_s]$, $[\Phi_s]$ comme tensions, courants et flux triphasés du stator de la machine

Et :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

b. au rotor

$$[V_f] = [R_f][I_f] + \frac{d}{dt}[\Phi_f] \quad (I.02)$$

Tel que :

$$[V_f] = [V_F \ 0 \ 0]^T$$

$$[R_f] = \begin{bmatrix} R_F & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Et :

$$[I_f] = [I_F \ 0 \ 0]^T$$

1.5.5 Equations magnétiques:

a. flux statorique

$$[\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sf}][I_f] \quad (I.03)$$

b. flux rotoriques

$$[\Phi_f] = [M_{fs}][I_s] + [L_f][I_f] \quad (I.04)$$

$$[L_f] = \begin{bmatrix} L_F & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

La matrice $[L_{SS}]$ est carrée et d'ordre 3. Elle contient des termes constants qu'on regroupe dans $[L_{S0}]$ et des termes variables dépendent de θ . Qu'on regroupe dans $L_{S2}(\theta)$.

On pose :

$$[L_{SS}] = [L_{S0}] + [L_{S2}]$$

(I.05)

Avec :

$$[L_{S0}] = \begin{bmatrix} L_{S0} & M_{S0} & M_{S0} \\ M_{S0} & L_{S0} & M_{S0} \\ M_{S0} & M_{S0} & L_{S0} \end{bmatrix} \quad (I.06)$$

Et :

$$[L_{S2}] = L_{S2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.07)$$

$[M_{sf}]$: Est la matrice inductance qui correspond au couplage entre le rotor et le stator

$$[M_{sf}] = M_f, \text{ et } [M_{sf}] = [M_{sf}]^T$$

(I.08)

En introduisant (I.03) dans (I.01), et (I.04) dans (I.02) on aura :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}([L_{SS}][I_s] + \frac{d}{dt}([M_{sf}][I_f])) \\ [V_f] = [R_f][I_f] + \frac{d}{dt}([M_{fs}][I_s] + [L_f][I_f]) \end{cases} \quad (I.09)$$

Il est clair que le système (I.09) est à coefficients variables puisque la matrice des mutuelles inductances contient des termes qui sont fonction du temps. C'est pour cela justement qui rend la résolution analytique de ce système d'équations très difficile ou pratiquement impossible. Ceci nous conduit à l'utilisation de la transformation de Park qui permettra de rendre ces paramètres à la

position θ .

I.5.6 Principe de la transformation de Park:

A l'aide de la transformation de Park, on passe des grandeurs statorique réelles V_a, V_b, V_c et I_a, I_b, I_c , à leurs composantes V_d, V_q, V_h et I_d, I_q, I_h .

Sachant que le passage triphasé-biphasé est donné comme suit :

$$\begin{cases} [A(\theta)][V_{sdqh}] = [V_s] \\ [A(\theta)][I_{sdqh}] = [I_s] \end{cases} \quad (I.10)$$

$A(\theta)$: est la matrice de Park.

Ce changement de variable appliqué au système d'équations (I.10) donne :

$$\begin{cases} [A(\theta)][V_{sdqh}] = [R_s][A(\theta)][I_{sdqh}] + \frac{d}{dt}([L_{ss}][A(\theta)][I_{sdqh}] + \frac{d}{dt}([M_{sf}][I_f])) \\ [V_f] = [R_f][I_f] + \frac{d}{dt}([M_{fs}][A(\theta)][I_{sdqh}] + [L_f][I_f]) \end{cases} \quad (I.11)$$

Si on pré multiplie tous ses termes par $A(\theta)^{-1}$, la première relation devient :

$$[V_{sdqh}] = [A(\theta)]^{-1}[R_s][A(\theta)][I_{sdqh}] + [A(\theta)]^{-1} \left[\frac{d}{dt}([L_{ss}][A(\theta)][I_{sdqh}] + \frac{d}{dt}([M_{sf}][I_f])) \right] \quad (I.12)$$

Puisque :

$$[R_s] = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{Et que tous les éléments de } [L_f] \text{ sont constants, on peut écrire :}$$

$$\begin{cases} [V_{sdqh}] = [R_s][I_{sdqh}] + [A(\theta)]^{-1} \left\{ \frac{d}{dt}([L_{ss}][A(\theta)][I_{sdqh}] + ([M_{sf}][I_f])) \right\} \end{cases} \quad (I.13)$$

$$[V_f] = [R_f] [I_f] + \frac{d}{dt} ([M_{fs}] [A(\theta)] [I_{sdqh}] + [L_f] [I_f])$$

Avec la même procédure de calcul pour les équations de flux et faisons usage de calcul matriciel précédent et sachant que le système est équilibré, on aura pour la MSAP :

a. équations magnétiques

Les flux peuvent être formulés par les équations suivantes :

$$\Phi_d = L_d I_d + \Phi_f \tag{I.14}$$

$$\Phi_q = L_q I_q \tag{I.15}$$

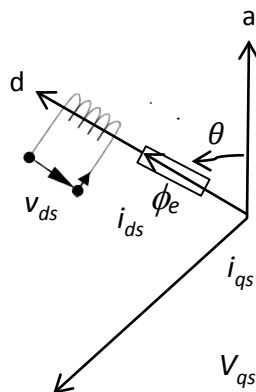
b. équations électriques

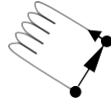
$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega \Phi_{ds} \end{cases} \tag{I.16}$$

D’après les équations (I.14), (I.15), Le modèle électrique du MSAP est le suivant :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + L_{ds} \frac{d}{dt} I_{ds} - \omega L_{qs} I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_{qs} \frac{d}{dt} I_{qs} + \omega L_{ds} I_{ds} + \omega \Phi_f \end{cases} \tag{I.17}$$

On peut représenter notre machine comme suit :





q

Fig I.3 Schéma équivalent du MSAP dans Le repère (d-q)

I.5.7 Expression du couple électromagnétique et de la puissance:

L'expression du couple électromagnétique C_e est donnée par :

$$C_e = \frac{\partial w_e}{\partial \theta_{geo}} = p \frac{\partial w_e}{\partial \theta_{ele}} \quad (I.18)$$

Dans la théorie du champ des machines électriques, le couple électromagnétique intervenant dans l'équation (I-18) s'exprime par la dérivée partielle de stockage d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor

Avec :

w_e : Énergie emmagasinée dans le circuit magnétique

θ_{geo} : Écart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator)

Telle que :

$$\theta_{geo} = \frac{\theta_{ele}}{p} \quad (I.19)$$

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

$$P(t) = \frac{3}{2} (U_{ds} I_{ds} + U_{qs} I_{qs})$$

(I.20)

En utilisant les expressions des tensions données par (1.16) et tenant compte (I.14) et (I.15) on aura :

$$P(t) = \frac{3}{2} [-R_s (I_{ds}^2 - I_{qs}^2) - (I_d \frac{d\Phi_{ds}}{dt} + I_q \frac{d\Phi_{qs}}{dt}) + \frac{d\theta}{dt} (\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds})]$$

$$P(t) = -\frac{3}{2} \{R_s (I_{ds}^2 - I_{qs}^2)\} - \frac{3}{2} \left\{ I_d \frac{d\Phi_{ds}}{dt} + I_q \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \right\} + \frac{3}{2} \left\{ \frac{d\theta}{dt} (\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) \right\}$$

(I.21) Où :

- $-\frac{3}{2} \{R_s (I_{ds}^2 - I_{qs}^2)\}$: représente la puissance dissipée en pertes Joules dans les enroulements du

stator.

- $-\frac{3}{2} \left\{ I_d \frac{d\Phi_{ds}}{dt} + I_q \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \right\}$: représente les variables de l'énergie magnétique emmagasinée dans les

enroulements du stator.

- $\frac{3}{2} \left\{ \frac{d\theta}{dt} (\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) \right\}$: représente la puissance électrique transformée en puissance

mécanique à l'intérieur de la machine Où puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$\omega = p\Omega \quad (I.22)$$

Alors l'expression de la puissance électromagnétique devienne comme suit :

$$P_e = \frac{3}{2} p \Omega [\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}]$$

(I.23)

Sachant que :

$$P_e = C_e \Omega \quad (I.24)$$

D'où :

$$C_e = \frac{3}{2} p [\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}]$$

(I.25)

Après l'affectation des opérations nécessaires on peut écrire :

$$C_e = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_{ds} I_{qs} + \Phi_f I_{qs}] \quad (I.26)$$

I.5.8 Equation mécanique:

$$C_e - C_r - f\Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (I.27)$$

I.6 Schéma fonctionnelle de la MSAP

D'après les équations (I.17) (I.26) et(I.27) on obtient le système d'équation suivant:

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = \frac{1}{L_d} (V_{ds} - R_s I_{ds} + \omega L_{qs} I_{qs}) \\ \frac{dI_q}{dt} = \frac{1}{L_q} (V_{qs} - R_s I_{qs} + \omega L_{ds} I_{ds} - \omega \Phi_e) \\ J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega_r = C_e - C_r \\ C_e = \frac{3}{2} P (I_d - I_q) I_d I_q + \Phi_e I_q \end{cases}$$

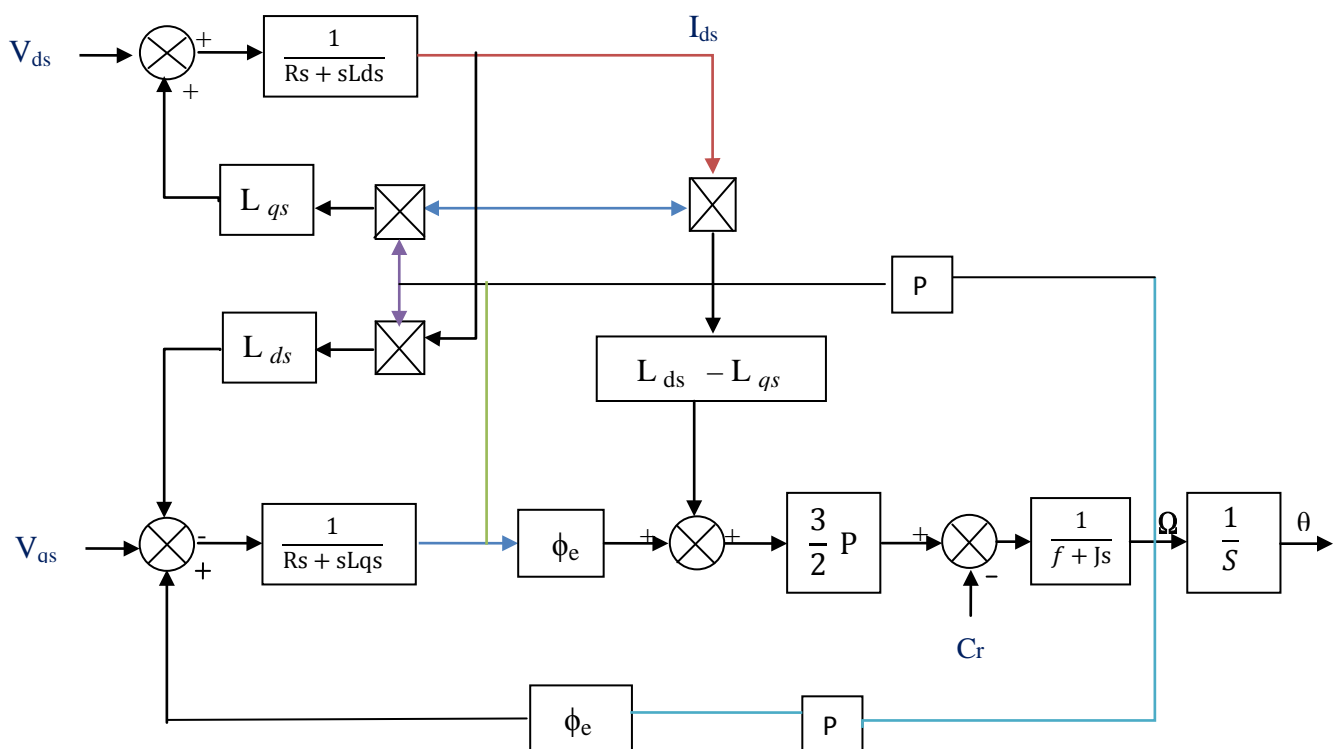
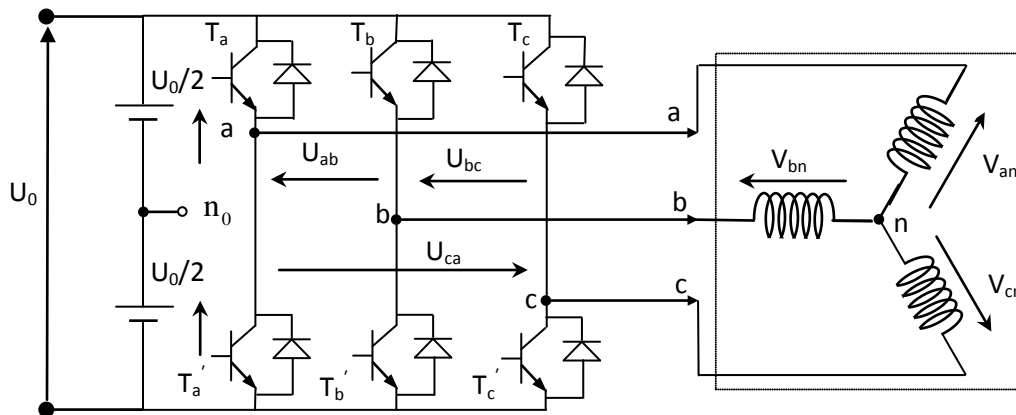


Fig I.4 Schéma bloc d'une MSAP alimentée en tension**I.7 Modélisation de l'onduleur de tension**

Pour modéliser l'onduleur de tension (Fig. I.5) on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être constituée par deux générateurs de f.é.m égale à $U_0/2$ connectés entre eux par un point noté n_0 . [12].

**Fig. I.5** Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples qu'on note V_{an} , V_{bn} et V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T'_i les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

- ✓ si $s_i = 1$, alors T_i est passant et T'_i est ouvert,
- ✓ si $s_i = 0$, alors T_i est ouvert et T'_i est passant.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (I.28)$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle,

$$\text{donc : } \begin{cases} V_{an} = (1/3)[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = (1/3)[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = (1/3)[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (I.29)$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n_0 .

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn_0} = V_{an_0} \\ V_{bn} + V_{nn_0} = V_{bn_0} \\ V_{cn} + V_{nn_0} = V_{cn_0} \end{cases} \quad (I.30)$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn_0} = \frac{1}{3}[V_{an_0} + V_{bn_0} + V_{cn_0}] \quad (I.31)$$

L'état des interrupteurs, supposés parfaits \Leftrightarrow Si (i=a, b, c) on a :

$$V_{ino} = S_i U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (I.32)$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{an_0} = (S_a - 0.5)U_0 \\ V_{bn_0} = (S_b - 0.5)U_0 \\ V_{cn_0} = (S_c - 0.5)U_0 \end{cases} \quad (I.33)$$

En remplaçant (I.46) dans (I.44), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an_0} - \frac{1}{3}V_{bn_0} - \frac{1}{3}V_{cn_0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an_0} + \frac{2}{3}V_{bn_0} - \frac{1}{3}V_{cn_0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an_0} - \frac{1}{3}V_{bn_0} + \frac{2}{3}V_{cn_0} \end{cases} \quad (I.34)$$

En remplaçant (I.33) dans (I.34), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.35)$$

I.8 Simulation et interprétation des résultats

Pour faire valider l'étude qu'on a faite, nous avons simulé le modèle de la machine synchrone à aimant permanent par l'outil Matlab/Simulink, et nous avons relevé le comportement de la vitesse, du couple électromagnétique et des courants (I_d , I_q).

I.8.1 Son Onduleur:

a - A vide: $C_r=0$ N.m

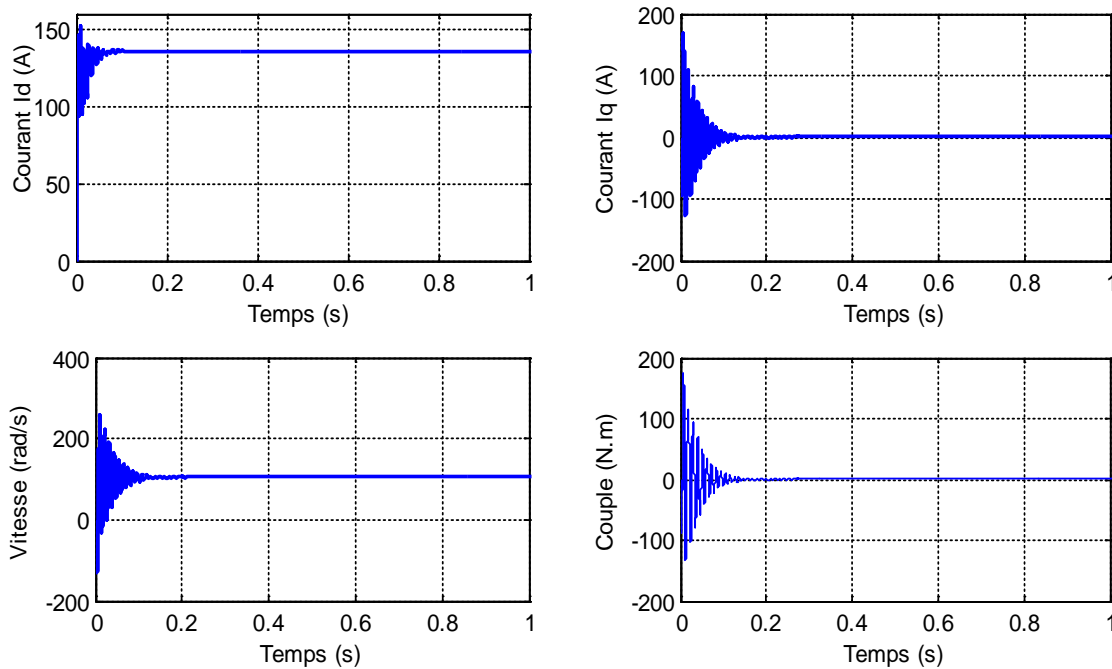


Fig I.6 Résultats de simulation de démarrage à vide

b- En charge: $C_r=10$ N.m

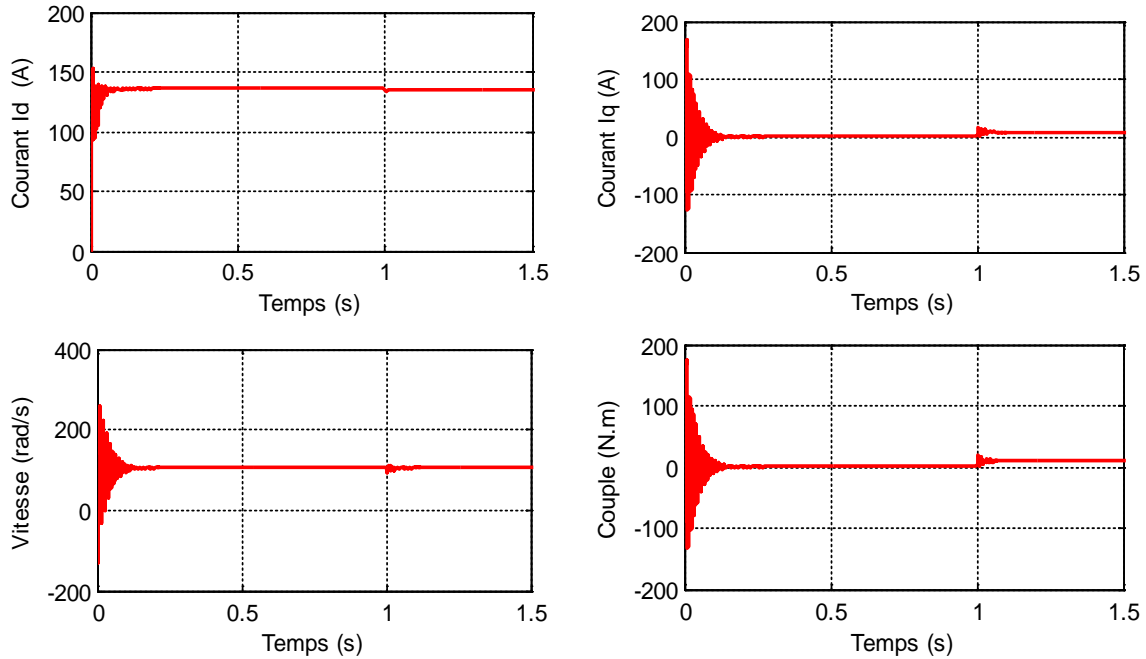


Fig. I.7 Résultats de simulation de démarrage en charge a ($t=1$ s).

I.8.2 Avec l'onduleur:

a-A vide : $C_r=0$ N.m

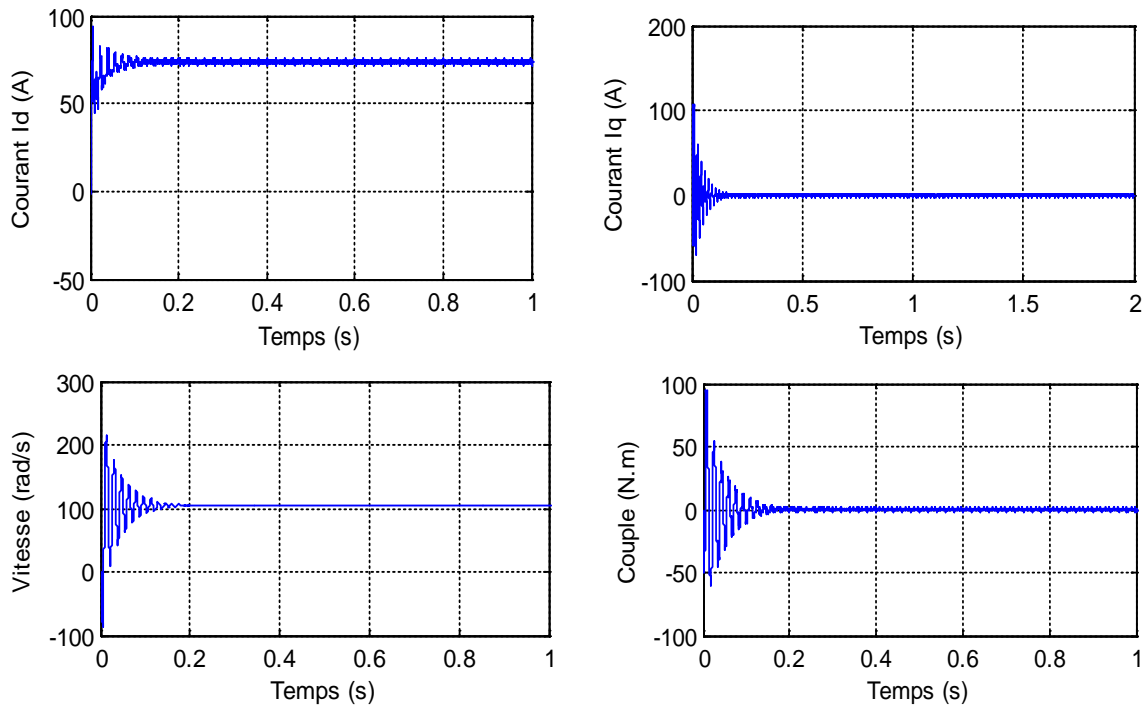


Fig I.8 Résultats de simulation de démarrage à vide

b- En charge : $C_r= 10$ N.m

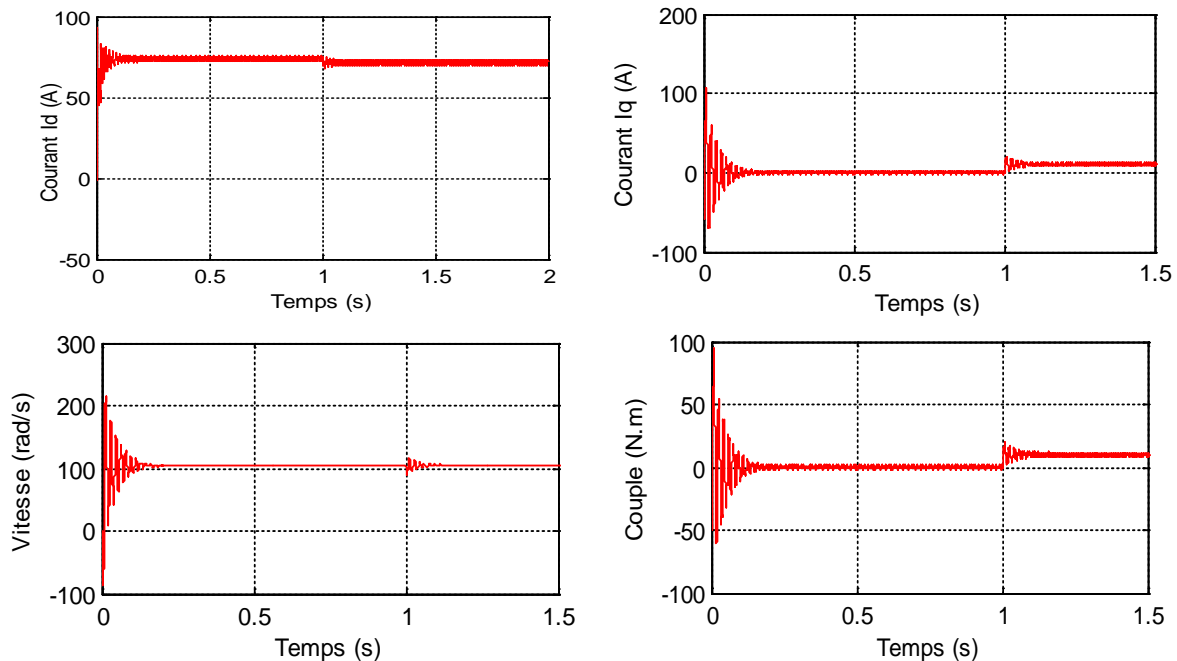


Fig I.9 Résultats de simulation de démarrage en charge a ($t=1s$).

1.8.3 Interprétation des résultats:

Les figures (1.6) (1.7) (1.8) (1.9) illustrent les résultats de la simulation de la MSAP à vide et en charge, avec et sans onduleur.

Pendant le démarrage on remarque que tous les signaux sont fortement pulsatoire parce que la machine passe par le régime transitoire puis elle se stabilise et entre dans le régime permanent.

Pendant le régime transitoire, la vitesse est fortement pulsatoire, présentant au premier instant de démarrage des battements importants, et atteint sa valeur nominale. La contre réaction des masses tournantes tendant à ramener le moteur au repos fait apparaître des valeurs de vitesse négative très faible et de courte durée,

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

Pour les courants i_d et i_q au début de démarrage on voit des pics de courant assez importants au démarrage, ensuite ils se stabilisent à leurs valeurs nominales après un temps assez court,

A $t=1s$, on applique une charge de $C_r=10$ N.m, on remarque que les caractéristiques suivent cette variation puis se stabilisent au régime permanent.

Si on compare ces résultats (MSAP alimentée par un onduleur) avec ceux obtenus auparavant (MSAP alimentée par le réseau), on constate qu'ils sont similaires, sauf que la présence de l'onduleur engendre des ondulations.

1.9 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la machine synchrone à aimant permanent et ces différentes structures, ses avantages et inconvénients et ces domaines d'application, ainsi que sa modélisation, en mettant en exergue la complexité et la non linéarité du modèle. Par la suite, et en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, le modèle du MSAP dans le repère de *Park* a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude. Enfin on a donné des résultats de simulation sur MATLAB. Le deuxième chapitre sera consacré à la modélisation des onduleurs multi niveaux.

Chapitre II
Modélisation
des onduleurs
multi-niveaux

II.1 Introduction

L'électronique de puissance est la partie du génie électrique qui traite des modifications de la présentation de l'énergie électrique. Pour cela elle utilise des convertisseurs statiques à semi-conducteurs. Grâce aux progrès sur ces composants et sur leur mise en œuvre, l'électronique de puissance a pris une importance considérable dans tout le domaine de l'électricité industrielle [8].

Dans le domaine de l'électronique de puissance il y a un dispositif important. Il est le constituant principal de la plupart des variateurs de vitesse des machines à courant alternatif, il s'appelle l'onduleur, dans ce chapitre nous donnons la définition et le principe de fonctionnement de l'onduleur monophasé, triphasé et multi niveau.

II.2 Classification d'onduleurs

Comme on le sait, il y a beaucoup de considérations qui note les onduleurs et que nous ne pouvons pas tous les citer. Dans ce qui suit, nous classons les onduleurs par quelques-unes des considérations:

II.2.1 Selon la réversibilité:

- ✓ Onduleur autonome
- ✓ Onduleur non autonome

II.2.2 Selon la nature de l'alimentation:

- ✓ Onduleur de tension
- ✓ Onduleur de courant

II.2.3 Selon la nature de la charge:

- ✓ Onduleur monophasé
- ✓ Onduleur triphasé

II.3 Onduleur monophasé

II.3.1 Définition:

Un onduleur est un convertisseur statique permet d'assurer la conversion continue/alternative (DC/AC) de l'énergie électrique. Cette conversion d'énergie est assurée à l'aide d'un dispositif de semi conducteur de l'électronique de puissance commandé (IGBTs, GTO, MOSFETs,...etc.). L'onduleur permet d'obtenir aux bornes de la charge une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace de la tension, en utilisant une technique de commande adéquate [9].

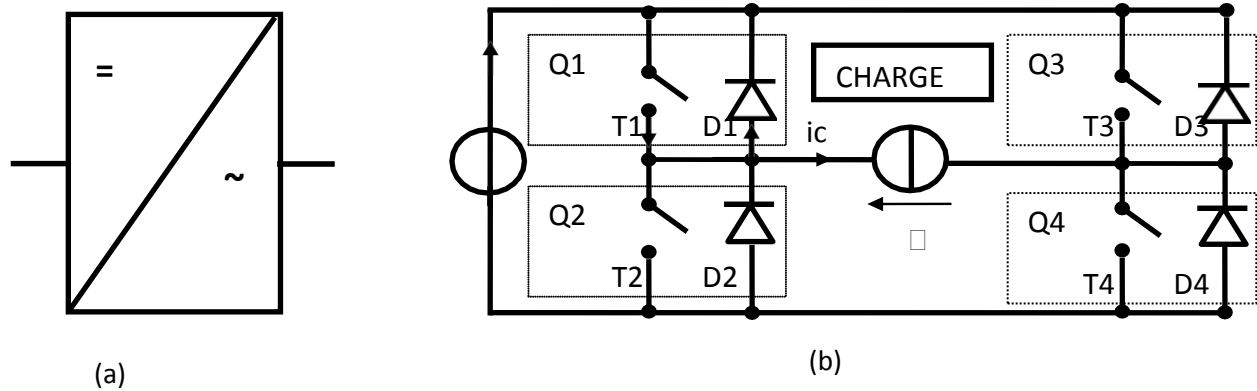


Fig II.1 Onduleur monophasé: (a) Symbole, (b) montage d'un onduleur en pont complet

On notera que:

T1, T2, T3, T4 : Transistors de puissance.

D1, D2, D3, D4 : Diodes de puissance.

Q1, Q2, Q3, Q4: Transistors avec une diode antiparallèle.

E : Tension continue.

La **Figure II.1** rappelle le schéma symbolique de l'onduleur et le montage d'un onduleur en pont complet. Le montage consiste deux bras chaque bras est composé de deux interrupteurs. Chaque étage comporte deux composant semi-conducteur (transistors IGBT ou MOSFET) avec une diode antiparallèle. Les diodes antiparallèles sur les transistors assurent la réversibilité des courants dans la charge. À partir de la source principale de tension continue, l'onduleur permet d'avoir une tension plus proche de la sinusoïde [10].

II.3.2 Principe de Fonctionnement:

L'onduleur en pont est représenté en **Figure II.1**, il comporte quatre interrupteurs de puissance désignés par Q1, Q2, Q3 et Q4. L'analyse de cette structure montre à la réalité qu'il est possible d'imposer aux bornes de la source de courant i_c une tension aussi bien positive que négatives.

Tableau II.1 Les configurations possible

	Bras1		Bras2		Tension u_c
	Q1	Q2	Q3	Q4	
Cas 1	Passent	Bloqué	passent	bloqué	$u_c=0$
Cas 2	Passent	Bloqué	Bloqué	passent	$u_c=E$
Cas 3	Bloqué	Passent	passent	bloqué	$u_c=-E$
Cas 4	bloqué	Passent	bloqué	passent	$u_c=0$

On doit noter qu'une telle structure permet d'imposer en fait trois niveaux de tension, à savoir $u_c = E$, $u_c = -E$ ainsi que, $u_c = 0$, ce dernier niveau de tension correspond à une phase de roue libre, sans échange d'énergie entre les deux sources. Suivant le type de commande adopté, ce troisième niveau peut être ou non mis à contribution (Tableau II.1)

Avec cette commande, il y a enchaînement de quatre mailles de conduction:

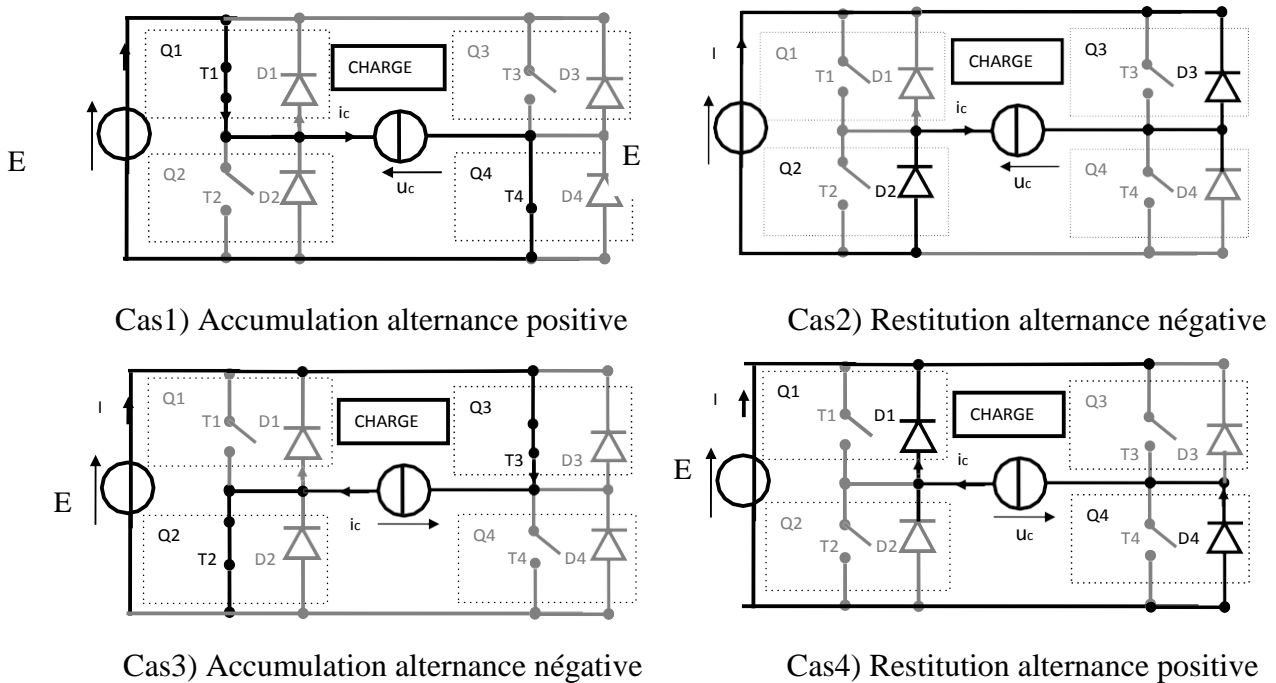


Fig II.2 Les cas possibles de commutation de l'onduleur.

II.3.3 Les applications:

Nous citons quelques domaines d'application:

- ✓ Alimentations alternatives de secours fonctionnant sur batteries d'accumulateurs ;
- ✓ Alimentation de dispositif de chauffage par induction ;
- ✓ Alimenter des moteurs synchrones ou asynchrones, dont on désire faire varier la vitesse.

II.4 Onduleur triphasé

II.4.1 Principe de l'onduleur triphasé:

L'onduleur triphasé en pont est constitué d'une source de tension continue et de six interrupteurs monté en pont. La tension continue est généralement obtenue par un redresseur triphasé à diodes suivi d'un filtre. Celui-ci est très utilisé en MLI pour l'alimentation des récepteurs triphasé s'équilibrent à tension et fréquence variables. Il peut être considéré comme étant superposition de trois onduleurs demi-point monophasé. Chacune des trois tensions de sortie est formé d'une onde bivalente prenant les valeurs $-U$ et $+U$ mais décalées de $\frac{2\pi}{3}$ l'une par rapport à l'autre.

De plus si le récepteur est couplé en étoile sans neutre ou en triangle, les harmoniques multiples de trois éliminées. Ainsi, le système triphasé obtenu à la sortie de l'onduleur est un système équilibré en tension ne contenant que les harmoniques impairs différents de trois.

Pour obtenir une tension alternative à partir une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer une fois dans un sens, l'autre fois dans l'autre à la charge.

L'onduleur de tension alimenté par une source de tension parfaite impose à sa sortie, grâce au jeu d'ouverture des interrupteurs, une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires à deux niveaux, la période de fonctionnement est fixée par la commande des interrupteurs.

L'architecture de ce convertisseur se compose de plusieurs bras, connectés chacun à une phase du réseau et comportant deux interrupteurs de puissance

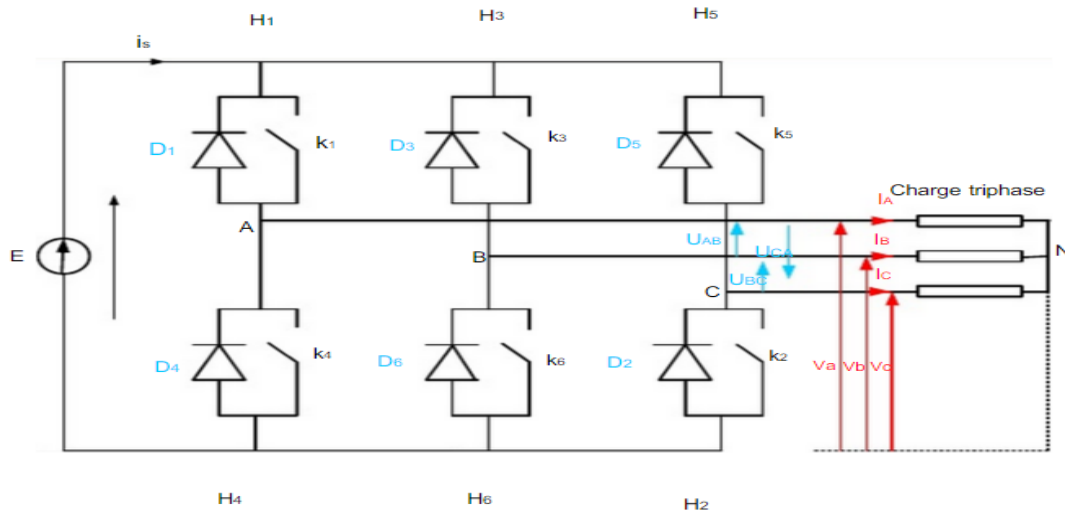


Fig II.3 Structure d'un onduleur triphasé en pont.

Éléments de base de l'onduleur, les interrupteurs de puissance se composent, selon la puissance commutée, de GTO (Gate Turn Off), de MOS de puissance ou d'IGBT (Insulated Gate Bipolaire Transistor), en parallèle avec une diode. La diode permet d'assurer la continuité du courant lors du changement de sens de celui-ci.

Les caractéristiques de l'onduleur sont principalement définies par ces composants de puissance. Ceux-ci déterminent la puissance, la tension et courant maximum commutés, la fréquence maximale de commutation et le temps mort. Ces deux dernières caractéristiques sont particulièrement importantes car elles vont beaucoup influencer la conception. La fréquence maximale de commutation est déterminée par les temps de commutation (fermeture du composant) des interrupteurs et par le temps mort.

Sur une période des commutations, un interrupteur commuté au maximum deux fois: à l'ouverture et à la fermeture. Le temps mort sert à prévenir les risques de court-circuit sur un bras, Ce temps introduit entre l'ouverture d'interrupteur et la fermeture de son complémentaire, dépend des temps de commutation [11] [12].

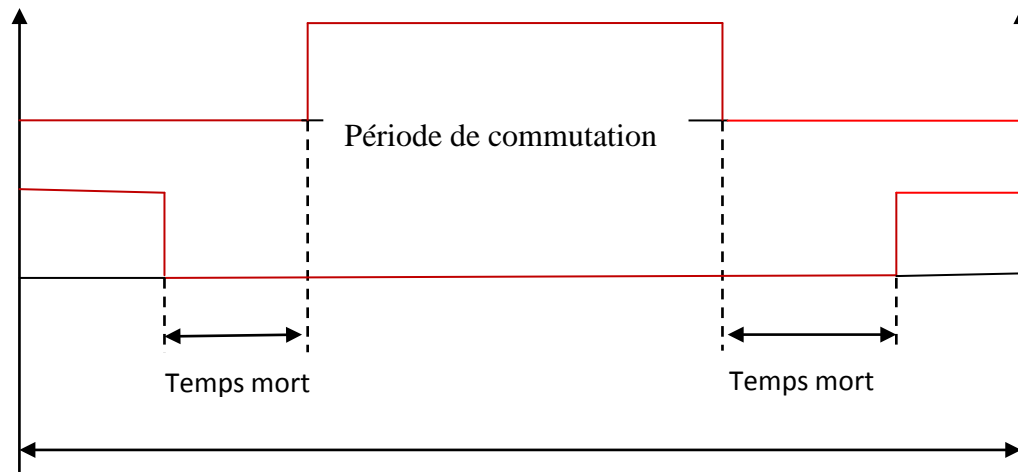


Fig II.4 Exemple de période de commutation avec temps mort

Nous considérons une charge triphasée équilibrée, et pour simplifier l'étude nous supposons que le couplage en étoile (bien que le branchement d'une charge triangle soit envisageable). Pour cette structure, plusieurs types de commande sont possibles, les plus utilisées sont :

- ✓ La commande 120°
- ✓ La commande 180°
- ✓ Les commandes à modulation de largeur d'impulsion (MLI).

II.4.2 Résultats de simulation d'onduleur triphasé:

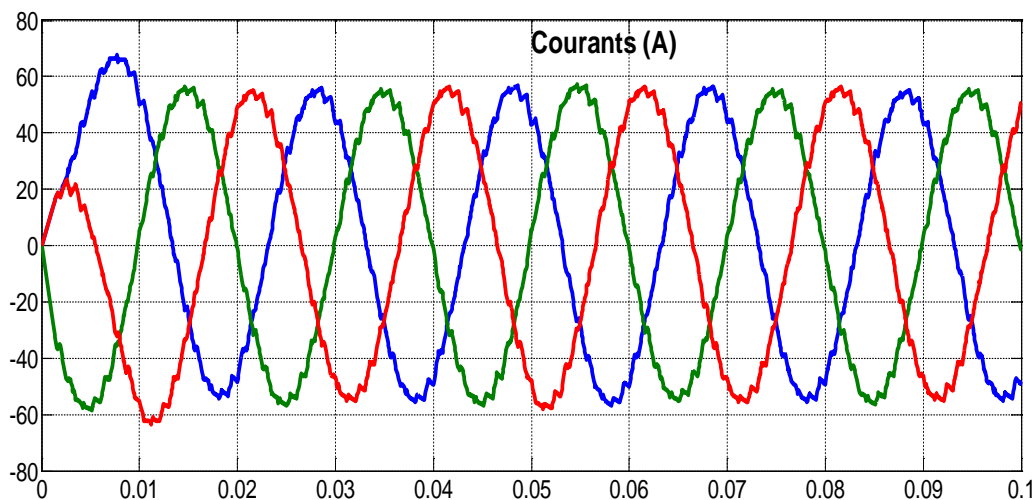


Fig II.5 Les différents courants I_a , I_b , I_c

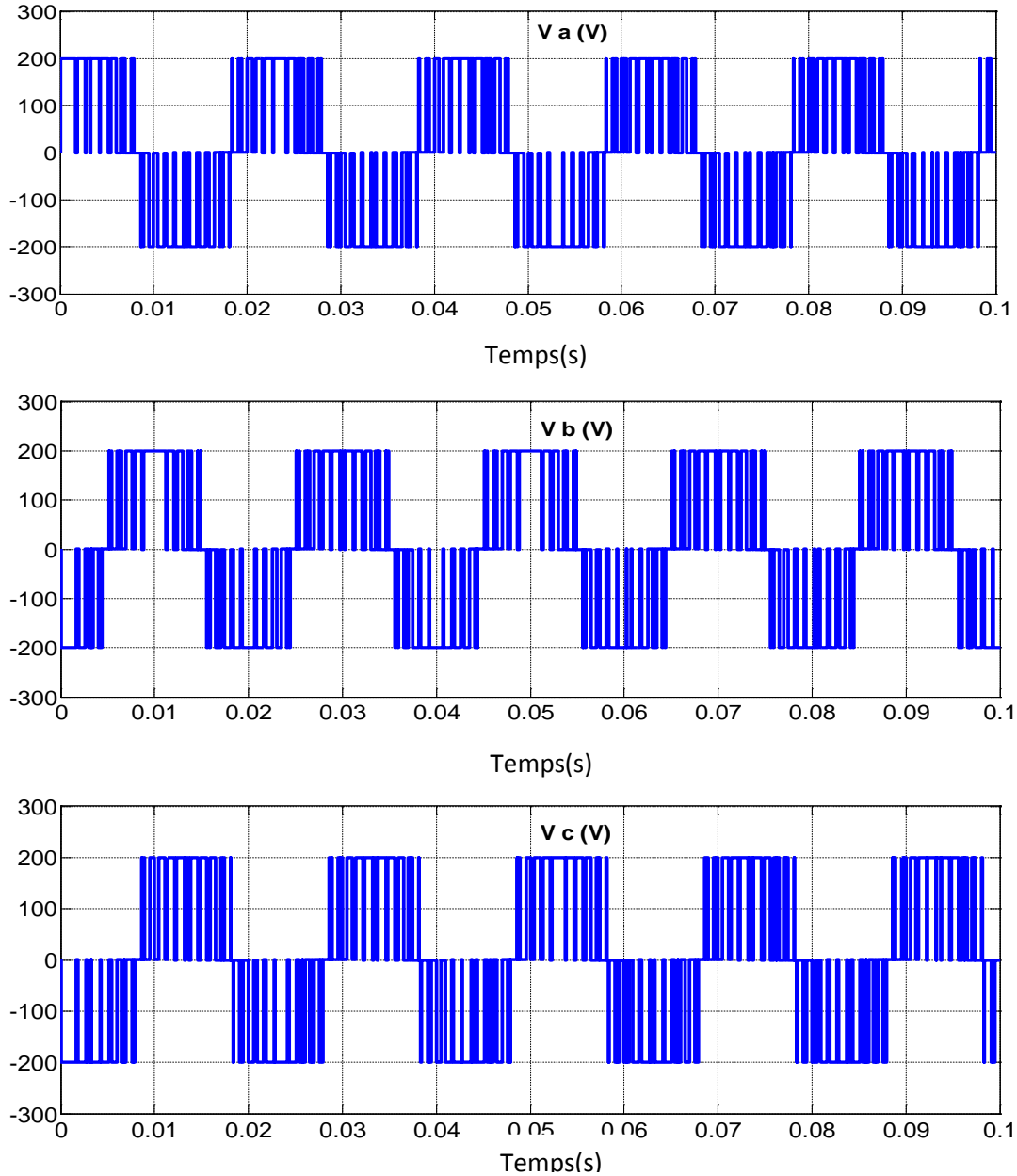


Fig II.6 Les différents Tension V_a V_b V_c

Les onduleurs triphasé son riches en harmoniques sans qui influe sur le rendement de la machine. Ce qui nous contraint à passer aux onduleurs multi niveaux.

II.5 Les Onduleurs multi niveaux

Le concept de convertisseurs multi niveaux a été mis en place depuis 1975. Le terme multi niveaux a commencé avec les convertisseurs à trois niveaux [13]. Les onduleurs multi niveaux permettent d'augmenter le niveau de la tension de sortie des convertisseurs statiques au-delà des limites des semi-conducteurs. Pour les réaliser ou doit disposer de plusieurs sources de tension continue obtenu

à l'aide d'un diviseur capacitif des tensions. En générale, ces onduleurs sont utilisés pour l'entraînement des moteurs asynchrones de grande puissance, et pour l'entraînement des moteurs qui tournent à vitesse très élevée.

II.6 Principe générale de l'onduleur multi niveaux

Le principe général du comportement multi-niveaux lié aux nombre des semi conducteurs dans un bras et le nombre de générateurs de tension d'alimentation ainsi que les porteuses utilisées. La **figure II.7** illustre comment travailler les convertisseurs multi-niveaux.

En général, les convertisseurs multi niveaux permet de synthétiser la tension de sortie à plusieurs niveaux de tension discrets [9].

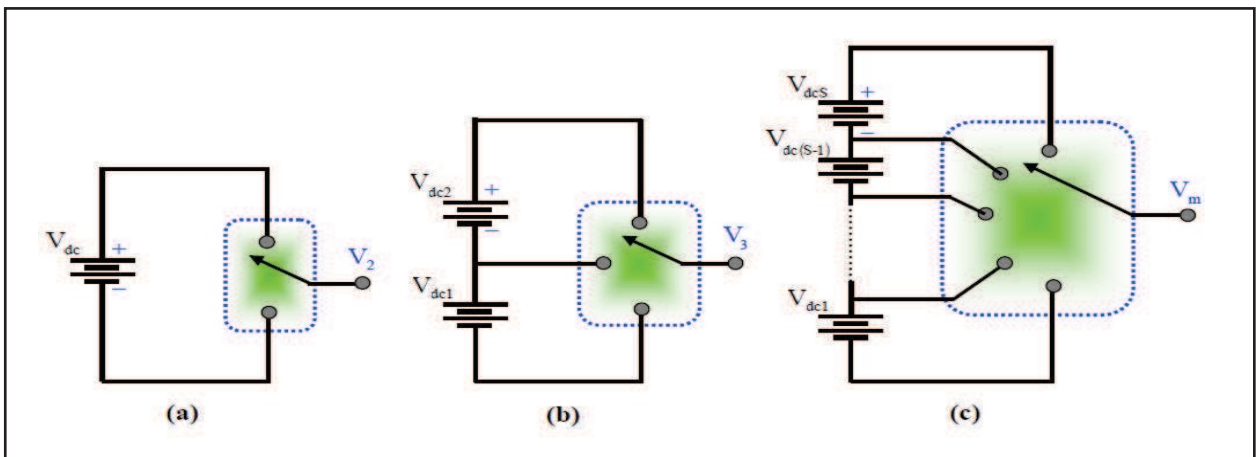


Fig II.7 Onduleur à niveaux multiples à deux (a), à trois (b) et à m niveaux (c)

II.7 Les différentes topologies des onduleurs multi niveaux

La **Figure II.8** représente les topologies des onduleurs multi niveaux les plus récentes

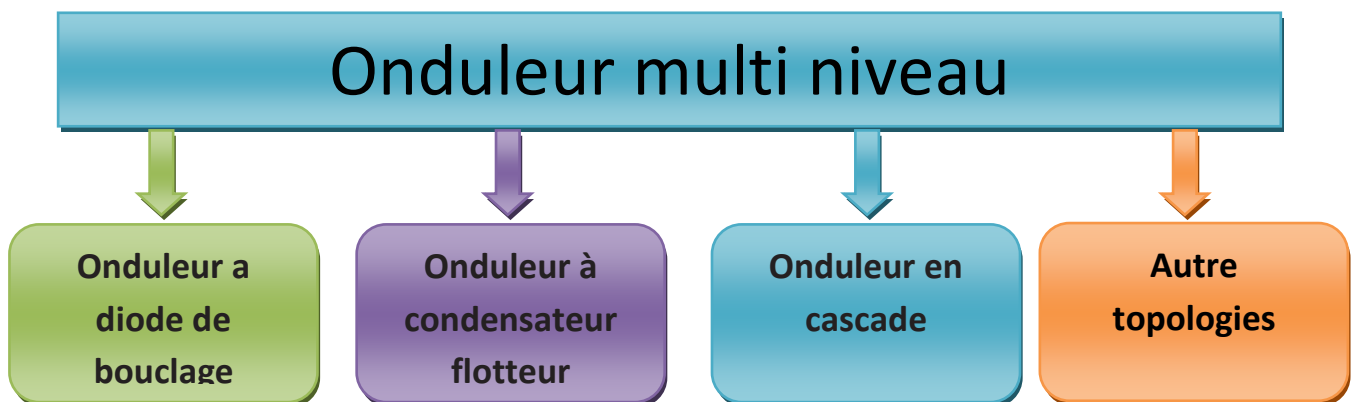


Fig II.8 Les différentes topologies des onduleurs multi niveaux.

II.7.1 Onduleur de tension à diodes de bouclage:

La première topologie, et la plus pratique, de l'onduleur de tension multi niveaux est la structure NPC (Neutral-Point-Clamped). Elle a été proposée, la première fois, par **Nabae** en 1981.

L'onduleur NPC à trois et à cinq niveaux est donné par la **figure II.9**. Les diodes sont utilisées pour réaliser la connexion avec le point de référence R. Pour l'obtention d'une tension de m niveaux, m-1 capacités sont nécessaires. Les tensions aux bornes des condensateurs sont toutes égales à $V_{dc}/m+1$, V_{dc} étant la tension totale appliquée. Les deux interrupteurs dans un même bras sont commandés de façon complémentaire [13] [14] [15].

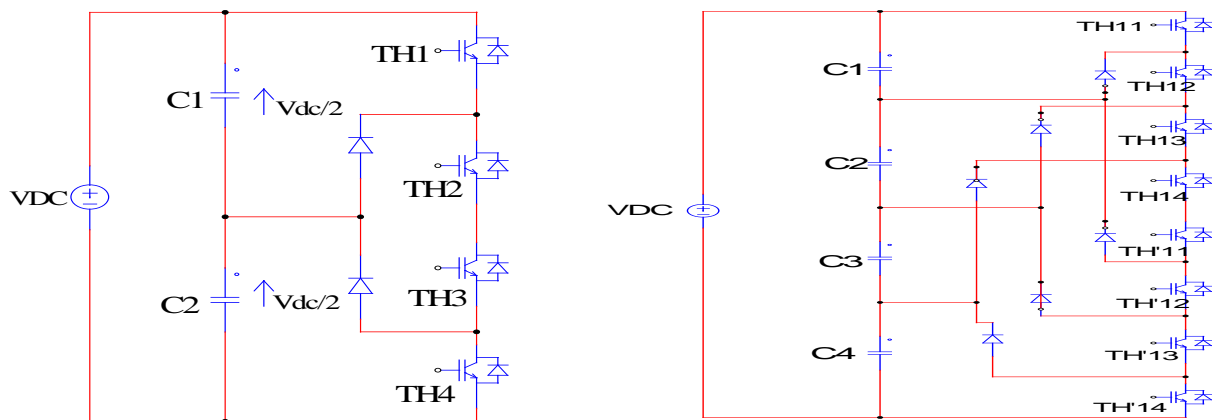


Fig II.9 Onduleur NPC à trois (a) et à cinq niveaux (b)

II.7.1.1 Avantages:

Les topologies NPC présentent plusieurs avantages dont quelques-uns sont énumérés ci-dessous:

- ✓ Toutes les phases partagent le même bus continu,
- ✓ La méthode de contrôle est relativement simple,
- ✓ N'utilise pas des transformateurs.

II.7.1.2 Inconvénient:

- ✓ Déséquilibre de la tension des condensateurs. Dans certaines conditions de fonctionnement, la tension du point milieu capacitif peut avoir des variations très importantes. Afin d'assurer le bon fonctionnement, il faut prévoir une stratégie de commande pour assurer la stabilité de cette tension. Ce problème devient plus complexe lorsque le nombre de niveaux est plus important,

- ✓ L'exigence des diodes a fréquence de commutations élevée et qui doivent supporter le courant maximale circulent dans le circuit,
- ✓ L'inégalité des tensions inverses supportées par les diodes, [15].

II.7.2 Onduleur de tension à condensateurs flotteurs:

La topologie de l'onduleur multi niveaux à condensateur flotteur (Flying Capacitor Multi Level Inverter), donnée par la **figure II.10** a été proposée par **T. Meynard et H. Foch** en 1992.

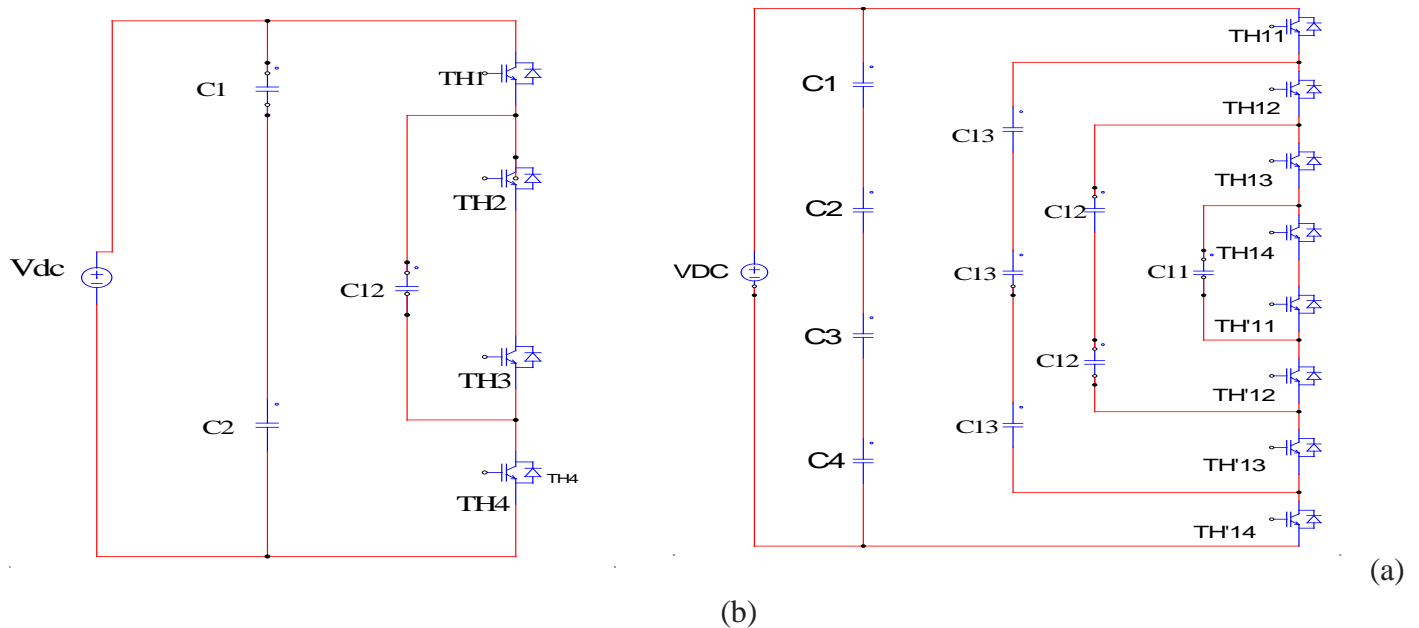


Fig II.10 Onduleur à condensateur flotteurs à trois (a) et à cinq niveaux (b)

Cette structure est proposée pour résoudre d'une part le problème de l'équilibre des tensions, et d'autre part pour réduire le nombre excessif de diodes. Dans cette topologie, les capacités remplacent les diodes, d'où l'appellation « onduleur à condensateur flotteurs », malheureusement dans cette variante un grand nombre de capacités est exigé, contrairement au premier cas qui ne nécessite que $(m-1)$ capacités seulement [16].

II.7.2.1 Avantages:

Cette topologie présente plusieurs avantages, notamment :

- ✓ Elle élimine le problème des diodes de blocage dans la topologie NPC ;
- ✓ La tension de blocage des interrupteurs est partout la même ;
- ✓ Puisqu'elle est modulaire l'existence pour un nombre de niveaux élevé est facile ;

- ✓ Les condensateurs n'étant jamais mis en série entre niveaux différents, le problème du déséquilibre de leur tension n'existe plus.

II.7.2.2 Inconvénients:

Cependant, la contrainte de ces convertisseurs est la nécessité d'un grand nombre de condensateur, notamment pour une configuration triphasée ce qui augmente le volume de l'onduleur.

Si son application exige des tensions initiales non nulles aux bornes des condensateurs, on doit associer à la stratégie de commande une stratégie de pré-charge. de plus, il est évident que des courants de grandes valeurs efficaces circuleront à travers ces condensateurs. Il y a un potentiel de résonance parasite entre les condensateurs découplés [15].

II.7.3 Onduleurs multi niveaux en cascade :

En 1975, dans les auteurs ont proposé un convertisseur multi niveaux en cascade qui consistait en la mise en série de plusieurs ponts à deux niveaux monophasé ; ces ponts étant connectés à des sources de tension continues séparées. La figure II.11 Montre le schéma de base d'un convertisseur N niveaux en cascade formé par l'association en série de $N-1/2$ ponts à deux niveaux. La tension V_s en sortie d'une telle structure est donnée par la somme des $N-1/2$ tensions en sortie des ces ponts. Une autre alternative consiste à envisage de mettre en série plusieurs ponts monophasé alimentés par une même source de tension continue E_c . Cette structure est appelée polygonale et l'utilisation d'un transformateur d'isolement à la sortie de chaque pont est obligatoire pour connecter les sortie alternative de chaque pont.

Il est à notre cependant que pour ces deux structure, l'encombrement (et par conséquent l'augmentation du cout) de l'installation reste des handicapes pénalisants. En effet, pour l'obtention d'une tension de sortie à N niveaux, il faudra disposer de $(N-1)/2$ pont monophasé par bras. Chaque à la valeur doit être dimensionné pour le courant de charge et pour une tension continue égale à la valeur maximal de la tension en sortie du bras divisée par N '(ceci est valable dans le cas des onduleurs polygonaux pour un rapport de transformation unitaire),[13],[16].

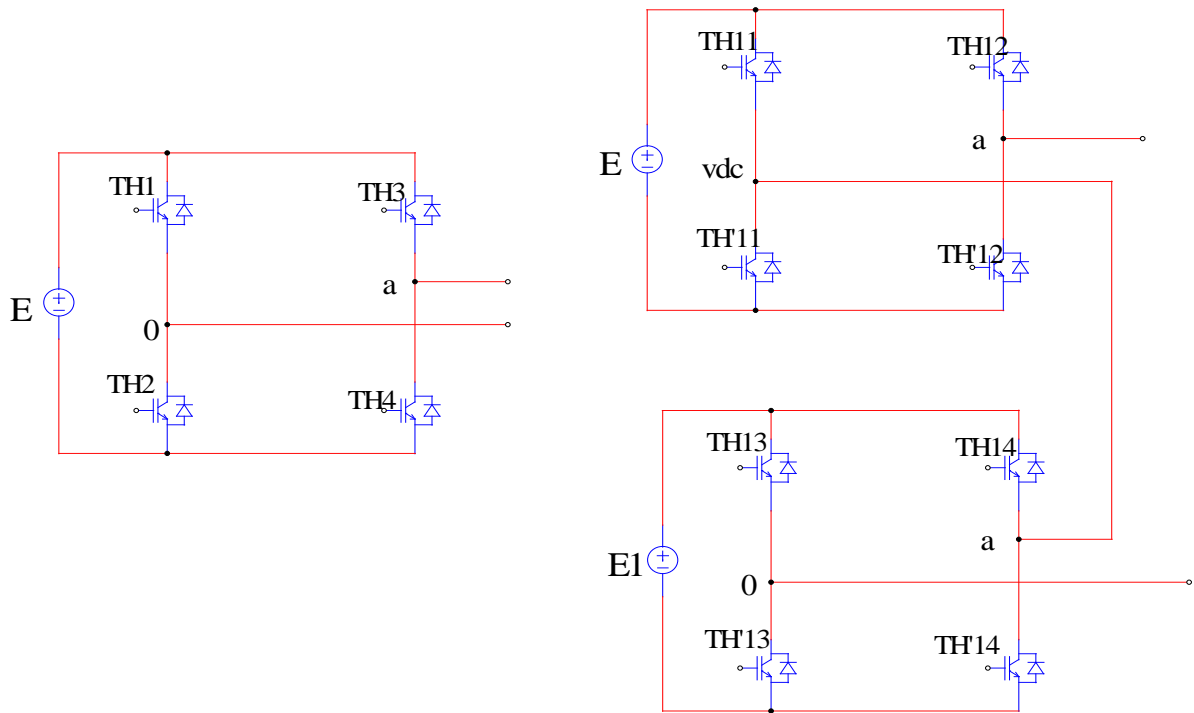


Fig II.11 Structure d'un bras d'onduleur multi niveau de type cascade. a) à trois niveaux. b) à cinq niveaux.

II.7.3.1 Avantages:

Les convertisseurs multi niveaux en cascade présentent les avantages suivants [17]:

- ✓ La construction de ce type de topologie est modulaire vue qu'elle est formée de circuits redondants ce qui permet d'atteindre des niveaux de tension très élevés ;
- ✓ Ils ont besoin d'un nombre de composants moins important que les autres topologies multi niveaux pour fournir le même nombre de niveaux. Ils n'utilisent ni diodes de bouclage ni condensateurs flottants ;
- ✓ Les interrupteurs supportent la même tension de blocage ;
- ✓ Il devient possible d'alimenter une charge en haute ou moyenne tensions à partir de plusieurs alimentations basse tension (par exemple dans le cas de l'énergie solaire) ;
- ✓ Elle ne présente pas de problèmes liés à l'équilibrage des points de raccordement des tensions d'alimentation ;
- ✓ Un autre atout de cette topologie est sa capacité à fonctionner même si un onduleur est en court-circuit, avec un nombre de niveaux de tensions générées plus bas ;
- ✓ En plus la commande est simplifiée car les convertisseurs élémentaires présentent la même structure.

II.7.3.2 Inconvénients:

- ✓ Les sources continues présentes dans le circuit de cette topologie sont obtenues par l'utilisation d'un transformateur à plusieurs secondaires comme première solution, ou bien plusieurs transformateurs distincts. Mais dans tous les cas on se trouve obligé de prévoir un système de correction du facteur de puissance pour remédier aux effets dépollution du réseau électrique causée par les redresseurs ;
- ✓ Les sources continues nécessaires, limitant ainsi leur utilisation dans certains domaines d'application ;
- ✓ Cette topologie s'adopte mieux à des systèmes alimentés par panneau solaire [15].

II.8 Autres topologies

Outre les trois topologies de base discutées précédemment, d'autres topologies de convertisseurs multi niveaux ont été proposées, mais la plupart d'entre elles sont à base de circuits "hybrides", combinaisons de deux topologies de base ou de légères variations de celles-ci. Ces topologies sont :

- ✓ Le convertisseur asymétrique hybride ;
- ✓ Le convertisseur avec des ponts en cascade et sources CC/CC avec isolement ;
- ✓ Le convertisseur avec des topologies multi niveaux en cascade ;
- ✓ Le convertisseur avec commutation douce ;
- ✓ Les convertisseurs reliés par transformateur ;
- ✓ Le convertisseur Diode/Capacitor-Clamped : variante de l'onduleur NPC ;
- ✓ Le convertisseur New Diode-Clamped : autre variante de l'onduleur NPC ;
- ✓ Le convertisseur multi niveaux généralisé.

II.9 Comparaison entre les trois principaux convertisseurs multi niveaux

On peut trouver dans la littérature des descriptions intéressantes des trois topologies de base, avec leurs avantages et inconvénients, comme celle offerte par Lai et Peng dans ou par **Shakwek** et **Lewis** dans. Le Tableau II.2 montre, de manière résumée, les principales caractéristiques des trois topologies multi niveaux de base pour un convertisseur de m niveaux. La sélection de la topologie multi niveaux la plus adéquate pour chaque application n'est pas évidente, jusqu'à présent c'est un défi non résolu dans la littérature [13].

Tableau II.2 Comparaison entre les trois topologies de base des convertisseurs multi niveaux

Configuration	Diode de bouclage	Condensateurs flotteurs	En cascade
Dispositifs principaux de commutations	$2(m-1)$	$2(m-1)$	$2(m-1)$
Diode anti parallèle	$2(m-1)$	$2(m-1)$	$2(m-1)$
Diode de bouclage	$(m-1) (m-1)$	0	0
Condensateur de bus continue	$(m-1)$	$(m-1)$	$(m-1) / 2$
Condensateur d'équilibrage	0	$(m-1) (m-2)/2$	0
Totale	$m^2 + 2m-3$	$(m^2 + 8m-8)/2$	$(9/2)(m-1)$

Du point de vue du nombre de composants, les onduleurs à cellules cascadiées paraissent être la solution multi niveau la plus avantageuse, surtout lorsque le nombre de niveaux devient important.

C'est effectivement le cas pour les applications monophasées telles que le filtrage actif ou la compensation statique, lorsque le convertisseur n'a pas besoin de fournir d'énergie au système. Pour les applications triphasées et pour un petit nombre de niveaux, les onduleurs NPC sont intéressants, car les condensateurs sont partagés par les différentes branches, ce qui permet un équilibrage de la puissance circulant entre les phases. Cet équilibrage permet une réduction notable de la taille des condensateurs intermédiaires.

II.10 Onduleurs multi niveaux en cascade

II.10.1 Onduleur à deux niveaux:

Sa structure compose de quatre interrupteurs (IGBTs) à semi-conducteurs. La charge est branchée entre les deux bras de l'onduleur aux points milieux.

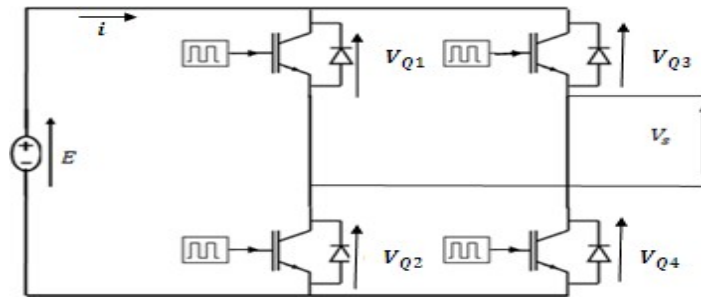


Fig II.12 Onduleur de tension à deux niveaux en pont complet.

Le principe de fonctionnement de cet onduleur est le suivant : quand Q1 et Q4 sont fermés, Q2 et Q3 sont ouverts, la charge est connectée à la tension E, alors la tension de sortie égale à E. Cette valeur est aussi obtenue si Q2 et Q3 sont fermés et Q1 et Q4 sont ouverts, la tension de sortie sera égale à $V_s = -E$. On le résume par : [18]

$0 < \omega t < \pi$:

Les interrupteurs Q2 et Q3 sont fermés, Q1 et Q4 sont ouverts : **Fig II.13-b**

$$V_s = +E ; \quad V_{Q1} = V_{Q4} = +E ; \quad V_{Q2} = V_{Q3} = 0$$

$\pi < \omega t < 2\pi$:

Les interrupteurs Q1 et Q4 sont fermés, Q2 et Q3 sont ouverts : **Fig II.13-a**

$$V_s = +E ; \quad V_{Q1} = V_{Q4} = 0 ; \quad V_{Q2} = V_{Q3} = +E$$

Avec la pulsation ω_r , et V_{Qi} est la tension aux bornes de l'interrupteur Q_i .

La valeur efficace de la tension de sortie V_s est : $V_{effs} = E$

Son fondamental a pour valeur efficace : $V_{eff1} = \frac{4}{\pi}E$

Le développement en série de Fourier contient toutes les harmoniques impaires Et pour une

valeur efficace : $V'_{effs(2k+1)} = \frac{4}{\pi} \frac{E}{2k+1}$

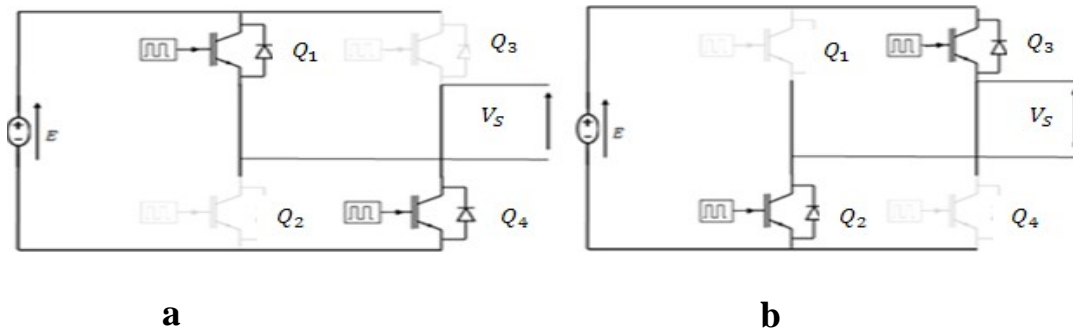


Fig II.13 Configurations électriques des cellules d'un onduleur à deux niveaux.

II.10.2 Onduleur à trois niveaux:

Ainsi, l'onduleur de tension en pont complet peut fournir trois niveaux de tension ; c'est le plus simple des onduleurs multi niveaux. Cet onduleur possède deux cellules de commutation qui peuvent fonctionner de manière totalement indépendante l'une de l'autre. Un décalage temporel des ordres de commande de ces deux cellules, permet de générer les trois niveaux de tension : +E, 0 et - E Cette caractéristique est un avantage de l'onduleur monophasé en pont, car cela permet de faire varier et régler la tension de sortie + V_s de E. Même la relation

On caractérise par β le décalage des commandes des deux demi-points :

$0 < \omega t < \beta$:

Les interrupteurs Q1 et Q3 sont fermés, Q2 et Q4 sont ouverts : **Fig II.14-d**

$$V_s = + 0 ; \quad V_{Q1} = V_{Q3} = 0 ; \quad V_{Q2} = V_{Q4} = +E$$

$\beta < \omega t < \pi$:

Les interrupteurs Q2 et Q3 sont fermés, Q1 et Q4 sont ouverts : **Fig II.14-b**

$$V_s = + E ; \quad V_{Q1} = V_{Q4} = 0 ; \quad V_{Q2} = V_{Q3} = +E$$

$\pi < \omega t < \pi + \beta$

Les interrupteurs Q2 et Q4 sont fermés, Q1 et Q3 sont ouverts : **Fig II.14-c**

$$V_s = 0 ; \quad V_{Q1} = V_{Q3} = +E ; \quad V_{Q2} = V_{Q4} = 0.$$

$\pi + \beta < \omega t < 2\pi$:

Les interrupteurs Q1 et Q4 sont fermés, Q2 et Q3 sont ouverts : **Fig II.14-a**

$$V_s = -E ; \quad V_{Q1} = V_{Q4} = -E ; \quad V_{Q2} = V_{Q3} = 0.$$

On peut régler l'angle de commande β de manière à ce que cette courbe se rapproche le plus d'une sinusoïde

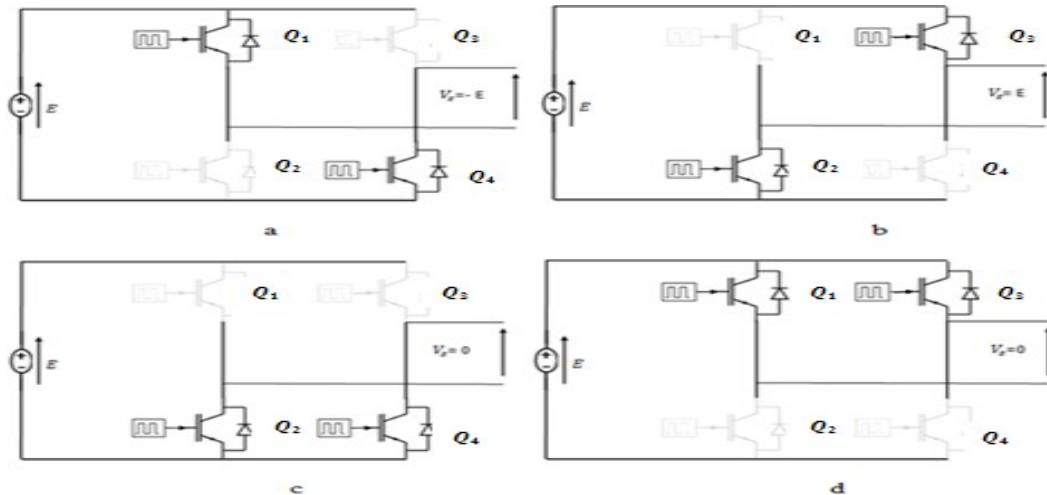


Fig II.14 Configurations électriques des cellules d'un onduleur en H à trois niveaux.

II.10.3 Onduleur à cinq niveaux:

Les possibilités de commutation permettant d'obtenir la tension. la première cellule génère une tension de 0, et la deuxième une tension de +E qui pourrait aussi s'obtenir en activant les deux interrupteurs inférieurs. La tension résultante est la somme des tensions des cellules partielles. Donc, on le résume sous la forme suivante [18]:

0 < ωt < β :

Les interrupteurs Q2, Q4, Q5 et Q8 sont fermés, les autres sont ouverts : **Fig II.15-a**

$$V_S = E_2 = -E ; \quad V_{Q2} = V_{Q4} = V_{Q5} = V_{Q8} = 0 ; \quad V_{Q1} = V_{Q3} = V_{Q6} = V_{Q7} = +E .$$

β < ωt < π - 2β :

Les interrupteurs Q1, Q4, Q5 et Q8 sont fermés, les autres sont ouverts : **Fig II.15-b**

$$V_S = -(E_2 - E_1) = -2E ; \quad V_{Q2} = V_{Q4} = V_{Q5} = V_{Q8} = 0 ; \quad V_{Q1} = V_{Q3} = V_{Q6} = V_{Q7} = +E$$

π - 2β < ωt < π - β : retour vers 0 < ωt < β :

π - β < ωt < π :

Les interrupteurs Q2, Q3, Q5 et Q8 sont fermés, les autres sont ouverts **Fig II.15-c**

$$V_S = (E_1 - E_2) = 0 ; \quad V_{Q2} = V_{Q3} = V_{Q5} = V_{Q8} = 0 ; \quad V_{Q1} = V_{Q4} = V_{Q6} = V_{Q7} = +E$$

π < ωt < π + β :

Les interrupteurs Q2, Q3, Q5 et Q7 sont fermés, les autres sont ouverts **Fig II.15-d**

$$V_S = +E_1 = +E ; \quad V_{Q2} = V_{Q3} = V_{Q5} = V_{Q7} = 0 ; \quad V_{Q1} = V_{Q4} = V_{Q6} = V_{Q8} = +E$$

π + β < ωt < 2π - 2β :

Les interrupteurs Q2, Q3, Q6 et Q7 sont fermés, les autres sont ouverts **Fig II.15-e**

$$V_S = E_1 + E_2 = +2E ; \quad V_{Q2} = V_{Q3} = V_{Q6} = V_{Q7} = 0 ; \quad V_{Q1} = V_{Q4} = V_{Q5} = V_{Q8} = +E$$

2π - 2β < ωt < 2π - β : même avec ; π < ωt < π + β

$2\pi - \beta < \omega t < 2\pi$: même avec ; $\pi - \beta < \omega t < \pi$

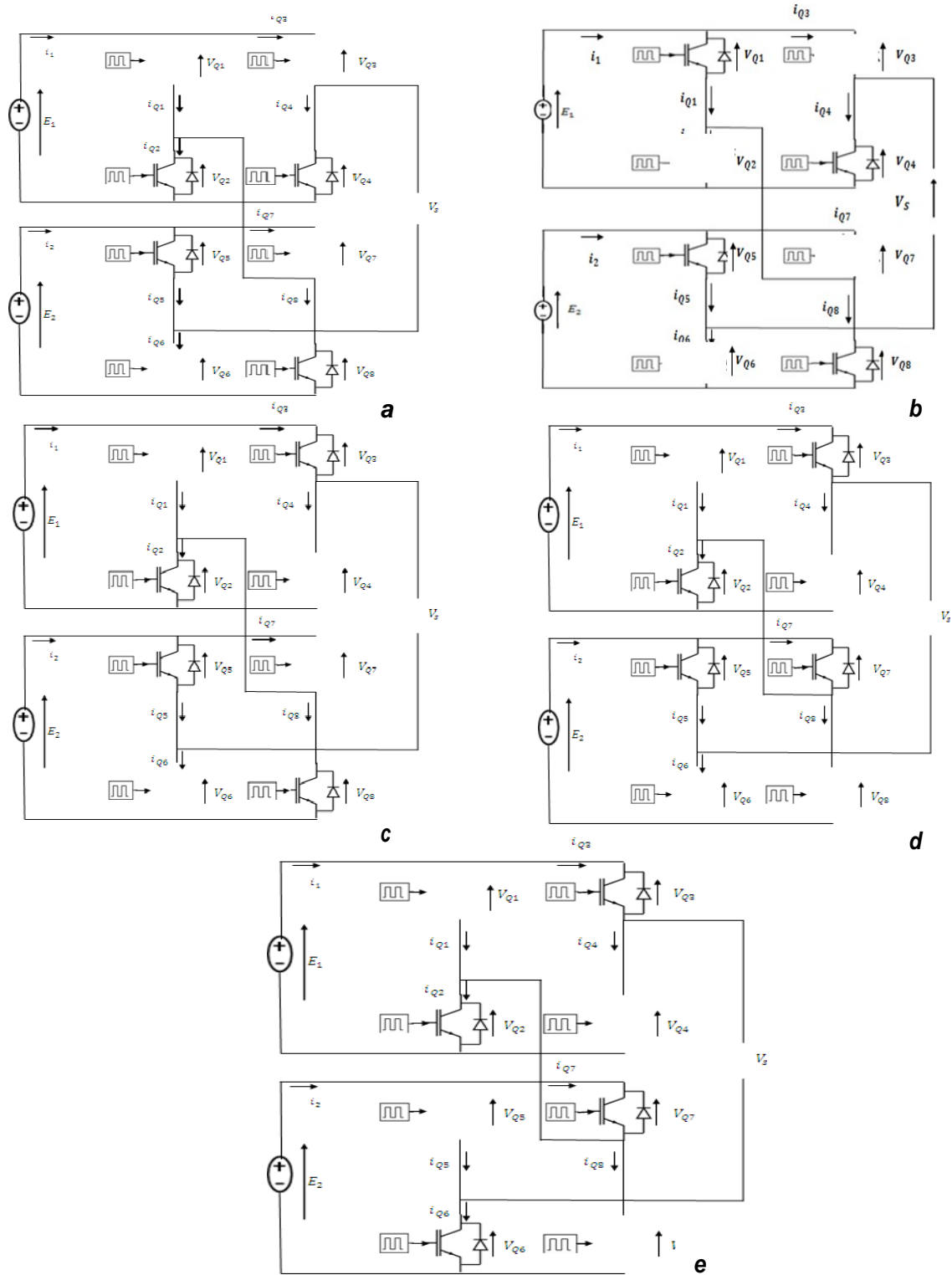


Fig II.15 Configurations électriques des cellules d'onduleur à cinq niveaux.

II.11 Simulation

II.11.1 Commande décalée (120°):

Dans ce cas la Figure II.16, la commande de fermeture d'un interrupteur ne correspond plus avec la commande d'ouverture de l'interrupteur placé sur le même bras, on parle dans ce cas d'un Onduleur de type 120°.

Avec cette technique de commande, Chaque interrupteur fonctionne pendant 120 °, telle que la séquence est K1, K2 puis K3 successivement. De même pour les interrupteurs K'1, K'2 et K'3 avec un décalage de 60° par rapport à K1, K2, K3.

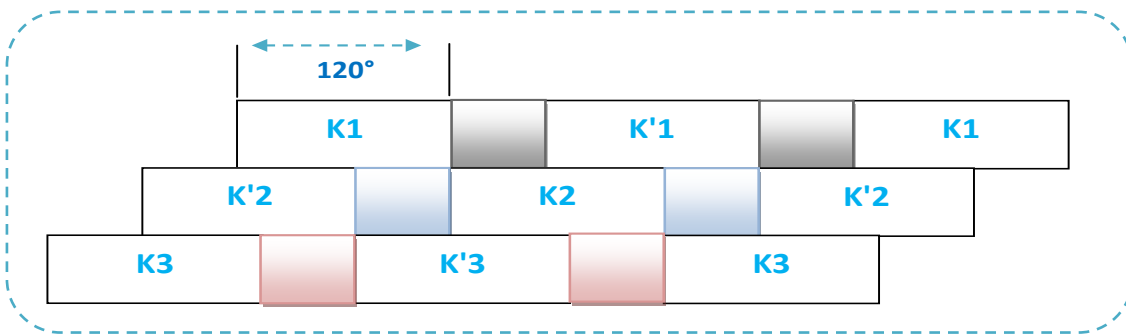


Fig II.16 Commande 120°

a- Onduleur monophasé à deux niveaux

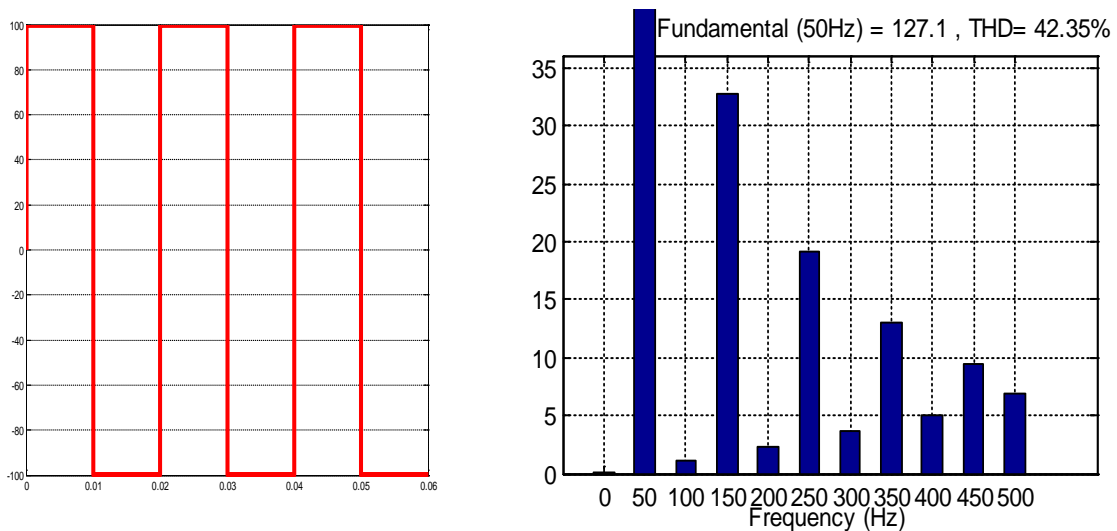


Fig II.17 Allure de tension Vs Et Spectre d'harmonique de la tension Vs.

b- Onduleur monophasé à trois niveaux:

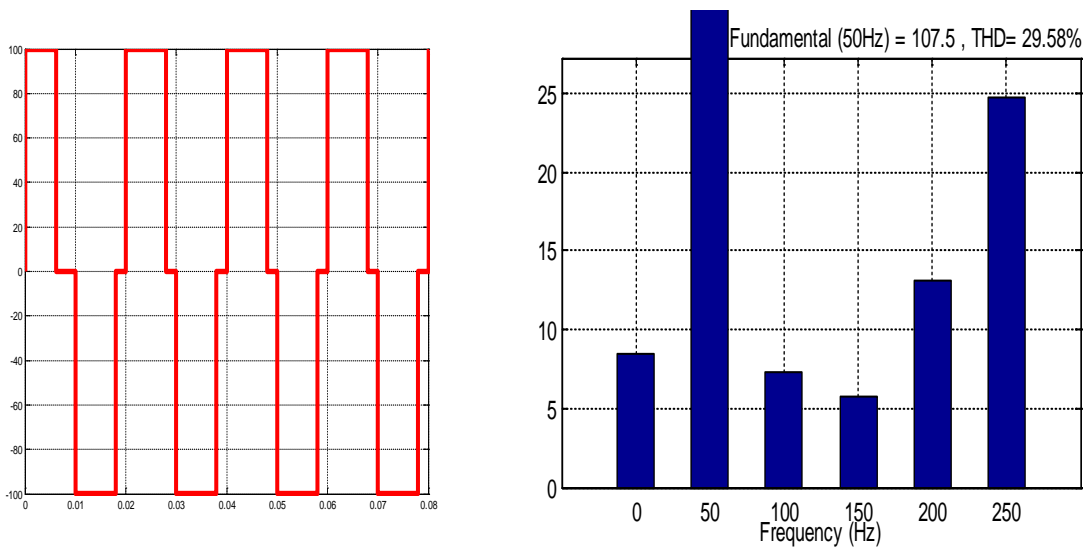


Fig II.18 Allure de tension Vs Et Spectre d’harmonique de la tension Vs.

II.11.2 Commande en pleine onde (180°):

C’est la stratégie de commande la plus simple à mettre en œuvre. Lorsque la séquence de commande de fermeture d’un interrupteur coïncide avec la commutation d’ouverture de l’interrupteur situé sur le même bras, on parle dans ce cas, d’un Onduleur de type 180°, Figure Fig 11.19 .

Pour le premier bras de l’onduleur, l’interrupteur **K1** est fermé pendant une demi-période (180°), et **K’1** est fermé pendant l’autre demi de la période. Pour les deux autres bras de l’onduleur, on applique la même procédure, mais avec un décalage de $\frac{2\pi}{3}$ et $\frac{4\pi}{3}$ par rapport au premier bras.

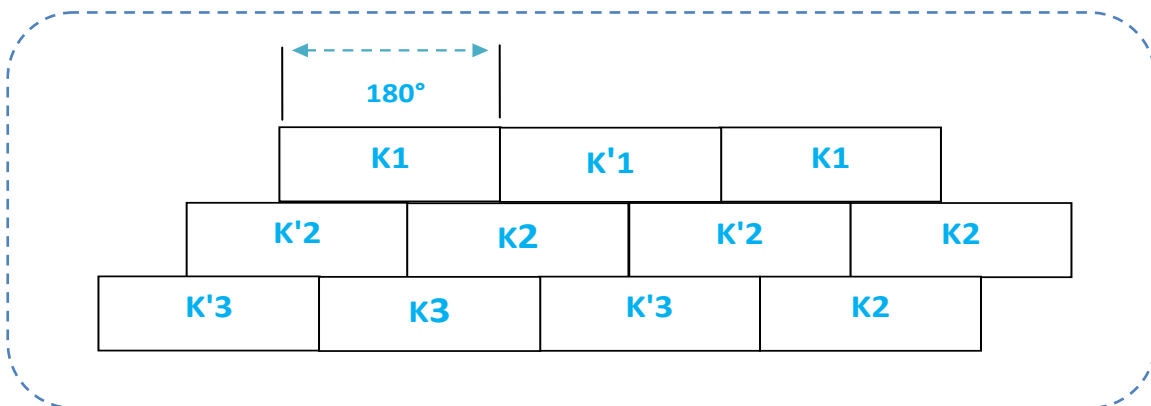


Fig 11.19 Commande 180°

a- Onduleur monophasé à deux niveaux:

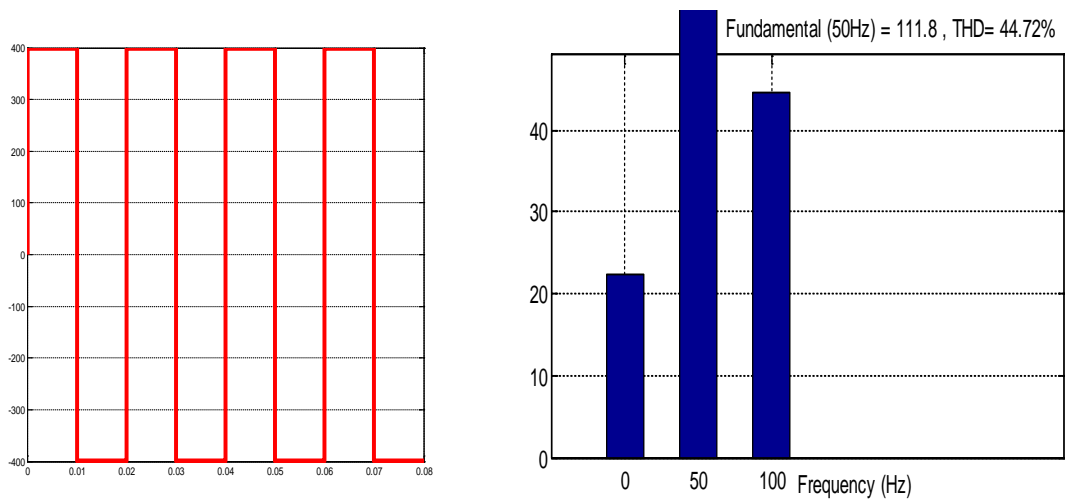


Fig II.20 Allure de tension V_s Et Spectre d'harmonique

b- Onduleur monophasé à trois niveaux

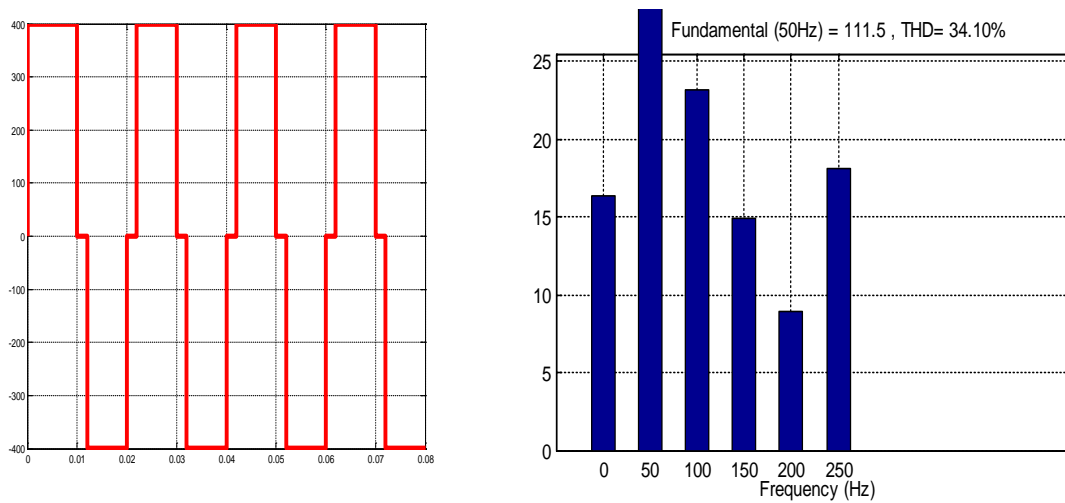


Fig II.21 Allure de tension V_s Et Spectre d'harmonique de la tension V_s .

II.11.3 Comparaisons entre les deux cas :**Tableau II.3** Comparaison entre les deux cas

	<i>THD de Onduleur deux niveaux (%)</i>	<i>THD de Onduleur trois niveaux (%)</i>
<i>Commande décalée</i>	42.35	29.58
<i>Commande pleine onde</i>	44.72	34.10

Pour l'onduleur de tension à deux et trois niveaux a commande décalée, on remarque que le THD du spectre harmonique de la tension simple de phase V_{sa} a diminué par rapport à celui de l'onduleur à deux et trois niveaux a commande pleine onde.

Donc la qualité spectrale de l'onde de tension de la sortie d'un la commande décale est plus mieux que celle de d'un la commande plein onde.

II.12 Conclusion

On a exposé dans ce chapitre l'onduleur monophasé et triphasée ensuite le principe des convertisseurs multi niveaux, on a passé en revue les différents topologies en énumérant les avantages et les inconvénients de chacune d'elle. On a ensuite exposé les stratégies de commutation appliquées à ce type de convertisseur en donnant quelque exemple de simulation pour les convertisseurs de type cascade (pleine onde, décalée) deux ,trois niveaux et la comparaisons entre les deux niveaux. Le troisième chapitre sera consacré à la commande vectorielle de la MSAP.

Chapitre III
Commande
vectorielle
de la MSAP

III.1 Introduction

La commande vectorielle définit aussi par "commande par orientation du flux" et notée FOC (Field oriented control).

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des hautes performances dynamiques. Ces dernières années plusieurs techniques ont été développées pour permettre aux variateurs synchrones à aimants permanents d'atteindre ces performances. Cependant le contrôle vectoriel, qui permet un découplage entre les variables de commande, reste le plus utilisé vu les performances dynamiques élevées qu'il offre pour une large gamme d'applications.

En 1971, **BLASCKE** a proposé une méthode de commande par champ orienté qui permet d'assimiler le comportement de la machine synchrone à aimants permanents à une machine à courant continu à excitation séparée, où la force magnétomotrice de l'induit établie un angle de 90° avec l'axe du flux inducteur, et ceci, quelle que soit la vitesse de rotation [9].

Pour réaliser le contrôle, il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le courant générant le couple. Ainsi, nous obtenons un modèle découplé de la machine du flux et du couple électromagnétique de sorte que l'on puisse agir sur le couple sans influencer le flux, on obtient des performances considérables puisque le couple dépend uniquement du courant i_q , relatives à la réponse du système en régime dynamique semblable à celle des machines à courant continu.

III.2 Principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle permet de modéliser la machine synchrone comme une machine à courant continu, par application de cette nouvelle technique de commande. Ceci concilie les avantages des propriétés du moteur à courant continu et de l'absence du collecteur mécanique. Le contrôle du couple d'une machine alternative nécessite un contrôle en phase et en amplitude des courants d'alimentation d'où le nom de contrôle vectoriel. Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire de maintenir le courant i_d nul et de réguler la vitesse ou la position par le courant i_q via la tension V_q .

Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation.

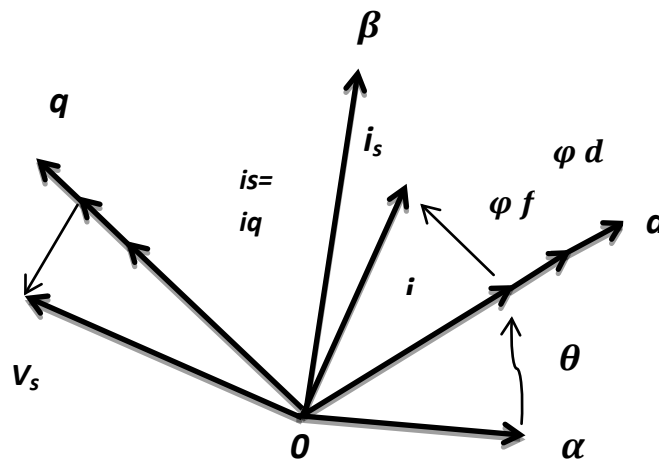


Fig III.1 Diagramme de phase de la MSAP dans le référentiel (d, q) lié au champ tournant.

La Figure III.1 montre que la position instantanée du rotor, et par conséquent le flux rotorique est situé à un angle θ par rapport à l'axe α , du référentiel (α, β) liée au stator.

L'application de la commande vectorielle nécessite que l'axe de la composante i_q soit en quadrature par rapport au flux rotorique. Par conséquent, la composante i_d du courant statorique doit être colinéaire au flux rotorique. Si le courant est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe 'd' s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer (sur excitation). D'autre part, si le courant i_d est négatif, le flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (sous excitation). Le courant i_d doit être nul, lorsque le système travaille à couple constant [19].

$$i_d = 0 \Rightarrow i_q = i_s$$

Donc :

$$\Phi_d = \Phi_{sf}$$

La forme du couple électromagnétique est donnée par:

$$C_e = \frac{3}{2} P \Phi_{sf} i_q$$

(III.1)

Comme le flux est constant, le couple est directement proportionnel à i_q , d'où la représentation suivante :

$$C_e = K_t i_q$$

(III.2)

Avec :

$$K_t = \frac{3}{2} P \Phi_{sf}$$

(III.3)

Dans le cas de fonctionnement en survitesse, une stratégie de défluxage est appliquée, la consigne de courant i_d n'est plus égale à zéro et le couple est limité de manière à toujours respecter la relation suivante :

$$\sqrt{i_q^2 + i_d^2} \leq i_{\max}$$

III.3 Avantages et inconvénients de la commande vectorielle

III.3.1 Avantages

Le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre des avantages :

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

III.3.2 Inconvénients

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

- ✓ Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP.).
- ✓ Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- ✓ Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise

les variateurs utilisés en traction

- ✓ Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle θ_s estimé.
- ✓ la vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur.

III.4 Commande vectorielle de la (MSAP)

Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le courant :

- ✓ L'une ne nécessite pas la connaissance du modèle électrique de la machine et consiste à imposer directement les courants de phase dans une bande autour des courants de référence, c'est la méthode de contrôle par des régulateurs à hystérésis.
- ✓ L'autre méthode exige la connaissance du modèle de la machine et permet en fonction de l'erreur des courants de phase par rapport à leurs références de déterminer les références des

tensions qui seront imposées aux bornes de la machine grâce à un onduleur de tension commandé en modulation de largeur d'impulsion (M.L.I) [20].

III.5 Commande vectorielle de la (MSAP) alimentée en tension

La commande vectorielle porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q. Cette topologie permet une meilleure dynamique dans la commande du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant.

La Figure III.2 représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la (MSAP) alimentée en tension et commandée par orientation du flux.

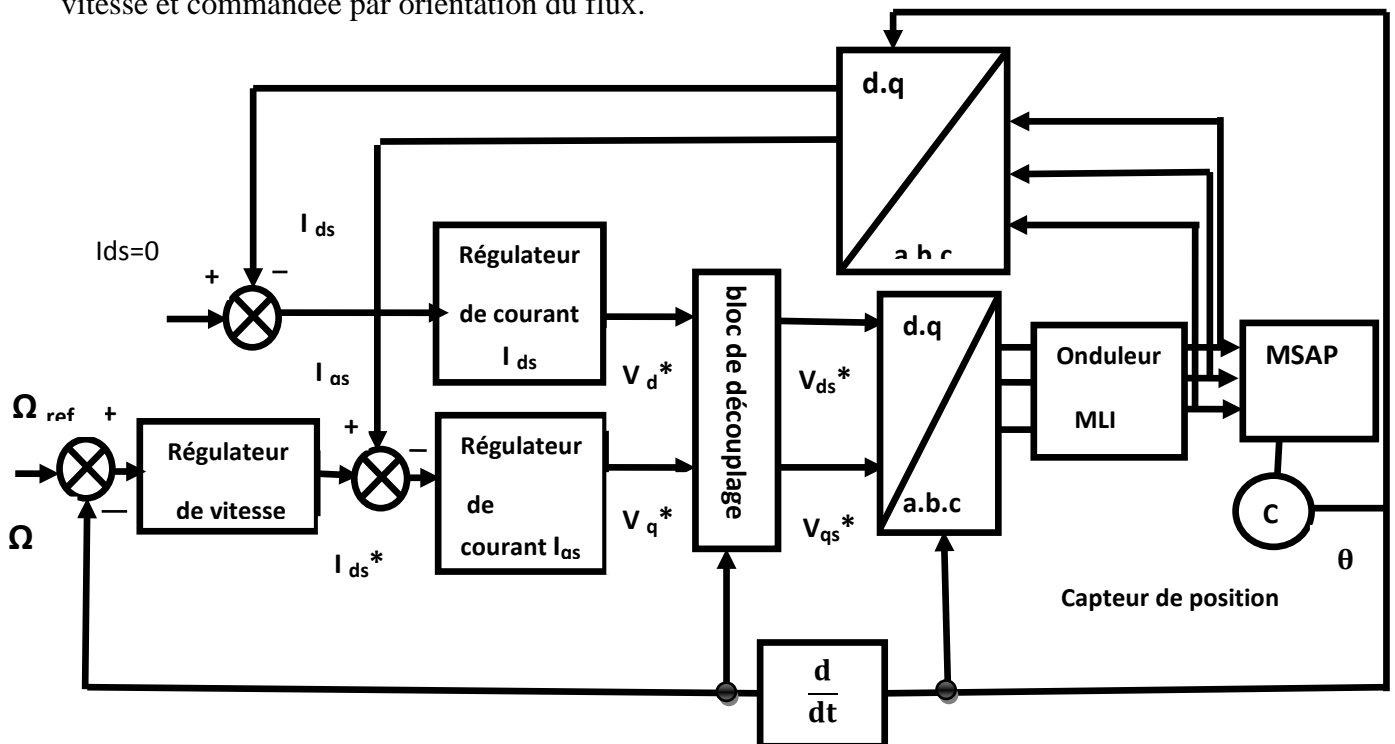


Fig III.2 Schéma bloc de la CV de MSAP

Les principaux constituants dans la commande vectorielle sont la boucle de régulation de vitesse, celle des courants i_{sd} et i_{sq} et transformation de Park et Concordia.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_e^* ou le courant de référence i_{sq}^* . Il est limité de manière à tenir compte des caractéristiques de l'onduleur et de la surcharge de la machine

i_{sq}^* est comparé à la valeur i_{sq} issue de la mesure des courants réels. L'erreur sollicite l'entrée du régulateur de référence V_{sq}^* .

En parallèle avec cette boucle interne, on trouve une boucle de régulation de i_{sd} . Le courant

i_{sd} de référence est maintenu à zéro.

La sortie des régulateurs de i_{sd} et i_{sq} donnent des tensions de référence V_{sq}^* et V_{sd}^* et par la transformation de Park, on obtient les références de tensions V_{as}^* , V_{bs}^* , V_{cs}^* qui sont les tensions de la commande de l'onduleur à commande MLI.

Le système d'équation introduit au chapitre précédent présente des non linéarités dues essentiellement à la présence des termes ωi_d , ωi_q et $i_d i_q$ pour cette raison nous allons ajouter des termes de découplage afin de rendre les axes d et q complètement indépendantes, ce découplage permet surtout d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer les coefficients des régulateurs.

III.6 Stratégie de la commande vectorielle de la MSAP

Le modèle de la MSAP alimenté en tension est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - i_q L_q \omega \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + L_d \omega i_d + \varphi_{sf} \omega \end{cases} \quad (III.4)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt} i_d = \frac{1}{L_d} (V_d - R_s i_d + i_q L_q \omega) \\ \frac{d}{dt} i_q = \frac{1}{L_q} (V_q - R_s i_q - L_q \omega i_d - \varphi_{sf} \omega) \end{cases} \quad (III.5)$$

$$j \frac{d}{dt} \omega_r = C_{em} - C_r f \omega_r$$

(III.6)

Avec :

$$\omega = P \cdot \omega_r$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_{sf} i_q]$$

(III.7)

Le modèle décrit par les équations précédentes montre que la MSAP est un système multi-variable, non linéaire et fortement couplé.

Le but principal de la commande vectorielle des machines à courants alternatifs est d'améliorer leurs comportements statiques et dynamiques grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu.

La machine étudiée est de couple électromagnétique maximal lorsque le courant statorique dans le référentiel de Park est maintenu calé sur l'axe q ($I_s = I_q$). Ceci revient à imposer la composante directe du courant nulle figure III.3 qui a pour effet la diminution des pertes joule. Le système d'équations (III.4) devient :

$$\begin{cases} V_d = -i_q L_q \omega \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \Phi_{sf} \omega \end{cases} \quad (III.8)$$

Et le couple devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \Phi_{sf} I_q \quad (III.9)$$

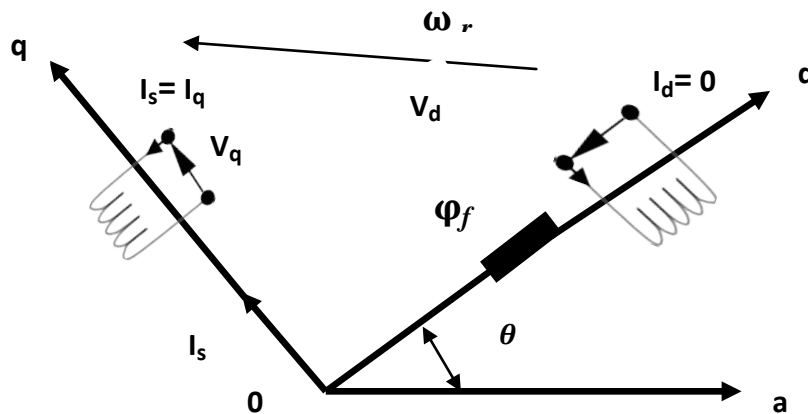


Fig III.3 Principe de la commande vectorielle

On remarque que cette stratégie permet d'éliminer le problème de couplage entre les axes « d » et « q ». Le modèle (III.8), (III.9) et l'équation mécanique peuvent être représentées par le schéma fonctionnel figure(III.4) qui ressemble à celui de la machine à courant continu.

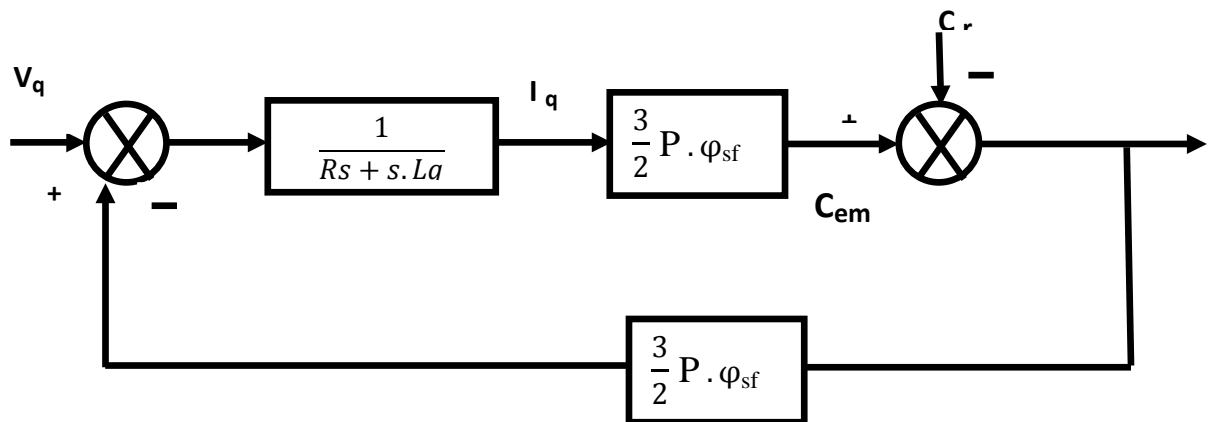


Fig III.4 Modèle de la MSAP quand i_d est nul

III.7 Découplage par compensation

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possible des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statorique, il y a des termes de couplage entre les axes d et q [19][20].

Les tensions suivant les axes (d, q) peuvent être écrites sous les formes suivantes :

$$\begin{cases} V_d = (R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d) - i_q L_q \omega \\ V_q = (R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q) + \omega (L_d i_d + \phi_{sf}) \\ \omega = P \cdot \omega_r \end{cases} \quad (III.10)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} V_d = (R_s + L_d \cdot s) i_d - i_q L_q \omega \\ V_q = (R_s + L_q \cdot s) i_q + \omega (L_d i_d + \phi_{sf}) \\ \omega = P \cdot \omega_r \end{cases} \quad (III.11)$$

La figure (III.5) représente le couple entre les axes d et q

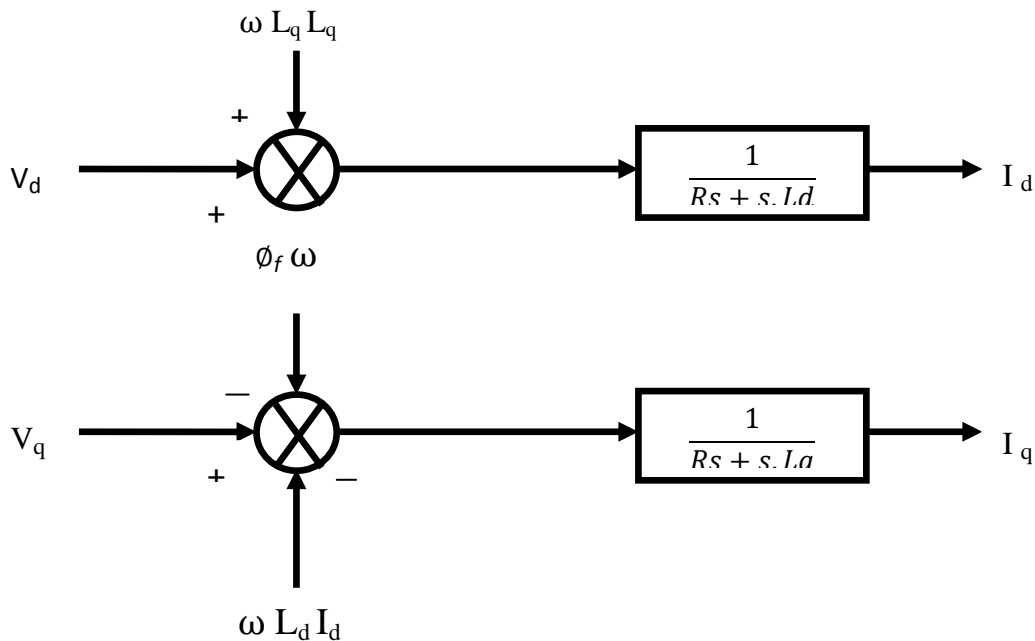


Fig III.5 Description des couplages

A partir des équations (III.10), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis des régulations. Pour ne pas compliquer cette étude, nous considérons le cas de décomposition des tensions figure (III.6).

Dans la première équation, on sépare la tension selon l'axe d en deux parties :

Alors :

$$\begin{cases} V_d = V_d' + e_d \\ e_d = -i_q L_q \omega \end{cases} \quad (III.12)$$

$$\frac{i_d}{V_d'} = \frac{1}{R_s + s.L_d} \quad (III.13)$$

La perturbation e_d est compensée par un terme identique de manière à ce que la fonction de transfert équivalente soit celle indiquée ci-dessus. On peut considérer de manière analogue la deuxième équation et définir :

$$\begin{cases} V_q = V_q' + e_q \\ e_q = \omega (L_d i_d + \phi_{sf}) \end{cases} \quad (III.14)$$

De la même façon, le terme e_q est ajouté de manière à obtenir la fonction de transfert suivante :

$$\frac{i_q}{V_q'} = \frac{1}{R_s + s.L_q} \quad (III.15)$$

S : Opérateur de Laplace.

Le principe de régulation consiste à réguler les courants statorique à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques

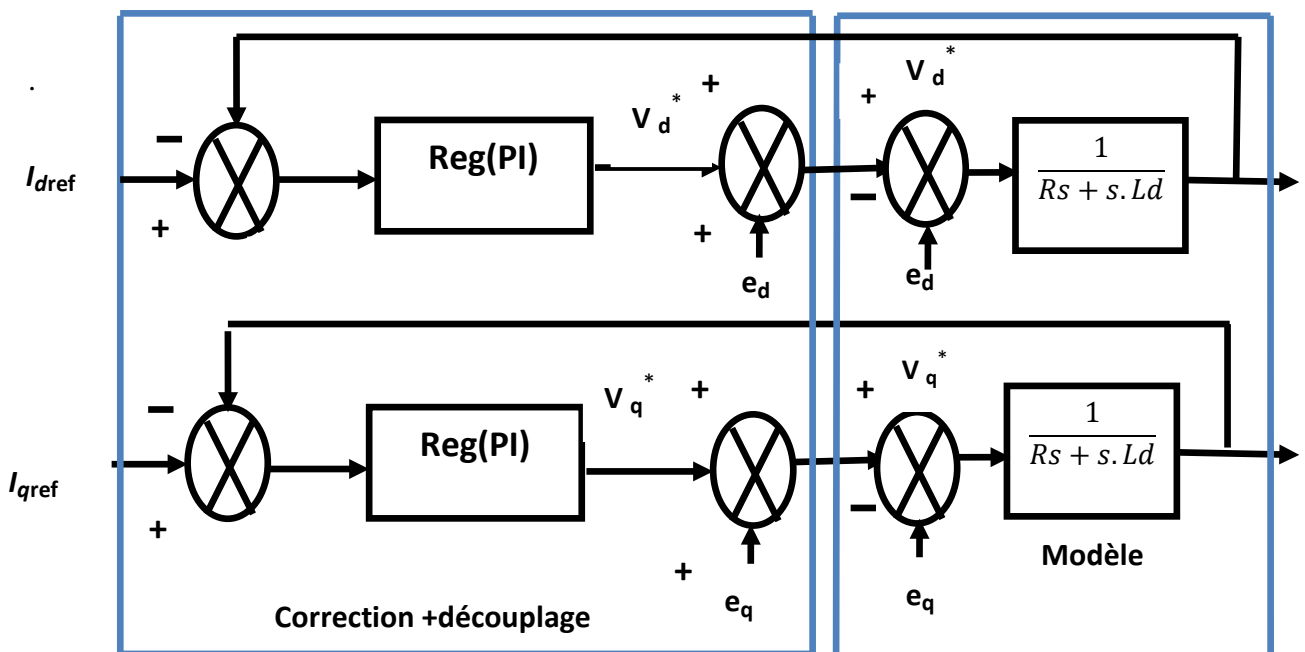


Fig III.6 Découplage par compensation

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées

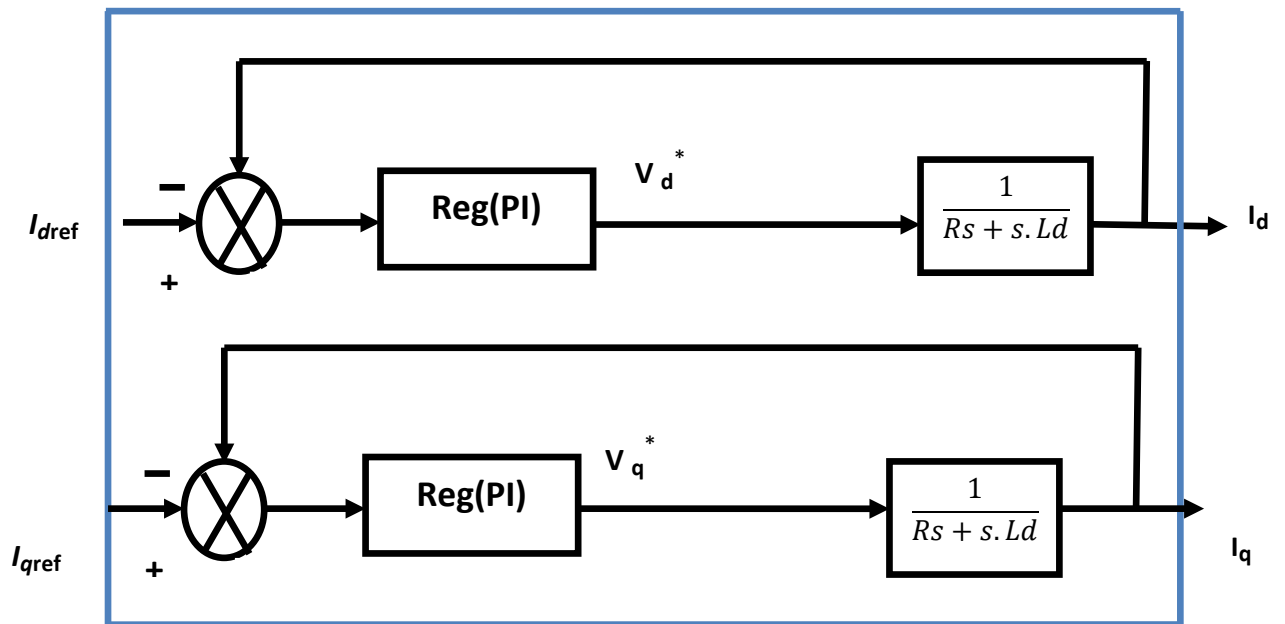


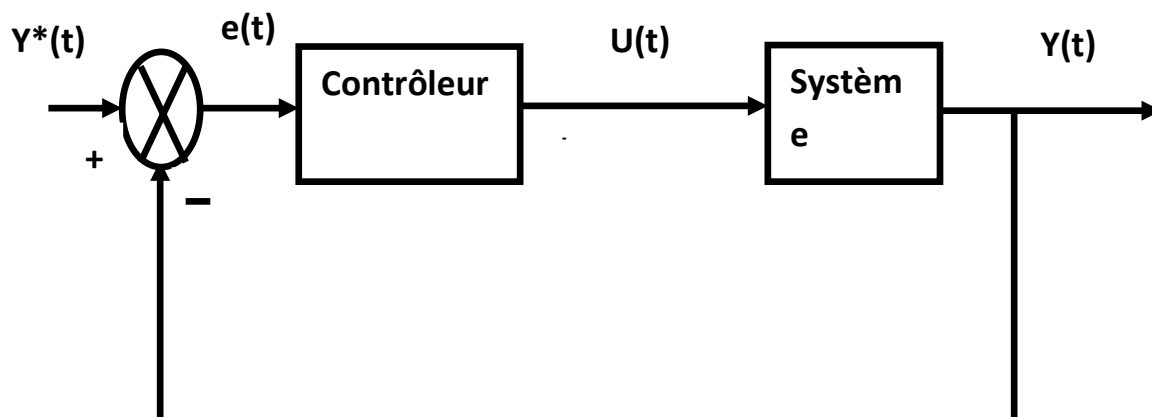
Fig III.7 Commande découplée

III.8 La Régulation

Les régulateurs ont, d'une part, la tâche de stabiliser le circuit de réglage, et d'autre part, ils viennent pour assurer une meilleure précision et un temps de réponse meilleur. Les régulateurs standards de type *PI* ou *PID* sont les plus utilisés dans le domaine des réglages industriels [19].

II.8.1 Conception des Régulateurs:

Soit $Y^*(t)$ le signal à poursuivre, et $Y(t)$ le signal de sortie du système à contrôler [9].



FigIII.8 Représentation de la commande par PI

La loi de commande est :

$$U(t) = k_p e(t) + k_i \int e(t) dt$$

(III.16)

III.8.1.1 Action Proportionnelle (K_p):

- ✓ Si K_p est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît.
- ✓ Si K_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations

III.8.1.2 Action Intégrale (K_i):

L'action intégrale régit lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste, l'action $U(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule[21].

III.8.2 Calcul des Régulateurs :

III.8.2.1 Régulateur des Courants:

Le schéma du contrôle des courants de la commande vectorielle se réduit à deux boucles distinctes comme l'indique la figure suivante :

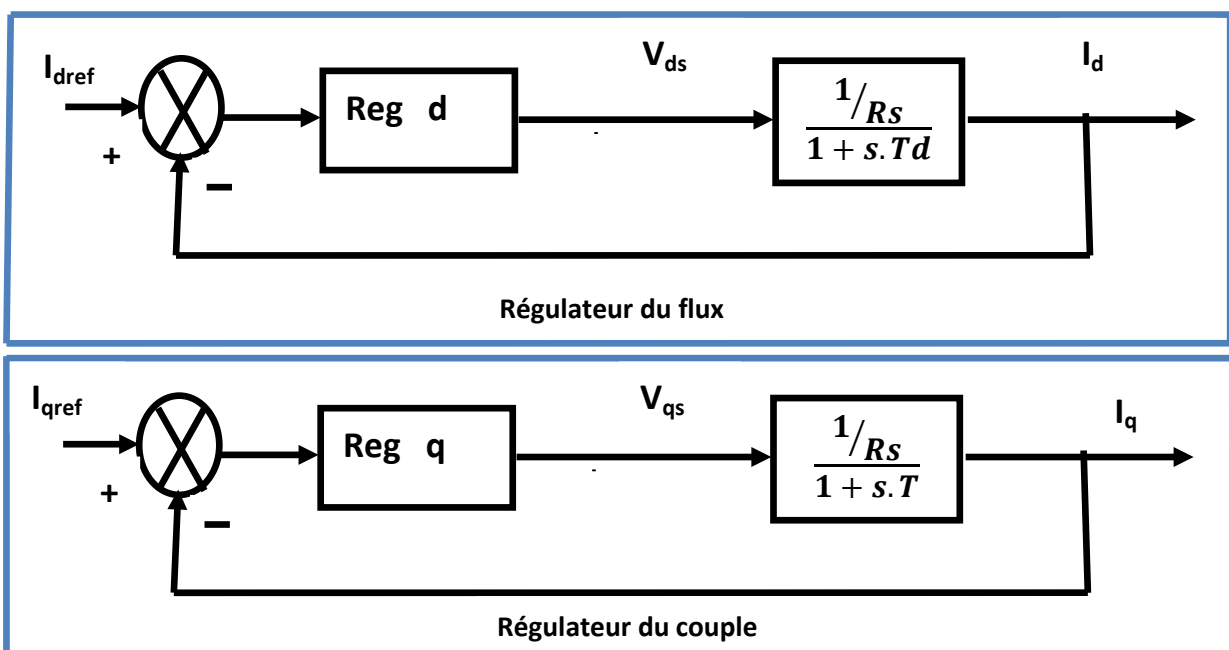


Fig III.9 commande des courants en deux boucles indépendantes

A partir des équations (III.11), (III.12) et (III.14), on peut écrire les fonctions de transfert suivantes :

$$F_d(s) = \frac{\frac{1}{R_s}}{1+T_d s} = \frac{i_d}{V_{d1}} \quad (III.17)$$

$$F_q(s) = \frac{\frac{1}{R_s}}{1+T_q s} = \frac{i_q}{V_{q1}} \quad (III.18)$$

Avec :

$$T_d = \frac{L_d}{R_s} \quad \text{et} \quad T_q = \frac{L_q}{R_s}$$

T_d : est la constante de temps électrique relative à l'axe d .

T_q : est la constante de temps électrique relative à l'axe q .

Les régulateurs (**Reg_d**) et (**Reg_q**) sont choisis comme étant des régulateurs proportionnels et intégraux, avec des fonctions de transfert de la forme suivante :

$$\text{Reg}_d(s) = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} s \right) \quad (III.19)$$

$$\text{Reg}_q(s) = \frac{K_{iq}}{s} \left(1 + \frac{K_{pq}}{K_{iq}} s \right)$$

(III.20)

K_{id}, K_{iq} : est le gain de l'action proportionnelle du correcteur de courant i .

K_{pd}, K_{pq} : est le gain de l'action intégrale.

T_{id}, T_{iq} : est la constante du temps d'intégration.

Les fonctions de transfert en boucle ouverte sont donnée par :

$$\text{FTBO}_d = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} s \right) \frac{1/R_s}{1+s.T_d} \quad (III.21)$$

$$\text{FTBO}_q = \frac{K_{iq}}{s} \left(1 + \frac{K_{pq}}{K_{iq}} s \right) \frac{1/R_s}{1+s.T_q} \quad (III.22)$$

La démarche à suivre consiste à procéder à la compensation de la constante de temps du système, en posant :

$$T_d = \frac{K_{pd}}{K_{id}} \quad (III.23)$$

$$T_q = \frac{K_{pq}}{K_{iq}} \quad (III.24)$$

Ce qui ramène les fonctions de transfert des courants en boucle fermée aux expressions suivantes :

$$FTBO_d = \frac{1}{1+s\tau_d} \frac{i_d}{i_{d\text{ref}}} \quad (III.25)$$

$$FTBO_q = \frac{1}{1+s\tau_q} \frac{i_q}{i_{q\text{ref}}} \quad (III.26)$$

Avec :

$$\tau_d = \frac{R_s}{K_{id}} \quad (III.27)$$

$$\tau_q = \frac{R_s}{K_{iq}}$$

(III.28)

τ : le constant du temps en boucle fermée.

Les boucles de courants correspondent donc à un premier ordre, il suffit de fixer la dynamique du système à travers un choix approprié de τ_d et τ_q . Celles-ci sont choisies de manière à ce que la constante de temps du système en boucle fermée réglé soit inférieure à la constante de temps en boucle ouverte.

On imposant le temps de réponse : $T_r = 3\tau$

$$T_r = 3 \frac{R_s}{K_{id}}$$

pour le courant i_d :

$$K_{id} = 3 \frac{R_s}{T_r}$$

$$\frac{L_d}{R_s} = \frac{K_{pd}}{K_{id}}$$

$$K_{pd} = \frac{L_d K_{id}}{R_s} = 3 \frac{L_d}{T_r}$$

pour le courant i_q :

$$K_{iq} = 3 \frac{R_s}{T_r}$$

$$\frac{L_q}{R_s} = \frac{K_{pq}}{K_{iq}}$$

$$K_{pq} = \frac{L_q K_{iq}}{R_s} = 3 \frac{L_q}{T_r}$$

III.8.2.2 Calcul du Régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La dynamique de la vitesse est donnée par l'équation mécanique suivante:

$$j \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_e - C_r \Rightarrow \Omega = \frac{C_e - C_r}{j_s + f_r}$$

(III.29)

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donné par:

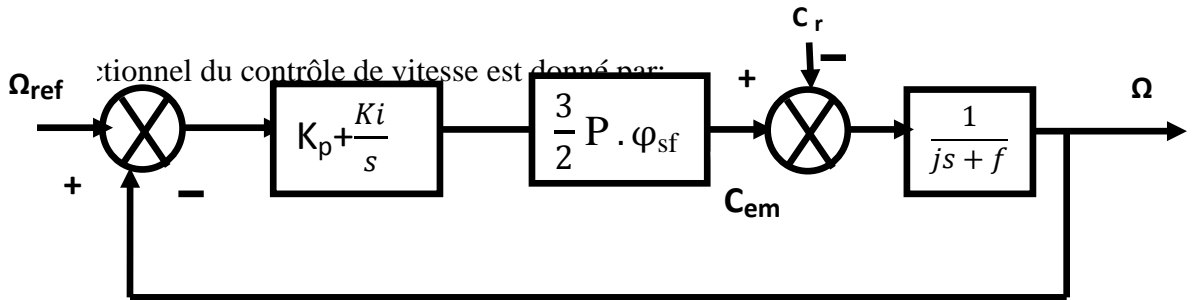


Fig III.10 Boucle de régulation de vitesse

La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} = \frac{K_{p\Omega}}{s} \left(s + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} \right) \tag{III.30}$$

La fonction de transfert de la vitesse en boucle ouverte est donnée par (Cr=0)

$$FTBO_{\Omega} = \frac{K_{p\Omega}}{s} \left(s + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} \right) + \frac{3 \phi_{sf}}{2} + \frac{1}{js + f_r} \tag{III.31}$$

En adoptant la méthode de placement de pôle la fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée est donnée par:

$$FTBF_{\Omega} = \frac{3 p \phi_{sf} \left(s + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} \right)}{2j \cdot s^2 + (2f_r + 3 p \phi_{sf} \cdot K_{p\Omega})s + 3 p \phi_{sf} K_{i\Omega}} \tag{III.32}$$

Après le calcul on trouve :

$$FTBF_{\Omega} = \frac{1}{\omega_0^2} s^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_0} \right) s + 1 \tag{III.33}$$

Avec:

ω_0 : Pulsation propre du système,

ξ : Coefficient d'amortissement.

Et ξ représente le coefficient d'amortissement et ω_0 représente la pulsation naturelle. Par identification des équations (III.32) et (III.33) on obtient :

$$\frac{2j}{3 p \phi_{sf} K_i} = \frac{1}{\omega^2} \quad (III.34)$$

$$\frac{3 p \phi_{sf} K_{p\Omega} + 2f_r}{3 p \phi_{sf} K_{i\Omega}} = \frac{2\xi}{\omega_0} \quad (III.35)$$

On déduit K_i et K_p :

$$K_i = \frac{2j \omega^2}{3 p \phi_{sf}} \quad (III.36)$$

$$K_p = \frac{4\xi j \omega_0 - 2f_r}{3 p} \quad (III.37)$$

III.9 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP alimenté en tension

a- vide :

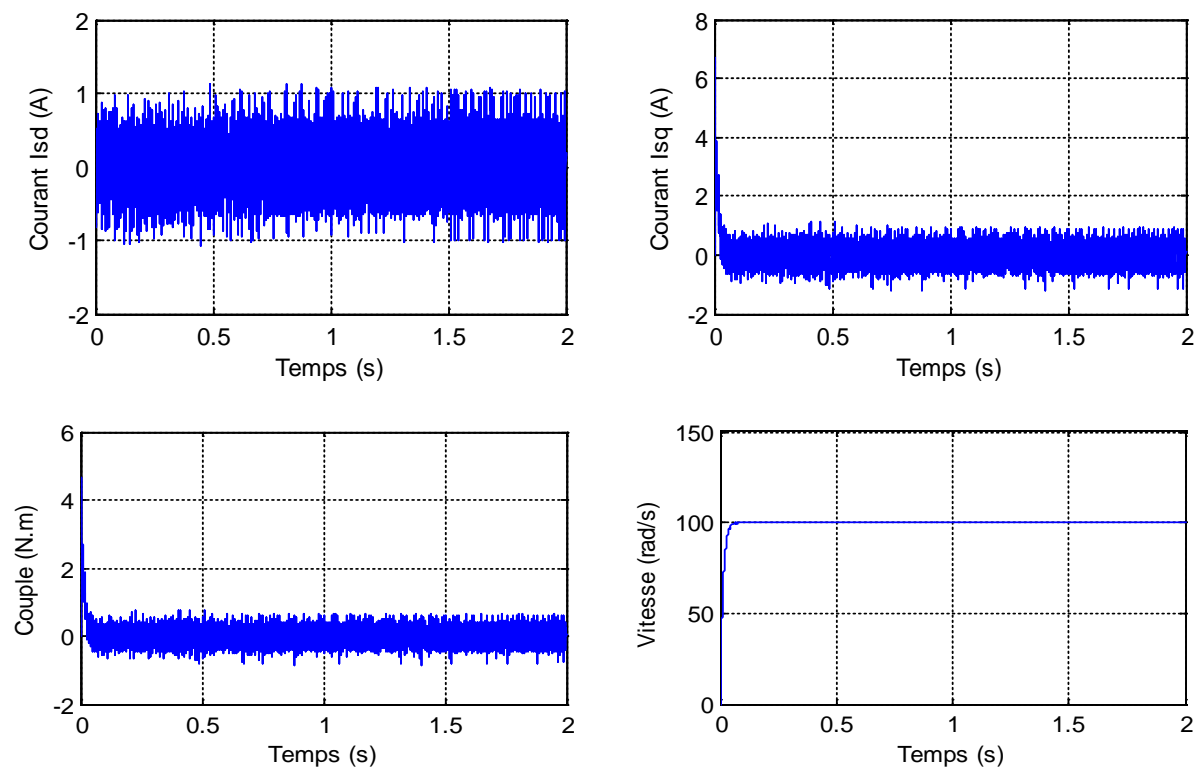
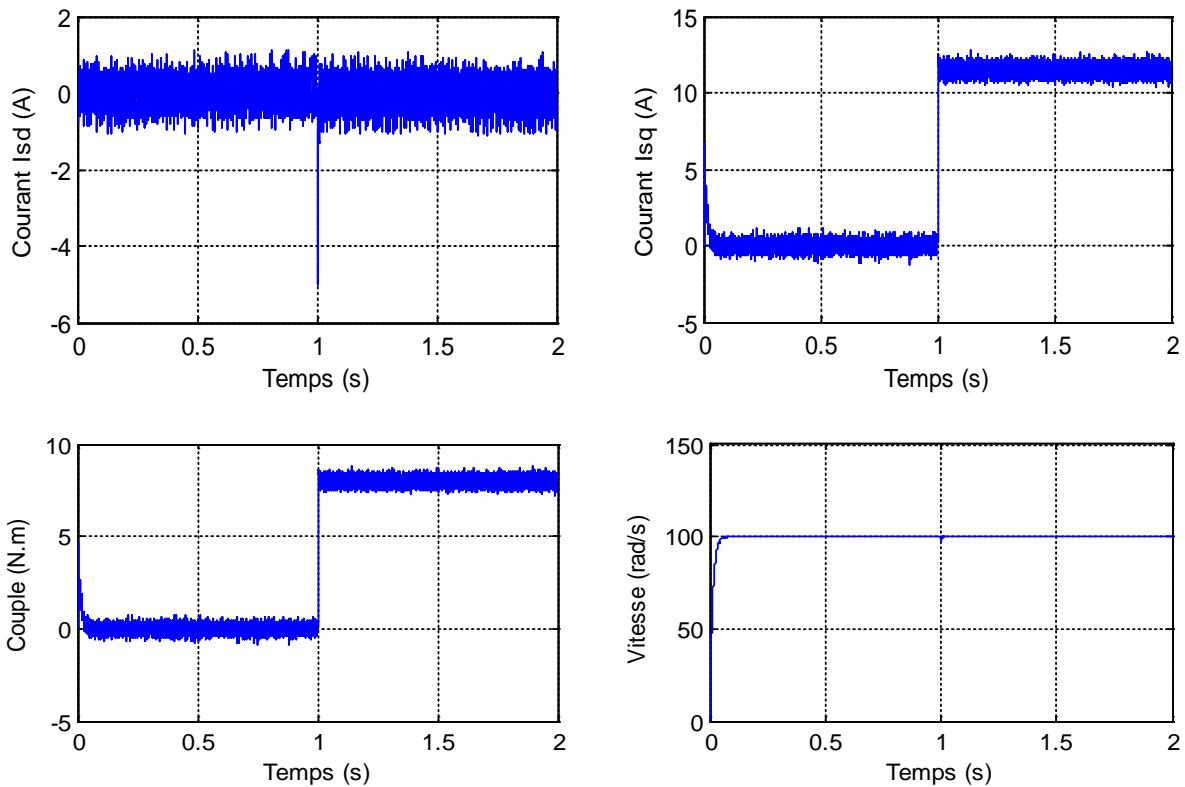


Fig III.11 Résultat de simulation a vide**b- charge :****Fig III.12** Résultats de simulation en charge

III.10 Interprétation des résultats

Les résultats obtenus en simulation numérique mettent en évidence les performances du système de commande. Montrant un démarrage à vide de la machine avec un pic notable du couple électromagnétique C_{em} et du courant I_q (Le couple et le courant ont la même allure). Après application d'un couple de charge de 8 (N .m) à $t=1$ (s), on remarque que la commande répond à l'échelon de charge avec une dynamique presque instantanée, de très faible dépassement et sans oscillations.

La réponse de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents à vide semblable à celle d'un système du premier ordre (sans dépassements), avec un temps de réponse de l'ordre de 0.05 s. On constate le rejet de la perturbation (couple de charge) appliqué à 0.2 s et le suivi parfait de la référence de vitesse (100 rad/s). Ce qui confirme le bon choix des coefficients de réglage du régulateur de vitesse.

Pour les courants statoriques dans le repère de Park (I_d) et (I_q), on constate un très bon découplage entre les deux courants :

A vide : la composante est maintenue à zéro par le régulateur de courant. L'autre composante présente un pic au démarrage (67 A), puis s'annule rapidement.

En charge : le bon choix des coefficients de réglage du régulateur de courant maintient la composante I_d toujours égale à zéro, par contre la composante I_q la même dynamique que celle du couple électromagnétique et cela pour répondre au couple de charge.

III.11 Conclusion

Dans ce chapitre on a étudié la commande vectorielle par orientation du champ appliquée à la MSAP.

La commande vectorielle est appliquée au moteur synchrone à aimant permanent pour permette de faire une commande semblable à celle d'une machine à courant continu à excitation indépendante et ce pour gagner en flexibilité et en souplesse.

Les performances de cette commande dépendent en grande partie des caractéristiques dynamiques et statiques de l'onduleur qui lui est associé.

La simulation de la commande vectorielle du MSAP est basée sur la condition selon laquelle la composante du courant $i_d = 0$; quant à la composante i_q elle sert à la fois pour la production du couple maximal et le réglage de la vitesse afin d'assurer les performances de poursuite en vitesse.

D'après les résultats de simulation les différentes caractéristiques sont obtenues à partir du découplage entre le courant i_d et i_q ce dernier permet de commander le moteur synchrone à aimant permanent comme un moteur à courant continu à excitation indépendant.

L'allure de la vitesse suite parfaitement sa trajectoire de référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable sans dépassement. L'effet de la perturbation est rigoureusement éliminé et que le couple électromagnétique se stabilise à la valeur 8 (N:m). On a aussi une augmentation de couple car l'et de la charge à partir de $t = 1$ (s).

En remarque aussi l'été des régulations qui présente par des petites perturbations quand on impose ou éjecter la charge qu'elle est atteinte très rapidement sa référence.

Le courant i_d après le régime transitoire revient à sa valeur zéro ($i_d = 0$) ; ceci implique le découplage entre les deux boucle de courant ; le courant i_q est l'image du couple électromagnétique.

Chapitre IV

Résultats de simulation

IV.1 Introduction

Actuellement, plusieurs outils de simulation parmi lesquels MATLAB/Simulink sont utilisés dans l'industrie et dans les milieux universitaires.

La simulation de ce travail est faite par l'utilisation d'un logiciel MATLAB/Simulink 2014 qui est destiné principalement au calcul scientifique, de la modélisation et de la simulation, le noyau de calcul est associé à l'environnement SIMULINK permettant une modélisation basée sur des schémas blocs. Pour la plupart des domaines scientifiques nécessitant des moyens des calculs importants : automatique, traitement de signal, mathématique appliquées à base de l'algorithme ODE 45 qui donne les meilleurs résultats pour notre travail.

A l'aide de la simulation on a pu visualiser les courbes de réponse. L'exploitation des courbes ultérieure est réalisée à l'aide des blocs 'To Workspace'.

Dans notre travail on va simuler la machine synchrone à aimant permanent avec l'association de l'onduleur de tension à trois et à cinq niveaux de type cascade Puis nous allons simuler la commande vectorielle avec l'onduleur de tension à trois niveaux et à cinq niveaux.

IV.2 Onduleur 3 Niveau

Un onduleur triphasé à trois niveaux est un circuit qui convertit le courant continu en courant alternatif triphasé. Chaque phase est de phase décalée de 120 degrés. Pour produire un onduleur triphasé à trois niveaux, nous utilisons trois onduleurs monophasés avec une sortie déphasée.

La méthode de génération d'impulsions est de la technique SPWM. L'onde sinusoïdale de référence est comparée à l'onde triangulaire du porteur et l'impulsion est générée. Pour chaque phase, un onduleur monophasé est utilisé et forme la sortie. Le trois niveau est formé comme V , 0 , $-V$ correspondant à la tension.

IV.2.1 Schéma bloc :

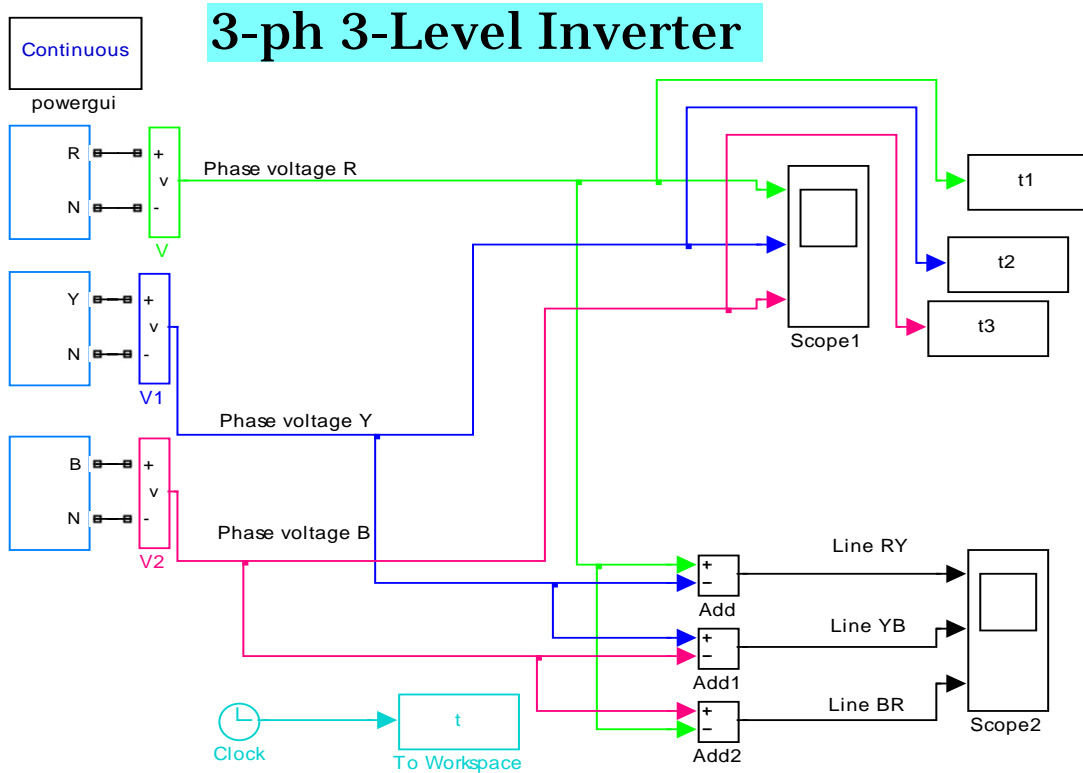


Fig IV.1 Schéma bloc de l'onduleur à trois niveaux

IV.2.2 Résultats de simulation

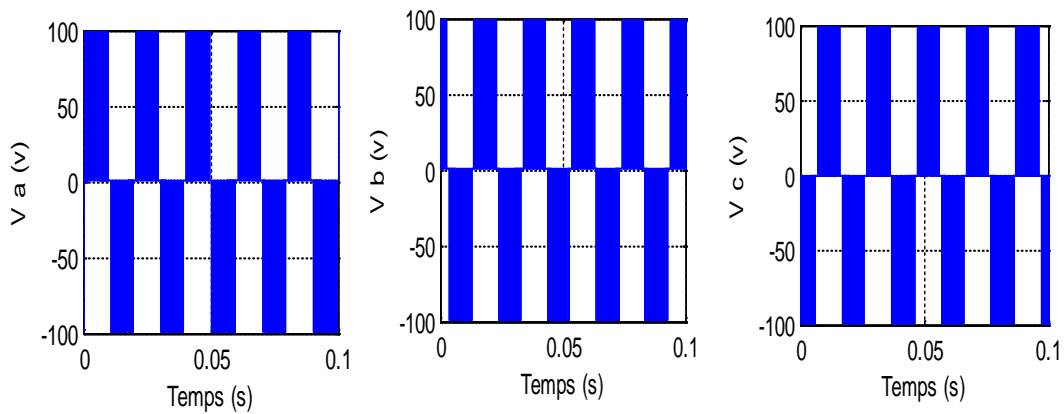


Fig IV.2 Les Tension V_a V_b V_c d'un onduleur trois niveaux

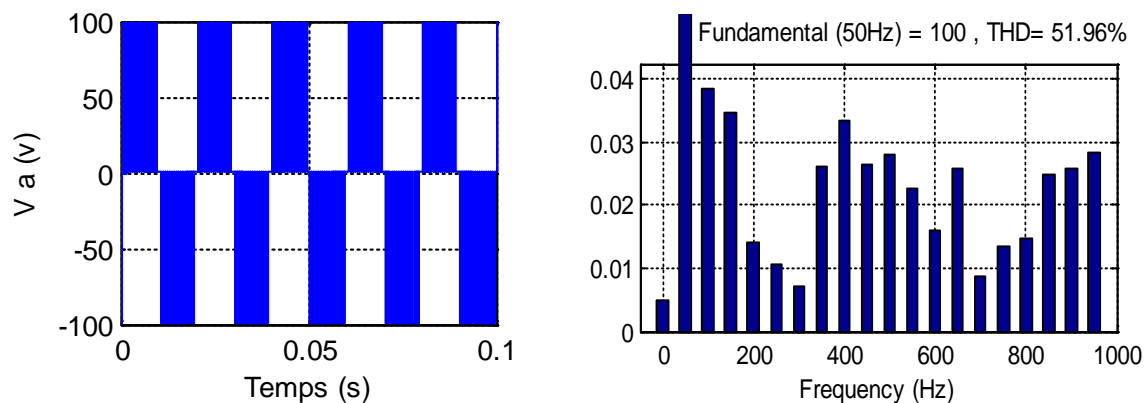


Fig IV.3 La tension de sortie et Spectre d’harmonique de tension V_a

IV.3 Onduleur 5 Niveau

Un onduleur triphasé à cinq niveaux est un circuit qui convertit le courant continu en courant alternatif triphasé. Chaque phase est de phase décalée de 120 degrés. Pour produire un onduleur triphasé à cinq niveaux, nous utilisons trois onduleurs en cascade monophasés avec un déphasage de 120°.

La méthode de génération d’impulsions est de la technique SPWM. L’onde sinusoïdale de référence est comparée à l’onde triangulaire du porteur et l’impulsion est générée. Pour chaque phase, deux onduleurs monophasés sont utilisés comme méthode en cascade et forment la sortie. Le niveau cinq est formé comme $V, V / 2, 0, -V / 2, -V$ correspond à la tension.

IV.3.1 Schéma bloc:

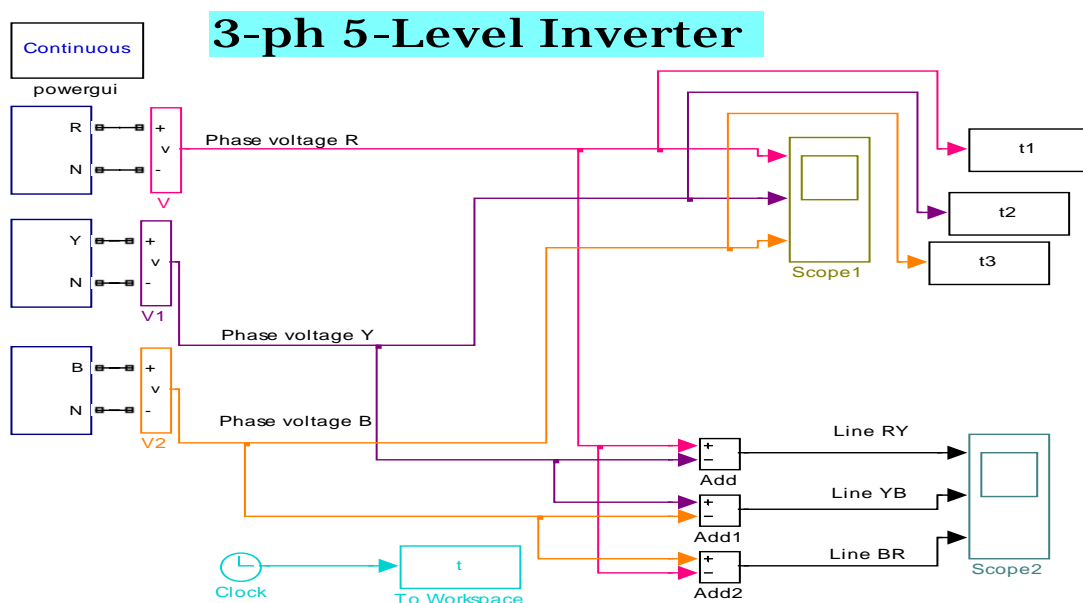


Fig IV.4 Schéma bloc de l’onduleur à cinq niveaux

IV.3.2 Résultats de simulation :

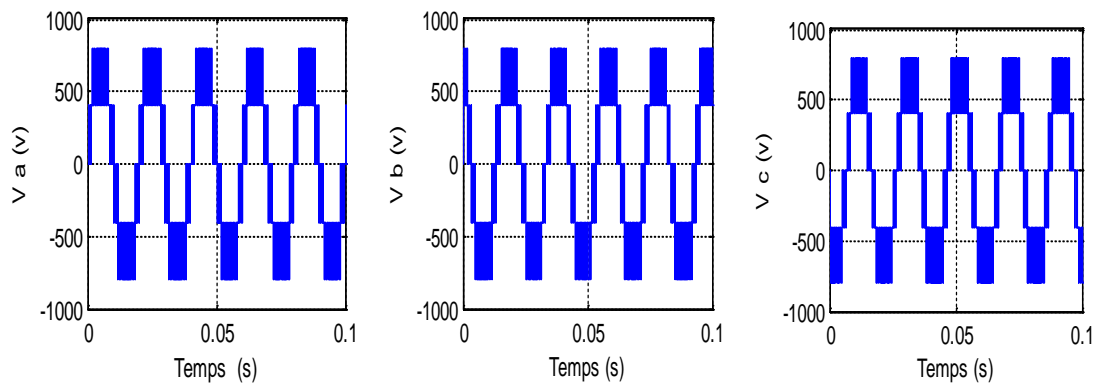


Fig IV.5 Les Tension V_a V_b V_c d'un onduleur cinq niveaux

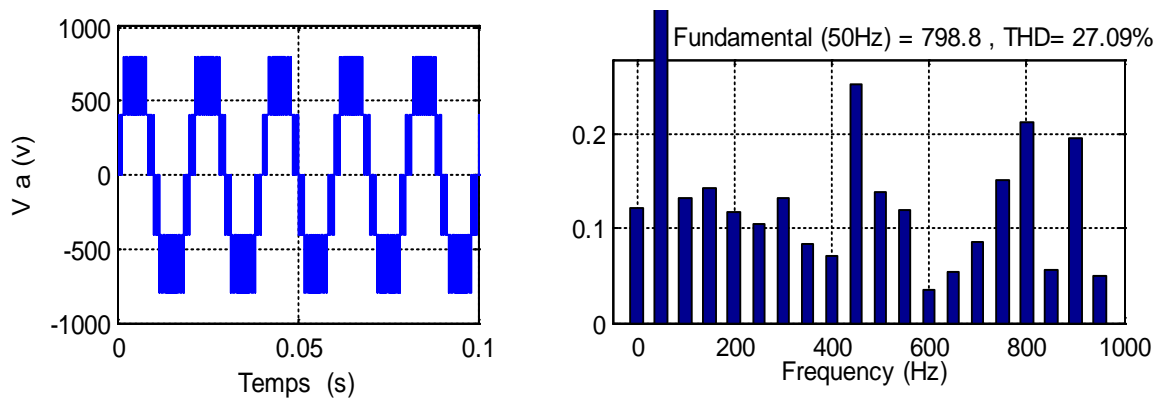


Fig IV.6 La tension de sortie et Spectre d'harmonique de tension V_a

IV.4 Simulation de la machine synchrone à aimant permanent alimenté par un onduleur à 3 et 5 niveaux

IV.4.1 Simulation avec un onduleur à trois niveaux:

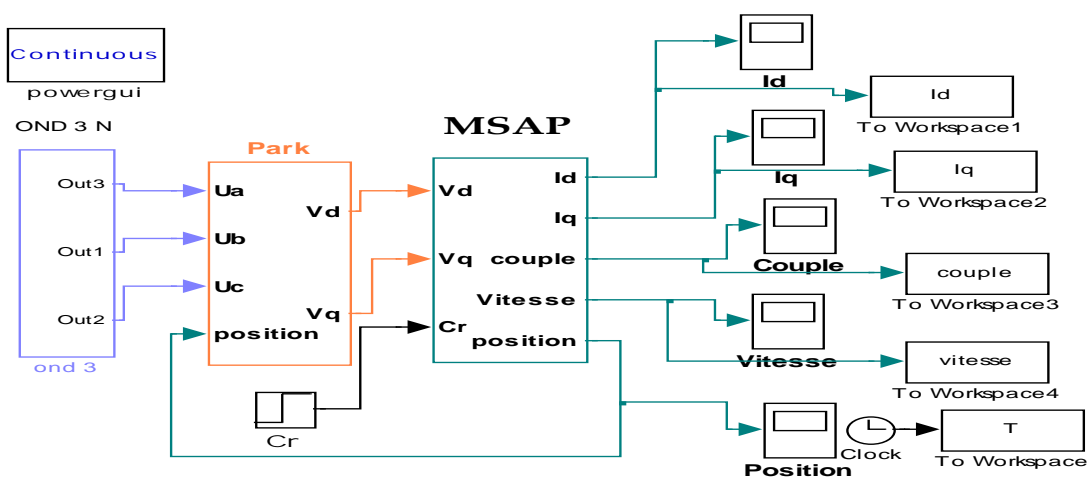


Fig IV.7 Schéma bloc de la MSAP associé avec l'onduleur à trois niveaux

IV.4.1.1 Résultats de simulation:

a) à vide $C_r=0$

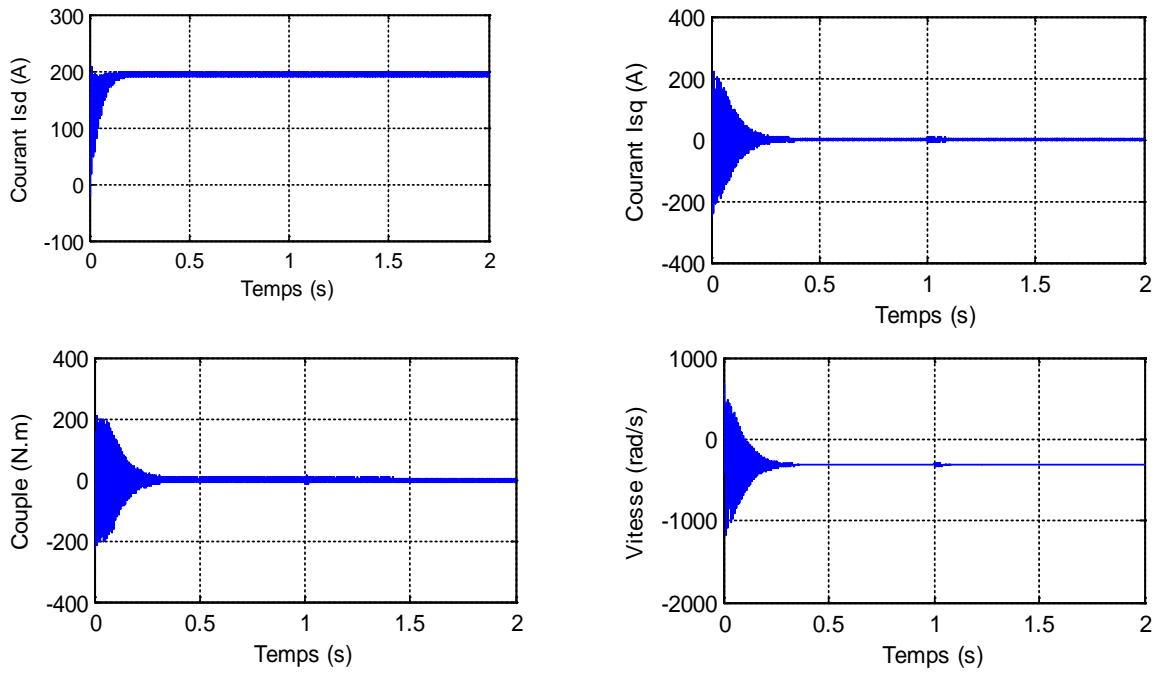


Fig IV.8 Résultats de simulation de la MSAP utilisant l'onduleur à trois niveaux à vide

b) en charge $C_r=10$ N.m

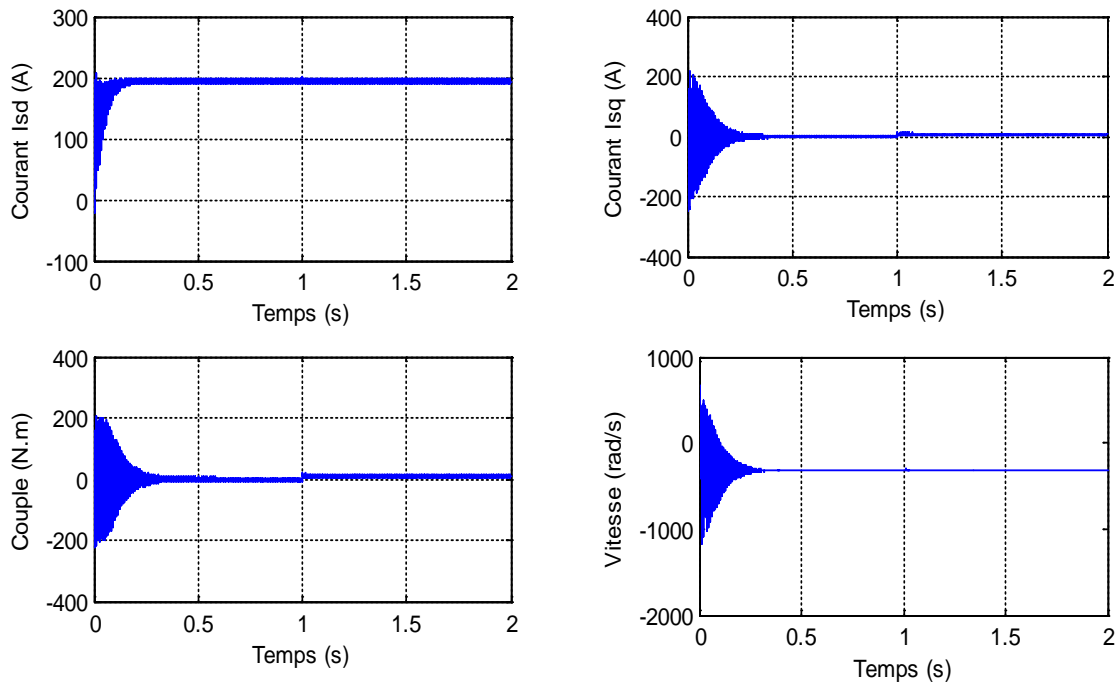


Fig IV.9 Résultats de simulation de la MSAP utilisant l'onduleur à trois niveaux en charge

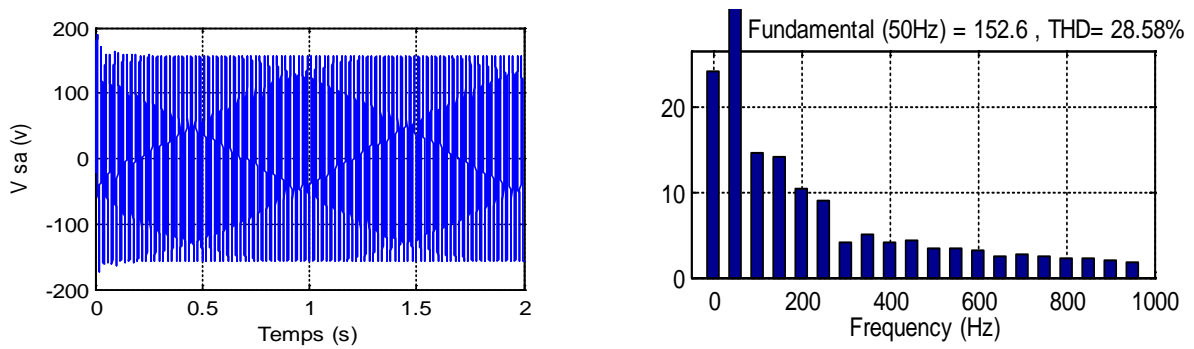


Fig IV.10 La tension de sortie et Spectre d'harmonique de tension V_a

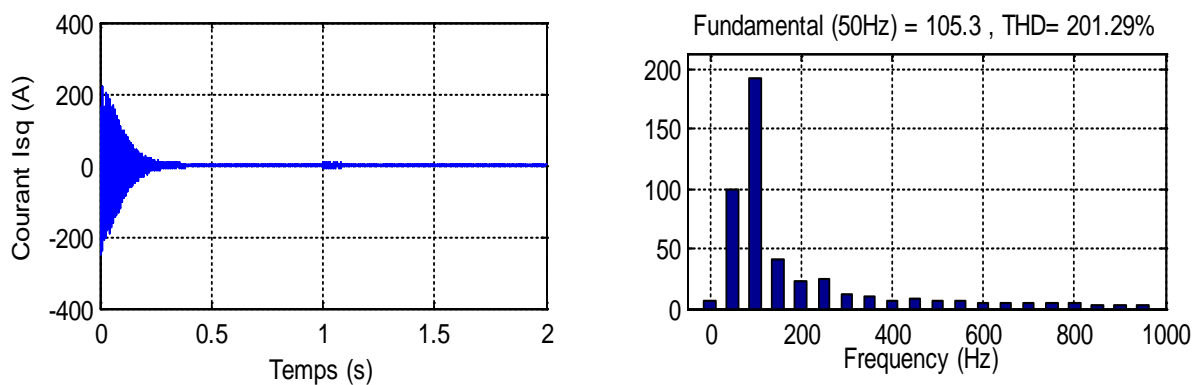


Fig IV.11 Le courant de sortie et Spectre d'harmonique de Courant I_s

IV.4.2 Simulation avec un onduleur à 5 niveaux :

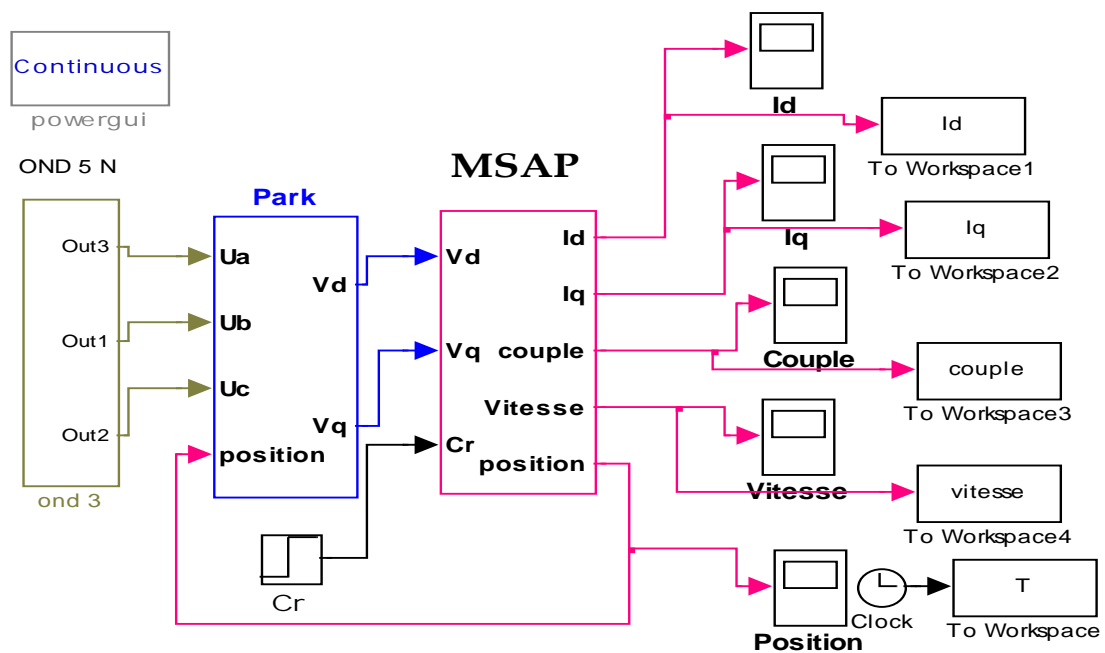


Fig IV.12 Schéma bloc de la MSAP associé avec l'onduleur à cinq niveaux

IV.4.2.1 Résultats de simulation:

a) à vide $C_r=0$

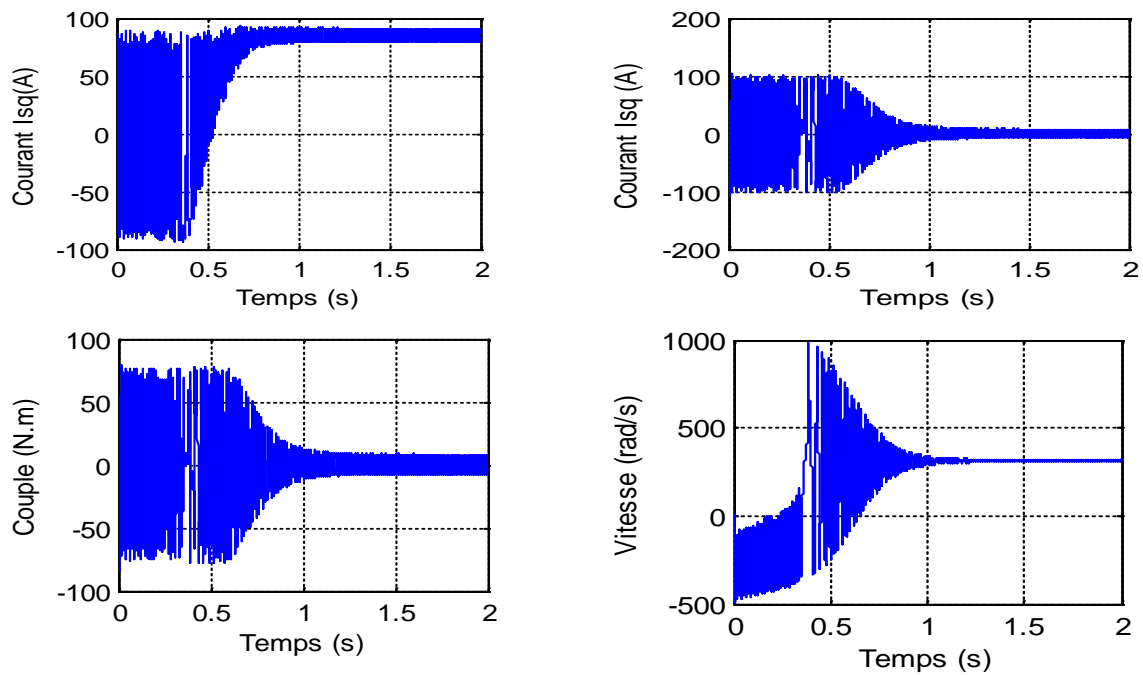


Fig IV.13 Résultats de simulation de la MSAP utilisant l'onduleur à cinq niveaux à vide

b) en charge $C_r=10$ N.m

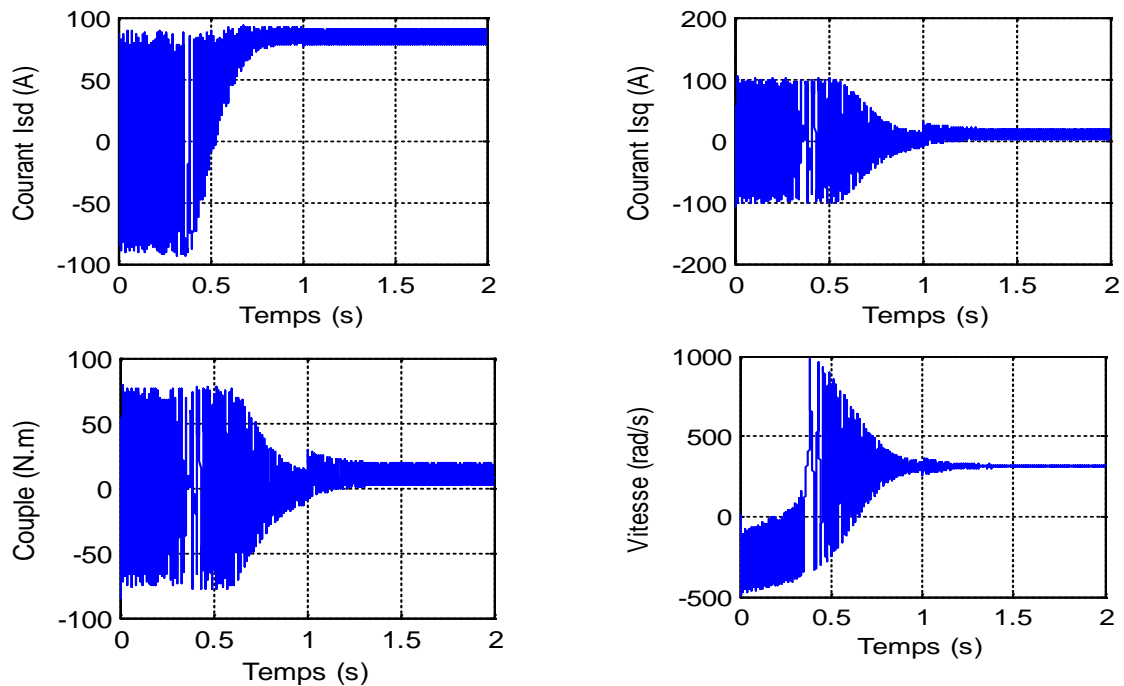


Fig IV.14 Résultats de simulation de la MSAP utilisant l'onduleur à cinq niveaux en charge

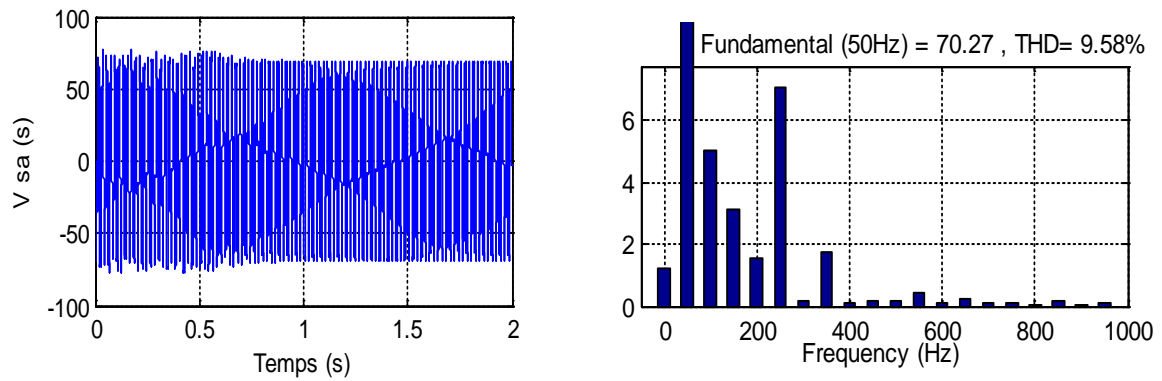


Fig IV.15 La tension de sortie et Spectre d’harmonique de tension V_a .

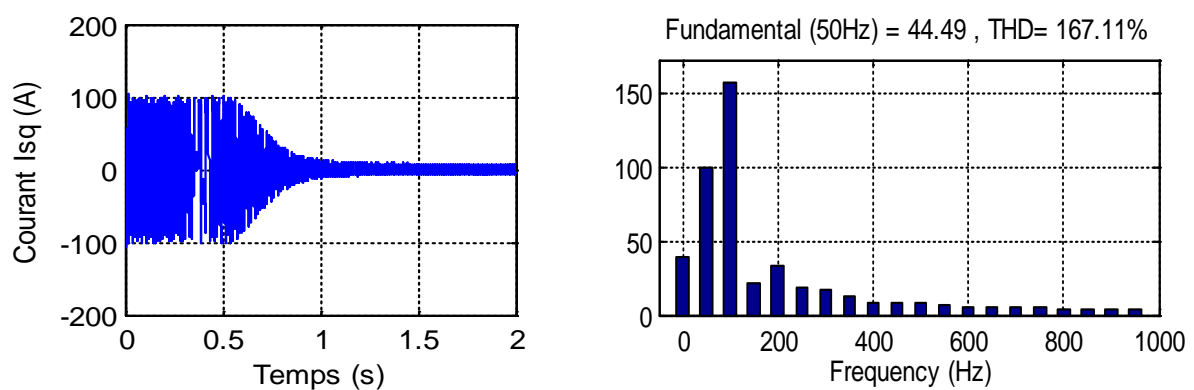


Fig IV.16 Le courant de sortie et Spectre d’harmonique de Courant I_s

IV.4.3 Comparaissant entre les deux cas :

Les valeurs de distorsion totale des harmoniques obtenus, pour la tension simple de phase V_{sa} et le courant statorique I_{sq} sont résumés dans le tableau suivant :

Tableau IV.1 Facteurs de distorsion de chaque type d’onduleur associe MSAP

	THD de la tension V_a . (%)	THD de la courant I_{sq} (%)
la MSAP associe avec l’onduleur trois niveaux	28.58	201.29
la MSAP associe avec l’onduleur cinq niveaux	9.58	167.11

Pour l’onduleur de tension à 5 niveaux, on remarque que le THD du spectre harmonique de la tension simple de phase V_a a diminué par rapport à celui de l’onduleur à 3 niveaux. La même chose pour l’allure de courant et son spectre harmonique.

Donc la qualité spectrale de l’onde de tension et du courant à la sortie d’un onduleur de tension à 5 niveaux de type cascade est plus mieux que celle de d’un onduleur de tension à 3 niveaux

IV.5 Simulation de la Commande vectorielle avec onduleur à 3 et 5 niveaux

IV.5.1 Simulation avec onduleur trois niveaux:

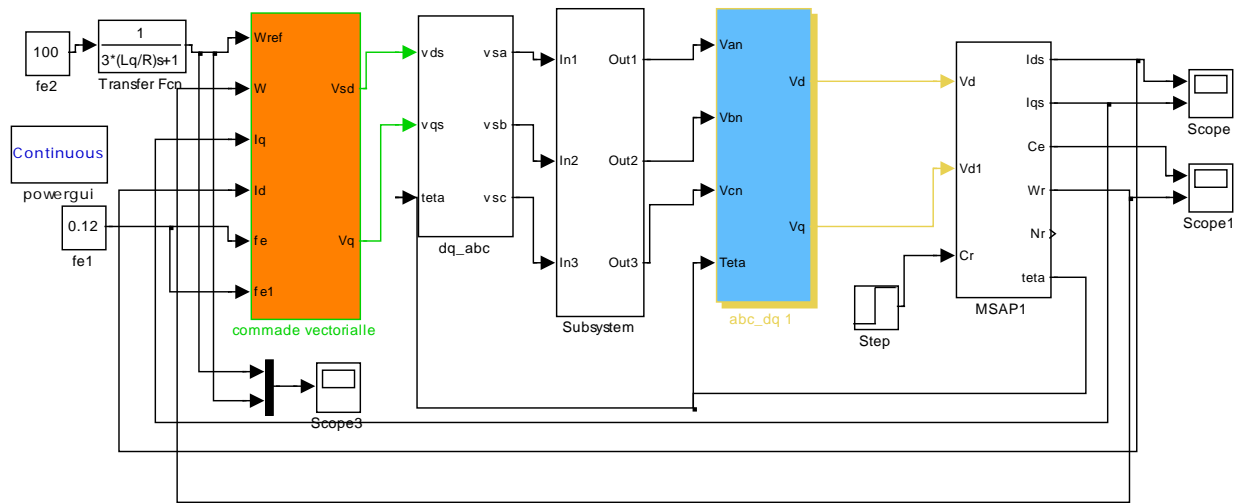


Fig VI.17 Schéma bloc de la commande vectorielle utilisant l'onduleur à trois niveaux

IV.5.1.1 Résultats de simulation:

a- Teste à vide $C_r=0$

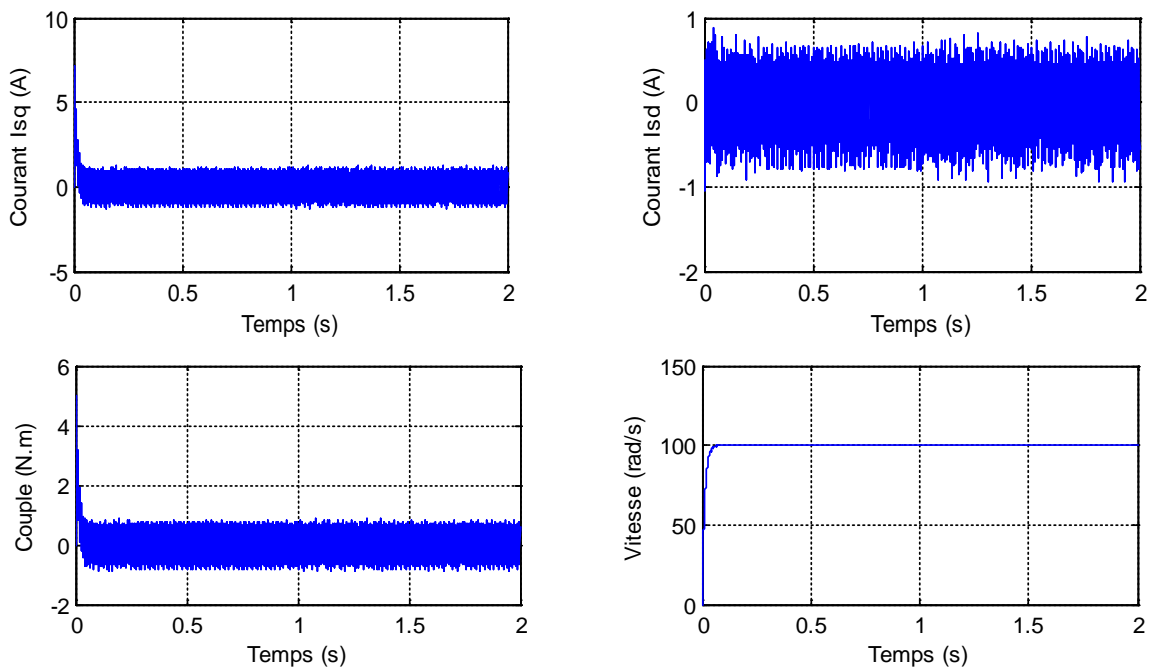


Fig IV.18 Résultats de simulation de la CV utilisant l'onduleur à trois niveaux à vide.

b- En charge $C_r = 8 \text{ N.m}$

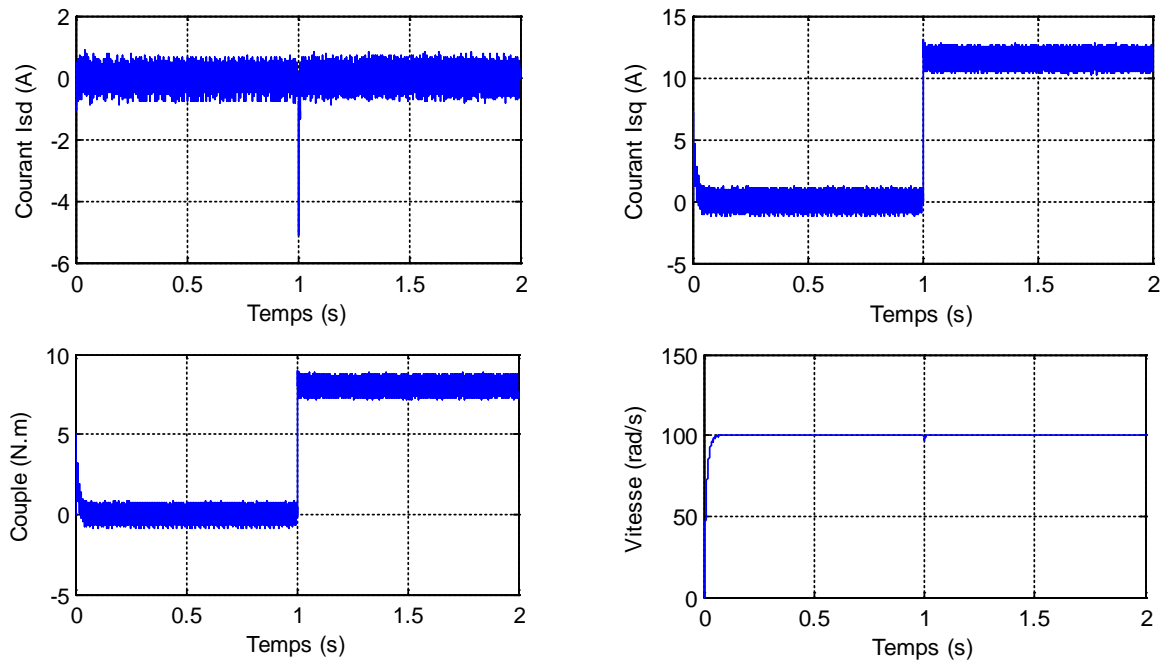


Fig IV.19 Résultats de simulation de la CV utilisant l'onduleur à trois niveaux en charge.

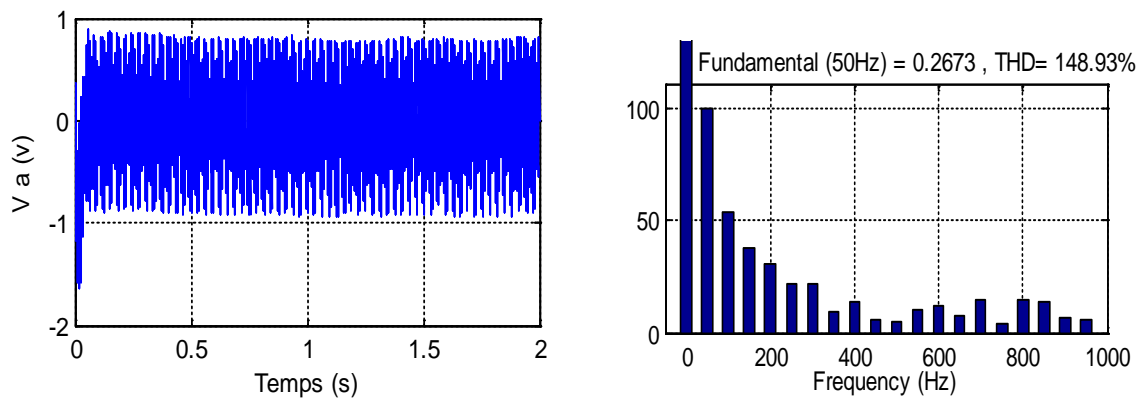


Fig IV.20 La tension de sortie et Spectre d'harmonique de tension V_a .

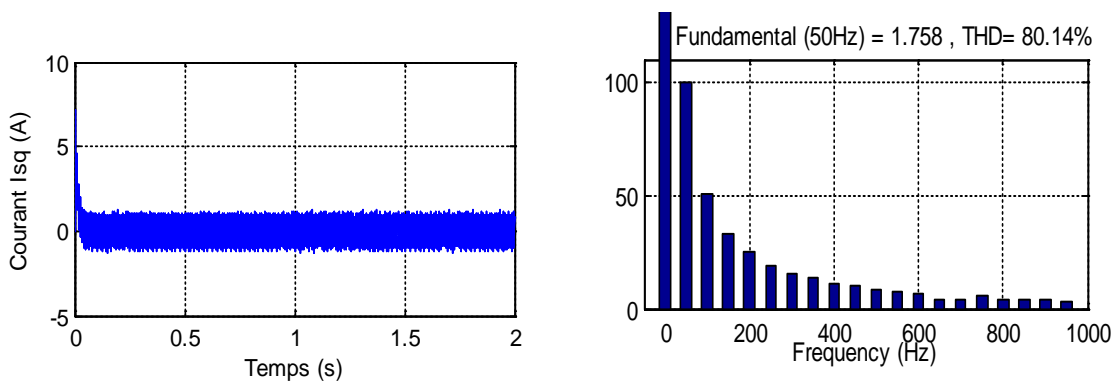


Fig IV.21 Le courant de sortie et Spectre d'harmonique de Courant I_s

IV.5.2 simulation avec un onduleur à cinq niveaux :

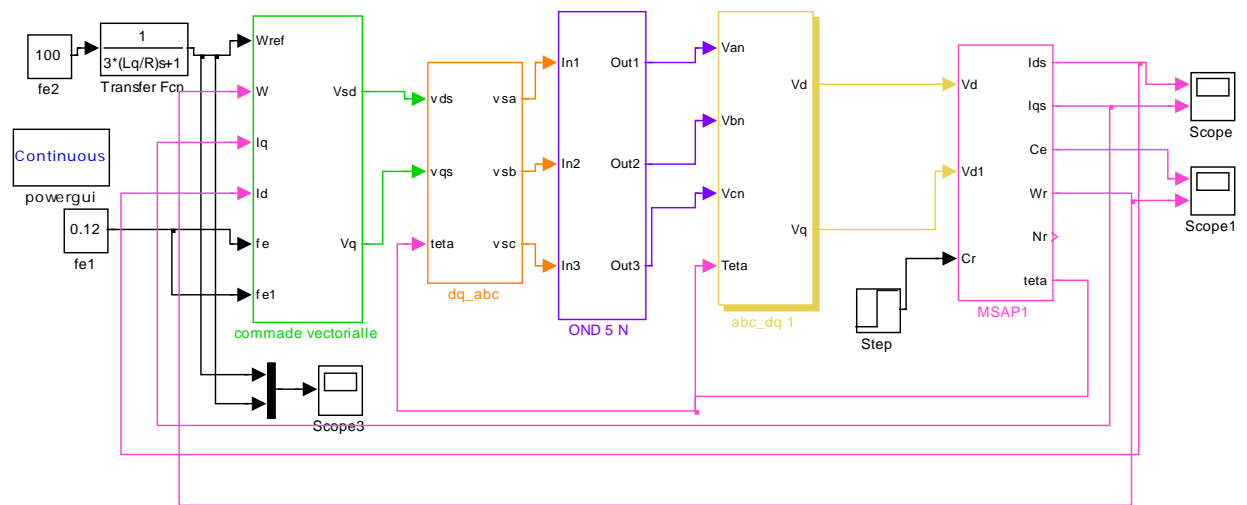


Fig VI.22 Schéma bloc de la commande vectorielle utilisant l'onduleur à cinq niveaux

IV.5.2.1 Résultats de simulation

a) à vide $C_r = 0$

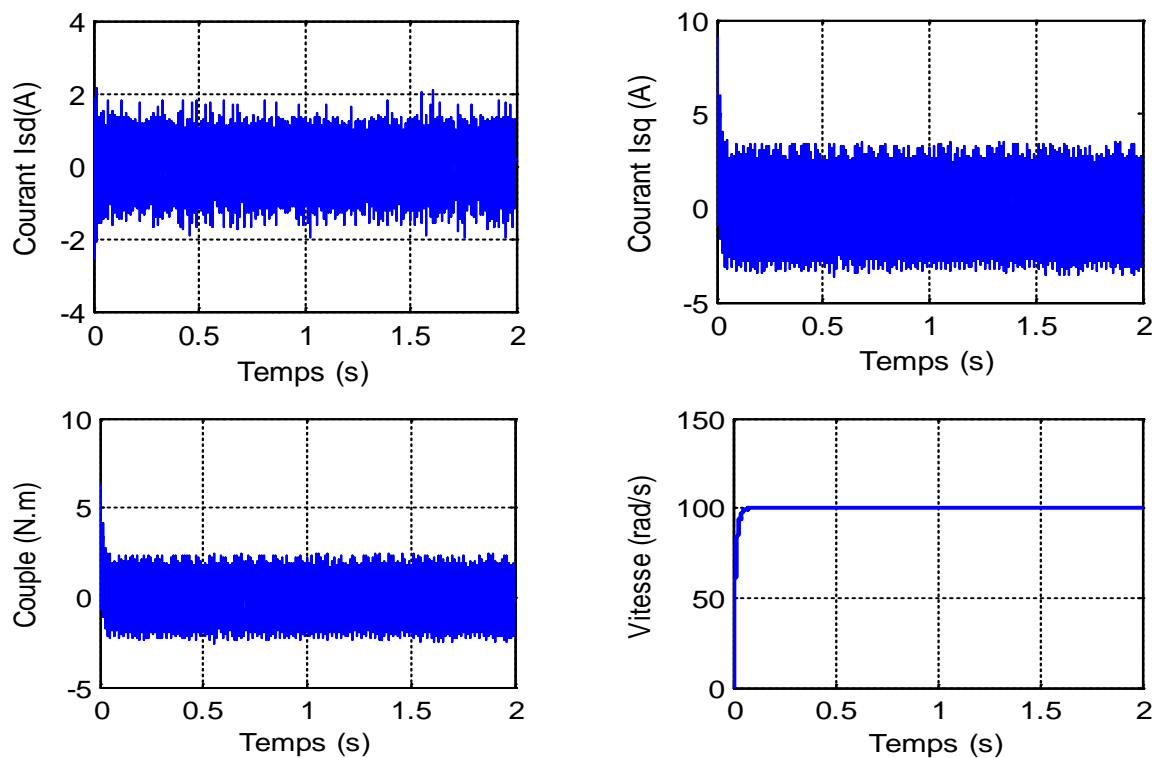


Fig VI.23 Résultats de simulation de la CV utilisant l'onduleur à cinq niveaux à vide.

b- en charge $C_r = 8$

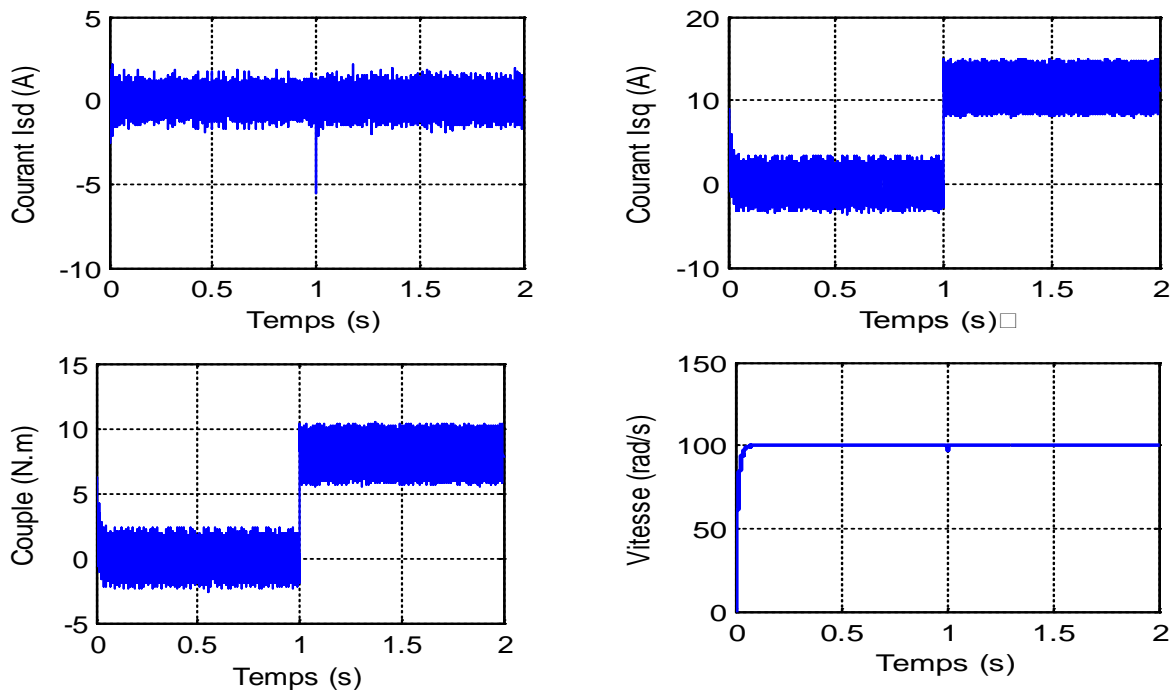


Fig VI.24 Résultats de simulation de la CV utilisant l'onduleur à cinq niveaux en charge

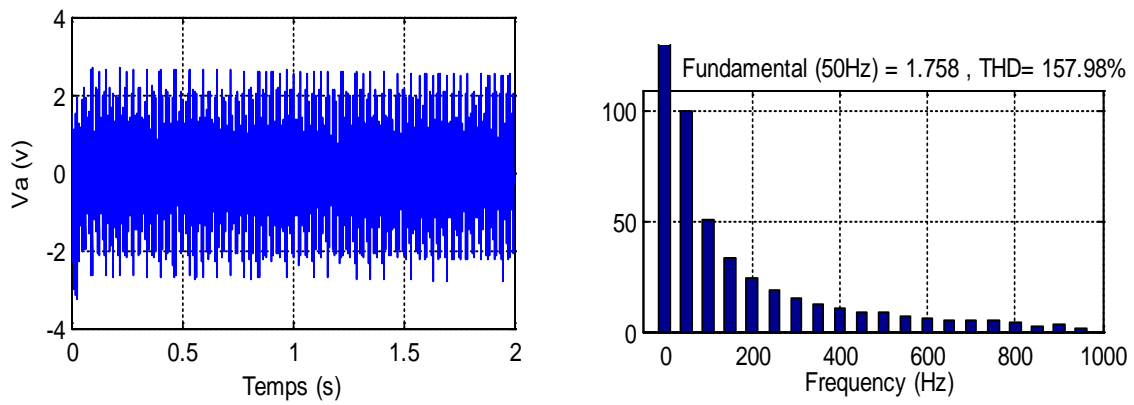


Fig IV.25 La tension de sortie et Spectre d'harmonique de tension V_a .

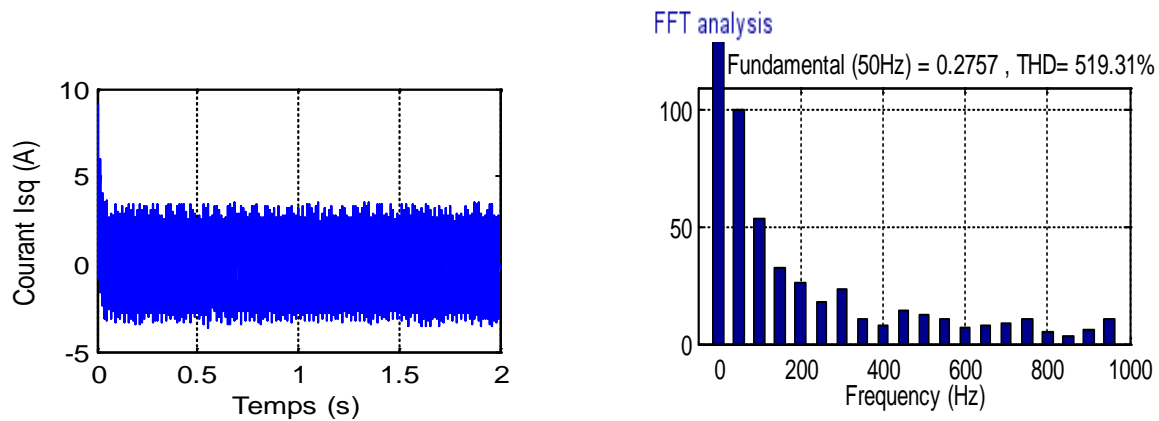


Fig IV.26 Le courant de sortie et Spectre d'harmonique de Courant I_{sq}

IV.5.3 Comparaison entre les deux cas :

Tableau IV.2 Facteurs de distorsion de chaque type d'onduleur associé avec CV de MSAP

	THD de la tension V_a . (%)	THD de la courant I_{sq} (%)
Commande vectoriel utilisant l'onduleur à trois niveaux	148.93	80.14
Commande vectoriel utilisant l'onduleur à cinq niveaux	519.31	157.98

Pour l'onduleur de tension à trois niveaux, on remarque que le THD du spectre harmonique de la tension simple de phase V_{sa} a diminué par rapport à celui de l'onduleur à cinq niveaux. La même chose pour l'allure de courant et son spectre harmonique.

Donc la qualité spectrale de l'onde de tension et du courant à la sortie d'un la commande vectoriel utilisant un onduleur de tension à trois niveaux de type cascade est plus mieux que celle de d'un la commande vectoriel utilisant un onduleur de tension à cinq niveaux.

IV.6 Conclusion

Dans ce dernier chapitre, on a simulé l'onduleur de tension à trois et à cinq niveaux, ensuite l'association de la machine synchrone à aimant permanent avec l'onduleur trois et cinq niveaux.

On a aussi simulé la commande vectorielle utilisant l'onduleur à trois niveaux et cinq niveaux. Dans notre cas, l'onduleur en cascade à cinq niveaux est encore la solution optimale pour l'élimination de la tension homopolaire et du courant des roulements.

*Conclusion
générale*

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire consacré à l'étude des onduleurs multi niveaux dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique, ces onduleurs sont appliqués à la conduite des machines alternatives synchrones et asynchrones.

Nous avons commencé notre travail par une étude générale sur la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent en utilisant la transformation de Park on se basant à des hypothèses simplificatrices pour simplifier les équations de la machine .Le modèle élaboré de la machine est simulé et interprété à vide et en charge.

Ensuite nous avons étudié le principe de fonctionnement des onduleurs monophasés à deux, trois et à cinq niveaux de type cascade que d'élaborer des modèles de commande de ces onduleurs pour chaque niveau de tension.

Nous avons étudié aussi la commande vectorielle pour la variation de vitesse de la machine synchrone à aimant permanent, le résultat de simulation avec cette technique est très efficace et donnent des bonnes performances.

Enfin, Nous avons étudié le comportement des grandeurs électriques et mécaniques de la machine associée à des onduleurs multi-niveaux et la commande vectorielle de la MSA associée à des onduleurs multi-niveaux. Les résultats obtenus par simulation montrent que l'alimentation de la MSAP par un onduleur d'un niveau inférieur présente des perturbations et des ondulations (harmoniques). Mais nous avons clairement constaté que l'augmentation de nombre de niveau de l'onduleur associé à la machine permet la réduction de ces perturbations et diminuer la valeur du THD et améliore la qualité des signaux des courants, des tensions.

Les performances obtenues par les onduleurs multi niveaux associe à la machine sont très prometteuses pour l'utilisation dans les domaines d'entraînement électriques à moyenne et forte puissance. Ces onduleurs sont habilités à synthétiser la forme d'onde avec un meilleur spectre harmonique possible.

On termine ne travail par une conclusion générale.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] **Yacine, A.** " Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à Double excitation, Application au véhicule hybride ".Thèse de Doctorat, Paris XI, 2001.
- [2] **A. Aneur :** « commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissant », Thèse magister, UNIVERSITE DE BATNA, ALGERIE, décembre. 2005.
- [3] **Mouna, M.** "commande backstepping appliquée à la machine synchrone a aimants permanents ". thèse d'ingénieur *en électrotechnique*, UNIVERSITE HADJ LAKHDAR – BATNA, 2005/2006.
- [4] **Ghilani, M ; Boudlif, A.** " Diverse stratégies de commande d'un onduleur à deux niveaux associe à une machine synchrone à aimants permanents(MSAP) ".Mémoire de master académique, Université de kasdi merbah ourgla ,2016/2017
- [5] **AID, Houssein ; AINA, Wafaa.** " Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents". Mémoire de Master, Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen 2012 / 2013
- [6] **BOUDJEMA, A.** "Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents MSAP".mémoire de Master, Université Mohamed Khider Biskra, 2013 / 2014
- [7] **AMIRI, M ; ALI DAHMANE, O.** "Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur mode glissant" mémoire de Master, Université Aboubakr Belkaïd– Tlemcen, 2017
- [8] **G.séguier, f. labrique, ph. Delarue** ''électronique de puissance .structures, commandes, applications''Dunod, Paris, 2004, 2011, 2015 5 rue Laromiguière, Paris 5^e ISBN 978-2-10-073975
- [9] **B. LAHCENE, DJ. MOHAMED** '' Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone a aimants permanents dotée d'un observateur MRAS'' Mémoire MASTER, Université Aboubakr Belkaïd Tlemcen, 2017.
- [10] **S. MECHERI,** "REALISATION D'UN ONDULEUR DETENSION MONOPHASE CONTROLE PAR UNE CARTE ARDUINO '' Mémoire de Master, universite constantine 2014.
- [11] <https://www.scribd.com/doc/117692869/Chpitre-II-onduleur-triphase>

- [12] **G. Abderrahim, A. Houssam Eddine,** " de Amélioration de commande directe du couple d'une machine asynchrone par l'utilisation des convertisseurs SVM " Mémoire de Master, UNIVERSITE KASDI MERBAOUARGLA,2016.
- [13] **D. YOUSOUF, B.DJAMAL,** "MODELISATION ET COMMANDE D'UN ONDULEUR TRIPHASE PILOTE PAR MLI A STRUCTRE MULTINIVEAUX "," Mémoire de Master, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2012.
- [14] **K. ARAB TEHRANI,** "Conception, Synthèse et Application d'une Nouvelle Commande Robuste par PID Fractionnaire pour Les Onduleurs Multi niveaux" de Thèse de Doctorat,Université de Lorraine-Institut National Polytechnique de Lorraine (INPL), 2010.
- [15] **A. Abd Elkarim,** "Alimentation d'une machine asynchrone par un onduleur de tension multi-niveaux à MLI optimisée", Mémoire MASTER, UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA, 2017.
- [16] **Y.KHADIDJA,** " réduction des effets de la tension homopolaire dans les associations onduleurs multiniveaux moteur à induction " mémoire de master, université de batna, 2005.
- [17] **B. Abdelkader** "Modélisation et Diagnostic d'un Onduleur Triphasé Par l'Approche Bond Graph" Mémoire de Magister, UNIVERSITE FERHAT ABBAS DE SETIF, 2009.
- [18] **T. Mohamed.** "APPLICATION DES ONDULEURS MULTI NIVEAUX DANS LES SYSTEMES DE CHAUFFAGE PAR INDUCTION. Analyse, Modélisation et Commande. " Mémoire de Magister, université de Batna, 2012.
- [19] **A. MOHAMMED A. OUSSAMA'** 'Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur mode glissant'' Mémoire MASTER, Université Aboubakr Belkaïd– Tlemcen, 2017.
- [20] **B. Amel,**'' Commande Prédictive Généralisée d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents'', Mémoire de Magister, Université de BATNA, 2009.
- [21] **H. Mohammed Ilyes,**'' Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant'' Mémoire de Magister, Université Mohamed Khider – Biskra,

Annexe

Annexe

Annexe A

A.1 Les paramètres de la machine synchrone à aimants permanents étudiée en simulation sont les suivants :

Résistance de phase : $R_s = 1.4 \Omega$

Inductance cyclique sur l'axe directe: $L_d = 0.0066 \text{ H}$

Inductance cyclique sur l'axe transverse: $L_q = 0.0058 \text{ H}$

Nombre de paire de pôles : $p = 3$

Amplitude des flux des aimants permanents : $\phi = 0.1546 \text{ Wb m}$

Moment d'inertie : $J = 0.00176 \text{ Kg.m}^2$

Coefficient de frottement visqueux : $F_r = 0.00038818 \text{ N.m / rad/s}$

A.2 Régulateur de vitesse

$K_{pw} = 1.6993$

$K_{iw} = 410.1784$

A. 3 Régulateur de courant

$K_{pq} = 1.4000$

$K_{iq} = 337.9310$

$K_{pd} = 1.2303$

$K_{id} = 337.9310$

Annexe: B

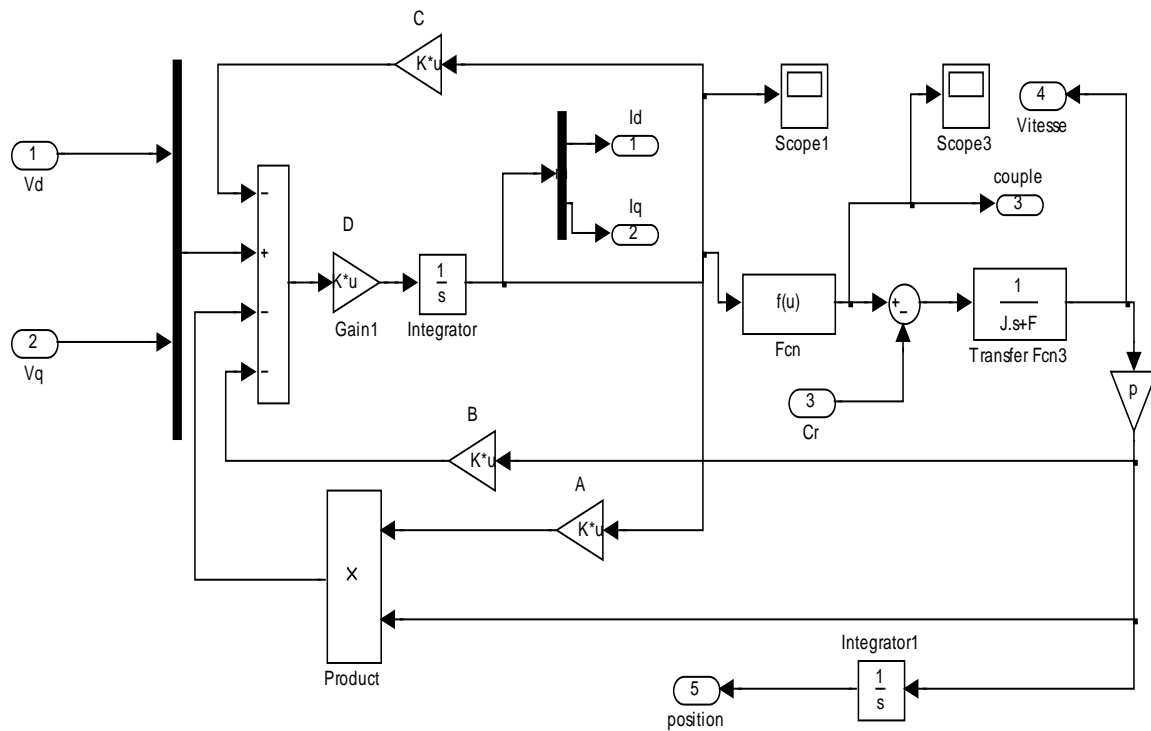


Fig B.1 Bloc de la MSAP

Fig B.2 Bloc de la commande vectorielle avec la MSAP+ onduleur

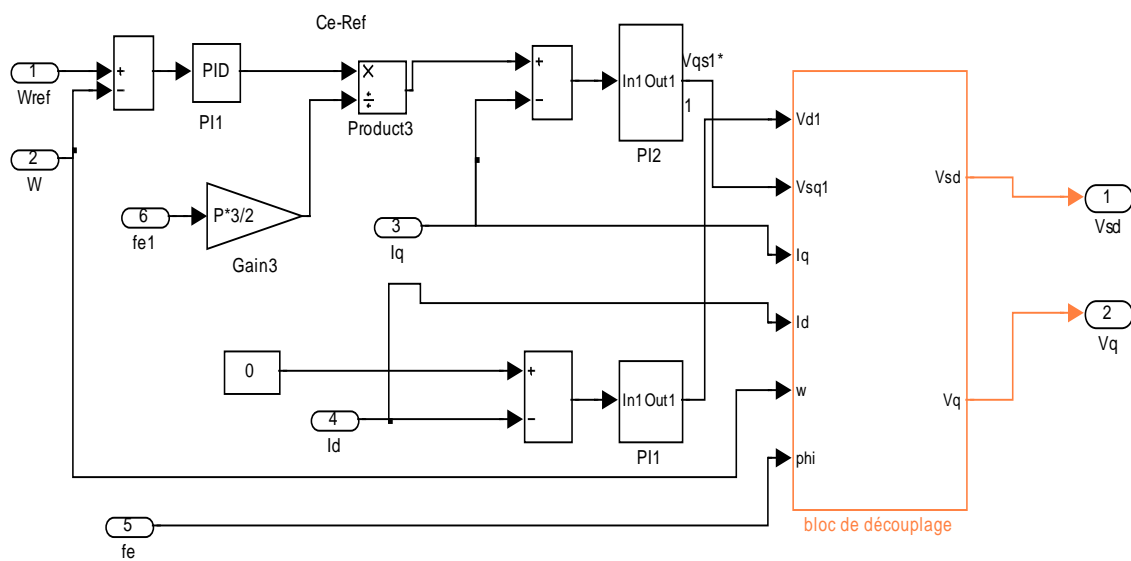


Fig B.3 Bloc de la commande vectorielle