République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Yahia FARES de MEDEA



Faculté des sciences et de la technologie
Département de Génie Electrique et de l'Informatique

Master en Génie électrique

Spécialité : Commande et Electronique Industrielle

Commande prédictive appliquée sur la MSAP alimentée par un onduleur à cinq niveaux à structure NPC

Présenté par :

Kerbouci Sofiane

Zouaoui Abdelhamid

proposé et dirigé par :

Mr. Ould cherchali Noureddine

Mr. Bentchikou Brahim

2011/2012

Remerciements

Nous remercions en premier lieu notre dieu qui nous a donné la santé et la patience pour avoir terminer ce travail.

Nous remercions Messieurs N.OULDCHERCHALI et B.BENTCHIKOU qui ont suivi de très près ce travail, pour leur aide, leurs orientations pédagogiques dans l'élaboration de ce mémoire, et tous les conseils qu'ils nous ont prodigués pendant toute la durée de ce travail.

Nous adressons nos plus vifs remerciements aux membres du jury qui nous avons honoré pour le jugement de notre travail.

Nos remerciements vont également à tous les enseignants qui ont contribué à notre formation.

Nous exprimons notre profonde reconnaissance à tout camarades qui nous ont beaucoup aidé et encouragé.

Nous exprimons nos sincères remerciements à toute qui nous savoir près ou loin.

Dédicace

Je m'incline devant Dieu tous qui m'ouvert port du savoir m'aidé à la franchir

Je dédie mon travail :

***A** ceux qui ont passé des nuits trop longues pour mon bonheur, et qui se sont fatigués pour mon repose Ma mère et Mon père*

***A** ma femme*

***A** mon chère petit fils ABDELLAH*

***A** tous mes frères*

***A** tous mes sœurs*

***A** tous mes familles*

***A** tous les étudiants de 2emeannée Master commande et électronique industrielle*

PROMOTION 2011-2012

***A** tous mes cher amis de prés au de loin sans exception.*

ABDELHAMID

Dédicace

Je m'incline devant Dieu tous qui m'ouvert port du savoir m'aidé à la franchir

Je dédie mon travail :

A ceux qui ont passé des nuits trop longues pour mon bonheur, et qui se sont fatigués pour mon repose Ma mère et Mon père

A tous mes frères

A tous mes sœurs

A tous mes familles

A tous les étudiants de 2eme année master électrotechnique

PROMOTION 2011-2012

A tous mes cher amis de prés au de loin sans exception.

Sofiane

Introduction Générale ……..1

Chapitre I Modélisation et commande vectorielle de la MSAP

Introduction ……..…..3

I.1 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents…….. …...…….3

I.1.2 Mise en équation de la machine synchrone……..3

I.1.2.1 Equations électriques ……...….4

I.1.2.2 Equations magnétiques ……...….4

I.1.3 Transformation de Park ……...….6

I.1.4 Modèle de la MSAP dans le référentiel de Park ……...…7

I.1.5 Equation mécanique ……..……...…8

I.1.6 Schéma fonctionnelle de la MSAP …….……...…8

I.1.7 Mise sous forme d'équation d'état ……..9

I.2.Modélisation de l'alimentation de la machine ……...…….....10

I.2.1.Modélisation de l'onduleur……..……...…10

I.2.2.Principe des stratégies de commande……..12

I.2.3.Technique triangulo-sinusoïdale…….12

I.2.4 Les résultats de simulation …….13

I.3 commande vectorielle de la machine synchrone a aiment permanent ……...14

I.3.1.Principe de la commande vectorielle……..14

I.3.2.Mise en œuvre de la commande vectorielle de la MSAP ……..15

I.3.3.Commande vectorielle simplifiée……...16

I.3.4.Application de la commande par orientation du champ…….....16

I.3.5.Structure de la commande vectorielle de la MSAP……17

I.4.Association onduleur-machine……...18

I.5 Résultats de simulation et interprétation……19

I.6 Conclusion…….……20

Chapitre II la commande prédictive généralisé

Introduction……..21

II.1 Commande prédictive généralisée …….....23

II.1.1 Principe de fonctionnement de la GPC …….....23

II.1.2 Mise en œuvre de la commande GPC……...…24

II.1.2.1 Description du modèle du processus……24

II.1.2 .2 Prédicteur optimal…….....25

II.1.3 Résolution des équations Diophantiennes……27

II.1.4 Fonction de coût quadratique ……..28

II.1.5 Choix des paramètres de réglage…….29

II.1.6 Prédicteur optimal sous forme matricielle……..30

II.1.7 Critère quadratique matriciel……..31

II.1.8 Minimisation de la fonction de coût ……...31

II.1.9 Stratégie de l'horizon fuyant……31

II.2 Conclusion ……32

Chapitre III Modélisation de la commande de l'onduleur cinq niveaux à structure NPC

Introduction …….33

III.1 Modélisation du fonctionnement de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC ……..33

III.1.1 Application dans le domaine de l'alimentation des machines électriques ……...33

III.1.2 Structure de l'onduleur NPC à cinq niveaux ……33

III.1.3 Modélisation et fonctionnement du bras de l'onduleur à cinq niveaux ……...35

III.1.4 Les différentes configurations d'un bras de l'onduleur NPC à cinq niveaux ……..36

III.1.5 Cellule de commutation multi-tripôle ……..37

III.2 Modèle de connaissance et de commande des onduleurs triphasés à cinq niveaux à structure NPC. .39

III.2.1 Modélisation en vue de la commande ……....39

III.2.2 Commandabilité des Convertisseurs Statiques ……..40

III.2.2.1 Fonction de Connexion ……40

III.2.2.2 Fonction de commutation ……40

III.2.2.3 Commandes complémentaires …….....40

III.2.3 Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à cinq niveaux …….....41

III.3 Conclusion …….45

Chapitre IV stratégie de commande de l'onduleur triphasé cinq niveaux à structure NPC

Introduction……...46

IV.1 La commande de Modulation de largeur d'impulsion (M.L.I.) ……...46

IV.1.1 Présentation du principe ……..46

IV.2 Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse ……..47

IV.2.1 Algorithme de la stratégie ……....48

IV.2.2 Résultats de simulation…….....49

IV.2.3 Interprétation ……50

IV.3 Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses en dents de scie ……....51

IV.3.1 Algorithme de la stratégie…….51

IV.3.2 Résultats de simulation…….....53

IV.3.3 Interprétation ……..…54

IV.4 Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses triangulaires ……..…55

IV.4.1 Algorithme 1 ……..55

IV.4.1.1 Résultats de simulation…….....56

IV.4.1.2 Interprétation ……....58

IV.4.2 Algorithme 2 …….....58

IV.4.2.1 Résultats de simulation…….....59

IV.4.2.2 Interprétation ……61

IV.5 Commande par injection du troisième harmonique…….....61

IV.5.1 Résultats de simulation…….....62

IV.5.2 Interprétation ……..……63

IV.6 Conclusion……...64

Chapitre V Commande prédictive de la MSAP alimenté par onduleurs deux et cinq niveaux

Introduction…….....65

V. 1 Application de la GPC à la MSAP ……...66

V.2 Résultats de simulation ……....68

V.2.1 Influence des paramètres de synthèse …….....68

V.2.2 Etude de la robustesse ……..69

V.2.3 Interprétation du résultat ……74

V.2.4 Jeu sur les paramètres du la machine ……74

V.2.5 Interprétation du résultat ……86

V.3 Conclusion……86

Conclusion générale

Liste des figures :

Figure I.1 : Schéma de la machine synchrone

Figure I.2 : Schéma de la machine synchrone dans le référentiel (*d,q*)

Figure I.3: Modèle de la machine synchrone à aimants permanents
Figure I.4 : Schéma de principe de l'onduleur de tension.

Figure I.5 : Représentation des interrupteurs.

Figure I.6: Résultats de simulation de la *MSAP* alimentée par un onduleur deux niveaux lors du démarrage à vide.
Figure I.7 : Résultats de simulation de la *MSAP* alimentée par un onduleur deux niveaux lors du démarrage à vide, puis application d'un échelon de couple au régime permanent à t =1.5s
Figure I.8 : Diagramme vectoriel des tensions du moteur synchrone pour id=0.

Figure I.9 : Modèle de la MSAP réduit.

Figure I.10: Schéma bloc de la structure de découplage [FOC]

Figure I.11: Schéma bloc de découplage de la MSAP alimentée par onduleur de tension

Figure I.12 : contrôle vectorielle en boucle ouverte de l'association onduleur_ MSAP
Figure II.1: Représentation temporelle du principe de la commande prédictive

Figure II.2 : Principe de fonctionnement de la commande prédictive généralisée

Figure III.1 : Onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC

Figure III.2. Interrupteur bidirectionnel équivalent à la pair transistor-diode
Figure III.3 : Un bras de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC

Figure III.4 : Différentes configurations possibles pour un bras **k** de l'onduleur.

Figure III.5 : Cellule de commutation type tripôle

Figure III.6 : Les huit cellules tripôles contenues dans la cellule multi –tripôle d'un bras d'onduleur à cinq niveaux à structure NPC

Figure IV.1: Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse (m=6, r = 0.8).

Figure IV.2: La tension simple VA et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seul porteuse pour différents valeurs de r.

Figure IV.3 : La variation de taux d'harmonique et l'harmonique fondamentale en fonction du r Les valeurs en (PU) (m=6& m=15& m=36)

Figure IV.4 : Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses en dents de scie (*m* =2, *r* =0.8)

Figure IV.5 : La tension simple VA et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses dent de scie pour différents valeurs de r.

Figure IV.6 : La variation de taux d'harmonique et l'harmonique fondamentale en fonction du r Les valeurs en (PU) (m=6& m=15& m=36)

Figure IV.7 : Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses triangulaire (algorithme 1)(*m* =2, *r* =0.8)

Figure IV.8 : tension simple VA et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses triangulaires pour différents valeurs de r (algoritheme1).

Figure IV.9 : La variation de taux d'harmonique et l'harmonique fondamentale en fonction du r Les valeurs en (PU) (m=6 & m=15& m=36)

Figure IV.10 : Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses triangulaire (algorithme 2)(*m* =6, *r* =0.8)

Figure IV.11 : La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses triangulaires pour différents de **m**

Figure IV.12 : La variation de taux d'harmonique et l'harmonique fondamentale en fonction du r Les valeurs en (PU) (m=6& m=15& m=36)

Figure IV.13 : Les différents signaux de la stratégie de commande par l'injection du troisième harmonique (*m* =6, *r* =0.8)

Figure IV.14 : La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par l'injection du troisième harmonique pour différents valeur de m

Figure IV.15: La variation de taux d'harmonique et l'harmonique fondamentale en fonction du r Les valeurs en (PU) (m=6& m=15& m=36)

Figure V.1 Structure globale de réglage de la MSAP
Figure V.2 : Jeu sur paramètre N2 (onduleur deux niveaux)

Figure V.3 : Jeu sur paramètre N2 (onduleur cinq niveaux)

Figure V.4.a: Evolution des grandeurs électriques de la MSAP + onduleur deux niveaux lors du fonctionnement à vide pour une consigne de 314 rd/s

Figure V.4.b: Evolution des grandeurs électriques de la MSAP + onduleur cinq niveaux lors du fonctionnement à vide pour une consigne de 314 rd/s

Figure V.5.a : Evolution des grandeurs de la MSAP + onduleurs deux niveaux lors du fonctionnement à vide pour une consigne de 314 rd/s puis application d'un couple résistant Cr = 5 entre t=0.5s et t=1.5s

Figure V.5.b : Evolution des grandeurs de la MSAP + onduleurs cinq niveaux lors du fonctionnement à vide pour une consigne de 314 rd/s puis application d'un couple résistant Cr = 5 entre t=0.5s et t=1.5s

Figure V.6.a : Evolution des grandeurs de la MSAP + onduleurs deux niveaux lors d'inversion du sens de rotation de 314rd/s à -314rd/s

Figure V.6.b : Evolution des grandeurs de la MSAP + onduleurs cinq niveaux lors d'inversion du sens de rotation de 314rd/s à -314rd/s

Figure V.7.a : Evolution des grandeurs de la MSAP + onduleurs deux niveaux lors d'inversion du sens de rotation de 314rd/s à -314rd/s avec l'insertion d'un dispositif anti-windup.

Figure V.7.b : Evolution des grandeurs de la MSAP + onduleurs cinq niveaux lors d'inversion du sens de rotation de 314 rd/s à -314 rd/s avec l'insertion d'un dispositif anti-windup.

Figure V.8.a : Comportement de la MSAP + onduleur deux niveaux lors du fonctionnement à vide pour une consigne de 314 rd/s puis application d'un couple résistant Cr = 5 entre t=0.5s et t=1.5s avec l'insertion d'un dispositif anti-windup et un limiteur de courant.

Figure V.8.b : Comportement de la MSAP + onduleur cinq niveaux lors du fonctionnement à vide pour une consigne de 314 rd/s puis application d'un couple résistant Cr = 5 entre t=0.5s et t=1.5s avec l'insertion d'un dispositif anti-windup et un limiteur de courant

Figure V.10.a : Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur deux niveaux lors d'une variation de la résistance de R= +50%.

Figure V.10.b : Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur cinq niveaux lors d'une variation de la résistance de R= +50%.

Figure V.11.a : Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur deux niveaux lors d'une variation de la résistance de R= -50%.

Figure V.11.b : Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur cinq niveaux lors d'une variation de la résistance de R= -50%.

Figure V.12.a : Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur deux niveaux lors d'une variation de la résistance de R=+100%.

Figure V.12.b : Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur cinq niveaux lors d'une variation de la résistance de R= +100%.

Figure V.13.a: Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur deux niveaux lors d'une variation des inductances de Ld=Lq= +50%

Figure V.13.b: Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur cinq niveaux lors d'une variation des inductances de Ld=Lq= +50%

Figure V.14.a: Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur deux niveaux lors d'une variation des inductances de Ld=Lq= -50%

Figure V.14.b: Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur cinq niveaux lors d'une variation des inductances de Ld = Lq = -50%

Figure V.15.a: Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur deux niveaux lors d'une variation des inductances de Ld = Lq = +100%

Figure V.15.b: Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur cinq niveaux lors d'une variation des inductances de Ld = Lq = +100%

Figure V.16.a : Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur deux niveaux lors d'une variation de l'inertie de J = +50%

Figure V.16.b : Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur cinq niveaux lors d'une variation de l'inertie de J = +50%

Figure V.17.a : Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur deux niveaux lors d'une variation de l'inertie de J= -50%

Figure V.17.b : Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur cinq niveaux lors d'une variation de l'inertie de J = -50%

Figure V.18.a : Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur deux niveaux lors d'une variation de l'inertie de J=+100%

Figure V.18.b : Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur cinq niveaux lors d'une variation de l'inertie de J=+100%

Figure V.19.a : Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur deux niveaux lors d'une variation de l'inertie de J = +200%

Figure V.19.b : Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur cinq niveaux lors d'une variation de l'inertie de J=+200%

Figure V.20.a : Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur deux niveaux lors d'une variation des inductances de Ld = Lq = +50% et de la résistance de R = +50%

Figure V.20.b : Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur cinq niveaux lors d'une variation des inductances de Ld = Lq = +50% et de la résistance de R = +50%

Les références :

[1] : Claude Divoux « La machine synchrone à aimants permanents », 1999.

[2] : Adel Murabet « Commande non linéaire à model prédictif pour les machines synchrones », Québéc, Mai 2007.

[3] : Azzeddine Kaddouri « Etude d'une commande non linéaire adaptative de la machine synchrone à aimant permanents », université Laval, Qébéc 2000.

[4] :J.Caron, J.hautier « Commande à modélisation et commande de la machine synchrone », technique et documentation, Paris, 1995.

[5] : Bentchikou Brahim « Investigation dans les techniques de commande GPC appliquées à une MSAP » mémoire de magister, 2006, université de Médéa.

[6] : Joseph Song Manguelle, «convertisseurs multiniveaux asymétriques alimentés par transformateurs multi-secondaires basse fréquence: réactions aux réseaux d'alimentation » Thèse de Doctorat, EPFL, Lausanne, EPFL 2004.

[7] : Benbrahim Amel « Commande prédictive généralisée d »une machine synchrone à aimants permanents » mémoire de magister, 2009, université de Batna.

[8] : D.Dumur, P.Boucher « A review introduction to linear GPC and application » journal, vol 39, n°4, pp 21-35, 1998.

[9] : Ould cherchali Noureddine « Analyse et Commande d'un onduleur multiniveaux application à la machine » mémoire de magister, 2006, université de Médéa.

[10] : Chacal Tarik, Siaci Samir, « Régulation des tensions d'entrées d'un onduleur à neuf niveaux à structure NPC », mémoire d'ingénieure, USTHB 2005.

[11] : Said .Bentouba, Aek.Slimani, Med.Seghir.Boucherit, « Stratégies de Commande et Modélisation de l Onduleur à Cinq Niveaux » ,Quatrième Conférence Internationale sur le Génie Electrique CIGE'10, 03-04 Novembre 2010, Université de Bechar, Algérie.

[12] : Talha Abdeaziz, « étude de différentes cascades de l'onduleur à sept niveaux à structure NPC. Application à la conduite d'une machine synchrone à aimants permanents », Thèse de Doctorat, ENP, 2004.

[13] : Bouzid Allal El Moubarek « Onduleur triphasé commandé par la stratégie d'élimination d'harmonique « SHE » » mémoire de magister, 2010, Oran.

Listes des SYMBOLES :

A, B, C	Les axes des trois phases statoriques
$A(q^{-1})$, $B(q^{-1})$	Polynômes en q^{-1}
F_c	Coefficient de frottement visqueux
F(s)	Fonction de transfert du système
GPC	Commande prédictive généralisée
J	Moment d'inertie
L_d, L_q	Inductance cyclique d'axe d et q
MSAP	Machine synchrone à aimants permanents
P	nombre de paires de pôles
q^{-1}	Opérateur retard (q^{-1} y(t)=y(t-1))
Te	Période d'échantillonnage
Tem	Couple électromagnétique
$w(k)$	Consigne
$y(k)$	Sortie du processus
ŷ(k)	Sortie prédite
ε	Erreur de prédiction
ξ	Coefficient d'amortissement
Ω	Vitesse mécanique du rotor
i_a, i_b,i_c	Courants simples dans les trois phases à la sortie de l'onduleur.
Va, Vb, Vc	Tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge
V_{AM},V_{BM},V_{CM}	Tension entre les points milieux de chaque bras de l'onduleur et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur M
V_{NM}	Tension entre le point neutre N et le point milieu M
U_P	Tension de la porteuse
m	Indice de modulation
r	Taux de modulation ou coefficient de réglage de tension
f_p	Fréquence de la porteuse
f	Fréquence de la référence
F_{ki}	Fonction de connexion de l'intepteur i dans le bras k
Ce	Couple électromnétique
Cr	Couple résistant
α	**A**ngle ou instant de commutation
θ	Angle mécanique de rotor.
Φr	Flux rotorique.
THD	Taux d'Harmoniques
NPC	Neutral Point Clamped
MLI (PWM)	Modulation de Largeur l'Impulsion (Pulse Width Modulation)

Les paramètres de la MSAP :

U_n = 220 V (tension nominale)

I_n = 3.5 A (courant nominale)

R_S = 0.56 R (résistance statorique)

L_d = 4.5 mH (Indictance directe)

L_q = 4.5 mH (Indictance longitudinal)

P = 2 (nombre de paires de pôles)

$\square'_f$ = 0.074 wb (le flux du aux aimants)

J = 0.00208 kgm² (moment d'inertie)

F_c= 0.0039 Nms/rad (coefficient des frottements visqueux)

La machine synchrone à aimants permanents est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inerties ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotique, servomoteurs, entraînement à vitesse variable...etc.). Mais sa commande est plus complexe que celle d'une machine à courant continu ; car il est très difficile d'obtenir le découplage effectif des deux paramètres de commande qui sont le flux magnétique et le couple mécanique qu'il faux réguler indépendamment l'un de l'autre.

La modélisation des machines également un passage obligée, que ce soit en modèles continus avec fonctions de transfert ou équations d'état, avec recherche de réduction d'ordre pour la synthèse des régulateurs et des correcteurs ou la détermination des algorithmes de calcul en commande numérique. Selon l'application et les performances étudiées, on pourra adopter l'une ou l'autre des deux méthodes d'analyse à notre disposition : soit la méthode fréquentielle, soit la méthode temporelle, plus moderne et plus puissante mais plus complexe, des variables d'état [3].

Parmi les techniques de commande appliquées aux machines synchrones à aimants permanents, on va étudier : la commande vectorielle et la commande prédictive pour tenter de retrouver les performances optimales des machines à courant continu. On cherche donc à obtenir une commande découplée pour réguler le flux dans la machine et le couple qu'elle développe indépendamment l'un de l'autre.

La commande prédictive, méthode récente dite avancée, apporte en partie une réponse à la mise en place de ce type d'actions. Les premiers travaux sur la commande prédictive virent le jour au début des années 60 avec Smith qui proposa un prédicteur tenant compte de l'effet du retard du système, nous retrouvons ensuite les travaux d'Aström et Wittenmark qui ont proposé une commande à variance minimale basée sur une prédiction à de pas représentant le retard du système. La commande prédictive n'a émergé de manière industrielle qu'à partir du milieu des années 1980, même si de nombreux travaux ont fait état de son intérêt dès la fin des années 1970, notamment par le biais de J. Richalet. Il est vrai que le réel essor de la commande prédictive s'est manifesté grâce aux travaux de D.W. Clarke qui a popularisé son concept. De nombreux résultats d'applications ont été publiés et ce dans des domaines très variés tels que les

secteurs de l'industrie chimique, pétrolière, de la robotique et plus généralement de la machine outil…

La machine synchrone à aiment permanent est alimenté par un onduleur multiniveaux qui peut être alimenté par de convertisseur alternatif – continu. Ce convertisseur est le redresseur. Le redresseur le plus utilisé est de redresseur à deux niveaux.

L'objectif de ce mémoire est d'établir la démarche et de décrire certaines méthodes qui permettent la réalisation de la commande et son application à la machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur de tension multiniveaux, dont la consigne future peut être prédéfinie à l'avance.

La mémoire est partagée à cinq chapitres définie comme suite :

- Dans le premier chapitre, on traite la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents, ainsi on présente la commande vectorielle. Cette commande est appliquée pour réaliser le découplage entre le couple et le flux de la MSAP.
- Le deuxième chapitre est réservé à l'étude de la commande prédictive généralisée qui est caractérisée par une loi de commande associée à la minimisation d'un critère quadratique.
- Troisième chapitre est consacrée à l'étude de la structure et la modélisation de l'onduleur à cinq niveaux à structure *NPC.*
- Le quatrième chapitre est consacré aux différentes stratégies MLI de commande de l'onduleur à cinq niveaux.
- Le dernier chapitre présente les performances de la commande prédictive de la MSAP, associée à onduleur de tension triphasé à deux niveaux puis l'onduleur de tension à cinq niveaux de type NPC. Et pour évaluer ces performances une simulation de l'association MSAP-Onduleur est réalisée de la conduite de la MSAP.

Introduction :

Les machines synchrones en général, sont alimentées au stator par des enroulements triphasés et au rotor par une tension continue. Alimentée à fréquence constante, sa vitesse est synchrone avec le champ tournant et ne dépend que de la fréquence de l'alimentation et du nombre de pôles de la machine.

Au rotor, la bobine d'excitation peut être remplacée par des aimants permanents. Ce type de machine possède un bon rendement puisque les pertes Joule sont localisées au stator. En outre, la compacité du rotor conduit à un bon rapport couple/inertie, autorisant des accélérations élevées. La réalisation du rotor à aimants permanents conduit à deux variant selon la disposition des aimants. On distingue ainsi:

- ✓ Les machines à aimants superficiels : les aimants sont montés sur la surface du rotor offrant un entrefer homogène. Le moteur est appelé à rotor lisse et les inductances ne dépendent pas de la position du rotor.
- ✓ Les machines à aimants permanents enterrés : les aimants sont montés à l'intérieur de la masse rotorique et l'entrefer sera variable à cause de l'effet de la saillance. Dans ce cas, les inductances dépendent fortement de la position du rotor.

De plus, le diamètre du rotor du premier type est moins important que celui du deuxième ce qui réduit considérablement son inertie en lui offrant la priorité dans l'entraînement des charges rapides, et possèdent une robustesse mécanique élevée qui leur permet de travailler à des vitesses importantes. Le comportement magnétique de ces machines est similaire aux machines à rotor bobiné et possèdent des valeurs différentes pour les inductances directes et en quadrature [1], [2]

I.1 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents:

I.1.2 Mise en équation de la machine synchrone

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et ces courants, nous considérons le modèle de la machine synchrone idéal suivant :

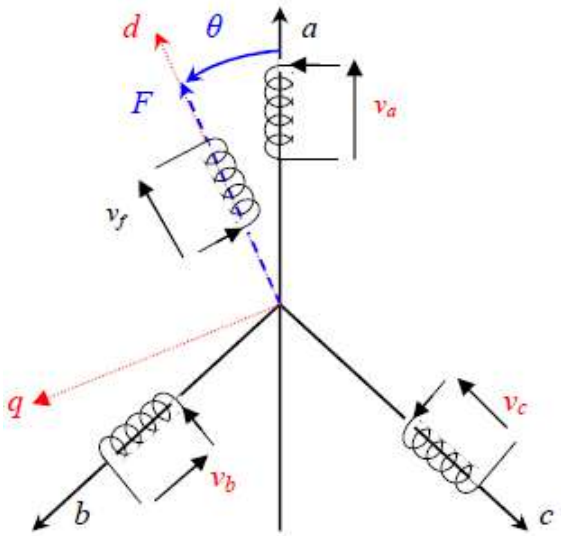


Figure I.1 : Schéma de la machine synchrone

I.1.2.1 Equations électriques :

Les équations électriques dans un repère fixe lié au stator sont décrites par :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad \text{(I.1)}$$

Avec:

R_s: la résistance par phase statorique,

$[v_a \quad v_b \quad v_c]^T$: Les tensions des phases statorique,

$[i_a \quad i_b \quad i_c]^T$: Les courants des phases statorique,

$[\phi_a \quad \phi_b \quad \phi_c]^T$: Les flux totaux à travers les bobines statorique.

I.1.2.2 Equations magnétiques :

Les relations entre flux et courants s'écrivent sous forme matricielle comme suit :

$$[\phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sf}][I_f] \quad \text{(I.2)}$$

On désigne par :

$[L_{ss}]$: Matrice d'inductances statorique. Elle contient des termes constants que nous regroupons dans $[L_{ss}]$ et des termes variables dépendant de θ, que nous regroupons dans $[L_{s2}(\theta)]$:

$$[L_{ss}] = [L_{ss}] + [L_{s2}] \quad \text{(I.3)}$$

Le terme $[L_{so}]$ à pour expression :

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} \quad \text{(I.4)}$$

Le terme $[L_{s2}]$ s'écrit, dans le cadre de la théorie du premier harmonique :

$$[L_{s2}] = \begin{vmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{vmatrix} \quad \text{(I.5)}$$

Où :

M_{s0} : Inductance mutuelle entre deux phases statorique,

L_{s0} : Inductance propre d'une phase statorique.

θ : Caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator

$$[M_{sf}] = M_f \begin{vmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{vmatrix} \quad \text{(I.6)}$$

I.1.3 Transformation de Park :

Pour éliminer θ de la matrice $[L_{s2}]$; et afin que les algorithmes de commande traitent des grandeurs électriques continues, les enroulements statorique (*a*, *b*, *c*) sont remplacés par deux enroulements (*d*, *q*) en quadrature, figure (1.2). Ce passage est obtenu par la transformation de Park.

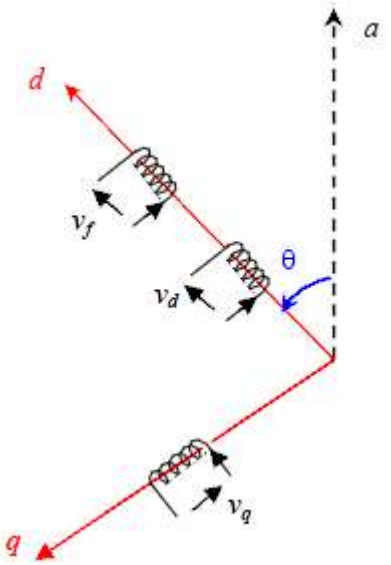


Figure I.2 : Schéma de la machine synchrone dans le référentiel (*d*,*q*)

La matrice de passage notée $[p(\theta)]$:

$$[p(\theta)]=\frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta+\frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta+\frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \qquad \text{(I.7)}$$

$[p(\theta)]$: étant la matrice de la transformation de Park qui permet le passage des grandeurs statorique [*Vs*], $[\phi_s]$ et [*I s*] à leurs composants relatives$\left[V_{dq\,s}\right]$, $[\phi_{dq\,s}]$ et $\left[I_{dq\,s}\right]$

Et la matrice $[p(\theta)]^{-1}$ est donnée par :

$$[p(\theta)]^{-1} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{2} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{2} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad \text{(I.8)}$$

I.1.4 Modèle de la MSAP dans le référentiel de Park :

La transformation de Park ramène les équations statorique (I.1) dans un référentiel lie au rotor. Donc la machine équivalente est identique à une machine à courant continu ayant l'enroulement *f* comme inducteur et ayant deux induits en quadrature. [3]

Le passage du système triphasé au système biphasé se fait en utilisant les relations suivantes

$$\begin{cases} [V_d \quad V_q \quad V_0]^T = [p(\theta)]\,[v_a \quad v_b \quad v_c]^T \\ [I_d \quad I_q \quad I_0]^T = [p(\theta)]\,[i_a \quad i_b \quad i_c]^T \\ [\phi_d \quad \phi_q \quad \phi_0]^T = [p(\theta)][\phi_a \quad \phi_b \quad \phi_c]^T \end{cases} \quad \text{(I.9)}$$

Les équations électriques dans le repère de Park :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d}{dt}\phi_d - \omega\phi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d}{dt}\phi_q + \omega\phi_d \end{cases} \quad \text{(I.10)}$$

Les flux s'écrivent :

$$\begin{cases} \phi_d = L_d I_d + \phi_f \\ \phi_q = L_q I_q \end{cases} \quad \text{(I.11)}$$

ϕ_f : représente le flux des aimants à travers le circuit équivalent direct.

En introduisant (I.10) dans (I.11) on aura Le modèle électrique du MSAP sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{d}{dt} I_d - \omega L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{d}{dt} I_q + \omega(L_d I_d + \Phi_f) \end{cases} \quad \text{(I.12)}$$

I.1.5 Equation mécanique :

L'équation mécanique développée par la machine est donnée par la relation suivante :

$$C_e - C_r = J\frac{d}{dt}\Omega + F_c\,\Omega \qquad \text{(I.13)}$$

Avec:

J : Le couple d'inertie des masses tournantes ;

Cr : Couple résistant (ou statique) imposé par la charge mécanique ;

Ce : Couple électromagnétique ;

Ω : vitesse mécanique de rotation ;

F_c : Coefficients des frottements visqueux

$$C_e = \frac{3}{2}\,p\,[(L_d - L_q)I_d I_q + \phi_f I_q] \qquad \text{(I.14)}$$

I.1.6 Schéma fonctionnelle de la MSAP :

D'après les équations (I.12), (I.13) et (I.14) on obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}I_d = \frac{1}{L_d}\left(V_d - R_s I_d + \omega L_q I_q\right) \\ \frac{d}{dt}I_q = \frac{1}{L_q}\left(V_q - R_s I_q - \omega L_d I_d - \omega\phi_f\right) \\ C_e = \frac{3}{2}p[(L_d - L_q)I_d I_q + \phi_f I_q] \\ C_e - C_r - F_c\Omega = J\frac{d\Omega}{dt} \end{cases} \qquad \text{(I.15)}$$

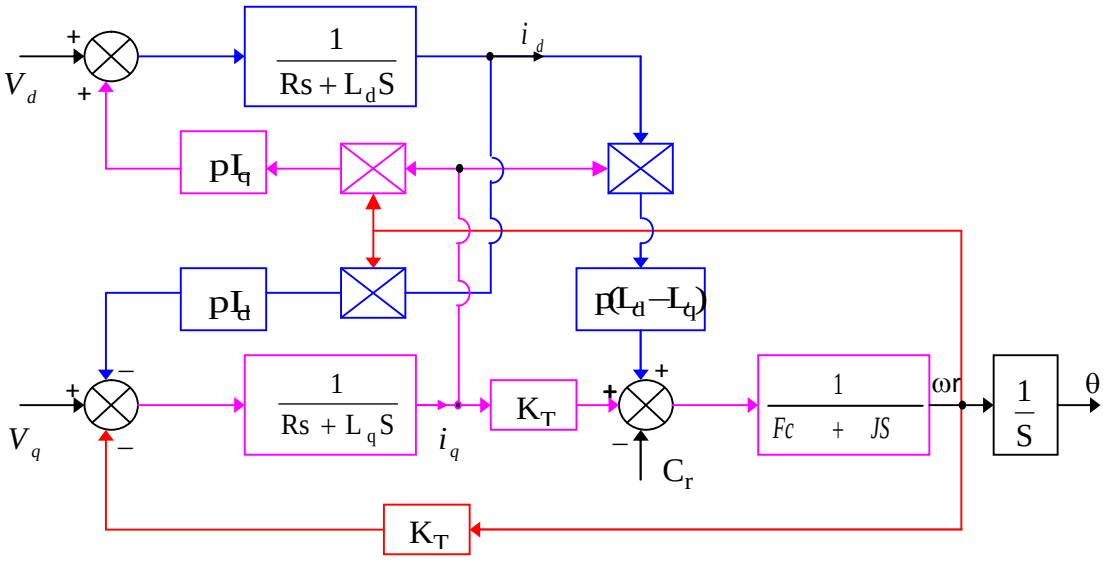


Figure I.3: Modèle de la machine synchrone à aimants permanents

I.1.7 Mise sous forme d'équation d'état

Considérons les tensions (V_d,V_q) et le flux d'excitation $\phi_f$comme grandeurs de commande, les courants statoriques (I_d, I_q) comme variable d'état et le couple résistant *Cr* comme perturbation. A partir des équations (I.12) on peut écrire le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} [\dot{X}] = [A][X] + [B][V] \\ [Y] = [C][X] + [D][V] \end{cases} \quad \text{(I.16)}$$

[*A*] **:** Matrice fondamentale qui caractérise le système

[*B*] **:** Matrice d'entrée

[*V*] **:** Vecteur de commande

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

Sous forme matricielle on peut écrire le système d'équation comme suit :

$$\frac{d}{dt}[X]=[A][X] + [B][V] \quad \text{(I.17)}$$

Avec :

$$[X]= [I_d I_q]^T \quad \text{(I.18)}$$

$$[V]= [V_d \ V_q \ \phi_f]^T \quad \text{(I.19)}$$

Et :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} & \omega\frac{L_q}{L_d} \\ -\omega\frac{L_d}{L_q} & \frac{-R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{\omega}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \phi_f \end{bmatrix} \quad \text{(I.20)}$$

Et on pose :

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} & \omega\frac{L_q}{L_d} \\ -\omega\frac{L_d}{L_q} & \frac{-R_s}{L_q} \end{bmatrix} \qquad \text{Et} \qquad [B]= \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{\omega}{L_q} \end{bmatrix}$$

On peut écrire la matrice [A] comme suit :

$$[A] = \begin{vmatrix} \frac{-R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{-R_s}{L_q} \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{vmatrix} \omega \qquad \text{(I.21)}$$

Et :

$$[B] = \begin{vmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_q} \end{vmatrix} \omega \qquad \text{(I.22)}$$

I.2 Modélisation de l'alimentation de la machine :

La commande du moteur synchrone à aimants permanents nécessite une tension d'alimentation à fréquence variable. L'onduleur de tension MLI (Modulation de largeur d'impulsions) permet de reconstituer les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe. Dans cette partie, nous présentons la technique triangulo-sinusoïdale destinée à la commande en tension d'un moteur synchrone à aimants permanents.

I.2.1 Modélisation de l'onduleur :

La (figure I.4) représente le schéma de principe de l'onduleur, il est composé de six transistors ($T_1, T_2, T_3, T'_1, T'_2, T'_3$) shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération ($D_1, D_2, D_3, D'_1, D'_2, D'_3$) les semi-conducteurs de l'onduleur sont considères des éléments binaires idéalises

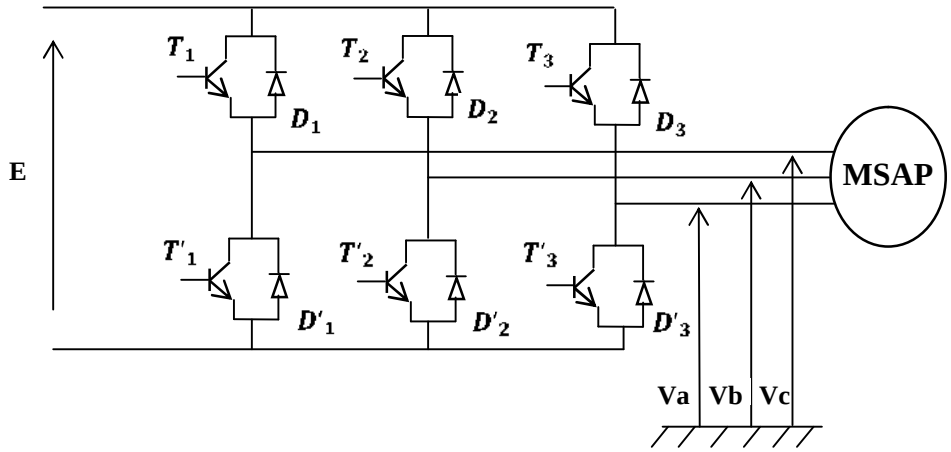


Figure I.4 : Schéma de principe de l'onduleur de tension.

Afin de simplifier l'étude, nous associons à chaque bras de l'onduleur une fonction logique de connexions F_j (j=1, 2, 3) (figure I.5) :

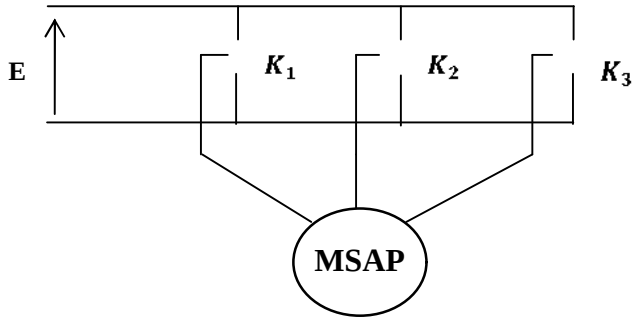


Figure I.5 : Représentation des interrupteurs.

Nous définissons les fonctions logiques comme suit :

$$F_j = \begin{cases} 1 \ si \ K_j \ est \ connecte \ a \ la \ borne + de \ la \ source \\ -1 \ si \ K_j \ est \ connecte \ a \ la \ borne - de \ la \ source \end{cases}$$

Les tensions de lignes aiguillées par l'onduleur sont alors :

$$\begin{cases} U_{ab} = \frac{E}{2}(F_1 - F_2) \\ U_{bc} = \frac{E}{2}(F_2 - F_3) \\ U_{ca} = \frac{E}{2}(F_3 - F_1) \end{cases} \quad (I.23)$$

Du fait que les enroulements du stator de la machine sont à neutre isolé, les tensions de phase vérifient la relation :

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (I.24)$$

En tenant compte des relations (I.23) et (I.24) les tensions simples sont comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{E}{6}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

Il reste à déterminer les fonctions logiques F_j. celles-ci dépendent de la stratégie de commande de l'onduleur.

Il y a plusieurs stratégies de commande de l'onduleur parmi lesquelles on trouve, la triangulo-sinusoïdale.

I.2.2 Principe des stratégies de commande :

Les grandeurs de sorties des commandes analogiques ou numériques représentent les tensions ou les courants désirés aux bornes de la machine. Le principe de la stratégie de commande de l'onduleur est basé sur le réglage des durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs. Si les commandes sont les courants i_d et i_q, on utilise un comparateur à hystérésis (stratégie delta). Si ce n'est pas le cas, les commandes sont les tensions V_d et V_q, et l'onduleur est commandé par la technique triangulo-sinusoïdale.

La MLI consiste à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tensions de manière à ce que le fondamentale de la tension soit le plus proche de la référence sinusoïdale.

Les lois de modulation de largeur d'impulsions (MLI) sont nombreuses. Pour notre étude nous examinons la technique triangulo-sinusoïdale.

I.2.3 Technique triangulo-sinusoïdale:

La MLI triangulo-sinusoïdale est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire.

Les instants de commutations sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En triphasé, les trois références sinusoïdaux sont déphasées de $\frac{2\pi}{3}$ à la même fréquence f_s. ces tensions sont définies par :

$$V_{REF} = r \sin\left(2\pi f_s t - 2(j-1)\frac{\pi}{3} \right); \qquad j= 1,2,3. \qquad \text{(I.26)}$$

La porteuse est donnée par :

$$V_p = \begin{cases} \frac{4t}{T_p} - 1 & si\ t \in [0, \frac{T_p}{2}] \\ 3 - \frac{4t}{T_p} & si\ t \in [\frac{T_p}{2}, T_p] \end{cases} \qquad \text{(I. 27)}$$

I.2.4 Les résultats de simulation :

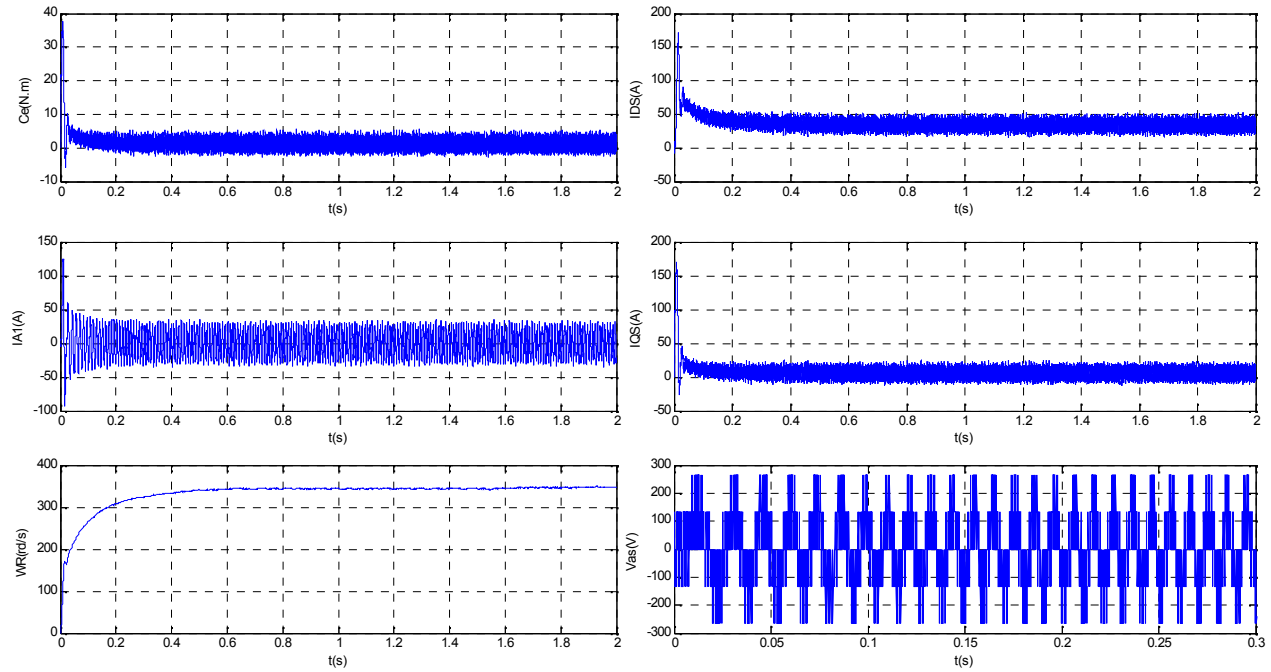


Figure I.6: Résultats de simulation de la *MSAP* alimentée par un onduleur deux niveaux lors du démarrage à vide.

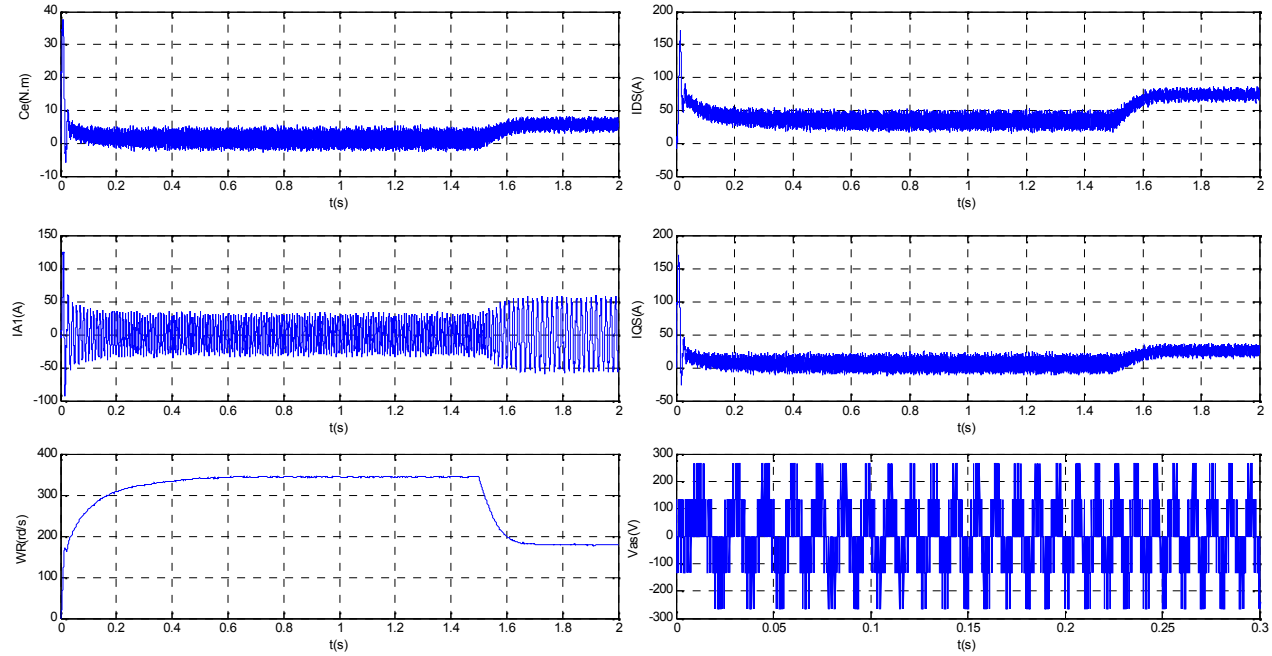


Figure I.7 : Résultats de simulation de la *MSAP* alimentée par un onduleur deux niveaux lors du démarrage à vide, puis application d'un échelon de couple au régime permanent à t =1.5s

I.3 commande vectorielle de la machine synchrone a aiment permanent

Par le découplage entre la magnétisation en flux et la production du couple électromagnétique la machine à courant continu est parfaitement adaptée aux traitements à vitesse variable, mais la présence du système balai collecteur limite la puissance et la vitesse maximale est présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement.

Pour toutes ces raisons, la machine synchrone à aimants permanents tend à se substituer à la machine à courant continu. Cette évolution, motivée par d'indéniables qualités de robustesse et de fiabilité. Toutefois, un problème majeur se pose : le modèle du moteur synchrone à aimants permanents correspond à un système multi variable et fortement couplé, c'est pour cette raison, une méthode de commande dite « d'orientation du flux », à été proposée par Blaschke en 1972, elle n'a cependant pas eu tout de suite un grand essor car les régulations, à l'époque, reposaient sur des composant analogiques, l'implantation de la commande était alors difficile. Avec l'évènement des microcontrôleurs et des dispositifs permettant le traitement du signal, il est devenu possible de réaliser une telle commande à un coût raisonnable. Cela a conduit à une explosion des recherches et des applications relatives à la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents [4].

I.3.1 Principe de la commande vectorielle :

L'objectif de la commande vectorielle des machines à courants alternatifs est d'améliorer leur comportement statique et dynamique grâce notamment à une structure similaire à celle d'une machine à courant continu, qui offre comme principal avantage d'être facilement commandable. Le flux et le couple sont découplés et contrôlés indépendamment et c'est grâce à cette propriété que sont obtenues des performances dynamique élevées. Cependant, la présence du collecteur limite son domaine d'utilisation. Face à ces limitations, la robustesse de la machine synchrone à aimants permanents est devenue très attirante pour l'industrie. Toutefois, de nombreuses difficultés sont à surmonter à cause de l'existence d'un couplage complexe entre les deux armatures statorique et rotorique. Comme pour les moteurs à courant continu, une commande découplée de la MSAP est cherchée, celle-ci peut être obtenue par la technique de la commande vectorielle.

A partir de l'équation(I.14) du couple :

$$C_e = \frac{3}{2} \mathrm{p}\,[(L_d - L_q) I_d I_q + \phi_f I_q] \qquad \text{(I.28)}$$

Le flux rotorique étant fixe, la valeur du couple désirée peut être obtenue en contrôlant les composantes des courants I_d et I_q . Dans le cas de la MSAP à pôle lisses l'expression du couple se réduit à :

$$C_e = \frac{3}{2} p \, \phi_f I_q \qquad \text{(I.29)}$$

Le couple électromagnétique ne dépend que de la composante quadratique du courant. Il est maximal pour un courant donné si l'on impose I_d=0. Dans ce cas le déphasage du courant par rapport à la FEM est nul. Le couple obtenu est alors proportionnel au courant d'alimentation de la machine comme dans le cas d'une machine à courant continu.

La figure I.8 représente le diagramme vectoriel des tensions de la MSAP lorsque

I_d= 0 Avec:

$$\underline{E_1} = \text{j.p.}\Omega.\, \phi_f \qquad \text{(I.30)}$$

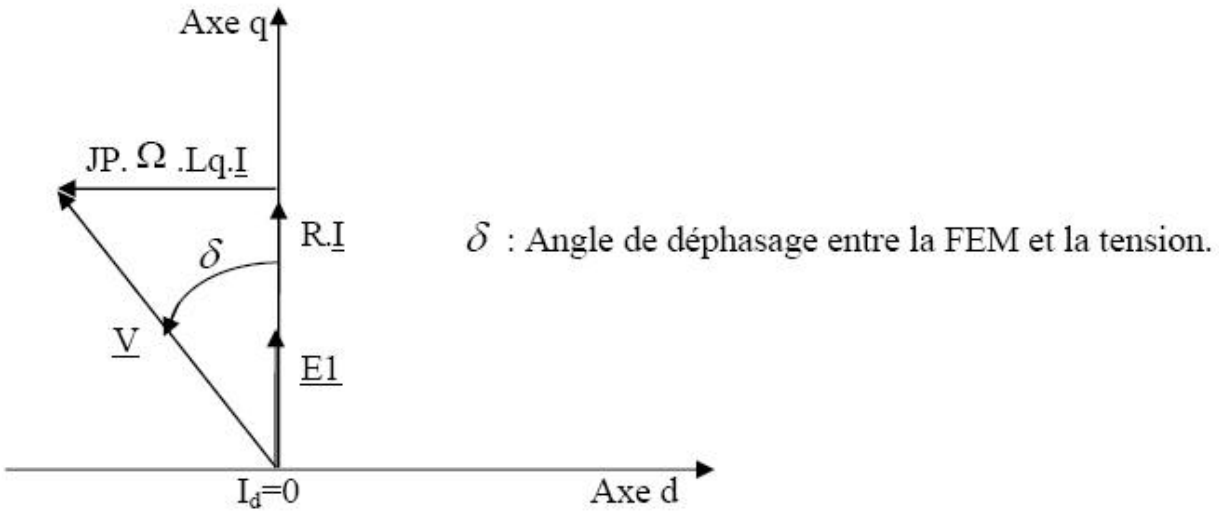


Figure I.8 : Diagramme vectoriel des tensions du moteur synchrone pour id=0.

I.3.2 Mise en œuvre de la commande vectorielle de la MSAP :

Nous avons montré au paragraphe précédent qu'il est possible de ramener le modèle du moteur synchrone à aimants permanents à un modèle équivalent à celui d'un moteur à courant continu.

Dans cette section, nous mettons on œuvre le contrôle vectoriel, en utilisant les stratégies de commande qui permettent la réalisation du découplage de la machine et d'atteindre des performances dynamiques et statiques élevées.

I.3.3 Commande vectorielle simplifiée :

Cette commande correspond à une commande vectorielle simplifiée permettant la réduction de la complexité de la réalisation pratique en évitant la mesure des courants qui sont considérés comme des variables intermédiaires.

I.3.4 Application de la commande par orientation du champ :

Le modèle en tension décrit par les équations (I. 15) est illustré à la figure (I. 3) montre que la machine synchrone à aimants permanents est un système multivariable et fortement couplé. L'expression (I.28) montre que le couple électromagnétique développé par la MSAP dépend à la fois des grandeurs I_d et de I_q

$$V_d = -L_q.p.\Omega.I_q \qquad (I.31)$$

En maintenant la tension $V_d = -L_q.p.\Omega.I_q$ la première équation du système (I. 15) devient :

$$\frac{dI_d}{dt} + \frac{R}{L_d} I_d = 0 \qquad (I.32)$$

La solution de cette équation différentielle de premier ordre est :

$$I_d(t) = \exp\left(-\frac{R}{L_d} t\right) \qquad (I.33)$$

Comme la valeur (R/L_d) est grande, ce qui impose $I_d = 0$. On évite ainsi l'emploi d'un régulateur pour maintenir le courant I_d nul. Le schéma de la figure (I. 3) se réduit à celui de la (figure I.9).

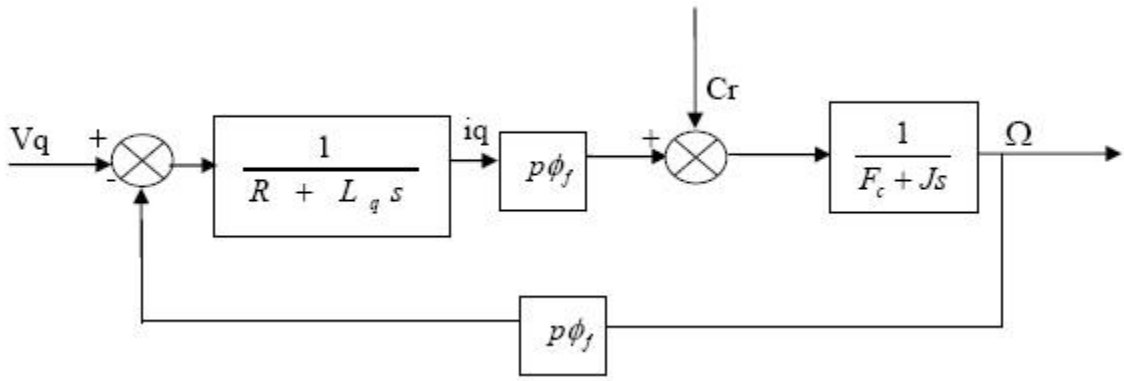


Figure I.9 : Modèle de la MSAP parfaitement découplée.

I.3.5 Structure de la commande vectorielle de la MSAP :

A partir des équations (I. 15), nous tirons la structure de découplage du contrôle vectorielle de la MSAP :

$$V_d^{\square} = -\,p.\Omega.L_q.\frac{C_e^{\square}}{KT}$$

$$V_q^{\square} = R.\frac{C_e^{\square}}{KT} + \frac{L_q}{KT} + \frac{dC_e^{\square}}{dt} + p.\Omega.\phi_f \qquad \text{(I.34)}$$

Avec : KT = 3/2 pϕ_f

Dans ces expressions, les grandeurs de références se distinguent des grandeurs réelles par l'exposant *. Le schéma-bloc correspondant à cette structure est donné à la (figure I.10).

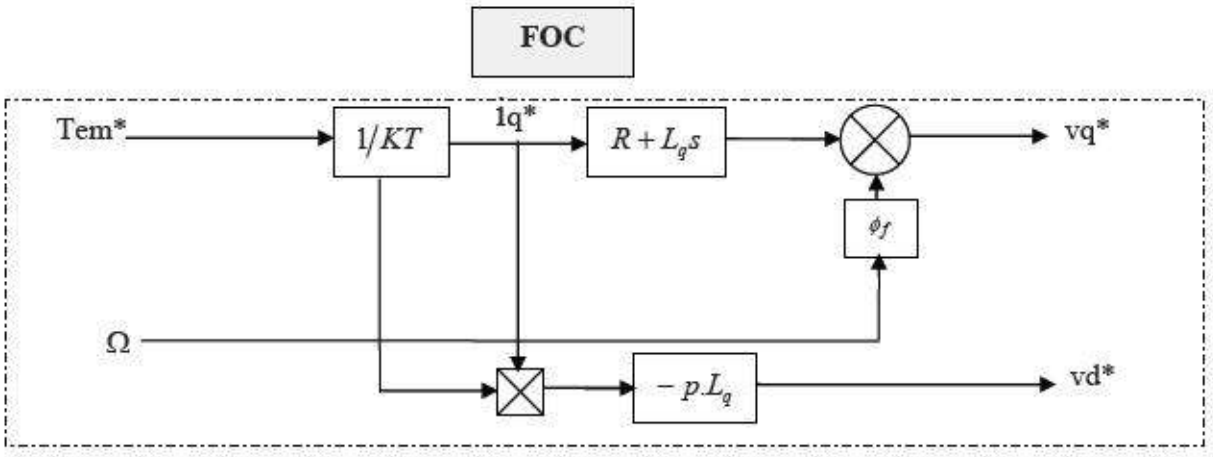


Figure I.10: Schéma bloc de la structure de découplage [FOC]

I.4 Association onduleur-machine :

Ayant choisi la référence de couple (C_e*)le bloc de découplage fournit les tensions de commande V_d* et V_q*Ces deux tensions de commandes assurent le contrôle des courants id et iq. Les instants de commutation des interrupteurs de l'onduleur sont déterminés par l'intersection de la porteuse avec les tensions de références (v_a*,v_b*,v_c*). Le passage du repère (d, q) aux grandeurs réelles est assuré par la transformation inverse de Park, ce passage est donné par le système suivant :

$$\begin{cases} v_a^* = \frac{2}{3}\left(v_d^*.\cos(\theta) + v_q^*\sin(\theta)\right) \\ v_b^* = \frac{2}{3}\left(v_d^*.\cos(\theta - 2\pi/3) + v_q^*\sin(\theta - 2\pi/3)\right) \\ v_c^* = \frac{2}{3}\left(v_d^*.\cos(\theta + 2\pi/3) + v_q^*\sin(\theta + 2\pi/3)\right) \end{cases} \quad \text{(I.35)}$$

Où : $$\theta = \int_0^t \omega(\tau)d\tau \quad \text{(I.36)}$$

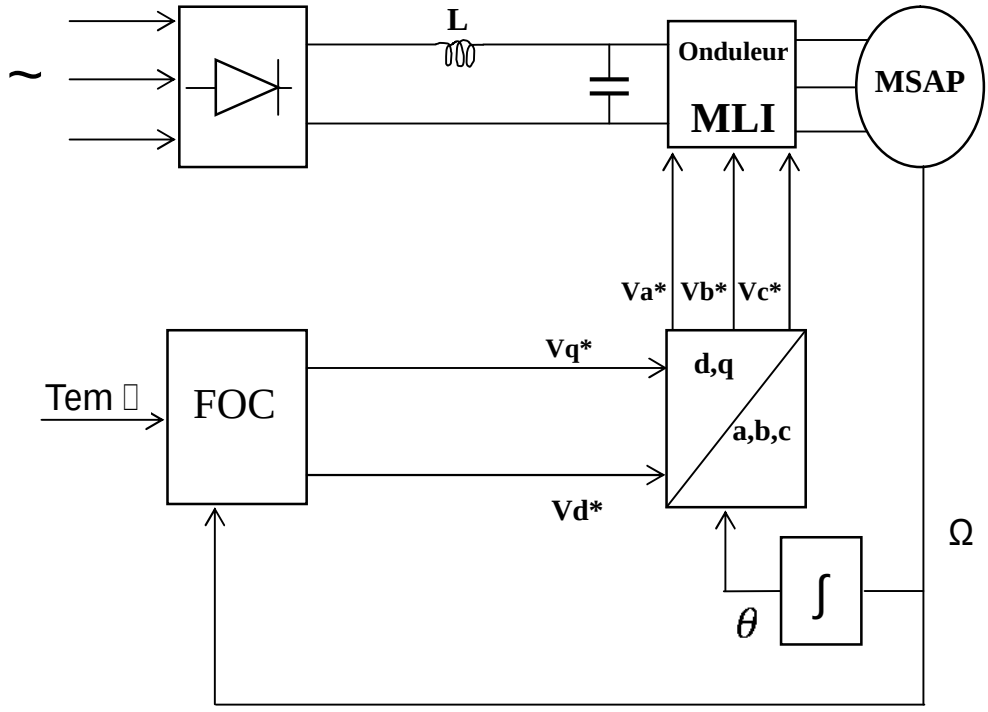


Figure I.11: Schéma bloc de découplage de la MSAP alimentée par onduleur de tension [5].

I.5 Résultats de simulation :

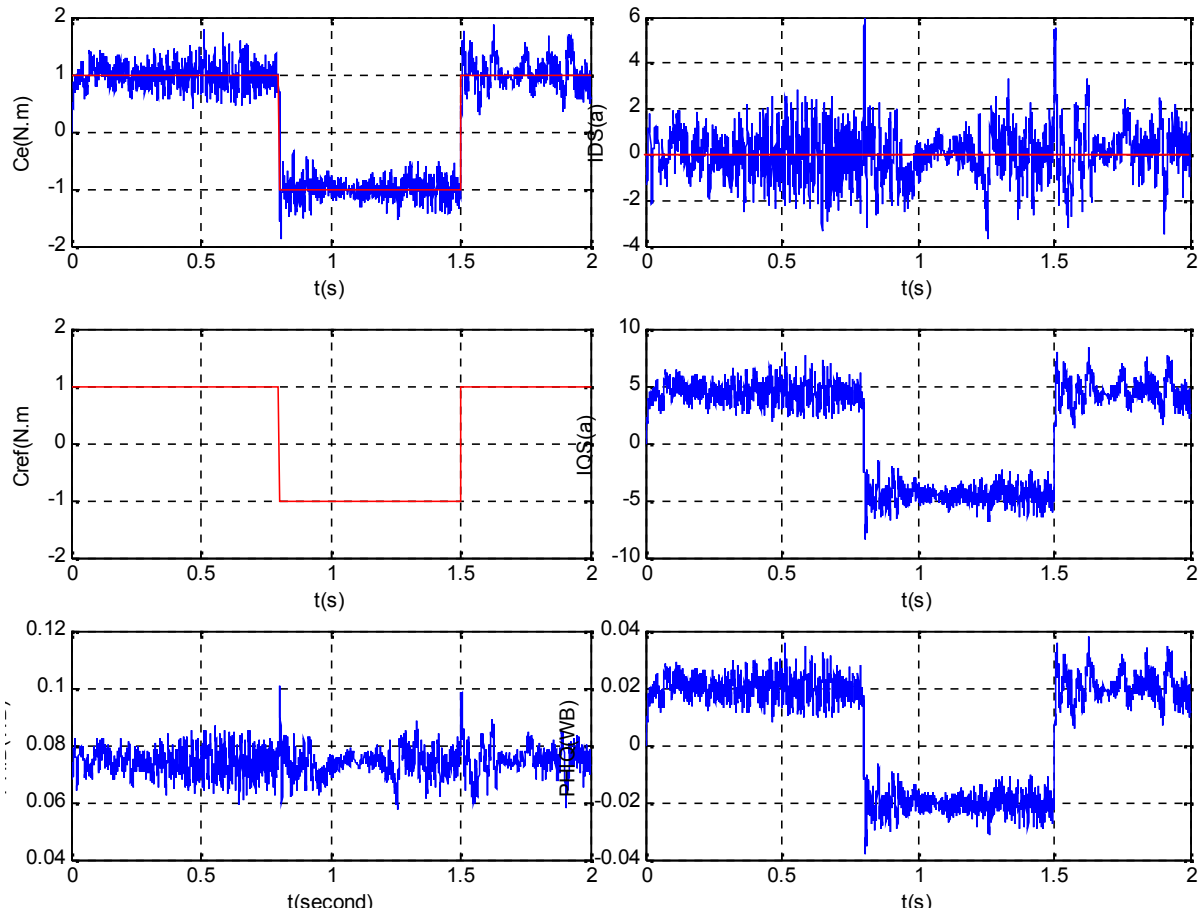


Figure I.12 : contrôle vectorielle en boucle ouverte de l'association onduleur_ MSAP

L'interprétation :

Pour voir l'utilité et la faisabilité de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanent en boucle ouverte, nous avons procédé à la simulation numérique du fonctionnement global de l'ensemble FOC-onduleur de tension MSAP, et pour cela nous avons choisi un couple de référence (Tem*) variant comme indique la (figure I.12), nous remarquons bien que la composante direct du courant est sensiblement nul, cependant la présence de l'onduleur engendre des ondulations autour de sa valeur moyenne. La composante en quadrature du courant est l'image du couple. Ainsi on voit clairement que le couple électromagnétique suit le couple de référence avec un léger dépassement causé par la variation brusque de la consigne (Tem*).

I.6 Conclusion :

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons fait la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents associée à un onduleur deux niveaux de tension. Afin d'analyser le comportement dynamique de l'association onduleur de tension machine à aimants permanents et de travailler au niveau des algorithmes de commande avec des grandeurs continues, le modèle de park de la MSAP est adopté. Ce modèle a permis une réduction notable de la complexité de la résolution des équations différentielles du système.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons présenté la principale stratégie de commande vectorielle qui consiste à maintenir le courant id nul, Pour nous permettre de faire le découplage entre les deux axes direct et en quadrature, le tout est alimenté par un onduleur commandé par la technique triangulo-sinusoïdal.

Introduction :

La Commande Prédictive repose sur des idées relativement anciennes et intuitives, mais n'a connu un réel essor en tant que technique de commande avancée que depuis le milieu des années 80. Cet essor s'est réalisé principalement selon deux axes privilégiés :

* Commande Prédictive Généralisée (G.P.C.) de D.W. Clarke :

* Commande Prédictive Fonctionnelle (P.F.C.) de J. Richalet :

Comme l'illustrent par exemple les articles de Clarke, la commande prédictive s'avère une structure suffisamment complète proposée pour résoudre un problème très général, fournissant un système asservi stable pour un jeu de paramètres de réglage donné. Cette stratégie permet de commander des processus à déphasage non minimal, avec des pôles instables ou mal amortis, avec des temps morts, constants ou inconnus, ou avec un modèle d'ordre inconnu. Elle a montré son efficacité, sa flexibilité et son succès dans des applications industrielles, même pour des systèmes à faible période d'échantillonnage.
Les applications dans le domaine de la conduite des moteurs ont donné de bons résultats en termes de rapidité et de précision.

La mise en œuvre de ce concept nécessite la considération des points suivants

- Définition d'un modèle numérique du système permettant de réaliser la prédiction du comportement futur du système. Ce modèle peut être obtenu par une discrétisation de la fonction de transfert continue du modèle (transformée en z) ou par une identification préalable hors ligne du système. Cette particularité permet de classer la commande prédictive dans la grande famille des commandes à base de modèles, dite 'MBC' (Model Based Control).

- Élaboration d'une séquence de commandes futures. Elle est obtenue par minimisation d'une fonction de coût quadratique, sur un horizon fini, portant sur les erreurs de prédiction futures, écarts entre la sortie prédite du système et la consigne ou une trajectoire de référence future, et sur un terme dépendant de la commande.

Le rôle du calculateur est de générer cette commande, qui sera optimale au sens du critère précédent. La (figure II.1) illustre le principe de la commande prédictive, où l'on observe les commandes u(k) à appliquer au système pour obtenir le ralliement autour de la consigne w(k).

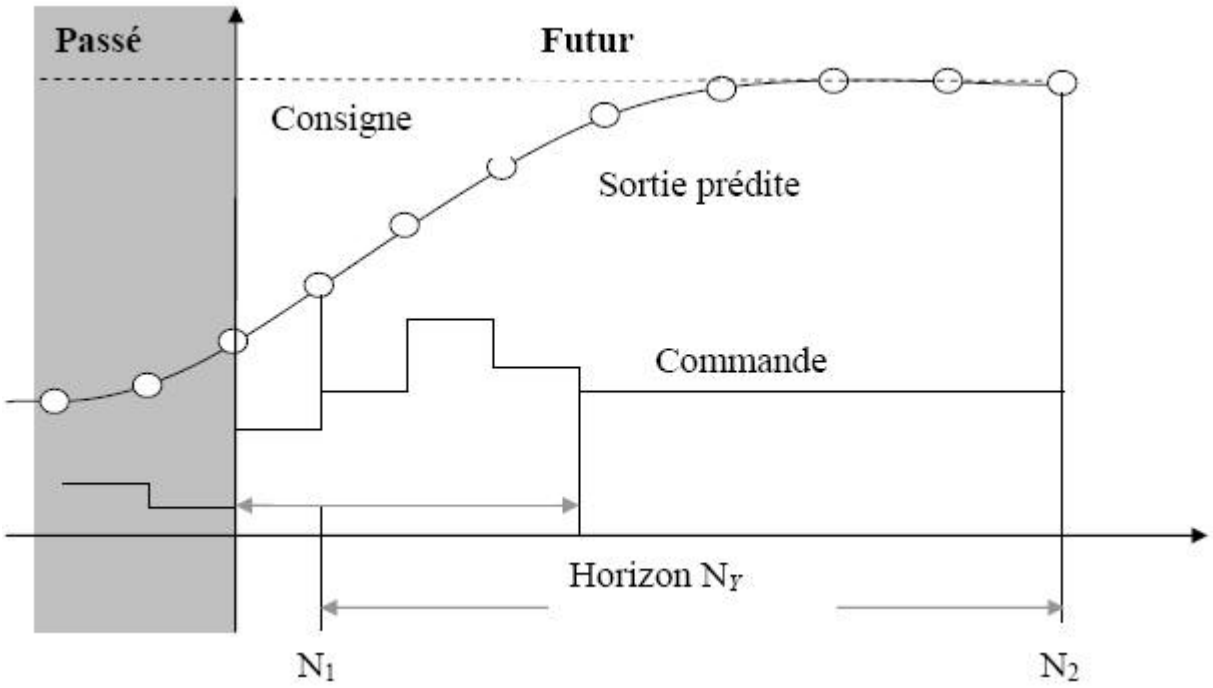


Figure II.1: Représentation temporelle du principe de la commande prédictive

Seul le premier élément u(k) de la séquence optimale de commande est appliqué sur le système, tous les autres éléments de la séquence sont oubliés. À la période d'échantillonnage suivante, une nouvelle sortie est mesurée et la procédure complète est répétée. Ce procédé s'appuie sur le principe de l'horizon fuyant (receding horizon) [6].

II.1 Commande prédictive généralisée :

La commande prédictive généralisée (GPC Generalized Prédictive Control) de Clarke, Mohtadi et Tuffs est considéré comme étant la plus populaire des méthodes de prédiction, particulièrement pour les processus industriels. Elle combine la prédiction du comportement futur du procédé avec la commande de rétroaction.

II.1.1 Principe de fonctionnement de la GPC :

La commande prédictive c'est la résolution répétée à chaque pas de temps d'un problème de commande optimale : "comment aller de l'état actuel à un objectif de manière optimale en satisfaisant des contraintes".
Pour cela il faut connaitre à chaque itération l'état du système et utiliser un outil de résolution numérique.

Le schéma de principe de la commande prédictive généralisée est donné par la figure suivante :

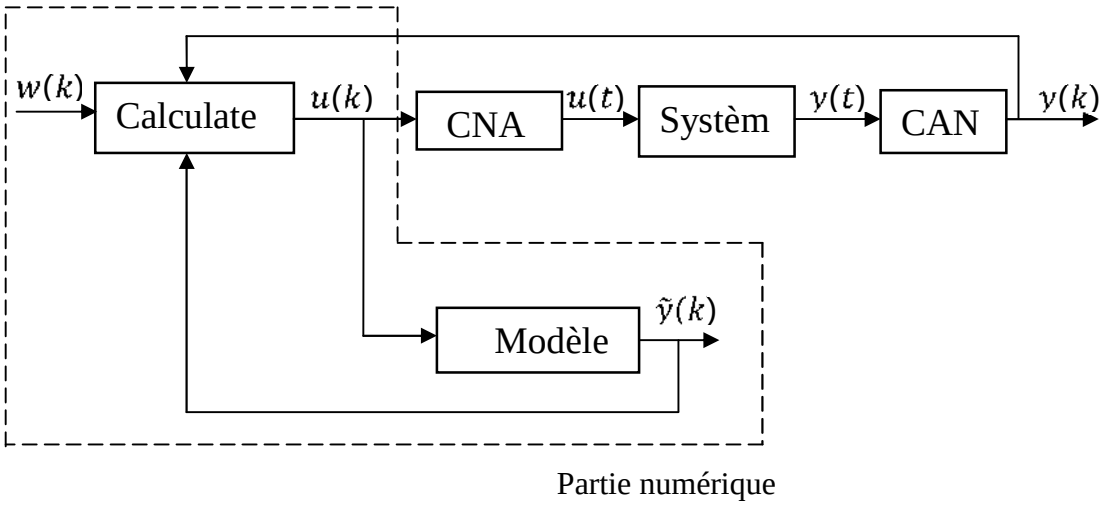


Figure II.2 : Principe de fonctionnement de la commande prédictive généralisée [7].

Avec w(k) consigne, y (k) sortie du processus, ŷ(k) sortie prédite, u (k) commande appliquée sur le système.

II.1.2 Mise en œuvre de la commande GPC :

II.1.2.1 Description du modèle du processus :

La stratégie prédictive nécessite au préalable la présence d'un modèle numérique, puisqu'il permet de calculer la sortie prédite sur un horizon fini.

Le modèle communément utilisé en GPC est le modèle CARIMA de la forme :

$$A(q^{-1})\, y(t) = B(q^{-1})u(t) + C(q^{-1})\frac{\xi(t)}{\Delta(q^{-1})} \qquad \text{(II.1)}$$

Ce modèle à été utilisée par 'Tuff' et 'Clark' en 1985 pour le développement des stratégies du contrôle prédictif à un pas en avant.

L'utilisation de ce modèle (avec l'introduction d'un intégrateur dans le système de contrôle) permet d'avoir deux avantages essentiels :

- L'amélioration de la qualité d'identification des paramètres de modèle de processus à contrôler.
- L'effet d'éliminer l'influence des oscillations (offset libre) de perturbation non désirées.

Où $u(t)$ et $y(t)$ sont respectivement l'entrée de commande et la variable mesurée de la sortie et $\xi(t)$ est la séquence aléatoire centrée, non corrélée avec l'entrée.

$\Delta(q^{-1}) = 1 - q^{-1}$ est l'opérateur de différence introduit pour éliminer les erreurs statiques.

q^{-1}: est le l'opérateur de retard.

d : représente le nombre d'échantillonnage contenu dans le retard.

A et B et C sont des polynômes en fonction de l'opérateur de décalage arrière (q^{-1}) tels que :

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \ldots + a_{na} q^{-na}$$
$$B(q^{-1}) = q^{-d}(b_0 + b_1 q^{-1} + \ldots + b_{nb} q^{-nb})$$
$$C(q^{-1}) = 1 + c_1 q^{-1} + \ldots + c_{nc} q^{-nc}$$

Où :

na : Représente le degré du polynôme A.

nb : Représente le degré du polynôme B .

II.1.2 .2 Prédicteur optimal :

Afin de calculer la loi de commande, l'utilisation du modèle (II.1) est nécessaire. Le système étant supposé linéaire, la GPC consiste en la prédiction d'un ensemble de sorties sur un horizon j supérieur au retard. L'équation (II.1) s'écrit à l'instant (t+j) :

$$y(t+j)= \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})}u(t+j) + \frac{C(q^{-1}).\xi(t)}{A(q^{-1}).\Delta(q^{-1})} \qquad (II.2)$$

Celle-ci est comparée au prédicteur générant les sorties estimées de la forme.

$$y(t+j) = [F_j(q^{-1})y(t) + H_j(q^{-1})\Delta u(t-1)] + [G_j(q^{-1})\Delta u(t+j) + J_j(q^{-1}).\xi(t+j)] \qquad (II.3)$$

$$y(t+j) = \left[F_j(q^{-1})y(t) + H_j(q^{-1})u(t-1)\right] + \left[G_j(q^{-1})u(t+j) + J(q)\xi(t+j)\right]$$

Avec :

G_j, F_j, H_j, J_j Respectivement termes représentant le futur, le présent, le passé, et le terme lié aux perturbations. La première expression entre crochets de l'équation (II.3).

Représente la réponse libre, quant à la seconde expression, elle représente la réponse forcée.

On obtient à partir de (II.2) et de (II.3) :

$$\begin{cases} A(q^{-1})\Delta(q^{-1})y(t+j) = B(q^{-1})\Delta(q^{-1})u(t+j) + C(q^{-1}).\xi(t) \\ (1-q^{-j}F_j(q^{-1}))y(t+j) = G_j(q^{-1}) + H_j(q^{-1})q^{-(j+1)}]\Delta(q^{-1})u(t+j) + J_j(q^{-1}).\xi(t+j) \end{cases} \qquad (II.4)$$

L'équivalence de l'équation de transfert donne :

$$\begin{cases} A(q^{-1})\Delta(q^{-1}) - J_j(q^{-1}) = C(q^{-1}).(1 - q^{-j}F_j(q^{-1})) \\ \left[G_j(q^{-1}) + H_j(q^{-1})q^{-(j+1)}\right]A(q^{-1}).\Delta(q^{-1}) = B(q^{-1}).(1 - q^{-j}F_j(q^{-1})) \end{cases} \quad \text{(II.5)}$$

En introduisant un polynôme $E_j(q^{-1})$ définis par

$$J_j(q^{-1}) = C(q^{-1}).E_j(q^{-1}) \quad \text{(II.6)}$$

On déduit donc l'équation diophantienne à partir de (II.5) (II.6) :

$$E_j(q^{-1})A(q^{-1})\Delta(q^{-1}) + q^{-j}F_j(q^{-1}) = 1 \quad \text{(II.7)}$$

Avec :

$$E_j(q^{-1}) = e_0 + e_1 q^{-1} + \ldots + e_{j-1} q^{-(j-1)} \quad \text{(II.8)}$$

En multipliant (II.2) par $E_j(q^{-1}).\Delta(q^{-1})$ et en remplaçant $E_j(q^{-1}).A(q^{-1})\Delta(q^{-1})$ par son expression dans (II.7) on obtient :

$$y(t+j) = F_j(q^{-1})\,y(t) + E_j(q^{-1})\,B(q^{-1})\,\Delta u(t+j) + E_j(q^{-1}).C(q^{-1}).\xi(t+j) \quad \text{(II.9)}$$

Dés lors que $E_j(q^{-1})$ est d'ordre j-1, les composantes du bruit sont dans le future.
Le prédicteur optimal est donnée par la relation finale.

$$\hat{y}(t+j/t) = G_j(q^{-1})\Delta u(t+j) + H_j(q^{-1})\Delta u(t-1) + F_j(q^{-1})y(t) \quad \text{(II.10)}$$

Avec :

$$G_j(q^{-1}) = J_j(q^{-1})B(q^{-1}) - q^{-(j+1)}.H_j(q^{-1}) \quad \text{(II.11)}$$

$E_j(q^{-1})$: est un polynôme d'ordre (j –1)

$F(q^{-1})$: est un polynôme d'ordre (na)

y(/t) : notation du prédicteur qui n'est fonction que des informations disponibles à l'instant *t*.

II.1.3 Résolution des équations Diophantiennes :

L'implémentation de la GPC nécessite la résolution de l'équation diophantienne.

Posons :

$$\alpha(q^{-1}) = A(q^{-1}).\Delta(q^{-1})$$

(II.7) devient alors a l'ordre j et $j+1$:

$$E_j(q^{-1}).\alpha(q^{-1}) + q^{-j}F_j(q^{-1}) = 1 \qquad \text{(II.12)}$$

$$E_{j+1}(q^{-1}).\alpha(q^{-1}) + q^{-(j+1)}F_{j+1}(q^{-1}) = 1 \qquad \text{(II.13)}$$

La différence [(II.13) - (II.12)] donne :

$$(E_{j+1}(q^{-1}) - E_j(q^{-1})).\alpha(q^{-1}) + q^{-j}(q^{-1}F_{j+1}(q^{-1}) - F_j(q^{-1})) = 0 \qquad \text{(II.14)}$$

Etant donné que les polynômes $A(q^{-1})$ et q^{-1} sont premier entre eux, il est permis d'écrire :

$$E_{j+1}(q^{-1}) - E_j(q^{-1}) = r_j q^{-j} \qquad \text{(II.15)}$$

En remplaçant dans l'expression (II.13) :

$$q^{-j}(r_j\alpha(q^{-1}) + q^{-1}F_{j+1}(q^{-1}) - F_j(q^{-1})) = 0 \qquad \text{(II.16)}$$

$$\square\ F_{j+1}(q^{-1}) = q\,(F_j(q^{-1}) + r_j\alpha(q^{-1})) \qquad \text{(II.17)}$$

Sachant que :

$F_{j+1}(q^{-1}) = f_{j+1,0} + f_{j+1,1}\, q^{-1} + \ldots + f_{j+1,na}\, q^{-na}$

$r_j \alpha(q^{-1}) = (1 + \alpha_0 + \alpha_1 q^{-1} + \alpha_2 q^{-2} + \ldots + \alpha_{na+1} q^{-(na+1)}).\, q.r_j$

Après identification dans (II.16), on obtient les relations récurrentes suivantes :

$$r_j = f_{j,0} \qquad \text{(II.18)}$$

$$f_{j+1,i} = f_{j+1,i} - \alpha_{i+1} r_j \qquad \text{(II.19)}$$

Avec : i=0,1, …, na-1

$f_{j+1,na} = -\alpha_{na+1} r_j$

Ces relations déterminent le polynôme $F_{j+1}(q^{-1})$, nous retrouvons à partir de (II.10) et (II.15) :

$$E_{j+1}(q^{-1}) = E_j(q^{-1}) + r_j\, q^{-j} \qquad \text{(II.20)}$$

$$G_j(q^{-1}) = J_j(q^{-1})\, B(q^{-1}) - q^{-(j+1)}.\, H_j(q^{-1}) \qquad \text{(II.21)}$$

Les conditions initiales étant pour j=1 :

$$E_1(q^{-1}).\, \alpha(q^{-1}) + q^{-1} F_1(q^{-1}) = 1 \qquad \text{(II.22)}$$

Le coefficient α_0 étant égal à 1, l'identité (II.21) est vérifié lorsque :

$$E_1(q^{-1}) = 1 \qquad \text{(II.23)}$$

$$F_1(q^{-1}) = q(1 - \alpha(q^{-1})) \qquad \text{(II.24)}$$

II.1.4 Fonction de coût quadratique :

Une fois définie l'équation de prédiction la méthode implique la minimisation d'un critère quadratique à horizon fini. La stratégie GPC minimise une somme pondérée des carrés des erreurs futures entre la sortie prédite et la consigne, et des incréments des commandes futures.

$$J = \sum_{j=N_1}^{N_2}[\hat{y}(t+j) - w(t+j)]^2 + \lambda \cdot \sum_{j=1}^{N_u}[\Delta u(t+j-1)]^2 \qquad \text{(II.25)}$$

Sous l'hypothèse $\Delta u(t+j) = 0$ $\forall$ $j \geq N_u$ (II.26)

avec: w(t + j) consigne appliquée à l'instant $t+j$, $\hat{y}$(t+ j) sortie prédite à l'instant $t+j$, $\Delta u(t+j-1)$ incrément la commande a l'instant $t+j$-1

La relation Eq. II.26 signifie que lorsque le pas de prédiction j atteint la valeur fixée pour l'horizon de commande N_u, la variation de commande s'annule et donc que la commande future va se stabiliser. Cette hypothèse permettra par la suite de simplifier le calcul de la commande.

Le critère nécessite la définition de quatre paramètres de réglage :

N_1 : Horizon minimal de prédiction sur la sortie.

N_2 : Horizon maximal de prédiction sur la sortie.

N_u : Horizon de prédiction sur la commande.

λ : coefficient de pondération sur la commande.

Ce critère comprend donc un terme quadratique sur l'erreur et l'incrément de la commande. Sa minimisation analytique fournit la séquence des commandes futures dont seule la première sera effectivement appliquée. L'aspect incrémental du modèle se retrouve dans le critère par l'intermédiaire de Δu. Enfin le coefficient λ permet de donner plus ou moins de poids à la commande par rapport à la sortie, de façon à assurer la convergence lorsque le système de départ présente un risque d'instabilité.

II.1.5 Choix des paramètres de réglage :

La définition du critère quadratique a montré que l'utilisateur doit fixer quatre paramètres de réglage, Ce choix de paramètres s'avère cependant délicat pour une personne non spécialiste, car il

n'existe pas des relations empiriques permettant de relier ces paramètres à des indicateurs classiques en automatiques, tels que marges de stabilité ou bande passante.
Néanmoins les observations obtenues sur plusieurs systèmes quant à l'influence des paramètres GPC ont permis d'arriver aux conclusions suivantes :

N_1 : horizon minimum de prédiction, correspond au retard pur du système, si le retard est connu sinon on convient d'initialiser à 1.

N_2 : horizon maximum, est choisi de sorte que le produit $N_2 T_e$ soit limité par la valeur du temps de réponse souhaité. En effet augmenter la prédiction au delà du temps de réponse n'apporte aucune information supplémentaire et complexifie la résolution. Par ailleurs, plus N_2 est grand, plus le système corrigé est stable et lent.

N_u : horizon de commande, on convient de le choisir égal à 1 et n'excédant pas la valeur deux.

λ : Facteur de pondération. Les constatation faites par Dumur montrent qu'il est judicieux de choisir ce facteur au voisinage de λ_{opt}= tr(G'G). G étant la matrice formée des coefficients de la réponse indicielle [8].

II.1.6 Prédicteur optimal sous forme matricielle :

La relation Eq. II.10 donnant le prédicteur optimal est utilisée dans le critère Eq. II.25 entre les horizons N_1 et N_2 . Pour simplifier les notations, il est possible d'utiliser une représentation matricielle de ce prédicteur.
Posons pour cela:

$$\mathbf{if}\,(q^{-1}) = [F_{N_1}(q^{-1}) \ldots\ldots F_{N_2}(q^{-1})]'$$
$$\mathbf{ih}\,(q^{-1}) = [H_{N_1}(q^{-1}) \ldots\ldots H_{N_2}(q^{-1})]'$$
$$\tilde{u} = [\Delta u(t) \ \ldots \Delta u(t + N_u - 1)]^T$$
$$\hat{y} = [\hat{y}(t + N_1) \ \ldots \hat{y}(t + N_2)]^T$$
$$w = [w(t + N_1) \ \ldots w(t + N_2)]^T$$

$$G = \begin{bmatrix} g_{N_1}^{N_1} & g_{N_1-1}^{N_1} & \cdots & \cdots \\ g_{N_1+1}^{N_1+1} & g_{N_1}^{N_1+1} & \cdots & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ g_{N_2}^{N_2} & g_{N_2-1}^{N_2} & \cdots & g_{N_2-N_u+1}^{N_2} \end{bmatrix} \quad \text{(II.27)}$$

Ou G est de dimension (N_2-N_1+1) x (N_u)

La matrice G formée à partir des coefficients des polynômes Gj s'identifie en fait aux coefficients de la réponse indicielle du modèle

Avec ces notations, le prédicteur optimal à j-pas peut s'écrire sous forme matricielle : d'échantillonnage.

$$\hat{y} = G\,\tilde{u} + \mathbf{if}(q^{-1})y(t) + \mathbf{ih}\,(q^{-1})\Delta u(t-1) \quad \text{(II.28)}$$

II.1.7 Critère quadratique matriciel :

Le critère quadratique Eq. II.25 peut se combiner avec la relation Eq. II.28 pour obtenir l'expression matricielle de ce critère :

$$J = J1'J1 + \lambda\,\tilde{u}'\tilde{u} \quad \text{(II.29)}$$

Où :

$J1 = [G\tilde{u} + \mathbf{if}(q^{-1})y(t) + \mathbf{ih}(q^{-1})\Delta u(t-1) - W]$

II.1.8 Minimisation de la fonction de coût :

La loi de commande est obtenue en minimisant le critère précédent, $\frac{\partial J}{\partial u} = 0$:

$$\tilde{u} = M\,[w - if(q^{-1})\,y(t) - ih(q^{-1})\,\Delta u(t-1) \quad \text{(II.30)}$$

Avec les matrices :

M = Q G′, de dimension $N_u \times (N_2 - N_1 + 1)$

(II.31)

$Q = [\, G'G + \lambda I_{N_u}]^{-1}$, de dimension $N_u \times N_u$

II.1.9 Stratégie de l'horizon fuyant :

De façon classique, en commande prédictive, seule la première valeur de la séquence, Eq. II.30, est finalement appliquée au système en accord avec la stratégie de l'horizon fuyant l'ensemble de la procédure étant effectué de nouveau à la période d'échantillonnage suivante :

$$\Delta u_{opt}(t) = - m_1' \, [\mathbf{if}\ (q^{-1})\, y(t) + \mathbf{ih}\ (q^{-1})\, \Delta u(t-1) - w] \qquad \text{(II.32)}$$

Avec m_1 : première ligne de la matrice M [6].

II.2 Conclusion :

Dans ce chapitre on a étudié la commande prédictive généralisée par préciser les grandes idées communes aux méthodes prédictives, et qui elle est une combinaison entre la prédiction du comportement futur du procédé avec la commande rétroaction,

Introduction :

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance, présente dans les domaines d'applications les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de variation de vitesses des machines à courants alternatifs. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée sur le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides. Et l'apparition des onduleurs multiniveaux en particulier ceux à structure NPC (*Neutral Point Clamped*) permet d'augmenter la tension délivrée à la charge grâce a leurs topologie. Ainsi, ils permettent de générer une tension plus proche de la sinusoïde et de diminuer le taux d'harmoniques grâce au nombre élevé de niveaux de tension.

Ce chapitre est consacrée à l'étude de la structure et la modélisation de l'onduleur à cinq niveaux à structure *NPC* [5].

III.1 Modélisation du fonctionnement de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC

III.1.1 Application dans le domaine de l'alimentation des machines électriques :

Dans les applications industrielles, les machines électriques de moyennes et fortes puissances nécessitent une alimentation à moyenne tension.

L'utilisation des convertisseurs multiniveaux dans ce cas est aussi mieux adaptée. Dans de tels systèmes, les semi-conducteurs n'y supportent qu'une faible tension, par rapport à celle exigée par la machine. La qualité de la tension en termes d'harmonique est meilleure, réduisant ainsi les effets néfastes sur la durée de vie de la machine et celle du réseau éventuel qui l'alimente. En plus à partir de cellules de petite tension (comme des batteries, des piles à combustible ou des cellules photovoltaïques), ils dévient possible d'alimenter une machine à moyenne tension [6].

III.1.2 Structure de l'onduleur NPC à cinq niveaux :

Cet onduleur dit à cinq niveaux car il délivre cinq niveaux de tension (+2Uc, +Uc, 0, -Uc et -2Uc).

La structure choisie dans cette travail est de l'onduleur de tension triphasé a cinq niveaux à structure NPC (Neutral Point Clamping) (la structure NPC était proposée par NABAE 1981)

La figure III.1 représente l'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux NPC

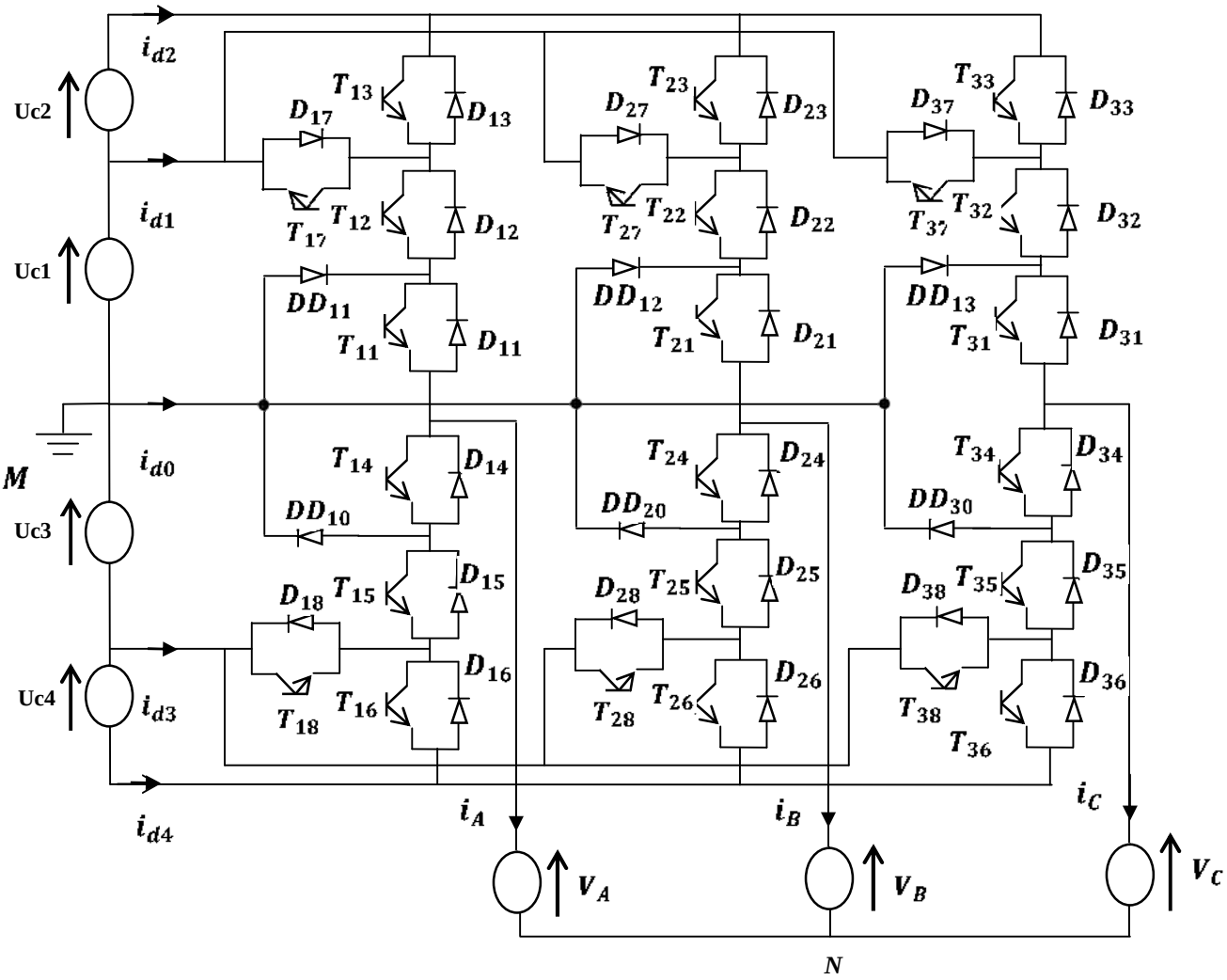


Figure III.1 : Onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC

La symétrie des onduleurs triphasés à cinq niveaux permet leur modélisation par bras. Ainsi on commencera par définir un modèle global d'un bras sans à priori sur la commande. On montrera en suite comment déduire celui d'un onduleur complet [9].

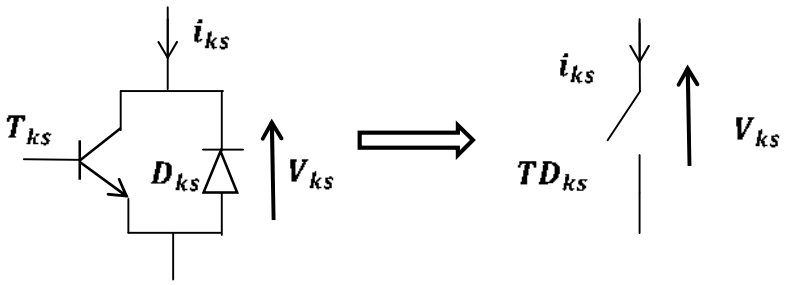


Figure III.2. Interrupteur bidirectionnel équivalent à la pair transistor-diode [10]

III.1.3 Modélisation et fonctionnement du bras de l'onduleur à cinq niveaux :

Grâce à la symétrie de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC, on procède par bras. Ainsi, On définit un modèle global d'un bras sans à priori sur la commande, ensuite, On déduit celui de l'onduleur Complet. Comme pour l'onduleur à deux nivaux et a trois niveaux, On représente chaque paire semi conducteur (transistor (T_{ks})-diode (D_{ks})) par un seul interrupteur bidirectionnel TD_{ks} [11].

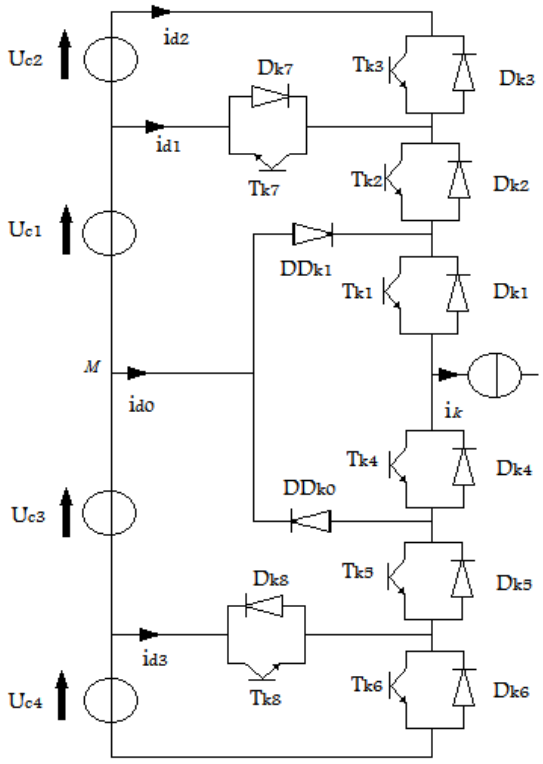


Figure III.3 : Un bras de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC

III.1.4 Les différentes configurations d'un bras de l'onduleur NPC à cinq niveaux :

Une analyse topologique d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC montre sept configurations. Ces différentes configurations sont représentes par la figure III.4.

Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont données dans le tableau III.1 avec (M origines des potentiels et V_k le potentiel du nœud **k** du bras **k**).

Pour la configuration E_0 le potentiel $V_k$dépend de la charge de l'onduleur.

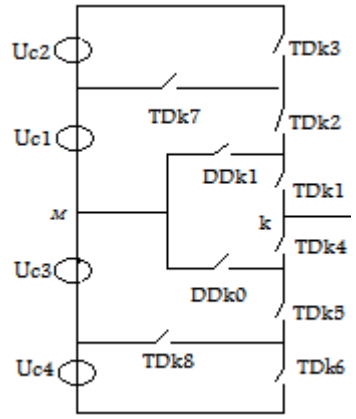


Figure III.4.a: Configuration E_0

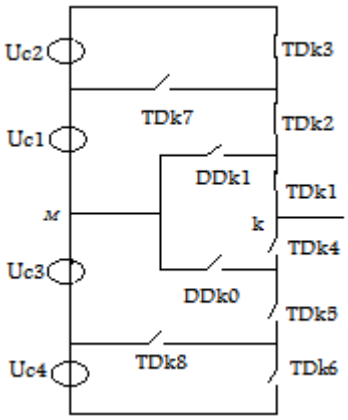


Figure III.4.a: Configuration E_1

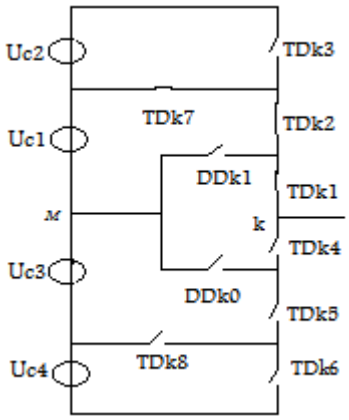


Figure III.4.a: Configuration E_2

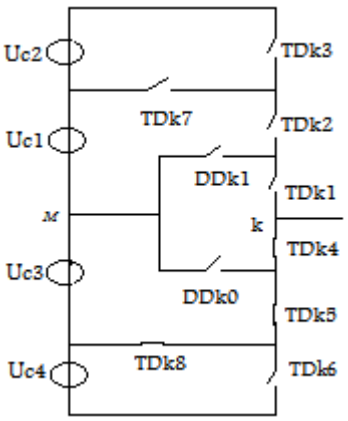


Figure III.4.a: Configuration E_3

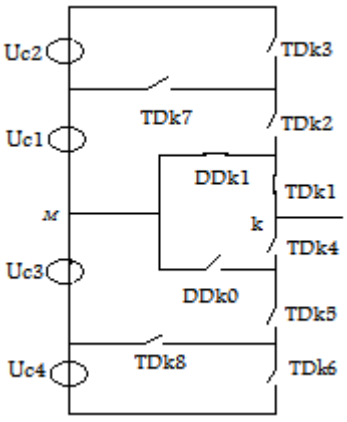


Figure III.4.a: Configuration E_4

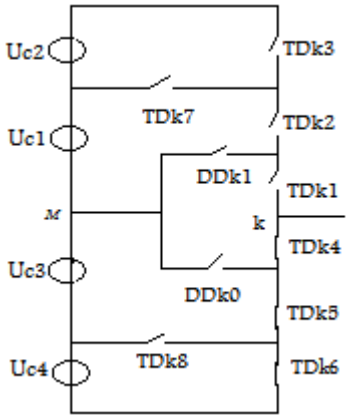


Figure III.4.a: Configuration E_5

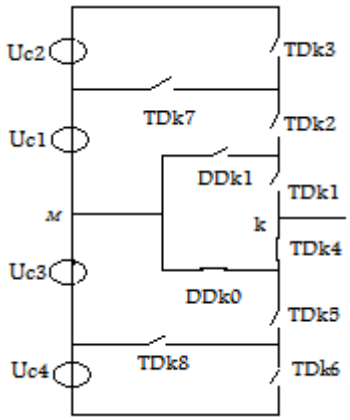


Figure III.4.a: Configuration E6

Figure III.4 : Différentes configurations possibles pour un bras **k** de l'onduleur.

Configuration	Grandeurs électriques
E1	$I_k = 0$
E2	$V_{KM}=U_{C1}+U_{C2}=2U_C$
E3	$V_{KM}=U_{C1}=U_C$
E4	$V_{KM}=0$
E5	$V_{KM}=-U_{C3}=-U_C$
E6	$V_{KM}=-U_{C3}-U_{C4}=-2U_C$
E7	$V_{KM}=0$

Tableau III.1 : Grandeurs électriques pour chacune des configurations d'un bras k

III.1.5 Cellule de commutation multi-tripôle :

Une cellule de commutation tripôle est constituée de deux interrupteurs qui fonctionnent de manière complémentaire afin d'assurer la continuité énergétique entre les deux sources .Son schéma est représenté à la figure III.5.

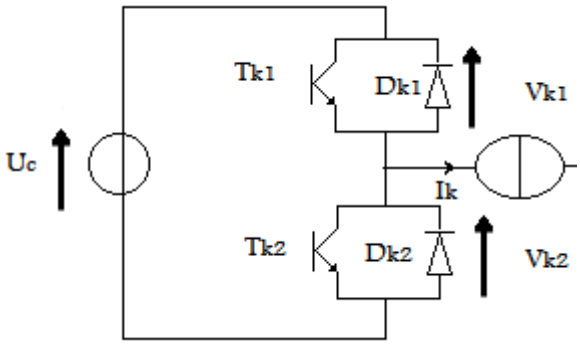
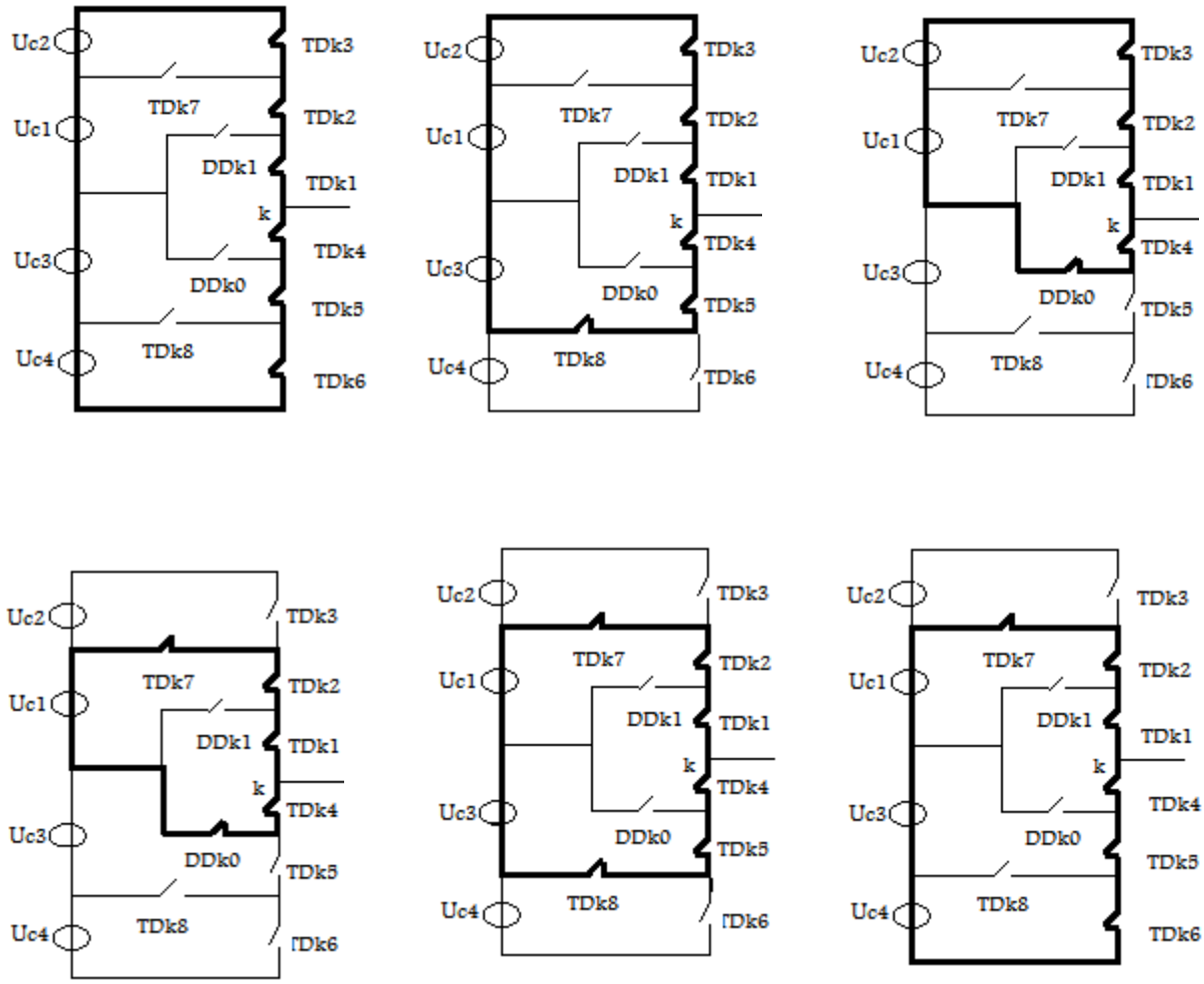


Figure III.5 : Cellule de commutation type tripôle

Chaque bras *k* d'onduleur à cinq niveaux (figure III.1) constitue une cellule de commutation multi–tripôle. Les semi-conducteurs de cette cellule se combinent pour donner plusieurs cellules tripôles (figure III.6)



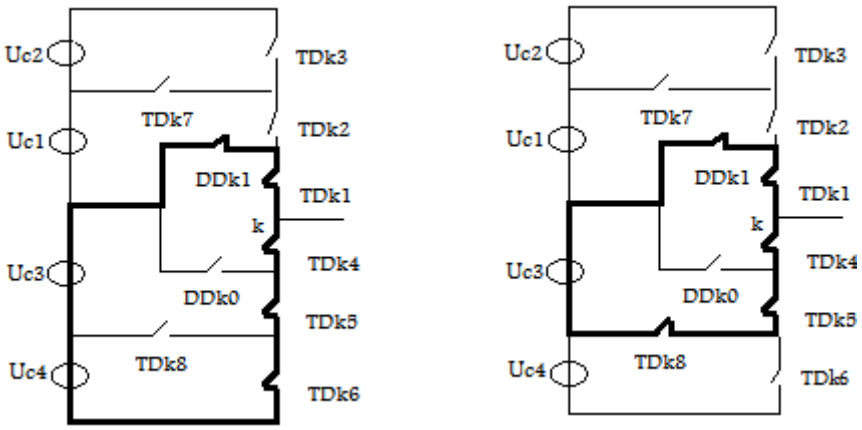


Figure III.6 : Les huit cellules tripôles contenues dans la cellule multi –tripôle d'un bras d'onduleur à cinq niveaux à structure NPC

III.2 Modèle de connaissance et de commande des onduleurs triphasés à cinq niveaux à structure NPC :

III.2.1 Modélisation en vue de la commande :

L'alimentation en tension de l'onduleur est considérée comme parfaite. En pratique cela se traduit par le fait quelque soit le courant $i_k$délivré par cette alimentation, la tension à ses bornes reste constante. ($\frac{dU_c}{dt} = 0$) Cette tension peut être symétrique ou asymétrique.

Dans notre cas on suppose que ($U_{c1}=U_{c2}=U_{c3}=U_{c4}=U_c$) [9].

- La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est supposée faible (négligeable devant U_C) ;
- La charge est triphasée couplée en étoile avec neutre isolé. Alors on a

$$\begin{cases} V_A + V_B + V_C = 0 \\ I_A + I_B + I_C = 0 \end{cases}$$

III.2.2 Commandabilité des Convertisseurs Statiques :

Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi conducteurs) et non plus des commandes internes (grandeurs électriques).
Nous supposons par la suite que cette condition est toujours vérifiée. De ce fait, on peut définir les notions de fonction de connexion et de commutation.

III.2.2.1 Fonction de Connexion :

Chaque interrupteur TD_{ks}introduit une fonction de connexion F_{ks}, qui décrit son état ouvert ou fermé tel que :

$$F_{ks} = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur } TD_{ks} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{dans le cas contraire} \end{cases} \quad \text{(III.1)}$$

III.2.2.2 Fonction de commutation :

Cette fonction est liée à une cellule de commutation. Dans une telle cellule à «n» interrupteurs, chaque interrupteur introduit sa fonction de connexion Fi définie par :

$$F_i = \frac{1}{n}\left\{1 + F_c\left[t - (i-1)\frac{T}{n}\right]\right\} \quad \text{(III.2)}$$

Avec $\boldsymbol{F_c}$ la fonction de commutation de cette cellule, et $\boldsymbol{T}$ sa période de fonctionnement et celle des fonctions de connexion et de commutation [12].

III.2.2.3 Commandes complémentaires :

Pour éviter les courts-circuits de sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs, et pour que le convertisseur soit totalement commandable, on adopte une commande complémentaire.
Pour un bras *k* de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC (figure I.1) plusieurs commande complémentaires sont possibles, la commande optimale est définie comme suit :

$$\begin{cases} B_{k4} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k5} = \overline{B_{k1}} \\ B_{k6} = \overline{B_{k3}} \end{cases} \quad \text{(III.3)}$$

Avec B_{ks}, commande de base du transistor T_{ks}de ce bras *k*. Ainsi avec cette commande complémentaire, les fonctions de connexion des interrupteurs du bras *k* sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{k4} = 1 - F_{k2} \\ F_{k5} = 1 - F_{k1} \\ F_{k6} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad \text{(III.4)}$$

Pour l'onduleur NPC à cinq niveaux, on définit en plus une fonction de connexion du demi-bras, qu'on notera F_{km}^{b}avec :

* *k* = numéro du bras.
* *m* = 1 pour le demi-bras du haut, et *m*=0 pour le demi-bras du bas.

Pour un bras *k*, les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{km}^{b} = F_{k1}F_{k2}F_{k3} \\ F_{km}^{b} = F_{k4}F_{k5}F_{k6} \end{cases} \quad \text{(III.5)}$$

F_{k1}^{b}est associée au demi bras du haut (TD_{k1}, TD_{k2}, TD_{k3}), et F_{k0}^{b}au demi bras du bas (TD_{k4}, TD_{k5}, TD_{k6}) .

III.2.3 Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à cinq niveaux :

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association de l'onduleur triphasé avec une charge triphasée, couplée en étoile avec neutre isolé. Dans notre cas particulier, cette charge sera constituée par la machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Nous allons d'abord définir les notations et les hypothèses que nous avons utilisées :

• Tension simple aux bornes de chaque phase de la charge: V_A, V_B, V_C.

• Tension entre les points milieux de chaque bras de l'onduleur et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur: V_{AM}, V_{BM}, V_{CM}.

• Tension entre le point neutre de la charge (point *N*) et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur (point *M*) V_{NM}.

• Charge triphasée couplée en étoile avec neutre isolé:

$$V_A + V_B + V_C = 0 \qquad (III.6)$$

Les potentiels des nœuds *A*, *B* et *C* de l'onduleur triphasé à cinq niveaux (par rapport au point milieu *M*) sont donnés par le système suivant :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}F_{12}(1-F_{13})U_{c1} + F_{11}F_{12}F_{13}(U_{c1}+U_{c2}) + F_{14}F_{15}(1-F_{16})U_{c3} + F_{14}F_{15}F_{16}(U_{c3}+U_{c4}) \\ V_{BM} = F_{21}F_{22}(1-F_{23})U_{c1} + F_{21}F_{22}F_{23}(U_{c1}+U_{c2}) + F_{24}F_{25}(1-F_{26})U_{c3} + F_{24}F_{25}F_{26}(U_{c3}+U_{c4}) \\ V_{CM} = F_{31}F_{32}(1-F_{33})U_{c1} + F_{31}F_{32}F_{33}(U_{c1}+U_{c2}) + F_{34}F_{35}(1-F_{36})U_{c3} + F_{34}F_{35}F_{36}(U_{c3}+U_{c4}) \end{cases} \qquad (III.7)$$

Pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux, les fonctions de connexion des demis-bras sont définies selon les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11}F_{12}F_{13} \\ F_{10}^b = F_{14}F_{15}F_{16} \end{cases} \begin{cases} F_{21}^b = F_{21}F_{22}F_{23} \\ F_{20}^b = F_{24}F_{25}F_{26} \end{cases} \begin{cases} F_{31}^b = F_{31}F_{32}F_{33} \\ F_{30}^b = F_{34}F_{35}F_{36} \end{cases} \qquad (III.8)$$

Les fonctions de connexion des interrupteurs placée en parallèle sont définies comme suit :

$$\begin{cases} F_{17} = F_{11}F_{12}(1-F_{13}) \\ F_{18} = F_{14}F_{15}(1-F_{16}) \end{cases} \begin{cases} F_{27} = F_{21}F_{22}(1-F_{23}) \\ F_{28} = F_{24}F_{25}(1-F_{26}) \end{cases} \begin{cases} F_{37} = F_{31}F_{32}(1-F_{33}) \\ F_{38} = F_{34}F_{35}(1-F_{36}) \end{cases} \qquad (III.9)$$

En introduisant ces fonctions dans le système (III.7), on aboutit au système suivant :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{17}U_{c1} + F_{11}^b(U_{c1}+U_{c2}) - F_{18}U_{c3} - F_{10}^b(U_{c3}+U_{c4}) \\ V_{BM} = F_{27}U_{c1} + F_{21}^b(U_{c1}+U_{c2}) - F_{28}U_{c3} - F_{20}^b(U_{c3}+U_{c4}) \\ V_{CM} = F_{37}U_{c1} + F_{31}^b(U_{c1}+U_{c2}) - F_{38}U_{c3} - F_{30}^b(U_{c3}+U_{c4}) \end{cases} \qquad (III.10)$$

Sous forme matricielle (III.10) s'écrit :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17}+F_{11}^b \\ F_{27}+F_{21}^b \\ F_{37}+F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c2} - \begin{bmatrix} F_{18}+F_{10}^b \\ F_{28}+F_{10}^b \\ F_{38}+F_{10}^b \end{bmatrix} U_{c3} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{10}^b \\ F_{10}^b \end{bmatrix} U_{c4} \qquad (III.11)$$

Le système (III.11) montre qu'un onduleur à cinq niveaux est une mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux ou de deux onduleurs à trois niveaux.

Dans le cas où $U_{C1} = U_{C2} = U_{C3} = U_{C4} = U_C$ la relation (III.11) se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^{b} - F_{18} + 2F_{10}^{b} \\ F_{27} + 2F_{21}^{b} - F_{28} + 2F_{20}^{b} \\ F_{37} + 2F_{31}^{b} - F_{38} + 2F_{30}^{b} \end{bmatrix} U_c \quad \text{(III.12)}$$

Les équations des mailles du système source - onduleur - charge donnent :

$$V_{AM} + V_{BM} + V_{CM} = V_A + V_B + V_C + 3V_{NM} \quad \text{(III.13)}$$

La relation précédente devient:

$$V_{NM} = \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) \quad \text{(III.14)}$$

Les tensions simples aux bornes de la charge sont :

$$\begin{cases} V_A = V_{AM} - V_{NM} = \frac{1}{3}(2V_{AM} - V_{BM} - V_{CM}) \\ V_B = V_{BM} - V_{NM} = \frac{1}{3}(-V_{AM} + 2V_{BM} - V_{CM}) \\ V_C = V_{CM} - V_{NM} = \frac{1}{3}(-V_{AM} - V_{BM} + 2V_{CM}) \end{cases} \quad \text{(III.15)}$$

A partir des relations (III.11) et (III.15), on obtient le système matriciel donnant les expressions des tensions simples aux bornes de la charge :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^{b} \\ F_{27} + F_{21}^{b} \\ F_{37} + F_{31}^{b} \end{bmatrix} U_{c1} + \begin{bmatrix} F_{11}^{b} \\ F_{21}^{b} \\ F_{31}^{b} \end{bmatrix} U_{c2} + \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^{b} \\ F_{28} + F_{10}^{b} \\ F_{38} + F_{10}^{b} \end{bmatrix} U_{c3} + \begin{bmatrix} F_{10}^{b} \\ F_{10}^{b} \\ F_{10}^{b} \end{bmatrix} U_{c4} \right\} \quad \text{(III.16)}$$

Dans le cas où $U_{c1} = U_{c2} = U_{c3} = U_{c4} = U_c$, la relation (III.16) se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^{b} - F_{18} - 2F_{10}^{b} \\ F_{27} + 2F_{21}^{b} - F_{28} - 2F_{20}^{b} \\ F_{37} + 2F_{31}^{b} - F_{38} - 2F_{30}^{b} \end{bmatrix} U_c \quad \text{(III.17)}$$

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé à cinq niveaux s'expriment comme suit:

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} \quad \text{(III.18)}$$

En introduisant les fonctions de connexion des demis-bras et des interrupteurs, on obtient le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{vmatrix} F_{17}+F_{11}^b & F_{11}^b & F_{18}+F_{10}^b & F_{10}^b \\ F_{27}+F_{21}^b & F_{21}^b & F_{28}+F_{10}^b & F_{10}^b \\ F_{37}+F_{31}^b & F_{31}^b & F_{38}+F_{10}^b & F_{10}^b \end{vmatrix} \begin{matrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ U_{c3} \\ U_{c4} \end{matrix} \right\} \quad \text{(III.19)}$$

Dans le cas ou $U_{C1}=U_{C2}=U_{C3}=U_{C4}=U_C$, cette relation se réduit à :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{vmatrix} F_{17}+2F_{11}^b-F_{18}-2F_{10}^b \\ F_{27}+2F_{21}^b-F_{28}-2F_{20}^b \\ F_{37}+2F_{31}^b-F_{38}-2F_{30}^b \end{vmatrix} U_c \quad \text{(III.20)}$$

Ainsi les courants d'entrée de l'onduleur s'expriment en fonction des courants de la charge i_1, $i_2$et $i_3$en utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{17}i_1 + F_{27}i_2 + F_{37}i_3 \\ i_{d2} = F_{11}F_{12}F_{13}i_1 + F_{21}F_{22}F_{23}i_1 + F_{31}F_{32}F_{33}i_1 \\ i_{d3} = F_{18}i_1 + F_{28}i_2 + F_{38}i_3 \\ i_{d4} = F_{14}F_{15}F_{16}i_1 + F_{24}F_{25}F_{26}i_1 + F_{34}F_{35}F_{36}i_1 \end{cases} \quad \text{(III.21)}$$

En remplaçant les fonctions de connexion des interrupteurs par les fonctions de connexion des demis-bras, le système (III.21) devient :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{17}i_1 + F_{27}i_2 + F_{37}i_3 \\ i_{d2} = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i_{d3} = F_{18}i_1 + F_{28}i_2 + F_{38}i_3 \\ i_{d4} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \end{cases} \quad \text{(III.22)}$$

Le courant i_{d0} s'exprime en fonction des courants d'entrée et les courants de charge par la relation:

$$i_{d0} + i_{d1} + i_{d2} + i_{d3} + i_{d4} = i_1 + i_2 + i_3 \quad \text{(III.23)}$$

D'où le courant i_{d0}:

$$i_{d0} = (i_1 + i_2 + i_3) + (F_{17} + F_{11}^b + F_{18} + F_{10}^b)i_1 + (F_{27} + F_{21}^b + F_{28} + F_{20}^b)i_2 + (F_{37} + F_{31}^b + F_{38} + F_{30}^b)i_3 \quad \text{(III.24)}$$

Pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux le vecteur d'état est:

$$[U_{c1}\, U_{c2}\, U_{c3}\, U_{c4}\, i_1\, i_2\, i_3]^t \quad \text{(III.25)}$$

Et ses entrées internes sont [9] :

$$[V_A\, V_B\, V_C\;\; i_{d1}\, i_{d2}\, i_{d3}\, i_{d4}\, i_{d0}]^t \text{ ou } [U_{AB}\, U_{BC}\, U_{cA}\;\; i_{d1}\, i_{d2}\, i_{d3}\, i_{d4}\, i_{d0}]^t \qquad \text{(III.26)}$$

III.3 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a élaboré le modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

L'utilisation des fonctions de connexion des demi bras de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, nous permet d'avoir l'analogie entre les tensions de sortie de l'onduleur à cinq niveaux et celles à deux niveaux. On a montré également que l'onduleur triphasé à cinq niveaux est la mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux ou de deux onduleurs à trois niveaux.

Introduction :

Les récents progrès technologiques dans le domaine des dispositifs à semi conducteurs ont élargi le domaine d'application des techniques de modulation de largeurs d'impulsions dans le contrôle de la tension de sortie des convertisseurs statiques.

L'utilisation de ces techniques pour la commande des onduleurs multiniveaux triphasés associés à des machines à courant alternatif rend possible le contrôle en amplitude et en fréquence des tensions de sortie de ces onduleurs [12].

IV.1 La commande de Modulation de largeur d'impulsion (M.L.I.)

IV.1.1 Présentation du principe :

La modulation de largeur d'impulsions MLI (en anglo-saxonne PWM (Pulse Width Modulation) consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortis et chaque alternance d'une tension de sortis est formé d'une succession de créneaux de la largeur convenables

Afin de générer une source de tension la plus sinusoïdale possible, différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsion on été proposées par différents auteurs on peut citer [9]

- la stratégie MLI vectorielle.
- la stratégie par élimination d'harmoniques.
- la commande par hystérésis en courant.
- la stratégie triangulo-sinusoïdale

Toutes les stratégies MLI appliqué pour la commande de l'onduleur à deux niveaux sont applicables pour l'onduleur à cinq niveaux après quelques modifications et adaptation.

L'essor de la modulation de largeur d'impulsions est lie aux progrès sur les semi-conducteurs de puissance; l'augmentation du nombre des commutations entraîne des pertes excessives si on n'avait pas réussi à les réduire à chaque commutation.

Dans ce chapitre nous traiterons la commande MLI avec des stratégies différentes. Ces différentes stratégies traitées sont les suivantes :

- la commande triangulo-sinusoïdale avec une seule porteuse.
- la commande triangulo-sinusoïdale avec 4 porteuses en dents de scie.
- la commande triangulo-sinusoïdale avec 4 porteuses triangulaires.
- la commande par l'injection du troisième harmonique.

Toutes ces stratégies sont appliquées pour la commande d'une machine synchrone alimentée par un onduleur à cinq niveaux à structure NPC. La machine synchrone est entérinée à vide (Cr=0) avec toutes les stratégies.

IV.2 Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse :

La méthode de contrôle des courants par modulation de largeurs d'impulsion (MLI) à partir d'une source de tension continue constante consiste à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tension de manière que le fondamental de la tension soit le plus proche de la tension de référence sinusoïdale. Les instants des impulsions de commande des interrupteurs sont déterminés par l'intersection du signal de la tension de référence appelée « modulatrice » avec un signal triangulaire de haute fréquence appelé « porteuse ». Dans le cas de la MLI triphasé, le principe de modulation est le suivant:

- La porteuse est commune pour les trois phases.
- La modulatrice est propre à chaque phase.

Dans le cas d'une référence sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la modulation :

- Indice de modulation **m** : égal au rapport de la fréquence $f_p$de la porteuse à la fréquence f de la référence $m = \frac{f_p}{f}$.
- Taux de modulation, ou coefficient de réglage de la tension r : égal au rapport de l'amplitude de la référence V_mà deux fois la valeur crête U_{pm}de la porteuse $r = \frac{V_m}{2U_{pm}}$.

La modulation est synchrone quand **m** est entier, et asynchrone dans le cas contraire.

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé qui permettent d'obtenir un système de tension triphasé équilibré direct ou inverse, ainsi que la porteuse triangulaire sont données par les équations (IV.1) et (IV.2) [9]

$$\begin{cases} Vref1 = Vm.\sin(\omega t) \\ Vref2 = Vm.\sin(\omega t - 2\pi/3) \\ Vref3 = Vm.\sin(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \qquad \text{(IV.1)}$$

$$Up(t) = \begin{cases} 2U_{pm}\frac{t}{T_p} \\ 2U_{pm}\left(t - \frac{t}{T_p}\right) \end{cases} \qquad \text{(IV.2)}$$

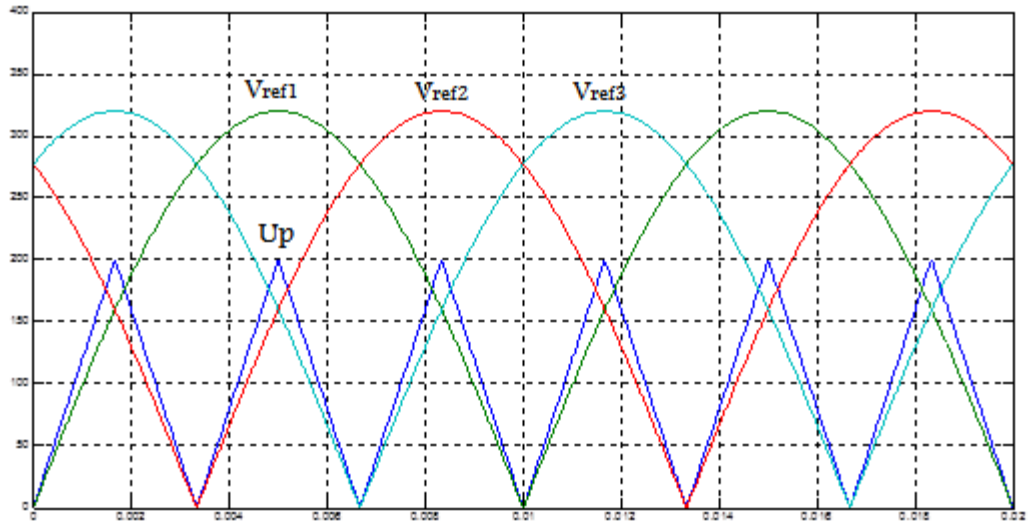


Figure IV.1: Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse (m=6, r = 0.8).

IV.2.1 Algorithme de la stratégie :

L'algorithme de la stratégie pour un bras **k** de cet onduleur est le suivant :

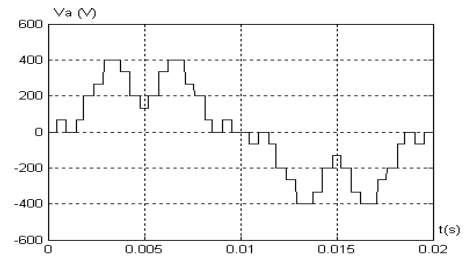
$$\begin{cases} (0 \le V_{refk} \le u_{p1}) \& (|V_{refk}| \le U_p) & \Rightarrow B_{k1} = 1,\ B_{k2} = 0,\ B_{k3} = 0 \\ (0 \le V_{refk} \le u_{p1}) \& (|V_{refk}| \le U_p) \& (V_{refk} > 0) & \Rightarrow B_{k1} = 1,\ B_{k2} = 1,\ B_{k3} = 0 \\ (0 \le V_{refk} \le u_{p1}) \& (|V_{refk}| \le U_p) \& (V_{refk} < 0) & \Rightarrow B_{k1} = 0,\ B_{k2} = 0,\ B_{k3} = 0 \\ (u_{p1} \le V_{refk} \le 2u_{p1}) \& (|sV_{refk}| \le U_p) \& (V_{refk} > 0) & \Rightarrow B_{k1} = 1,\ B_{k2} = 1,\ B_{k3} = 0 \\ (u_{p1} \le V_{refk} \le 2u_{p1}) \& (|sV_{refk}| \le U_p) \& (V_{refk} < 0) & \Rightarrow B_{k1} = 0,\ B_{k2} = 0,\ B_{k3} = 1 \\ (u_{p1} \le V_{refk} \le 2u_{p1}) \& (|sV_{refk}| > U_p) \& (V_{refk} > 0) & \Rightarrow B_{k1} = 1,\ B_{k2} = 1,\ B_{k3} = 1 \\ (u_{p1} \le V_{refk} \le 2u_{p1}) \& (|sV_{refk}| > U_p) \& (V_{refk} < 0) & \Rightarrow B_{k1} = 0,\ B_{k2} = 0,\ B_{k3} = 0 \end{cases} \quad \text{(IV.3)}$$

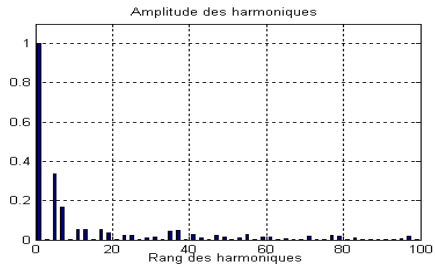
On déduit la tension de sortie de la phase ***k*** de l'onduleur par rapport au point milieu M de la source d'entrée à partir des impulsions de commande du système (IV.3) de cette stratégie :

$$\begin{cases} (0 \le V_{refk} \le u_{p1}) \& (|V_{refk}| \le U_p) & \Rightarrow V_{km} = 0 \\ (0 \le V_{refk} \le u_{p1}) \& (|V_{refk}| > U_p) & \Rightarrow V_{km} = sign(V_{refk}) U_p \\ (u_{p1} \le V_{refk} \le 2u_{p1}) \& (|sV_{refk}| \le U_p) & \Rightarrow V_{km} = sign(sV_{refk}) U_p \\ (u_{p1} \le V_{refk} \le 2u_{p1}) \& (|sV_{refk}| > U_p) & \Rightarrow V_{km} = sign(sV_{refk}) 2U_p \end{cases} \quad \text{(IV.4)}$$

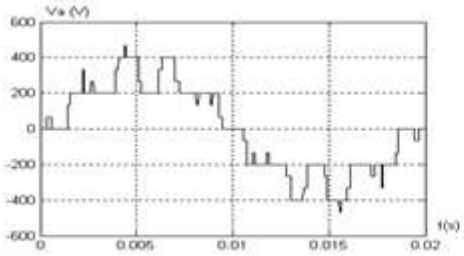
$$\text{Avec} \quad sV_{refk} = \begin{cases} V_{refk} - u_{p1} & Si \quad V_{refk} > 0 \\ V_{refk} + u_{p1} & Si \quad V_{refk} < 0 \end{cases} \quad \text{(IV.5)}$$

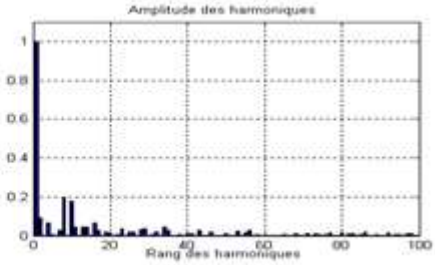
IV.2.2 Résultats de simulation:



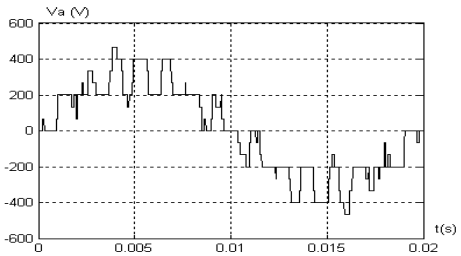


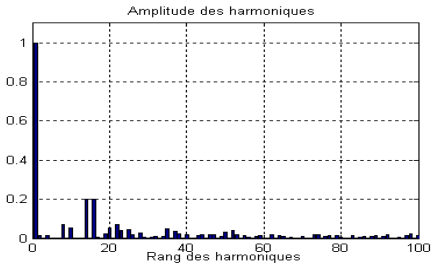
m = 6, r = 0.8



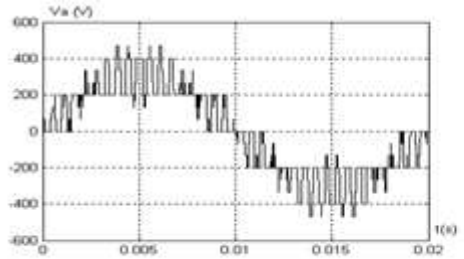


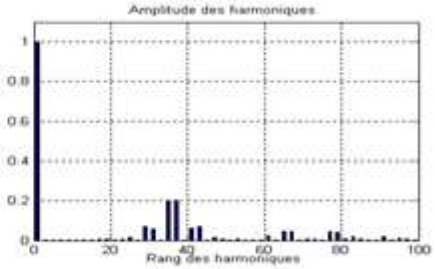
m = 9, r = 0.8





m = 15, r = 0.8





m = 36, r = 0.8

Figure IV.2: La tension simple VA et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seul porteuse pour différents valeurs de **r**.

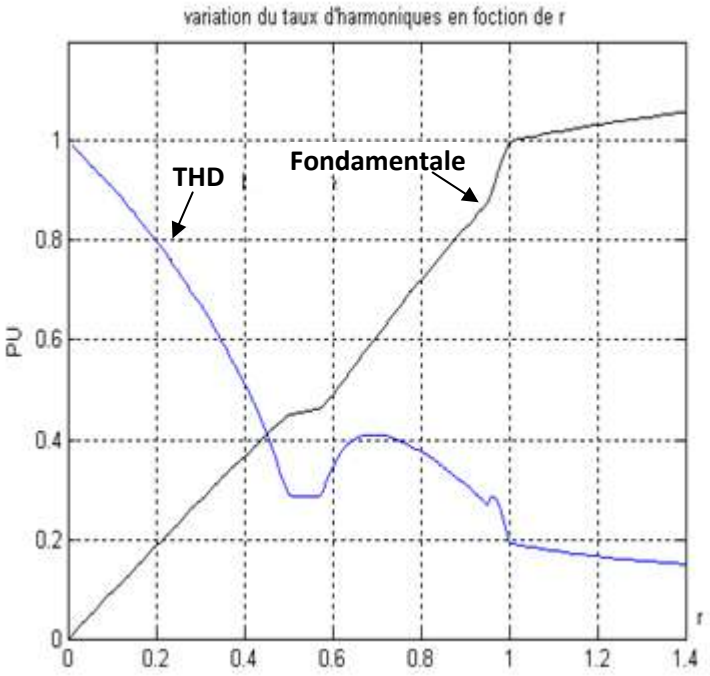


Figure IV.3 : La variation de taux d'harmonique et l'harmonique fondamentale en fonction du r Les valeurs en (PU) (m=6)

IV.2.3 Interprétation :

La figure IV.2 représente la tension simple V_A d'un bras d'onduleur commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse. On constate pour cette stratégie que :

- les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences ***m.f***.

L'augmentation de l'indice de modulation ***m*** permet de pousser les harmoniques vers les fréquences élevées et donc facilement filtrées.

Le taux d'harmoniques est décroissant en fonction de **r** (Figure IV.3).

IV.3 Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses en dents de scie :

Dans ce paragraphe, on va présenter un algorithme de commande pour stratégie triangulo-sinusoïdale et au lieu d'utiliser une seule porteuse on va utiliser quatre porteuses en dents de scie bipolaires.

Comme pour la commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse, cette stratégie est caractérisée par l'indice de modulation ***m***, et le taux de modulation ***r***.

Pour cet algorithme, le coefficient de réglage ***r*** a pour expression $r = \frac{V_m}{U_{pm}}$

IV.3.1 Algorithme de la stratégie :

Pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux et afin d'améliorer le taux d'harmoniques. On utilise quatre porteuses en dent de scie bipolaire (Up1, Up2, Up3, Up4) déphasées d'un quart de période $\frac{T_p}{4}$ l'une par rapport a l'autre (T_p période de la porteuse) [9]

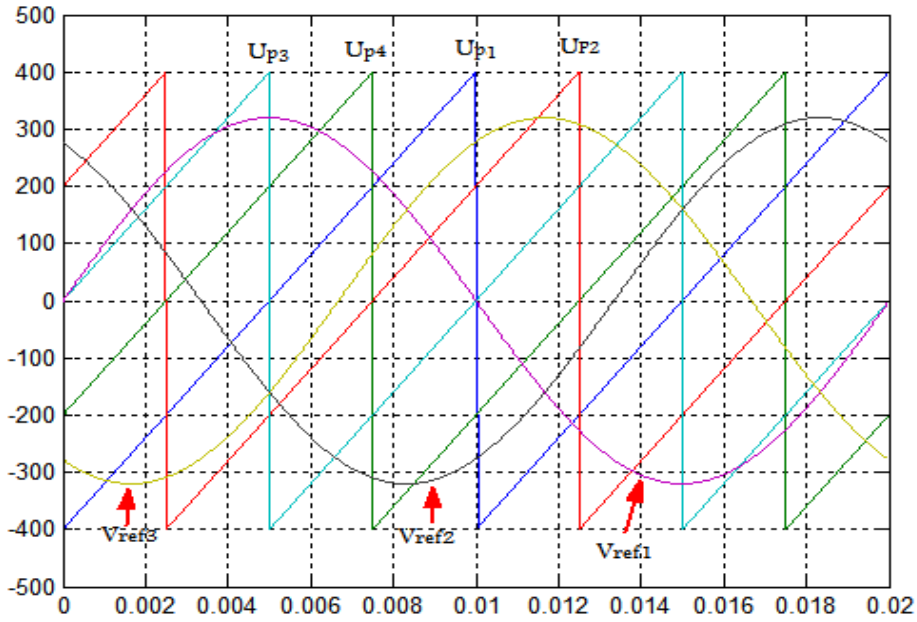


Figure IV.4 : Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses en dents de scie (m =2, r =0.8)

Les équations des quatre porteuses sont les suivantes :

$$\begin{cases} U_{p1}(t) = \{U_{pm}\left(\frac{2t}{T_p} - 1\right) ; 0 \le t \le T_p \\ U_{p2}(t) = \begin{cases} U_{pm}\left(\frac{2t}{T_p} + \frac{1}{2}\right) ; 0 \le t \le \frac{T_p}{4} \\ U_{pm}\left(\frac{2t}{T_p} - \frac{3}{2}\right) ; \frac{T_p}{4} \le t \le T_p \end{cases} \\ U_{p3}(t) = \begin{cases} U_{pm}\left(\frac{2t}{T_p}\right) ; 0 \le t \le T_p \\ U_{pm}\left(\frac{2t}{T_p} - 2\right) ; \frac{T_p}{2} \le t \le T_p \end{cases} \\ U_{p4}(t) = \begin{cases} U_{pm}\left(\frac{2t}{T_p} - \frac{1}{2}\right) ; 0 \le t \le \frac{3T_p}{4} \\ U_{pm}\left(\frac{2t}{T_p} - \frac{5}{2}\right) ; \frac{3T_p}{4} \le t \le T_p \end{cases} \end{cases} \quad \text{(IV.6)}$$

1er étape: détermination des tension intermédiaires (V_{k1}, V_{k2}, V_{k3}, V_{k4}) :

$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p4} \Rightarrow V_{k4} = 2U_c \\ V_{refk} < U_{p4} \Rightarrow V_{k4} = U_c \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p3} \Rightarrow V_{k3} = U_c \\ V_{refk} < U_{p3} \Rightarrow V_{k3} = 0 \end{cases} \qquad \text{(IV.7)}$$

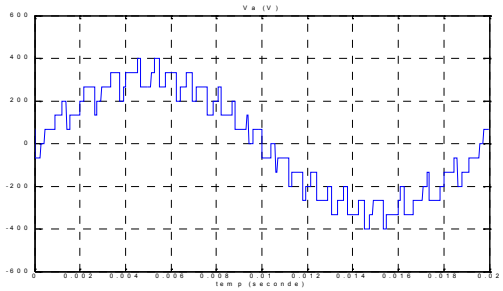
$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{k2} = 0 \\ V_{refk} < U_{p2} \Rightarrow V_{k2} = -U_c \end{cases}$$

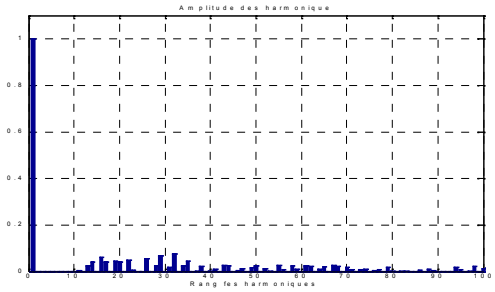
$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = -U_c \\ V_{refk} < U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = -2U_c \end{cases}$$

2^{emme} étape: détermination du signal V_{km} et des ordres de commande B_{ks} des interrupteurs : V_{km}= Vk1 + Vk2 + Vk3 + Vk4

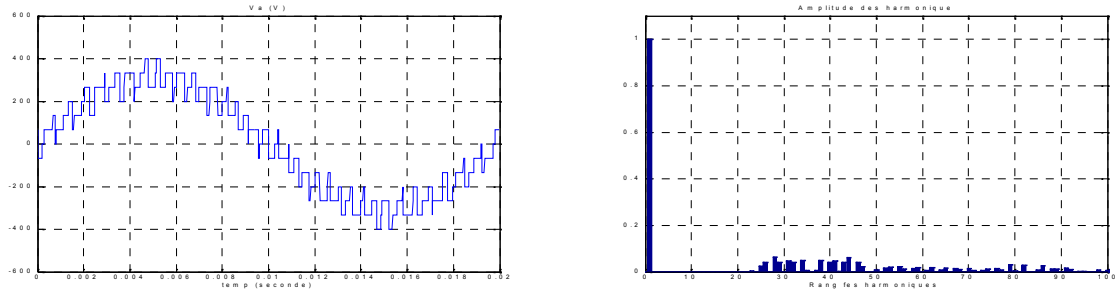
$$\begin{cases} V_{km} = 2E \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 1 ; B_{k3} = 1 \\ V_{km} = E \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 1 ; B_{k3} = 0 \\ V_{km} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 0 \\ V_{km} = -E \Rightarrow B_{k1} = 0 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 1 \\ V_{km} = -2E \Rightarrow B_{k1} = 0 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 0 \end{cases} \qquad \text{(IV.8)}$$

IV.3.2 Résultats de simulation:

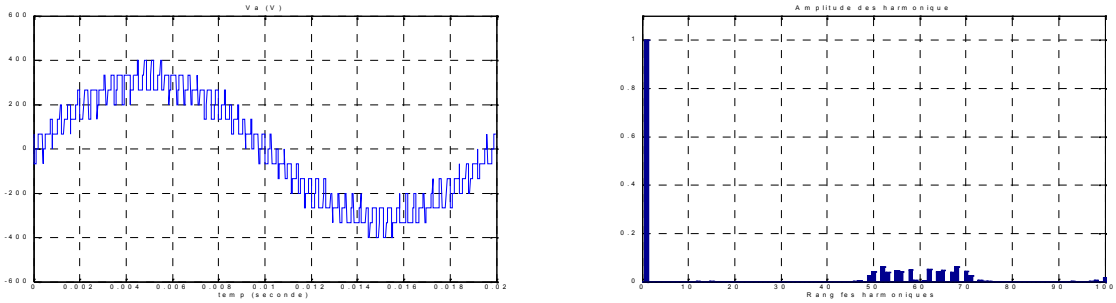




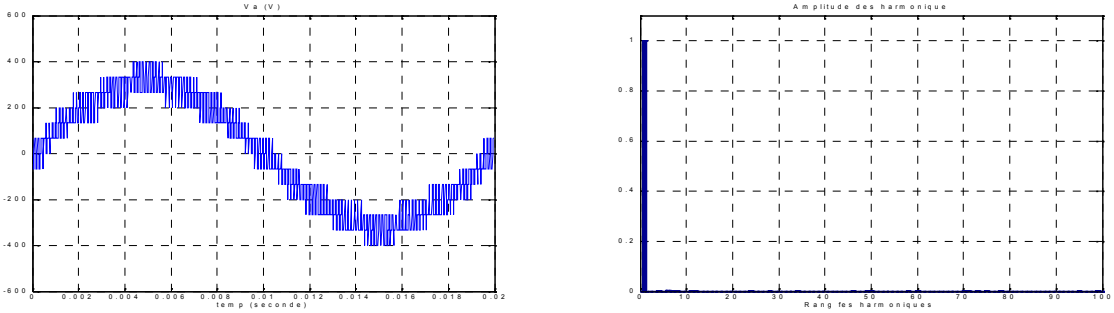
m =6, r = 0.8



m = 9, r =0.8



m = 15, r = 0.8



m = 36, r = 0.8

Figure IV.5 : La tension simple VA et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses dent de scie pour différents valeurs de r.

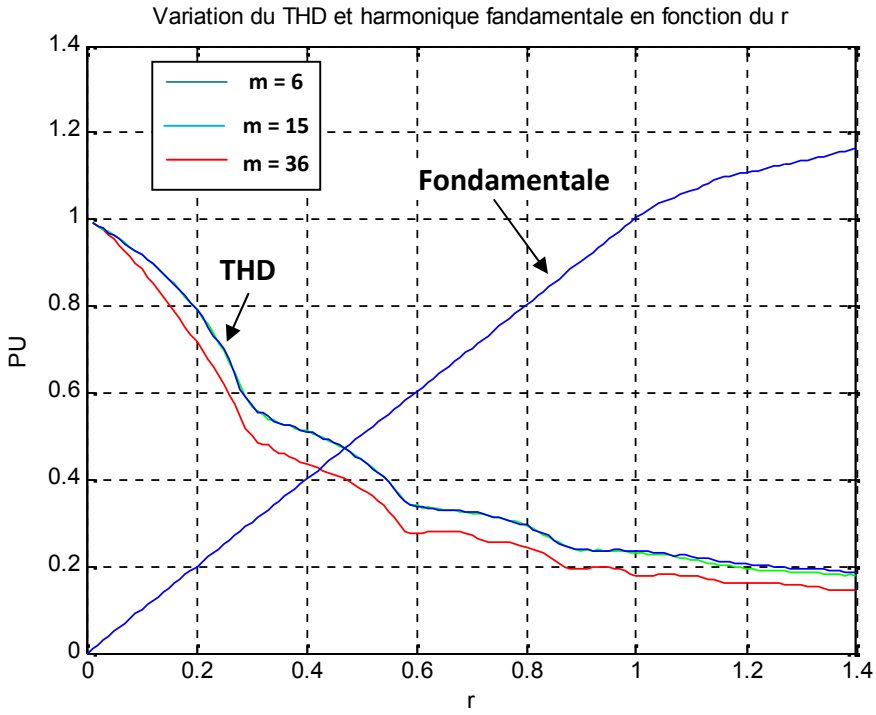


Figure IV.6 : La variation de taux d'harmonique et l'harmonique fondamentale en fonction du r Les valeurs en (PU) (m=6& m=15& m=36)

IV.3.3 Interprétation des résultats :

La Figure IV.5 représente la tension de sortie $V_A$et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses en dents de scie.

On remarque que:

- Les harmoniques sont regroupés en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence 4***mf***.
- La première famille centrée autour de la fréquence 4***mf*** est la plus importante du point de vue amplitude. L'augmentation de l'indice de modulation ***m*** permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées et donc facilement à filtrés

La figure IV.6 présente les variations de l'amplitude du fondamental et le taux d'harmoniques en fonction du taux de modulation ***r***

On remarque que :

- Le taux d'harmoniques diminue quand ***r*** augmente.

- Le taux de modulation permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamentale de ***r*** = 0 à 1.

IV.4 Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses triangulaires :

On a vue que pour la commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuse en dents de scie on a utilisé des porteuse ont la forme des dents de scie. Dans ce paragraphe on va utiliser quatre porteuses triangulaires afin d'éliminer les harmoniques pairs.

Comme pour les commandes triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse et quatre porteuses en dents de scie, cette stratégie est caractérisée par l'indice de modulation ***m***, et le taux de modulation ***r***.

Deux algorithmes sont proposés pour cette stratégie

IV.4.1 Algorithme 1 :

On utilise quatre porteuses triangulaires bipolaire (U_{p1}, U_{p2}, U_{p3}, U_{p4}) déphasées d'un quart de période ($\frac{T_p}{4}$) l'une par rapport a l'autre (T_p période de la porteuse) comme pour les porteuses en dents de scie (Figure IV.7). Les équations de ces porteuses sont données par le système (IV.9).les étapes de commande sont les mêmes que celles vue précédemment. [9]

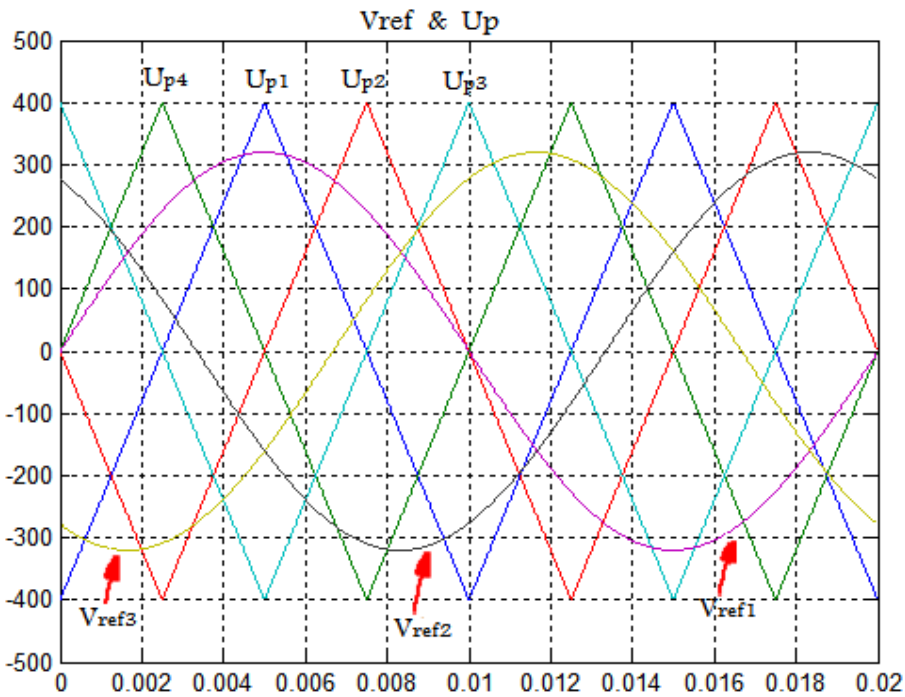
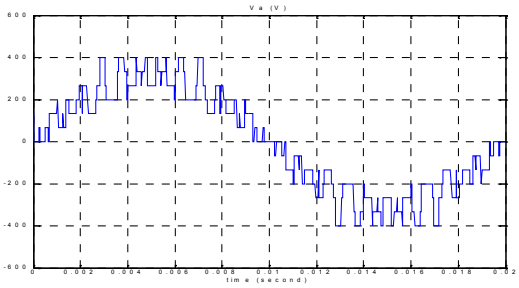


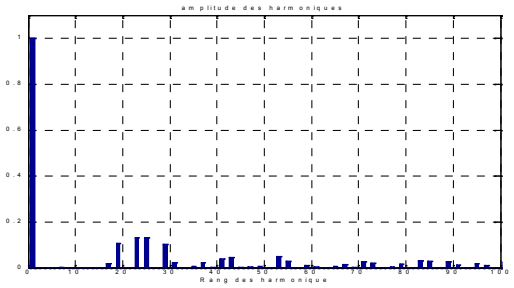
Figure IV.7 : Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses triangulaire (algorithme 1)(m =2, r =0.8)

Les équations des quatre porteuses sont les suivantes :

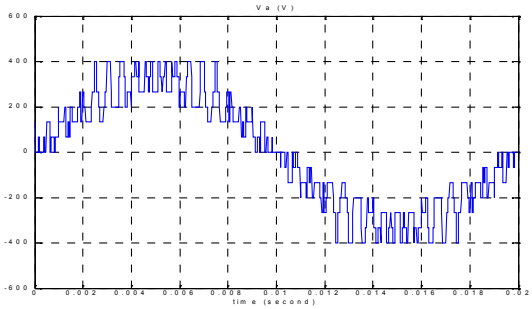
$$\begin{cases} U_{p1}(t) = \begin{cases} U_{pm}\left(\frac{4t}{T_p} - 1\right) ; 0 \le t \le \frac{T_p}{2} \\ U_{pm}\left(-\frac{4t}{T_p} + 3\right) ; \frac{T_p}{2} \le t \le T_p \end{cases} \\ U_{p2}(t) = \begin{cases} U_{pm}\left(-\frac{4t}{T_p}\right) ; 0 \le t \le \frac{T_p}{2} \\ U_{pm}\left(\frac{4t}{T_p} - 2\right) ; \frac{T_p}{4} \le t \le \frac{3T_p}{4} \\ U_{pm}\left(\frac{4t}{T_p} + 4\right) ; \frac{3T_p}{4} \le t \le T_p \end{cases} \\ U_{p3}(t) = -U_{p1} \\ U_{p4}(t) = -U_{p2} \end{cases} \quad \text{(IV.9)}$$

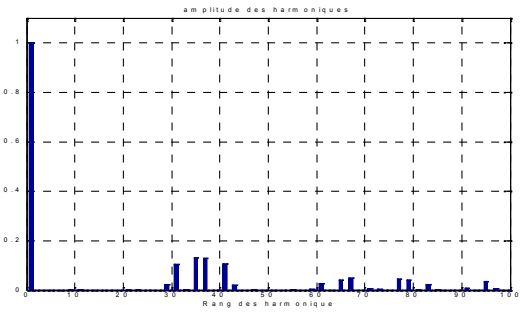
IV.4.1.1 Résultats de simulation:



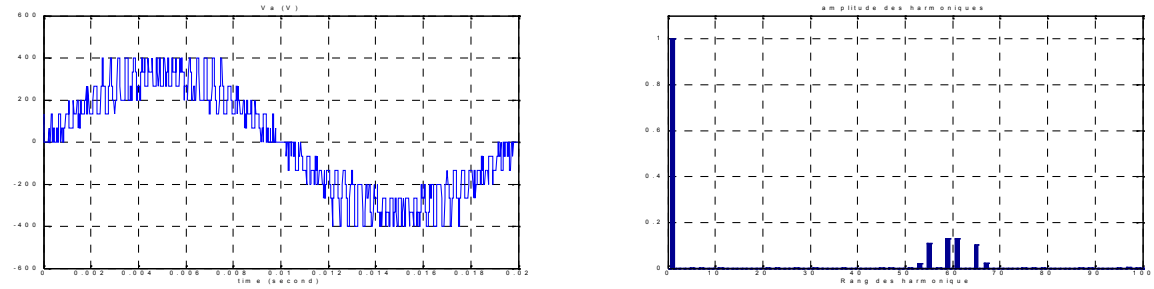


m = 6, r =0.8

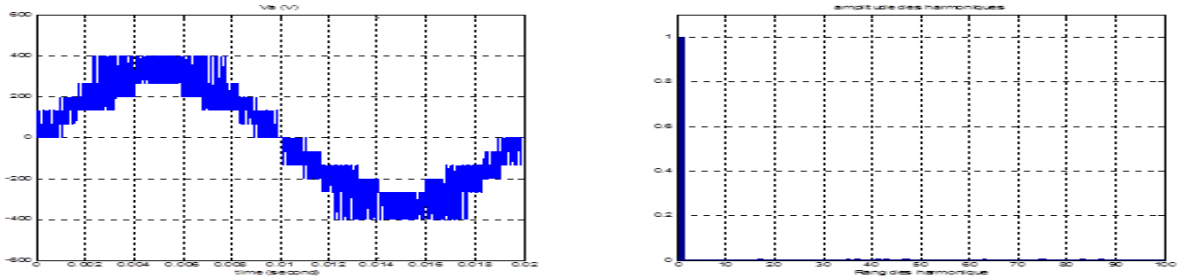




m = 9, r =0.8



m = 15, r =0.8



m =36, r =0.8

Figure IV.8 : tension simple VA et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses triangulaires pour différents valeurs de r (algoritheme1).

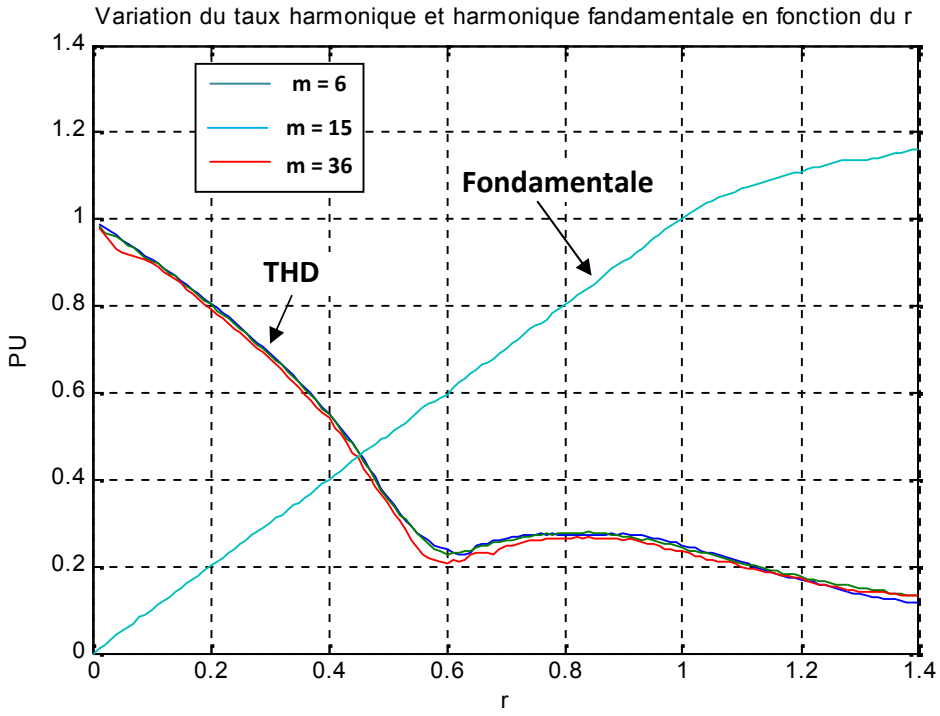


Figure IV.9 : La variation de taux d'harmonique et l'harmonique fondamentale en fonction du r Les valeurs en (PU) (m=6 & m=15& m=36)

IV.4.1.2 Interprétation des résultats :

La Figure IV.8 représente la tension de sortie $V_A$et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses triangulaires (algorithme 1).

On remarque que:

- quelques soit ***m*** pair ou impair, la tension V_A ne présente que des harmoniques impaires.
- Les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de 4***mf*** comme dans le cas de la stratégie de quatre porteuses en dents de scie.
- On remarque que les harmoniques n'existe pas pour m= 36.

La figure IV.9 présente les variations de taux d'harmonique et l'harmonique fondamentale en fonction du **r** avec variation de la valeur du m (m=6& m=60 & m=96)

On remarque que :

- Le taux d'harmoniques diminue quand ***r*** augmente.
- Augmentation linéaire de l'harmonique fondamentale en fonction du r (r = 0 à 1)

IV.4.2 Algorithme 2 :

Dans cet algorithme on utilise quatre porteuses triangulaires (Up1, Up2, Up3 et UP4), décalées l'une par rapport à l'autre d'un niveau de tension U_{pm} (figure III.16).

Pour cet algorithme le coefficient de réglage ***r*** a pour expression :$\boldsymbol{r} = \frac{V_m}{2U_{pm}}$

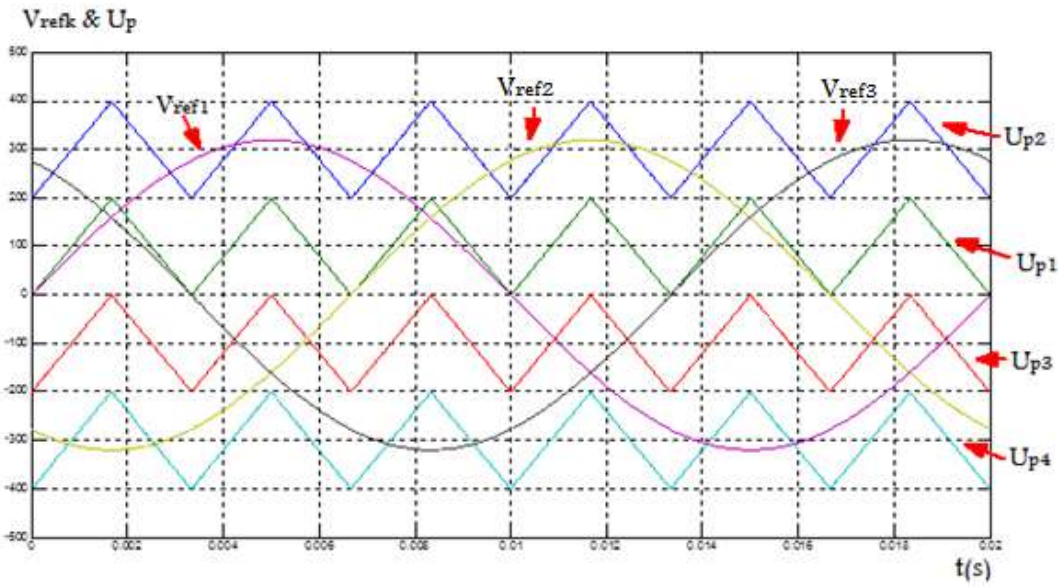
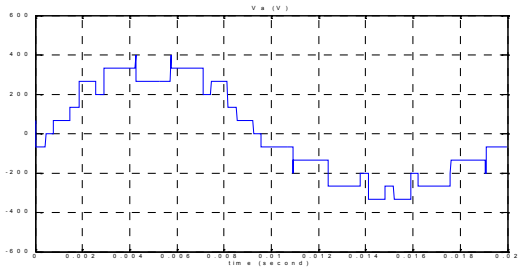


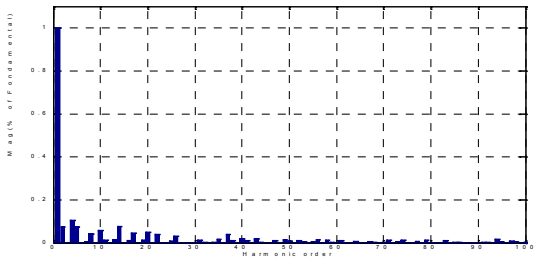
Figure IV.10 : Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses triangulaire (algorithme 2)(m =6, r =0.8)

Les équations des quatre porteuses sont les suivantes [9]:

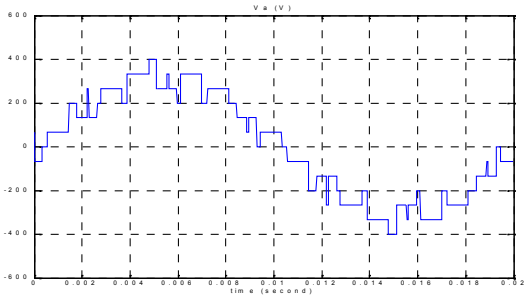
$$\begin{cases} U_{p1}(t) = \begin{cases} 2U_{pm}\dfrac{t}{T_p} \; ; 0 \le t \le \dfrac{T_p}{2} \\ 2U_{pm}\left(1-\dfrac{t}{T_p}\right) ; \dfrac{T_p}{2} \le t \le T_p \end{cases} \\ U_{p2}(t) = U_{p1}(t) + U_{pm} \\ U_{p3}(t) = U_{p1}(t) - U_{pm} \\ U_{p4}(t) = U_{p1}(t) - 2U_{pm} \end{cases} \qquad \text{(IV.10)}$$

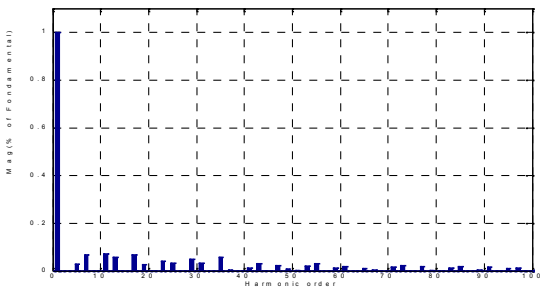
IV.4.2.1 Résultats de simulation:



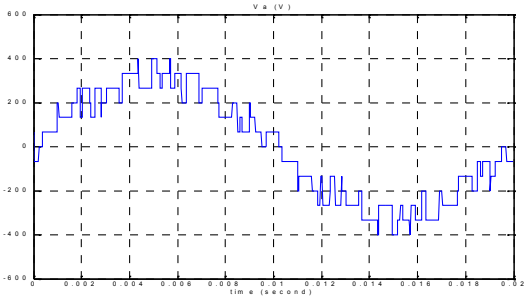


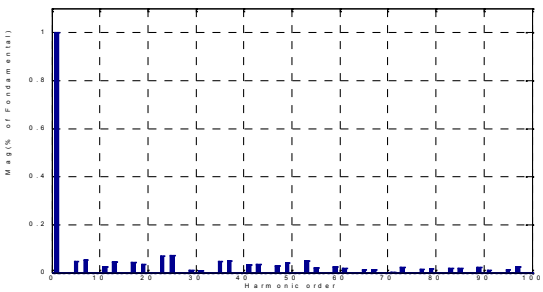
m = 6, r = 0.8



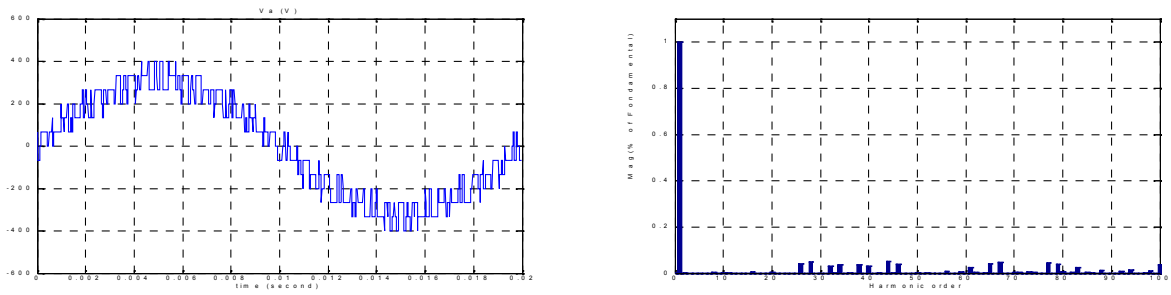


m = 9, r = 0.8





m = 15, r = 0.8



m = 36, r = 0.8

Figure IV.11 : La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses triangulaires pour différents de **m**

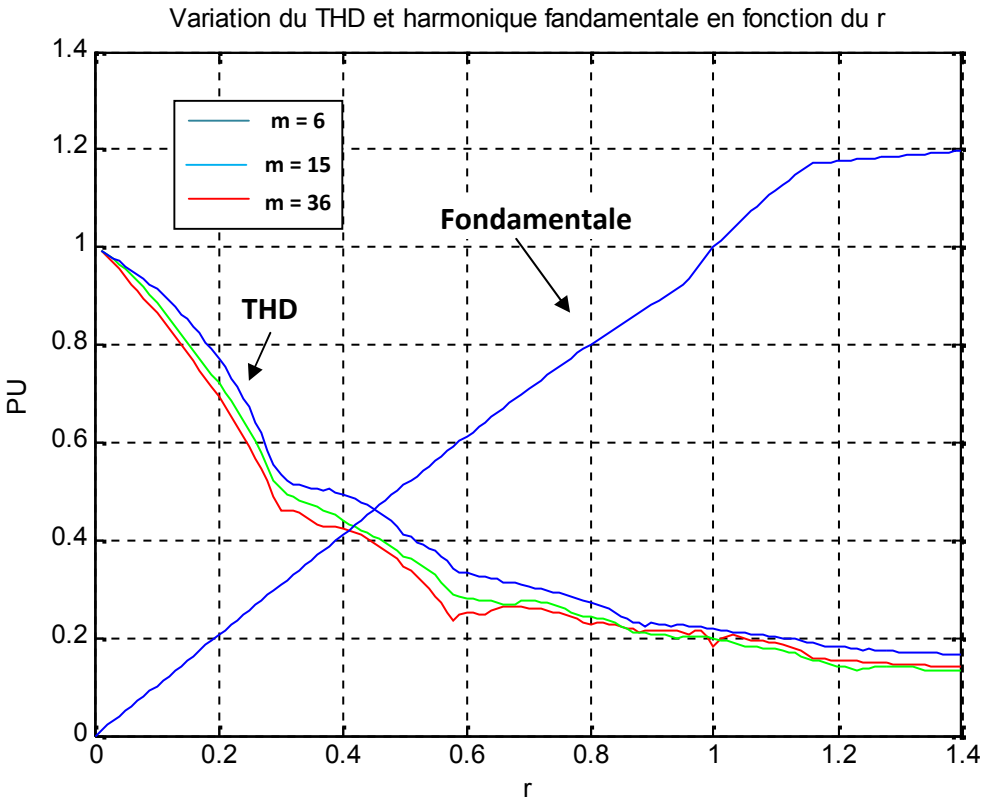


Figure IV.12 : La variation de taux d'harmonique et l'harmonique fondamentale en fonction du r Les valeurs en (PU) (m=6& m=15& m=36)

IV.4.2.2 Interprétation des résultats :

La Figures IV.11 représente la tension de sortie V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses triangulaires (algorithme 2).

On remarque que:

- Il existence des harmoniques pairs et impairs pour les valeurs pairs de ***m*** (m : 6, 36) et des harmoniques impairs seulement pour des valeurs impairs de ***m*** (m : 9, 15).
- La caractéristique de réglage est linéaire de r =0 à 1.15.

La figure IV 12 montre la variation décroissante du THD en fonction du r.

IV.5 Commande par injection du troisième harmonique:

Le signal modulé est généré par injection de la troisième d'harmoniques sélectionnées de l'onde sinusoïdale. Il en résulte une forme d'onde "plate" et une réduction de la sur modulation.
Il fournit une grande amplitude de la fondamentale et une faible distorsion de la tension de sortie. Le signal modulé est généralement composé de [13] :

$$V_{refk} = 1.15 \times V_m sin(wt) + 0.19 \times V_m sin(3wt) \qquad \text{(IV.11)}$$

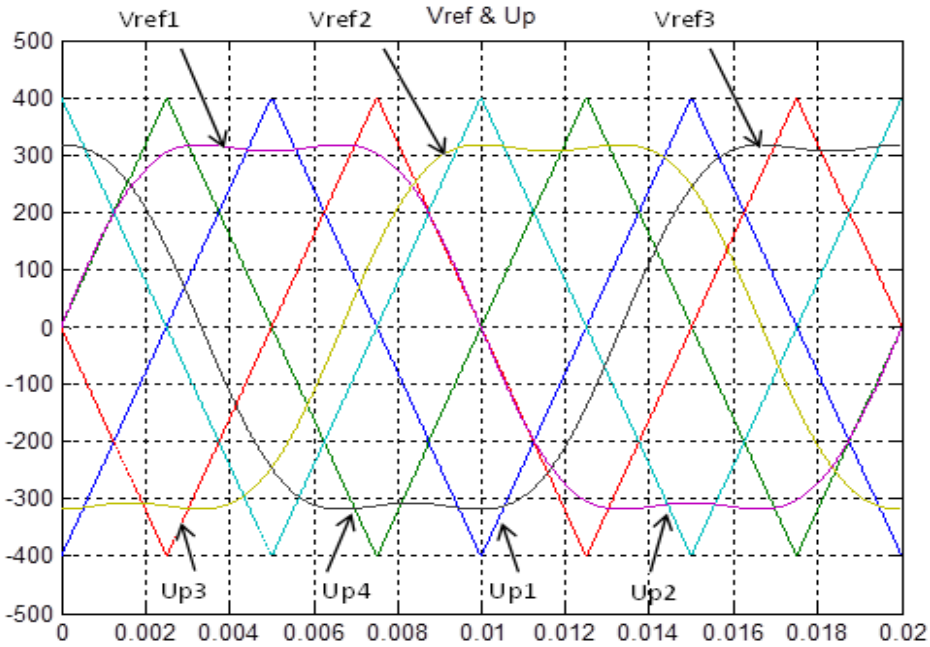
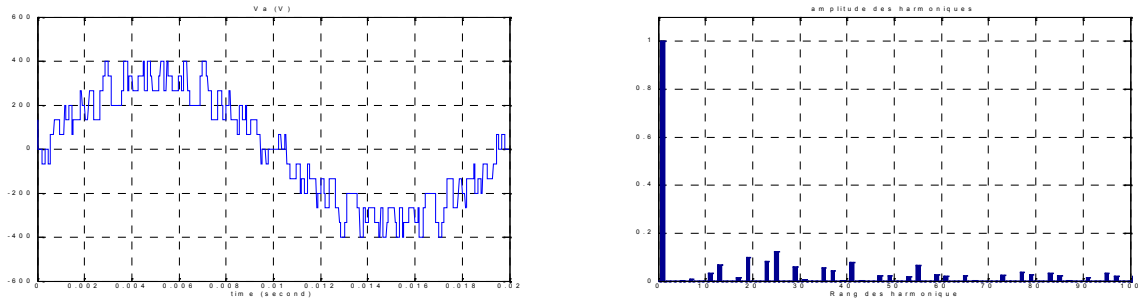
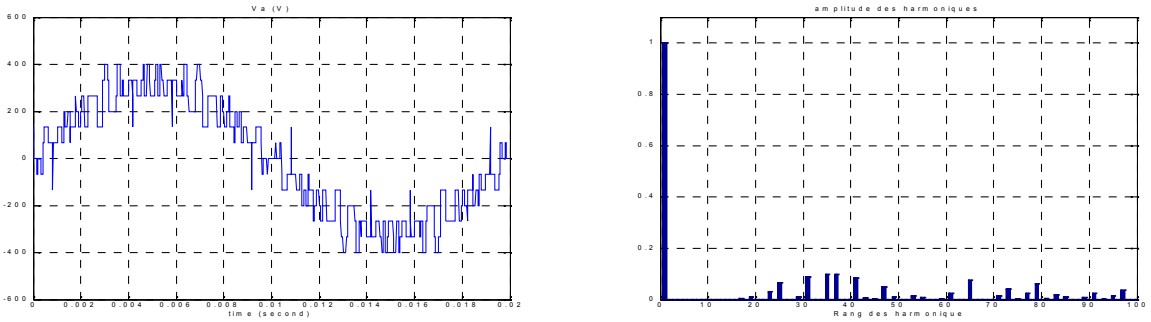


Figure IV.13 : Les différents signaux de la stratégie de commande par l'injection du troisième harmonique (m =6, r =0.8)

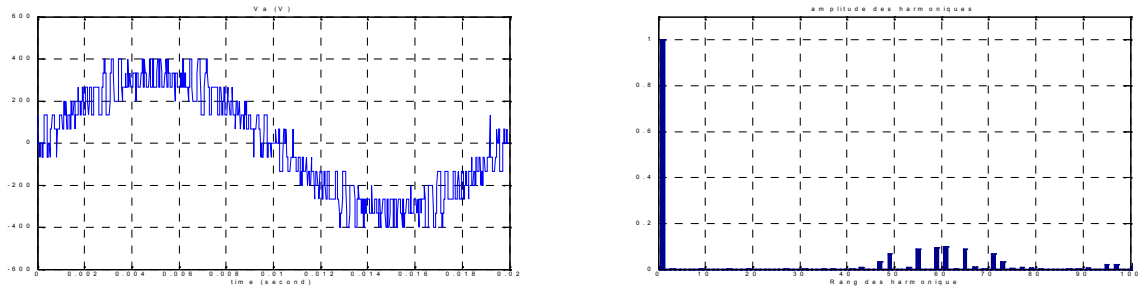
IV.5.1 Résultats de simulation:



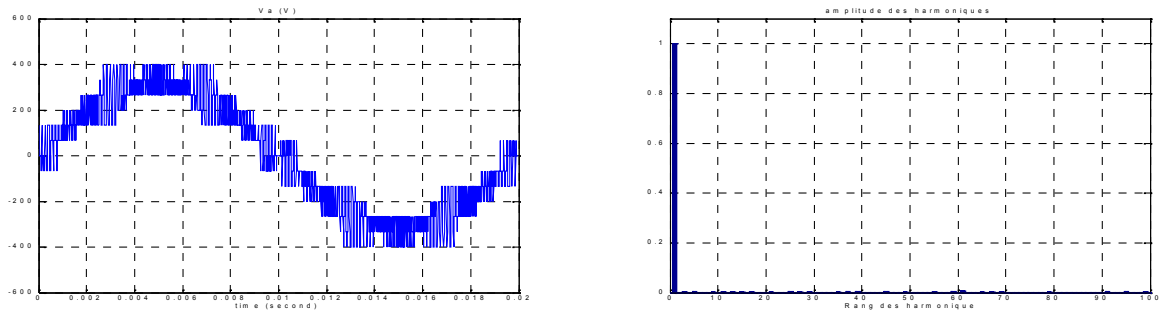
m = 6, r = 0.8



m = 9, r = 0.8



m = 15, r = 0.8



m = 36, r = 0.8

Figure IV.14 : La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par l'injection du troisième harmonique pour différents valeur de m

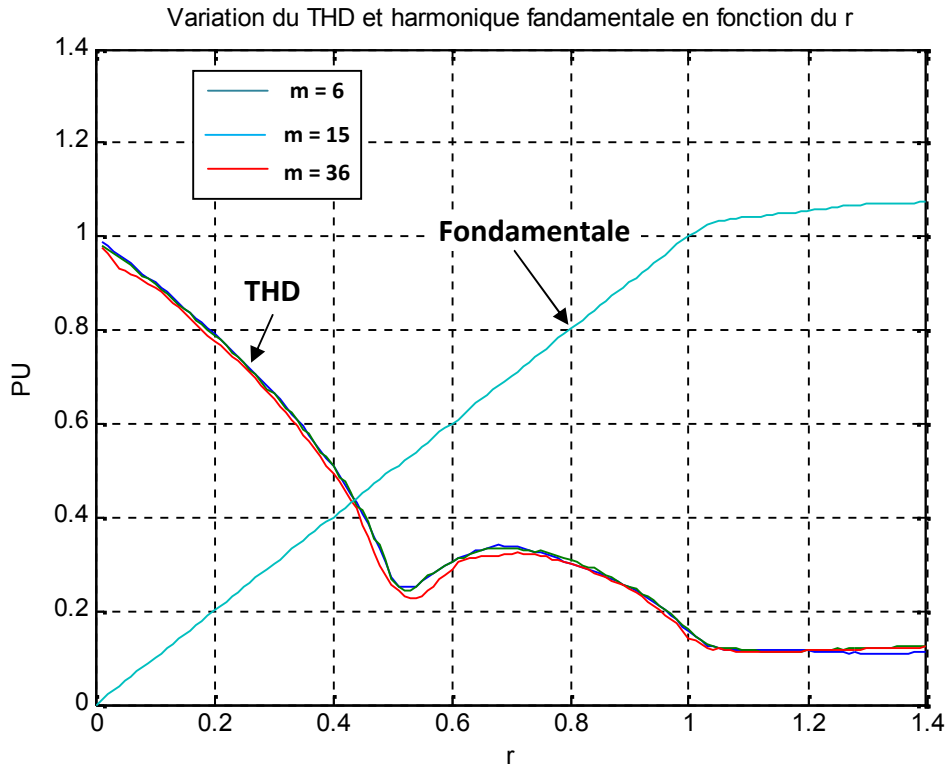


Figure IV.15: La variation de taux d'harmonique et l'harmonique fondamentale en fonction du r Les valeurs en (PU) (m=6& m=15& m=36)

IV.5.2 Interprétation des résultats :

La Figures IV.14 représente la tension de sortie V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par l'injection du troisième harmonique.

On remarque que:

- Cette stratégie fait éliminer tous les harmoniques multiples de 3.
- L'injection de la troisième harmonique n'affecte pas la qualité de la tension de sortie fait que l'onduleur triphasé ne contiendra pas des harmoniques de multiple trois.

D'après la figure IV.15 qui montre La variation de taux d'harmonique et l'harmonique fondamentale en fonction de la variation du coefficient **r** nous remarquons que la valeur du THD diminue quand le **r** augment à contre l'harmonique fondamentale qui varie respectivement avec le **r**

Conclusion :

Dans ce chapitre on a étudie différents stratégies de commande MLI pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux et ces stratégies sont développer a partir des stratégies pour la commande des onduleurs à deux et trois niveaux et on peut les utilisés pour des onduleurs de plus de cinq niveaux.

La plus simple des stratégies de MLI pour la commande des onduleurs c'est la stratégie triangulo-sinusoïdale, elle peut être réalisé avec des circuits analogiques, nous avons vu les commandes avec une seule porteuse, avec quatre porteuses en dents de scie, avec quatre porteuses triangulaires (nous avons appliqué deux algorithme), Toutes ces commandes peuvent être appliquées en boucle ouverte.

La meilleure stratégie est la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses triangulaires algorithme 1 à cause de ses caractéristiques. Dans le chapitre suivant, on va adopter cette stratégie pour la commande de l'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC pour commander la machine synchrone à aimants permanents.
On note ici qu'ils existent d'autres stratégies applicables pour la commande de l'onduleur à cinq niveaux qu'ils ne sont pas cités dans ce travail (la commande vectorielle, la commande élimination d'harmoniques, la commande par hystérésis en courant.

Introduction :

La commande prédictive est une technique de commande avancée de l'automatique. Elle a pour objectif de commander des systèmes industriels complexes. Le principe de cette technique est d'utiliser un modèle dynamique du processus à l'intérieur du contrôleur en temps réel afin d'anticiper le futur comportement du procédé. La commande prédictive fait partie des techniques de contrôle à modèle interne (IMC: Internal Model Controller). En anglais on utilise le terme MPC ou MBPC pour qualifier la commande prédictive, Model (Based) Prédictive Control.
La commande prédictive se différencie des autres techniques de commande par le fait que doit être résolu en ligne, elle consiste à optimiser, à partir des entrées/sorties d'un système (état, couples,…), le comportement futur prédit du système considéré. La prédiction est faite à partir d'un modèle interne du système sur un intervalle de temps fini appelé horizon de prédiction. La solution du problème d'optimisation est un vecteur de commande dont la première entrée de la séquence optimale est injectée au système. Le problème est à nouveau résolu sur l'intervalle de temps suivant en utilisant les données du système mises à jour [7].

Dans ce chapitre nous présentons l'application de la commande prédictive pour commander la machine synchrone à aimant permanent par les deux onduleurs de tension deux et cinq niveaux et étudier la performance de cette technique par tester sa robustesse, et pour fait ce dernier nous allons appliqués une couple référence puis l'inversion de la vitesse, ainsi on jeu sur les paramètres du la MSAP.

Finalement, une démonstration des résultats de simulation indiquant les performances du régulateur GPC appliquée à la MSAP.

V.1 Application de la GPC à la MSAP :

La (figure V.1) représente la structure globale de réglage, elle montre la commande de vitesse par la GPC muni du découplage vectoriel. A partir de la consigne de la vitesse, l'algorithme de commande calcule la tension V_q*, et à partir de cette tension on fait l'estimation du courant i_q celui-ci conduit au calcul de V_d*.

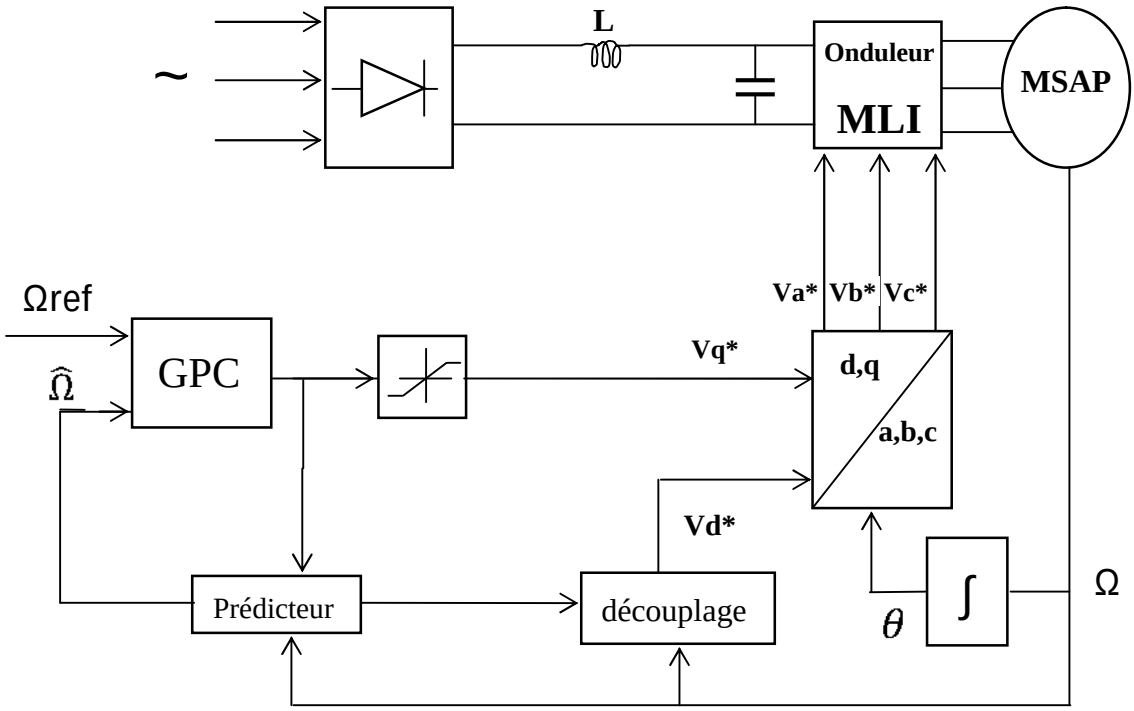


Figure V.1 Structure globale de réglage de la MSAP

En considérant le modèle de la MSAP muni du découplage vectoriel, on obtient la fonction de transfert dans le cas d'une commande vitesse :

$$\frac{\Omega(s)}{v_z(s)} = \frac{3p\phi_f}{\left(3P^2\phi_f^2+2F_cR\right)\left(1+\frac{2(JR+F_cL_q)}{3P^2\phi_f^2+2F_cR)}s+\frac{2L_qJ}{3P^2\phi_f^2+2\phi_f^2R}s^2\right)} \quad \text{(IV.1)}$$

On peut l'écrire sous la forme :

$$F(s) = \frac{\Omega(s)}{v_s(s)} = \frac{K0}{(1+\tau_1 s)(1+\tau_2 s)} \quad \text{(IV.2)}$$

Avec : τ_1=-1 /a , τ_2=-1 /b , et $K0=\frac{3p\phi_f}{3P^2\phi_f^2+2F_cR}$ (IV.3)

a, b sont les racines du polynôme du dénominateur de la fonction de transfert F(s).

Pour un système de comportement proche de celui d'un second ordre, on prend Te telle que :

$$0.25 < w_n T_e < 1.5$$

w_n : étant la pulsation propre du système.

Apres l'annulation du courant i_d on obtient le modèle simplifie de la MSAP ayant la même structure que celle d'un moteur à courant continu. A partir du modèle simplifie de la MSAP nous écrivons la fonction de transfert en z utilisée auparavant :

$$F(z) = \frac{b_1(z) + b_0}{z^2 + a_1 + a_2} \qquad \text{(IV.4)}$$

Avec :

$$b_1 = \frac{k0\left(-a\,(1 - \exp(b.T_e)) + b.(1 - \exp(a.T_e))\right)}{b - a}$$

$$b_0 = \frac{K0\left(-b.\exp(b.T_e)(1-\exp(a.T_e)) + a.\exp\left(a.T_e(1-\exp(b.T_e))\right)\right)}{b-a} \qquad \text{(IV.5)}$$

$$a_1 = -(\exp(a.T_e) + \exp(b.T_e))$$

$$a_2 = \exp((a + b).T_e)$$

Où Te est la période d'échantillonnage (dans notre application, nous avons choisi Te=1ms)
L'application numérique conduit au résultat suivant :

$$F(Z) = \frac{0.011371\, z^{-1} + 0.010902\, z^{-2}}{1 - 1.877817\, z^{-1} + 0.881333\, z^{-2}}$$

Et compte tenu de l'opérateur de retard (q^{-1}) :

$$F(q^{-1}) = \frac{q^{-1} B(q^{-1})}{A(q^{-1})}$$

$$A(q^{-1}) = 1 - 1.877817\, z^{-1} + 0.881333\, z^{-2}$$
$$B(q^{-1}) = 0.011371\, z^{-1} + 0.010902\, z^{-2}$$

V.2 Résultats de simulation :

V.2.1 Influence des paramètres de synthèse :

Comme il a été mentionné précédemment en maintenant N1, Nu, et λ_{opt} à des valeurs respectives de 1, 1, trace (G'G), et en faisant varier N2 afin de concilier une réponse rapide et un courant de démarrage acceptable, il est nécessaire de pouvoir trouver un jeu de paramètres qui puisse satisfaire ces exigences. Pour ce faire l'influence des paramètres sur les grandeurs de la MSAP est analysée à travers la figure suivante :

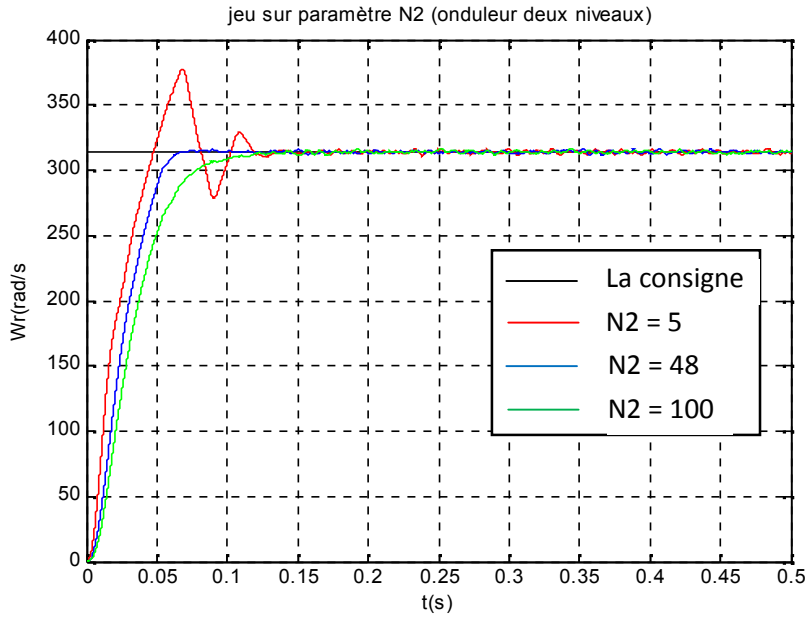


Figure V.2 : Jeu sur paramètre N2 (onduleur deux niveaux)

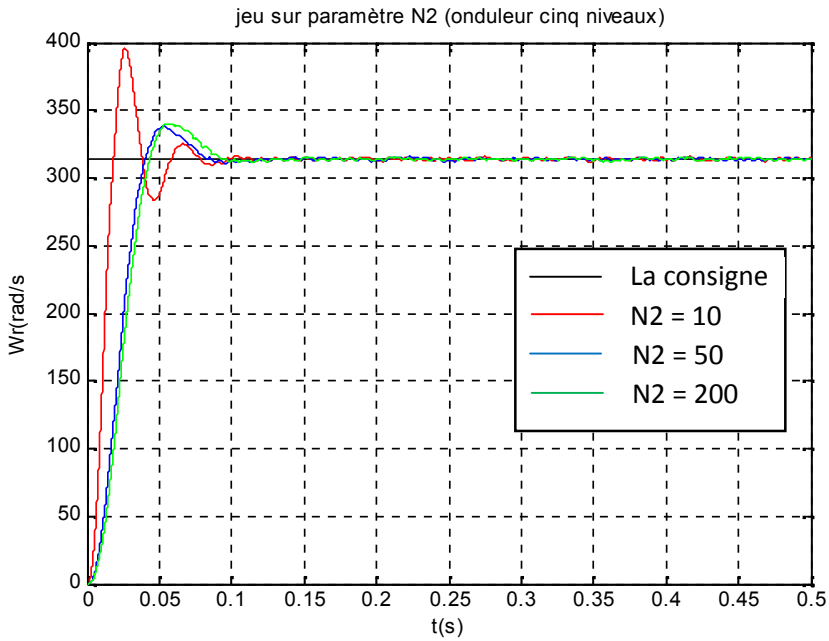


Figure V.3 : Jeu sur paramètre N2 (onduleur cinq niveaux)

V.2.2 Etude de la robustesse :

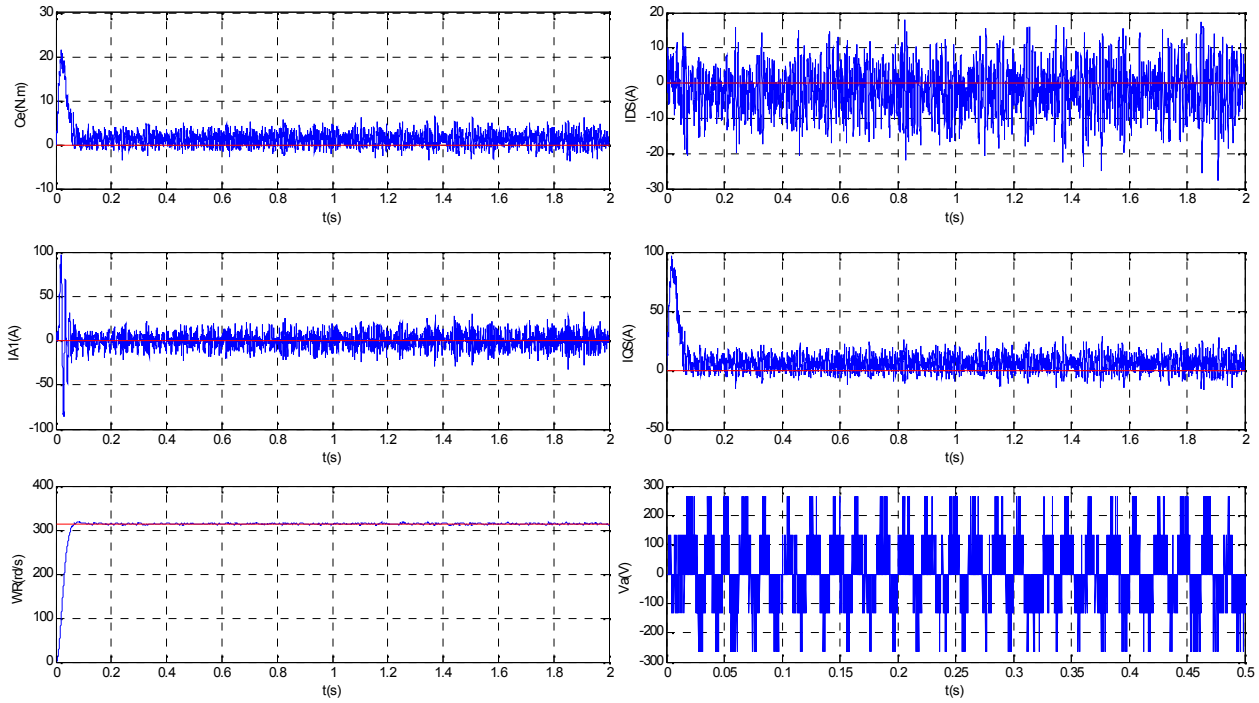


Figure V.4.a: Evolution des grandeurs électriques de la MSAP + onduleur deux niveaux lors du fonctionnement à vide pour une consigne de 314 rd/s

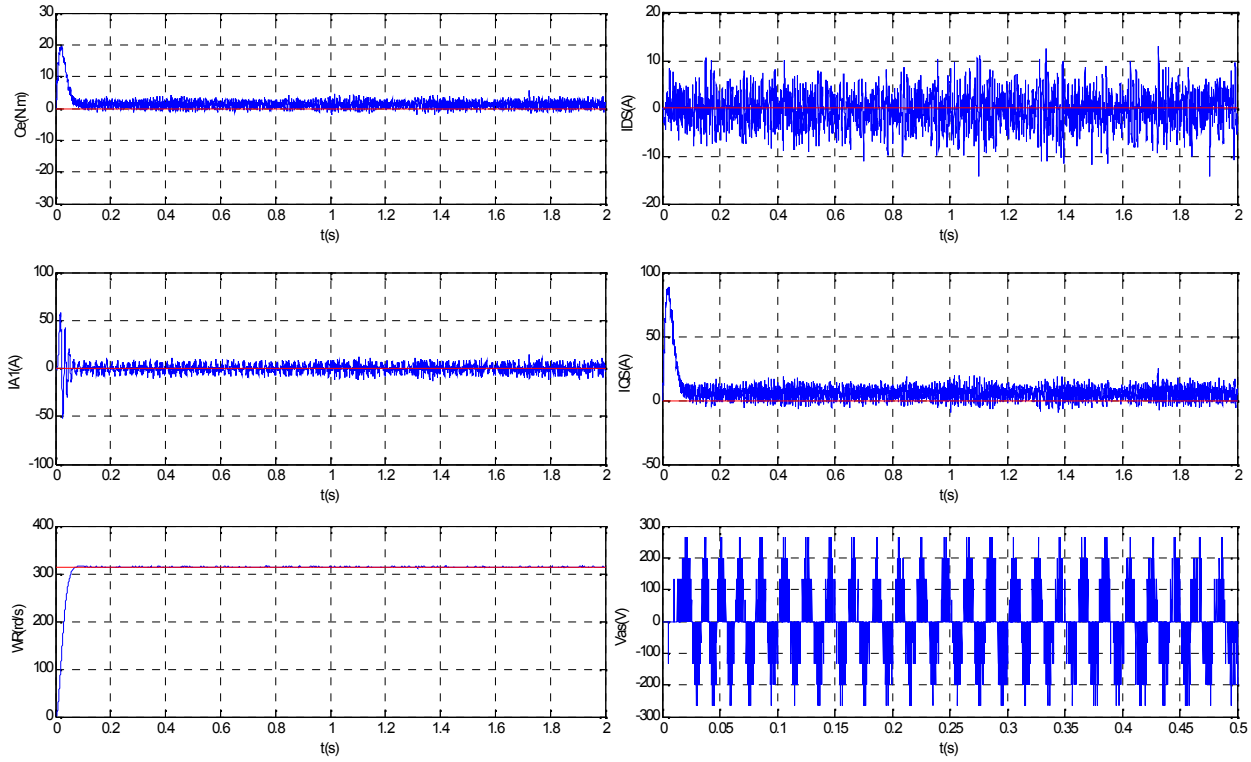


Figure V.4.b: Evolution des grandeurs électriques de la MSAP + onduleur cinq niveaux lors du fonctionnement à vide pour une consigne de 314 rd/s

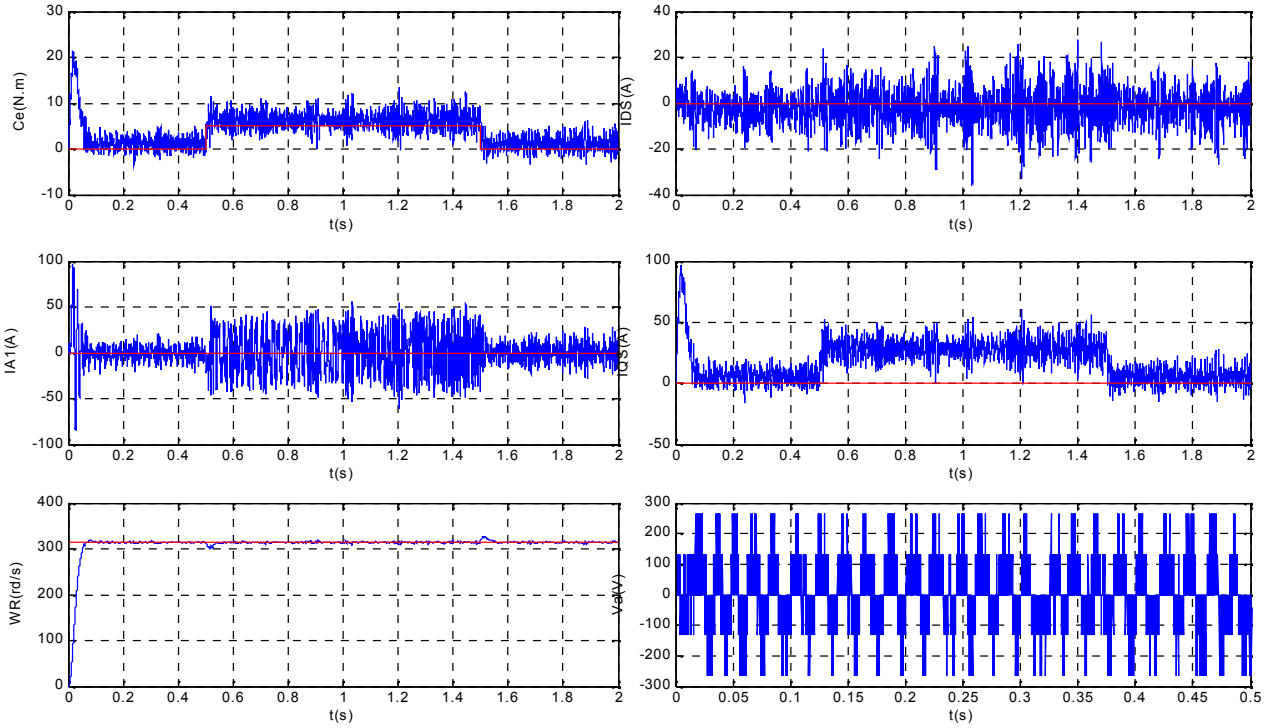


Figure V.5.a : Evolution des grandeurs de la MSAP + onduleurs deux niveaux lors du fonctionnement à vide pour une consigne de 314 rd/s puis application d'un couple résistant Cr = 5 entre t=0.5s et t=1.5s

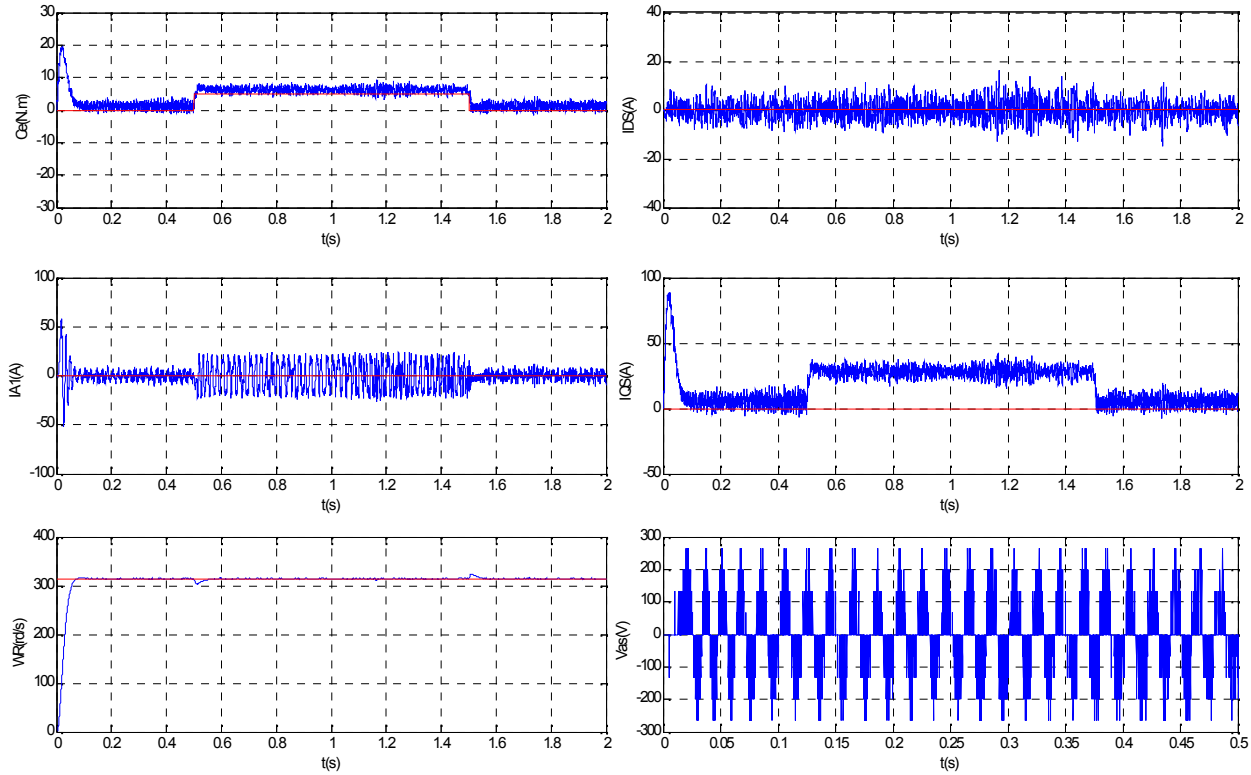


Figure V.5.b : Evolution des grandeurs de la MSAP + onduleurs cinq niveaux lors du fonctionnement à vide pour une consigne de 314 rd/s puis application d'un couple résistant Cr = 5 entre t=0.5s et t=1.5s

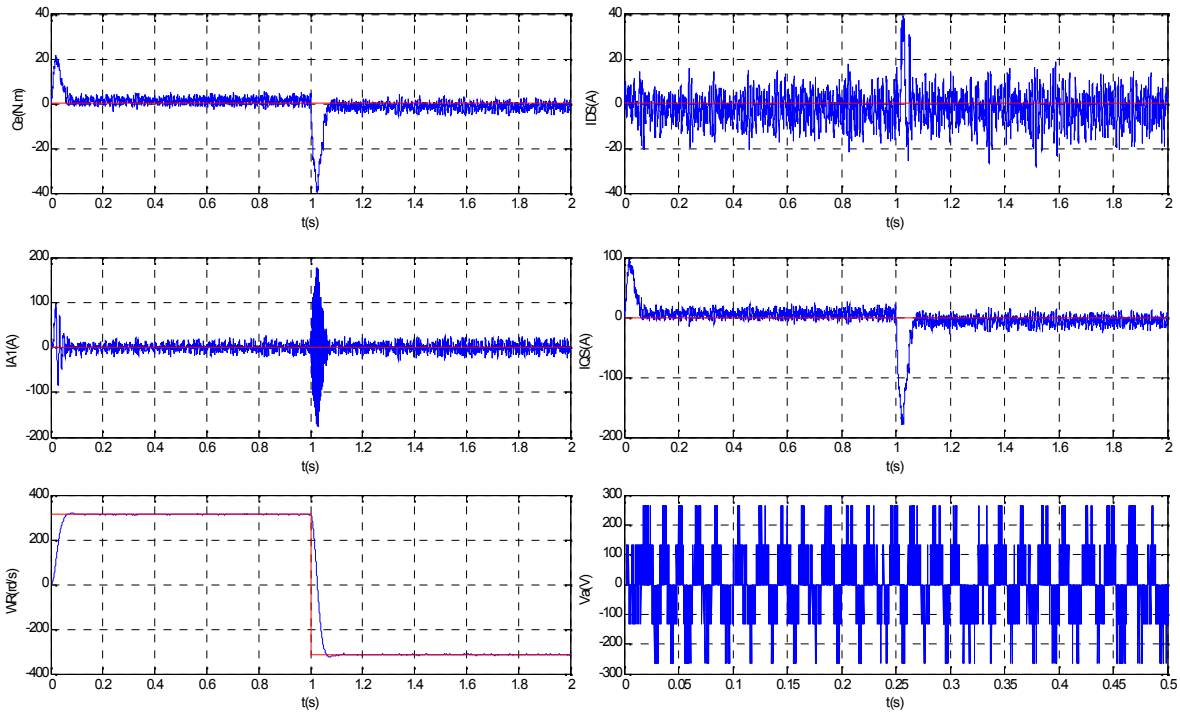


Figure V.6.a : Evolution des grandeurs de la MSAP + onduleurs deux niveaux lors d'inversion du sens de rotation de 314rd/s à -314rd/s

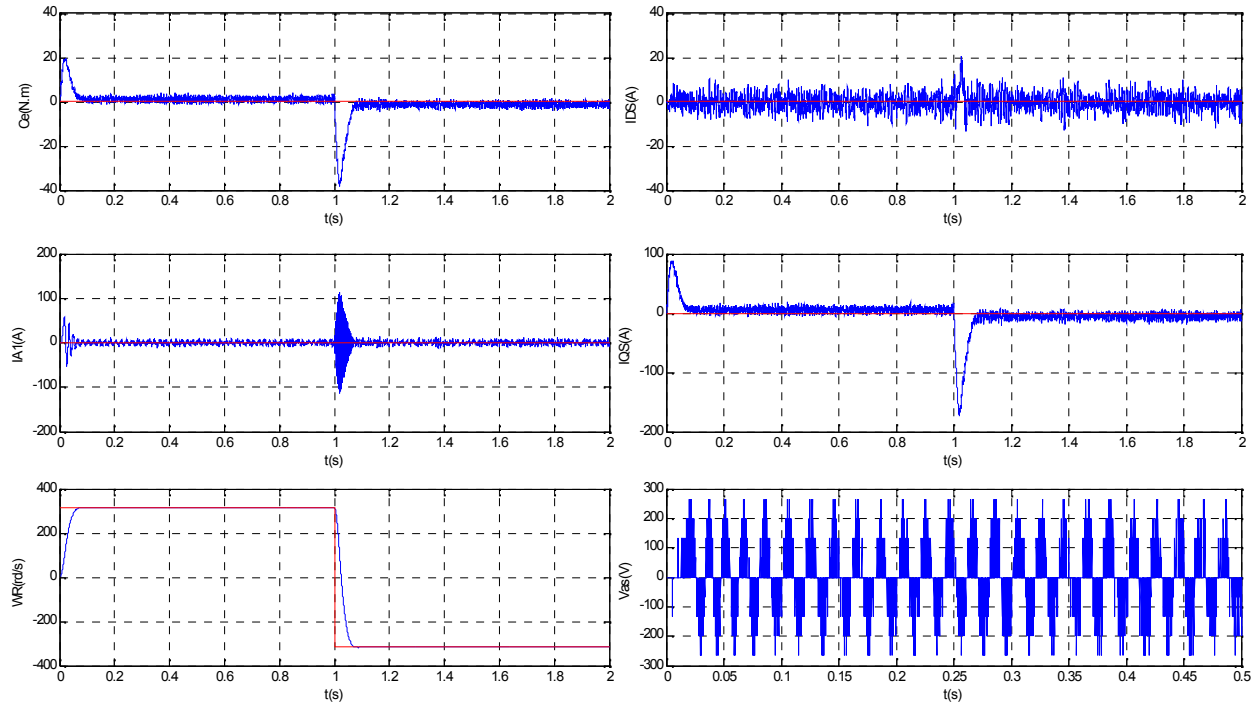


Figure V.6.b : Evolution des grandeurs de la MSAP + onduleurs cinq niveaux lors d'inversion du sens de rotation de 314rd/s à -314rd/s

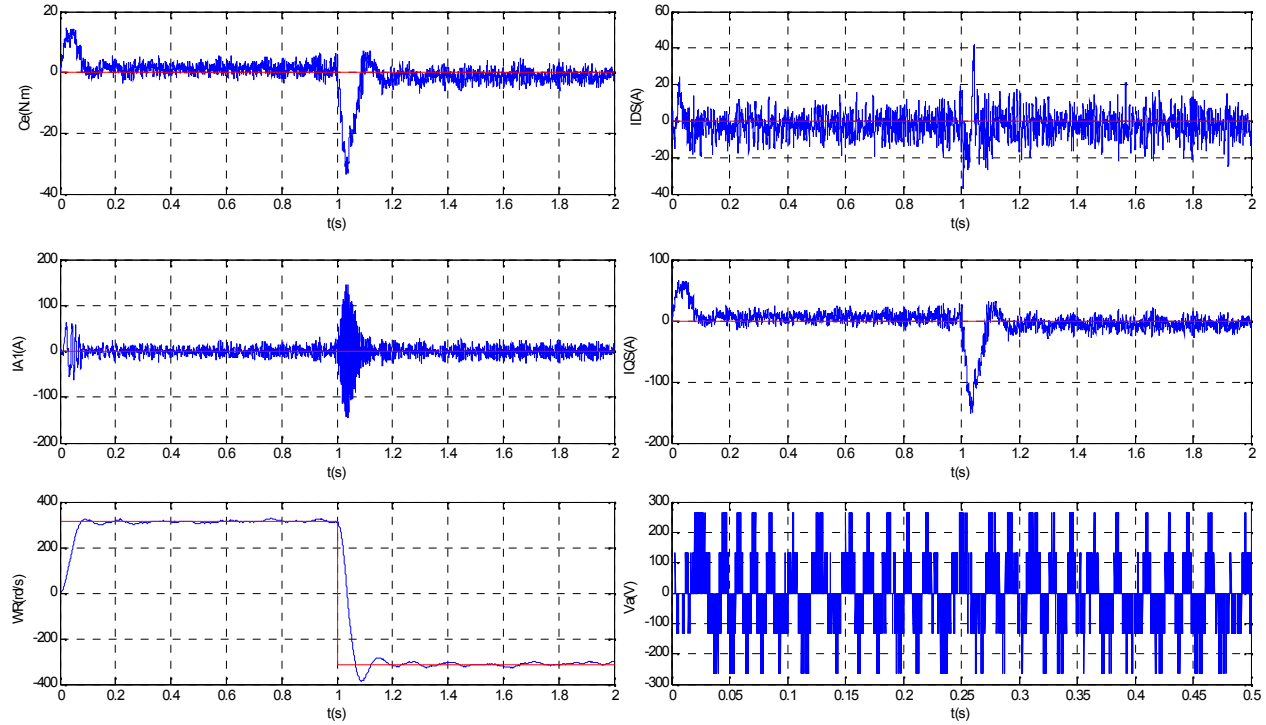


Figure V.8.a : Evolution des grandeurs de la MSAP + onduleurs deux niveaux lors d'inversion du sens de rotation de 314rd/s à -314rd/s avec l'insertion d'un dispositif anti-windup.

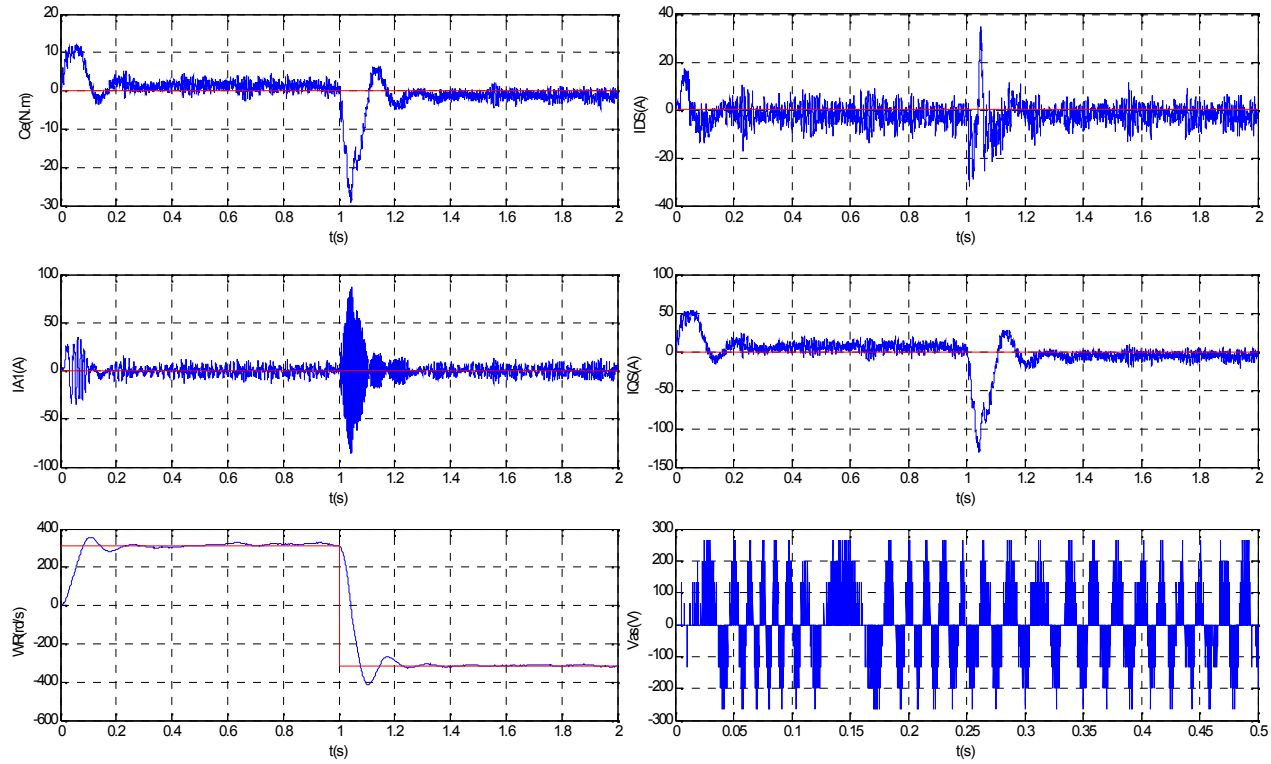


Figure V.8.b : Evolution des grandeurs de la MSAP + onduleurs cinq niveaux lors d'inversion du sens de rotation de 314rd/s à -314rd/s avec l'insertion d'un dispositif anti-windup.

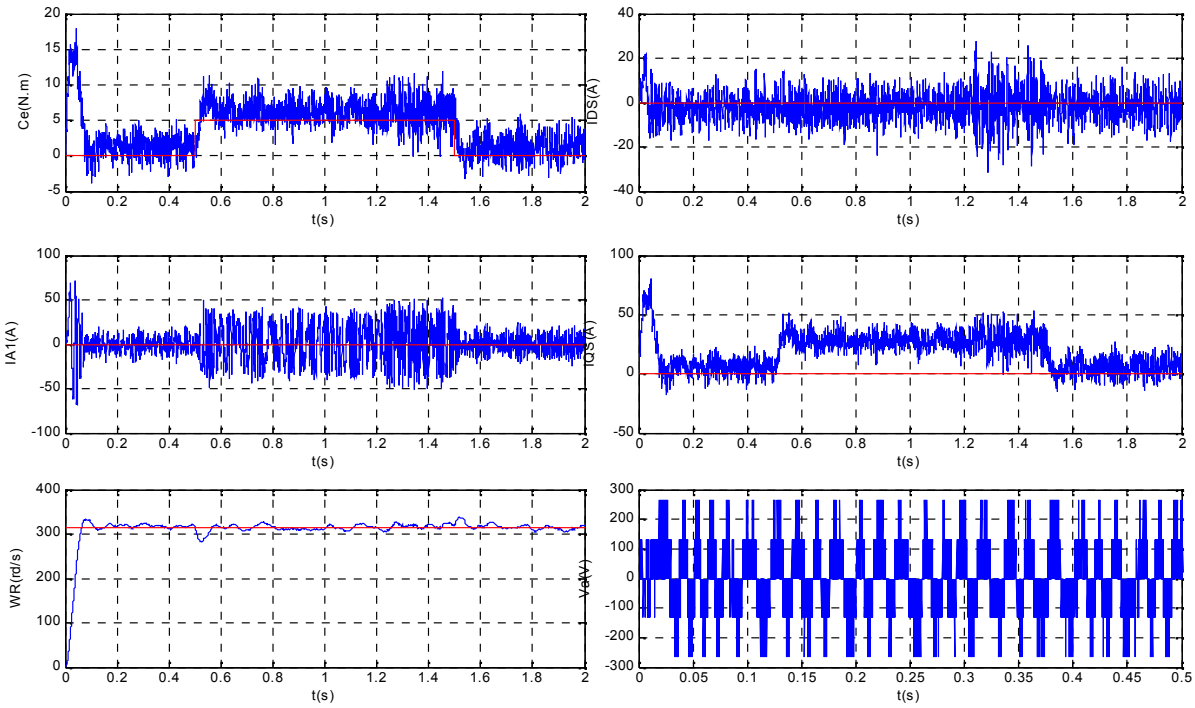


Figure V.9.a : Comportement de la MSAP + onduleur deux niveaux lors du fonctionnement à vide pour une consigne de 314 rd/s puis application d'un couple résistant Cr = 5 entre t=0.5s et t=1.5s avec l'insertion d'un dispositif anti-windup et un limiteur de courant.

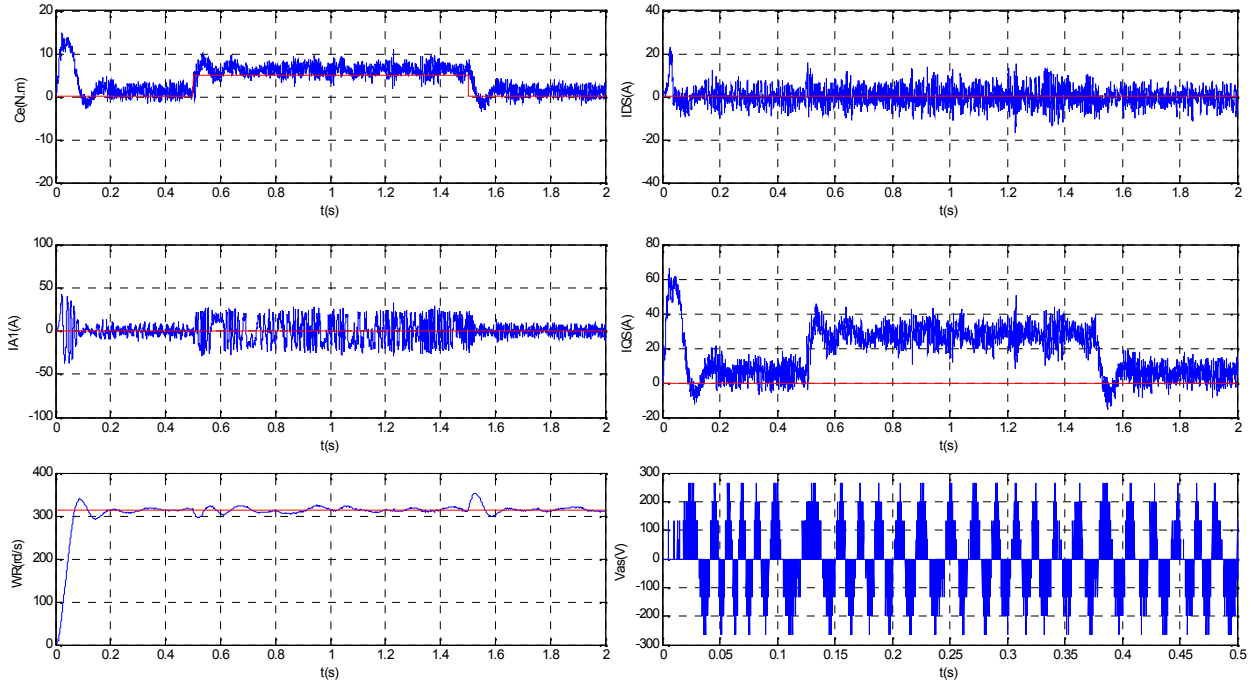


Figure V.9.b : Comportement de la MSAP + onduleur cinq niveaux lors du fonctionnement à vide pour une consigne de 314 rd/s puis application d'un couple résistant Cr = 5 entre t=0.5s et t=1.5s avec l'insertion d'un dispositif anti-windup et un limiteur de courant

V.2.3 Interprétation du résultat :

Comme l'indique les figures (**V.4**) et (**V.5**), il en ressort que pour une consigne de (314 rd/s) lors de démarrage à vide le régime permanent est atteint à t=0.15 s, qui est un temps de réponse très appréciable, alors que le courant de démarrage (i_a) atteint le 100 ampère pour l'onduleur deux niveaux et 50 ampère pour onduleur cinq niveaux, ce qui représente un courant de démarrage trop élevé par rapport au courant nominal, qui nécessite un limiteur de courant figure (**V.9**).
L'application de la charge entre (t=0.5 s et t=1.5 s) entraîne une légère perte de vitesse qui est vite rétablie, notons par ailleurs que cette charge ne présente guère une influence sur la composante directe du courant, ce qui indique que la commande vectorielle est effective . Le courant de phase (i_a) présente bien une allure sinusoïdale. Enfin lors de l'inversion de la consigne l'on note une augmentation trop importante du courant de démarrage figure (**V.6**), ce qui est justifié par la grande variation que subit la machine (de 314rd/s à -314rd/s), le temps d'établissement de la vitesse a légèrement augmenté pour atteindre t=0.1 s. Toutefois lors de l'inversion de la consigne, nous observons une apparition d'un dépassement au niveau de la réponse, donc un effet d'emballement survient. Ce qui nous a amené à introduire un dispositif anti-windup, ce dernier ne suffit pas pour limiter la vitesse donc il est recommandé d'agir sur les paramètres de la GPC pour remédier à ce problème.

Sachant qu'avec l'utilisation d'un dispositif anti-windup et par l'action sur les paramètres de la GPC, on diminue légèrement le courant de démarrage, donc il est nécessaire d'introduire un limiteur de courant pour protéger la machine contre les surintensités intensifs du courant **(figures V.9)**.

V.2.4 Jeu sur les paramètres du la machine :

Afin de tester la robustesse de réglage vis-à-vis des variations paramétriques. Nous avons procédé à changer plusieurs paramètres électriques et mécaniques de la MSAP, pour un u de paramètres de commande qui caractérise les meilleures performances. Les simulations sont faites pour une réponse à une consigne de vitesse nominale lors d'un démarrage à vide avec variation de la charge et avec limitation de courant et en utilisant le dispositif anti-windup pour des raisons citées précédemment.

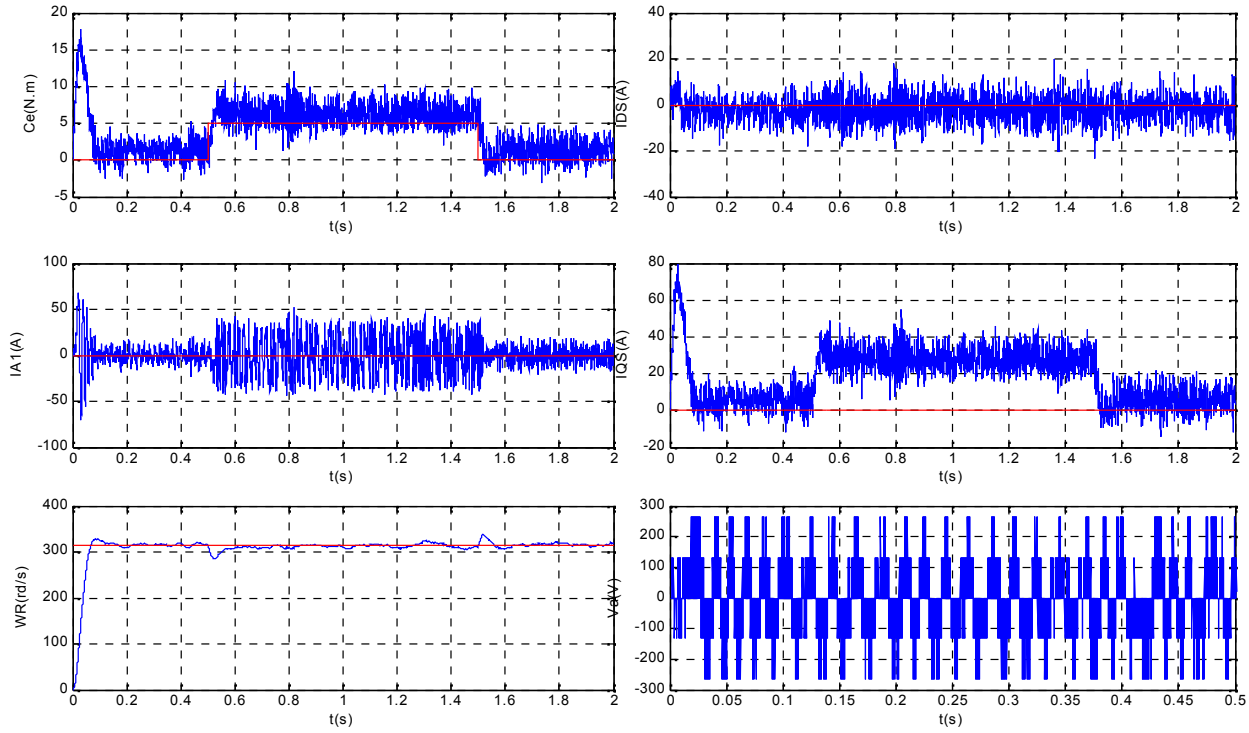


Figure V.10.a : Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur deux niveaux lors d'une variation de la résistance de R= +50%.

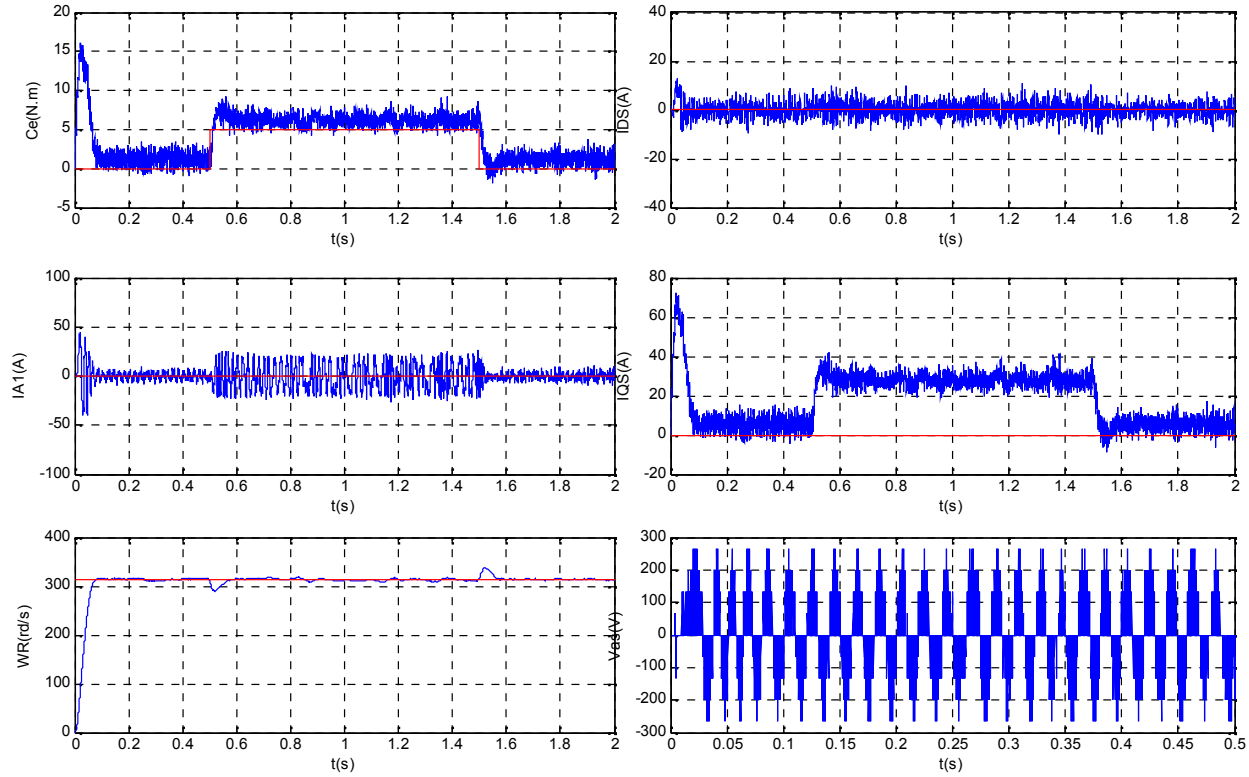


Figure V.10.b : Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur cinq niveaux lors d'une variation de la résistance de R= +50%.

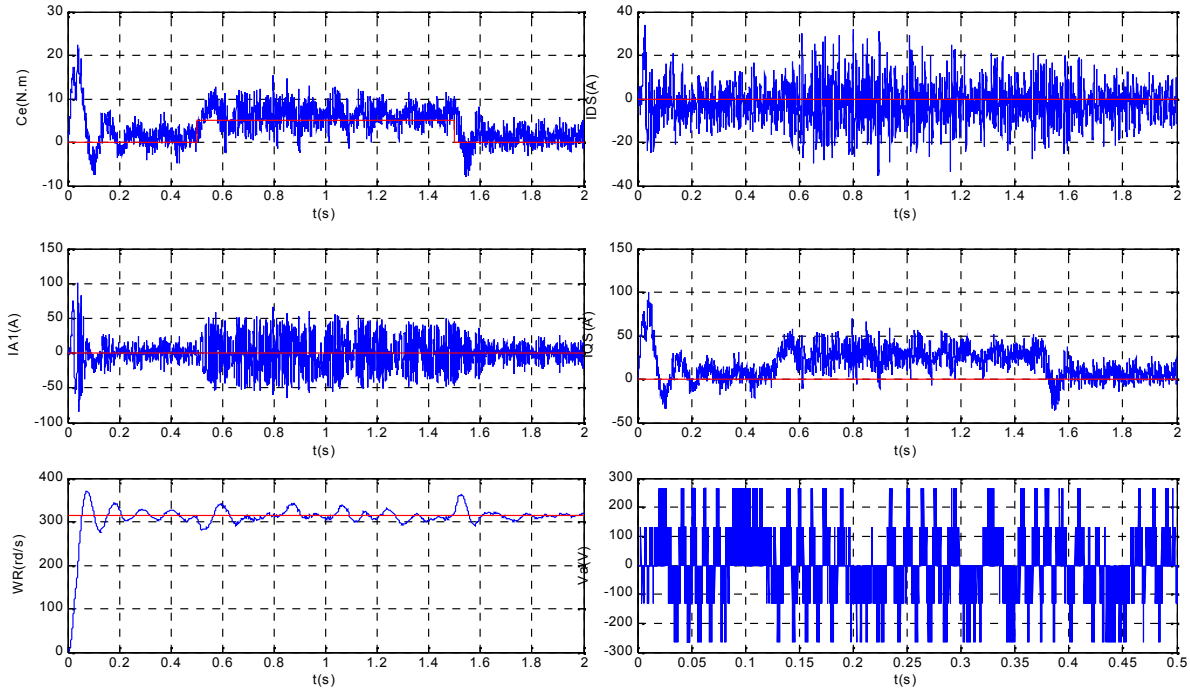


Figure V.11.a : Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur deux niveaux lors d'une variation de la résistance de R= -50%.

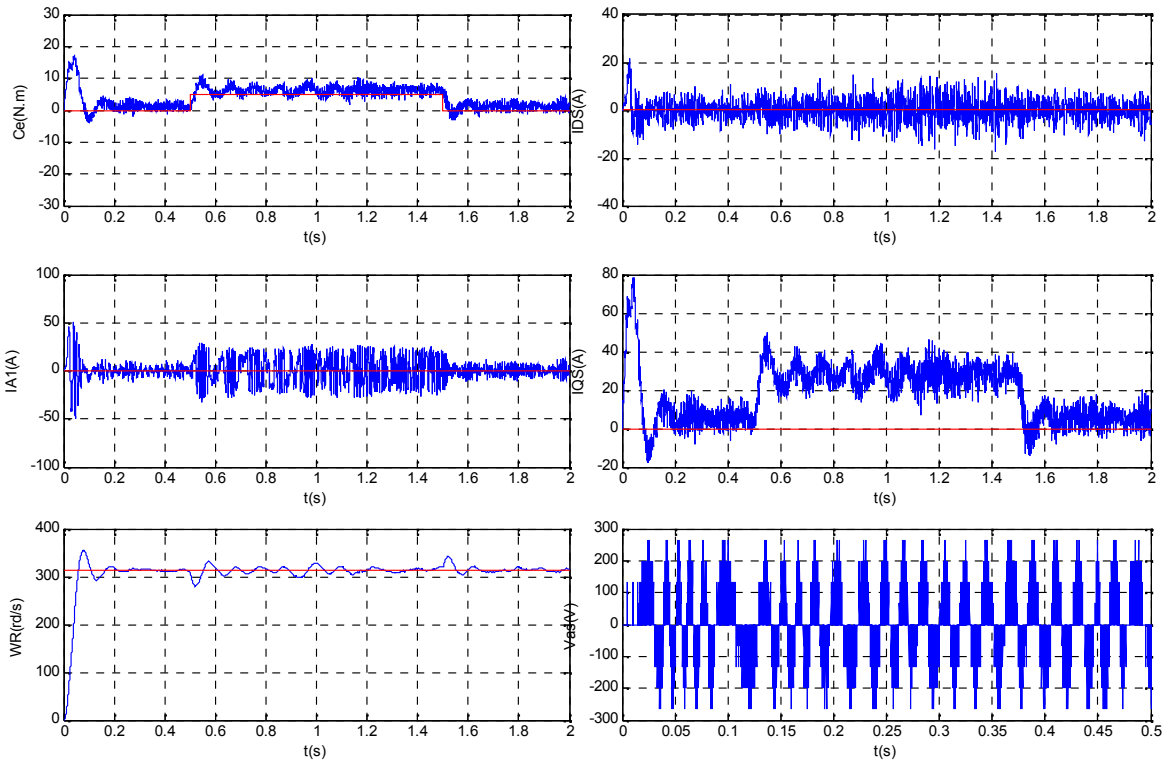


Figure V.11.b : Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur cinq niveaux lors d'une variation de la résistance de R= -50%.

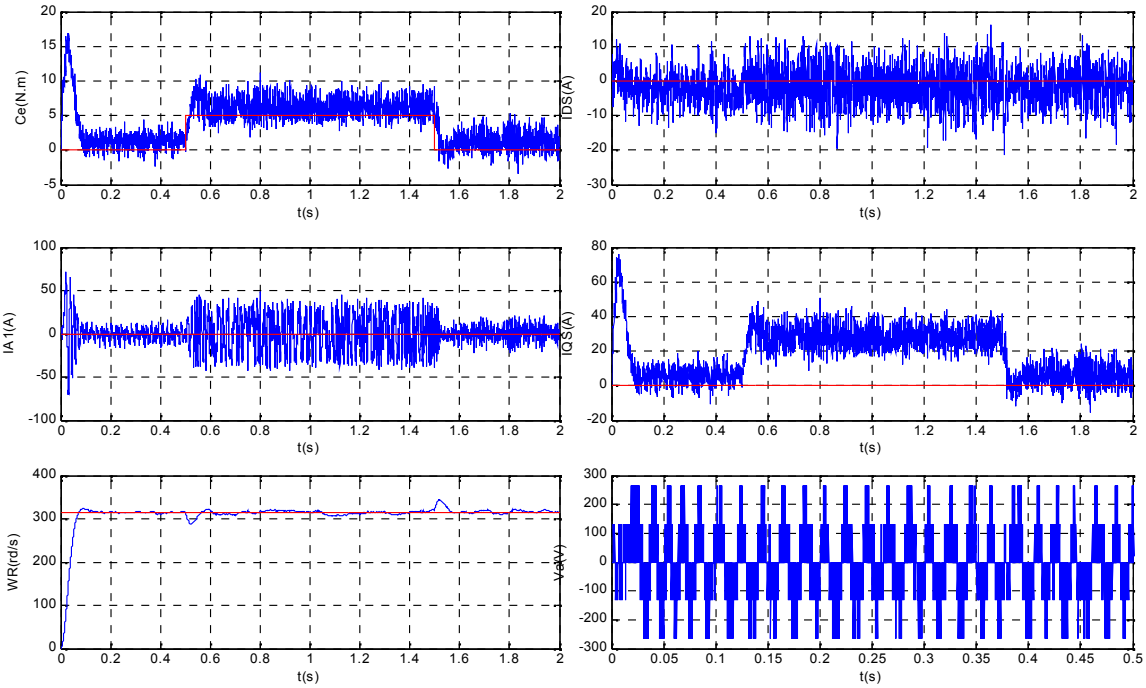


Figure V.12.a : Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur deux niveaux lors d'une variation de la résistance de R=+100%.

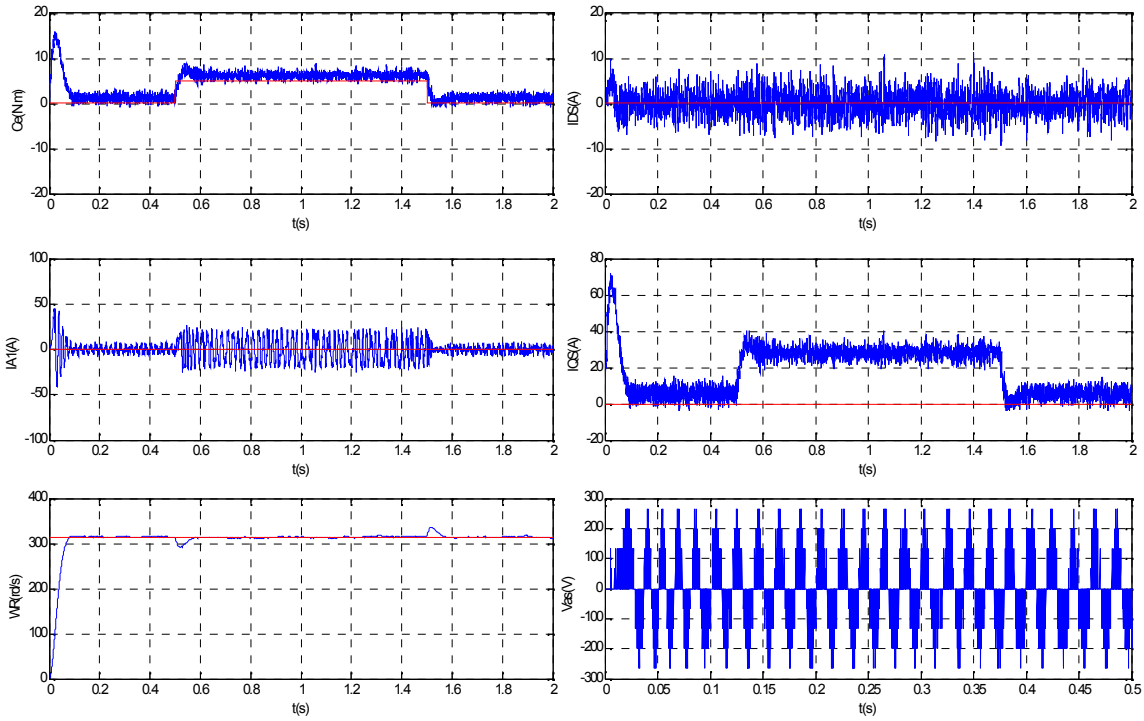


Figure V.12.b : Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur cinq niveaux lors d'une variation de la résistance de R= +100%.

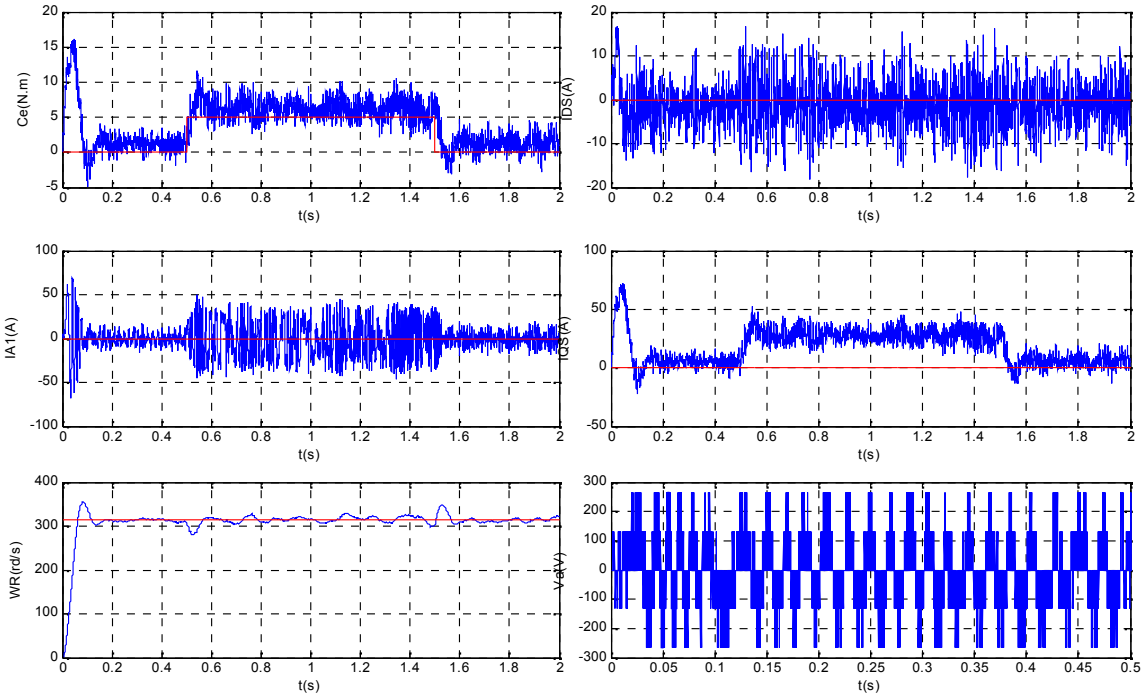


Figure V.13.a: Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur deux niveaux lors d'une variation des inductances de Ld=Lq= +50%

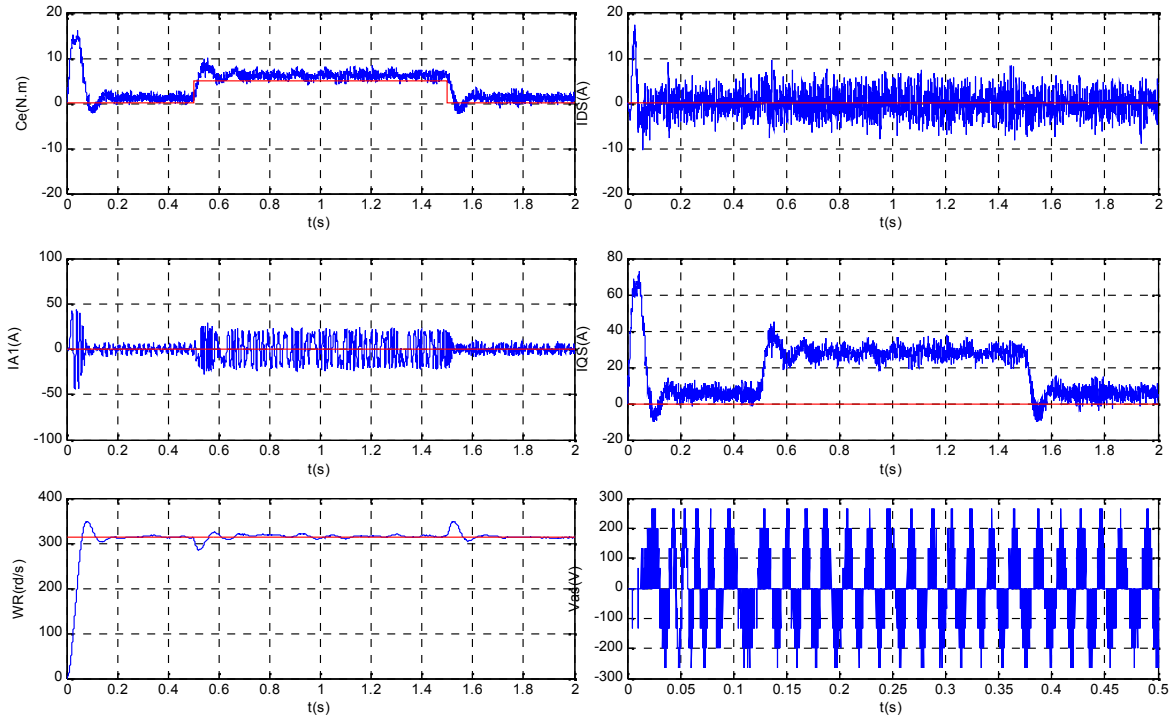


Figure V.13.b: Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur cinq niveaux lors d'une variation des inductances de Ld=Lq= +50%

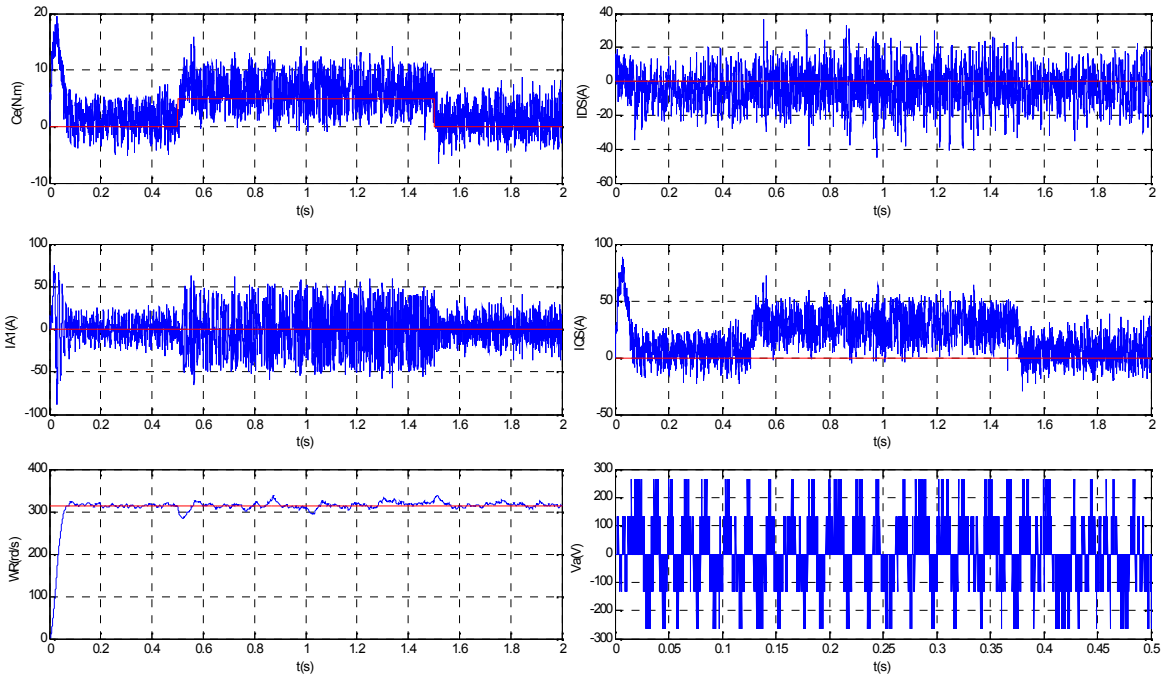


Figure V.14.a: Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur deux niveaux lors d'une variation des inductances de Ld=Lq= -50%

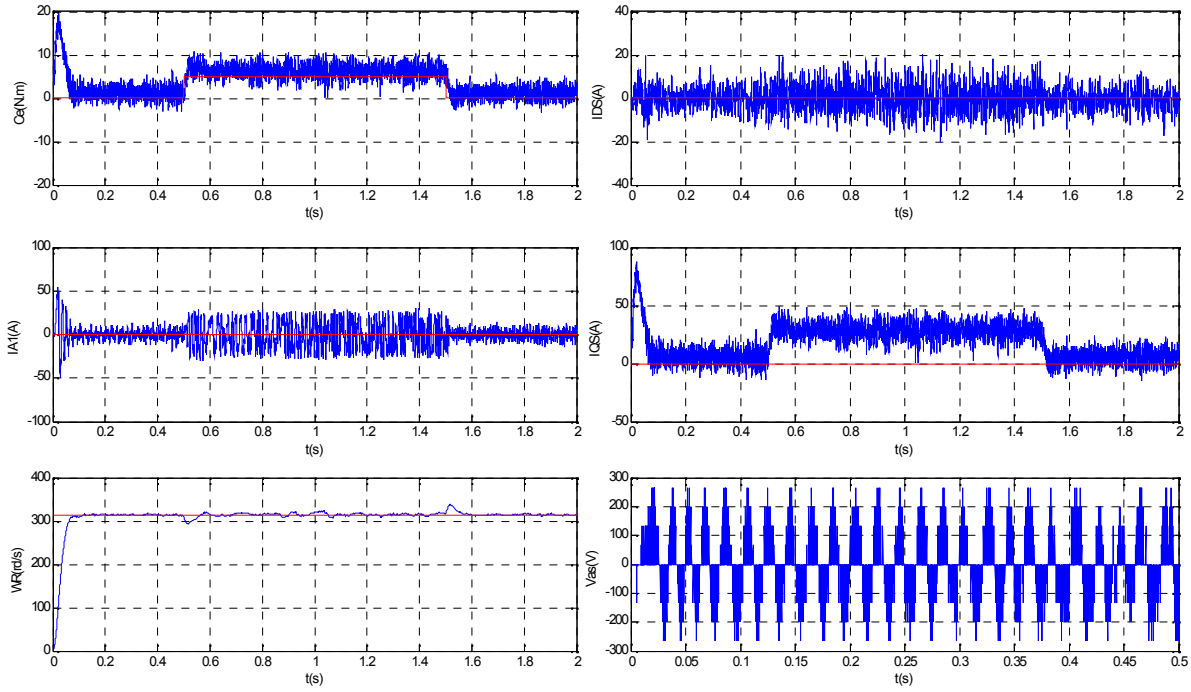


Figure V.14.b: Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur cinq niveaux lors d'une variation des inductances de Ld = Lq = -50%

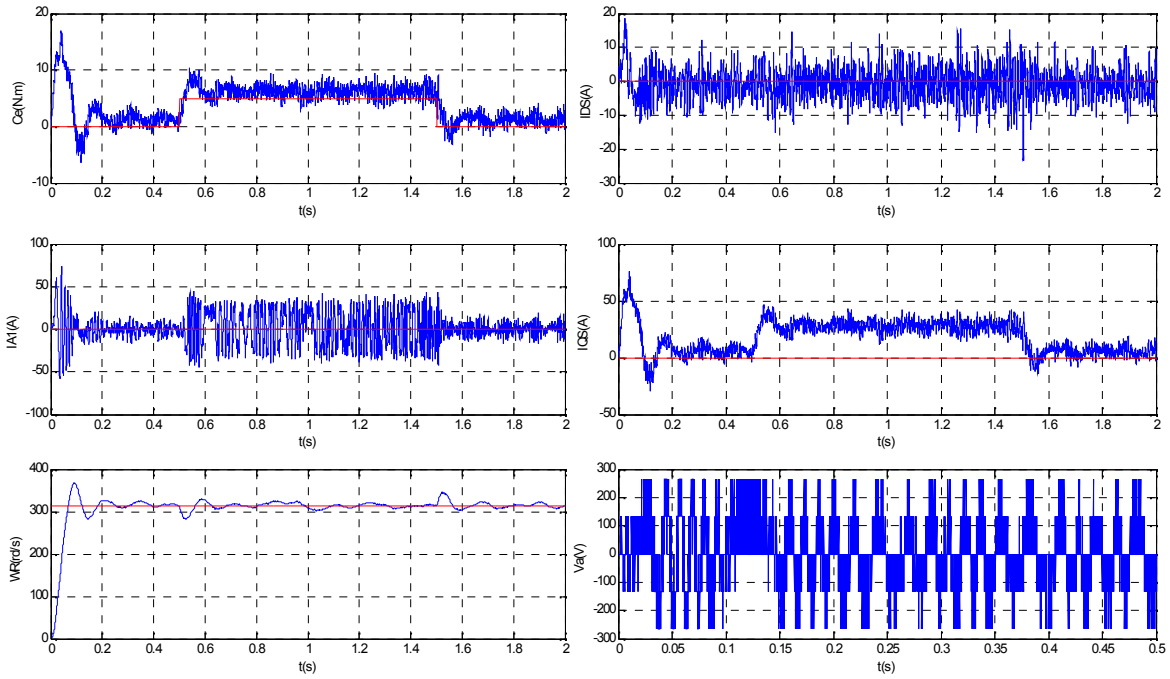


Figure V.15.a: Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur deux niveaux lors d'une variation des inductances de Ld = Lq = +100%

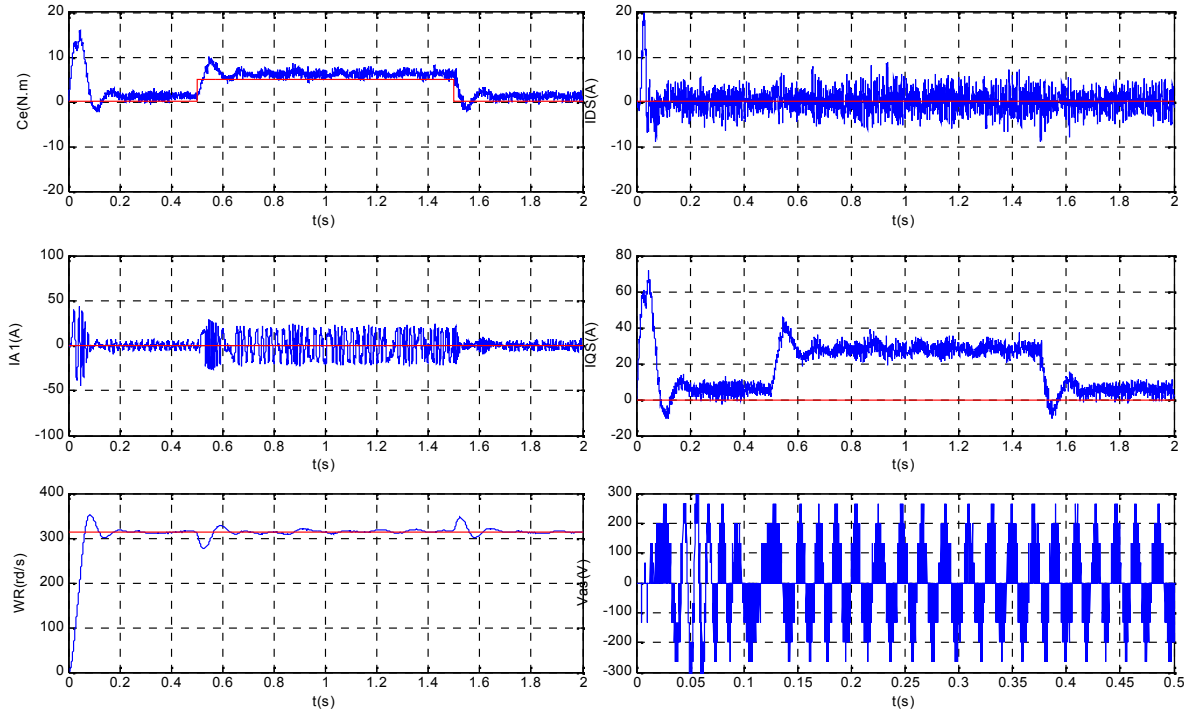


Figure V.15.b: Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur cinq niveaux lors d'une variation des inductances de Ld = Lq = +100%

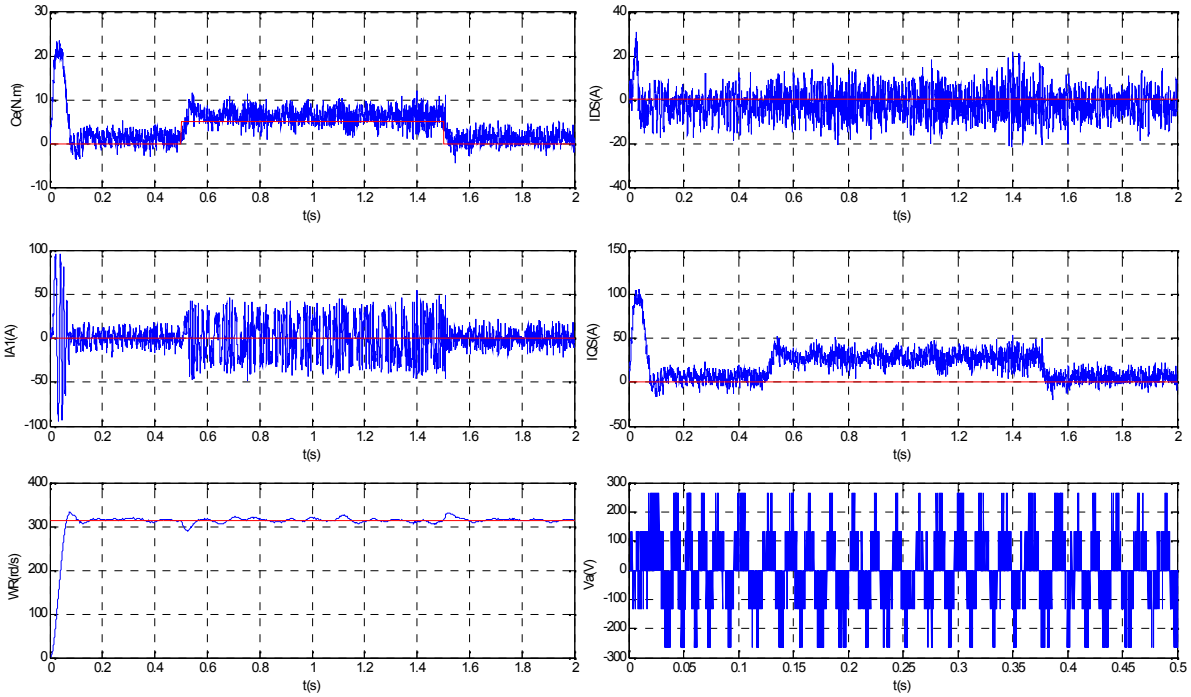


Figure V.16.a : Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur deux niveaux lors d'une variation de l'inertie de J = +50%

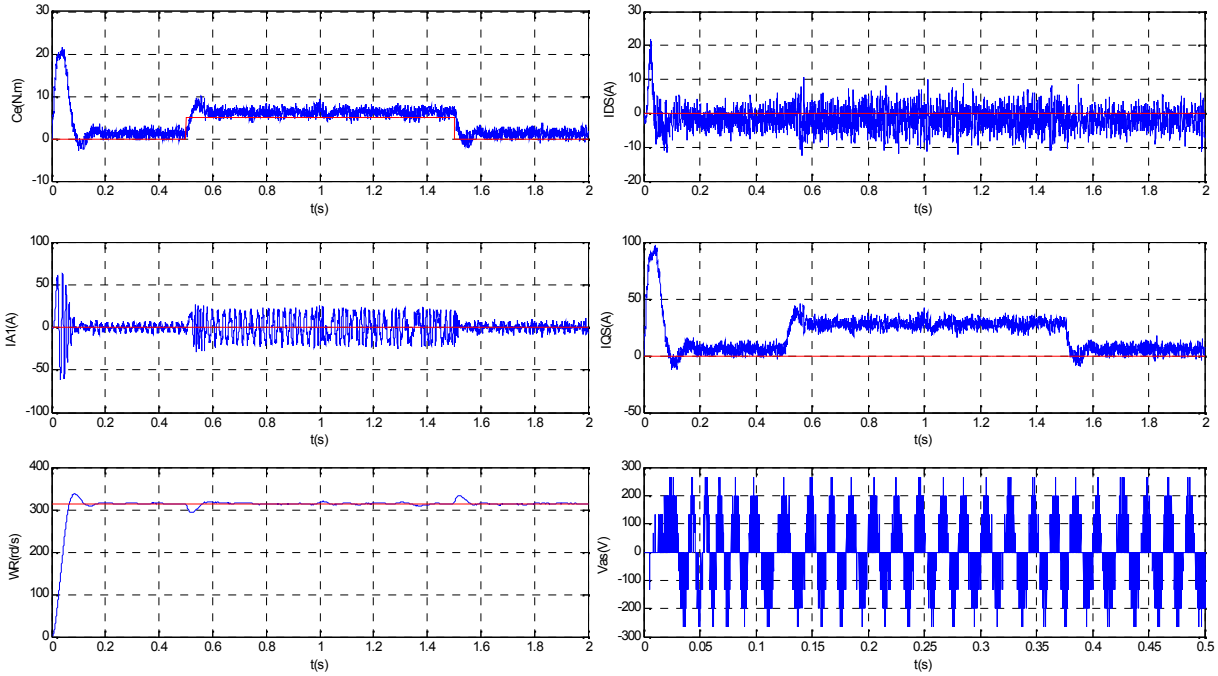


Figure V.16.b : Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur cinq niveaux lors d'une variation de l'inertie de J = +50%

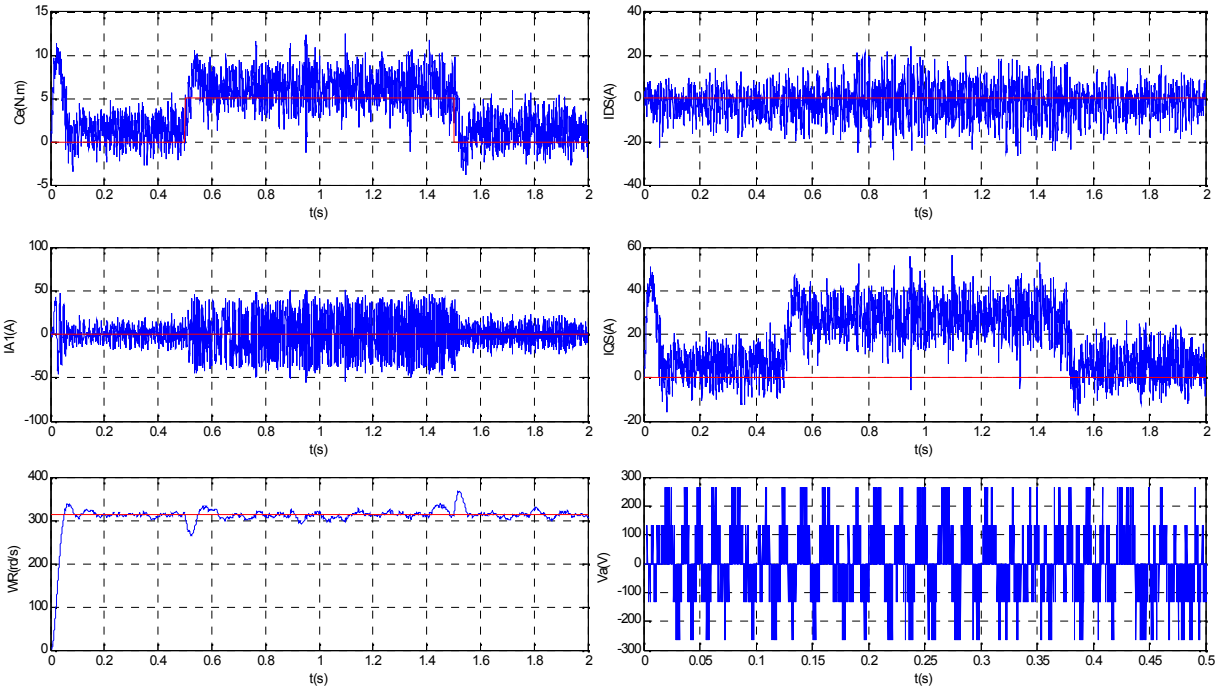


Figure V.17.a : Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur deux niveaux lors d'une variation de l'inertie de J= -50%

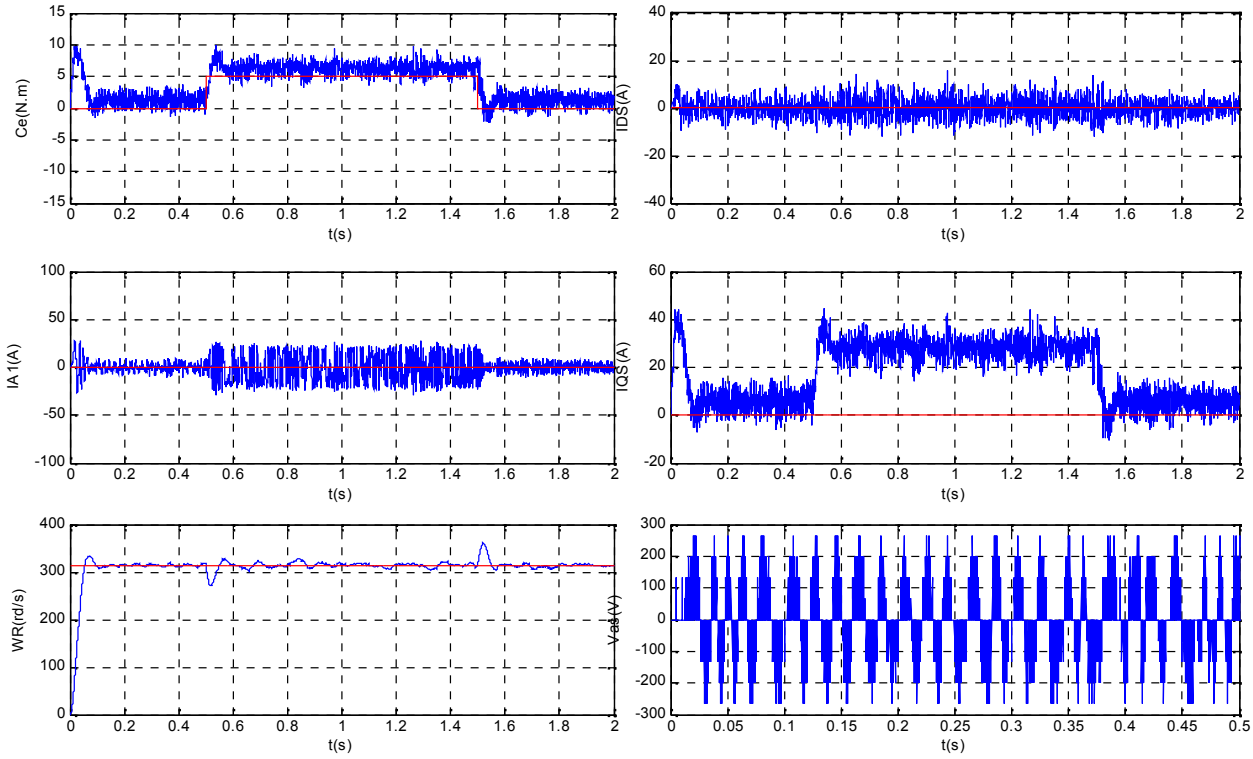


Figure V.17.b : Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur cinq niveaux lors d'une variation de l'inertie de J = -50%

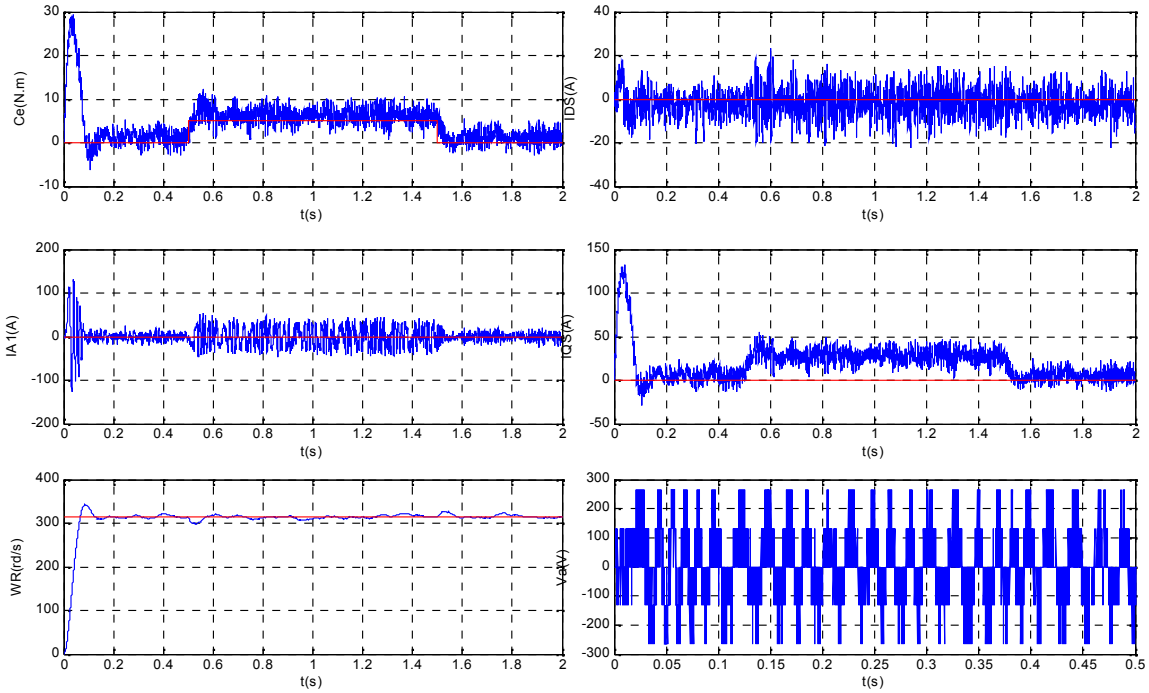


Figure V.18.a : Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur deux niveaux lors d'une variation de l'inertie de J=+100%

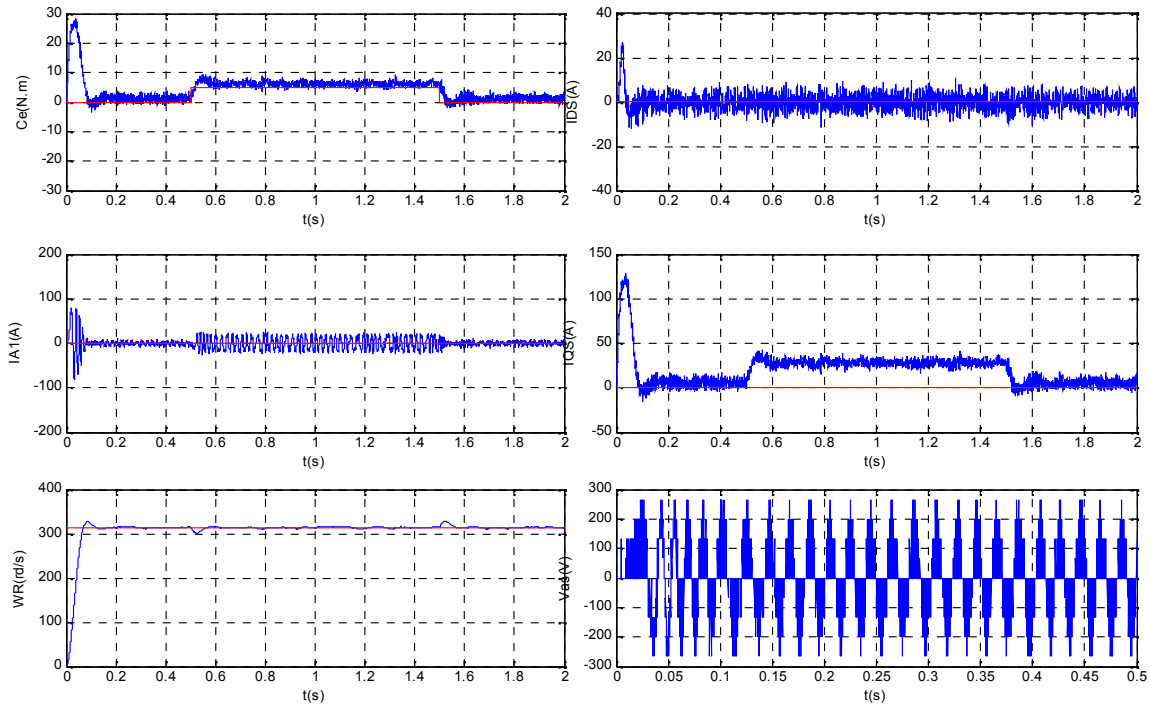


Figure V.18.b : Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur cinq niveaux lors d'une variation de l'inertie de J=+100%

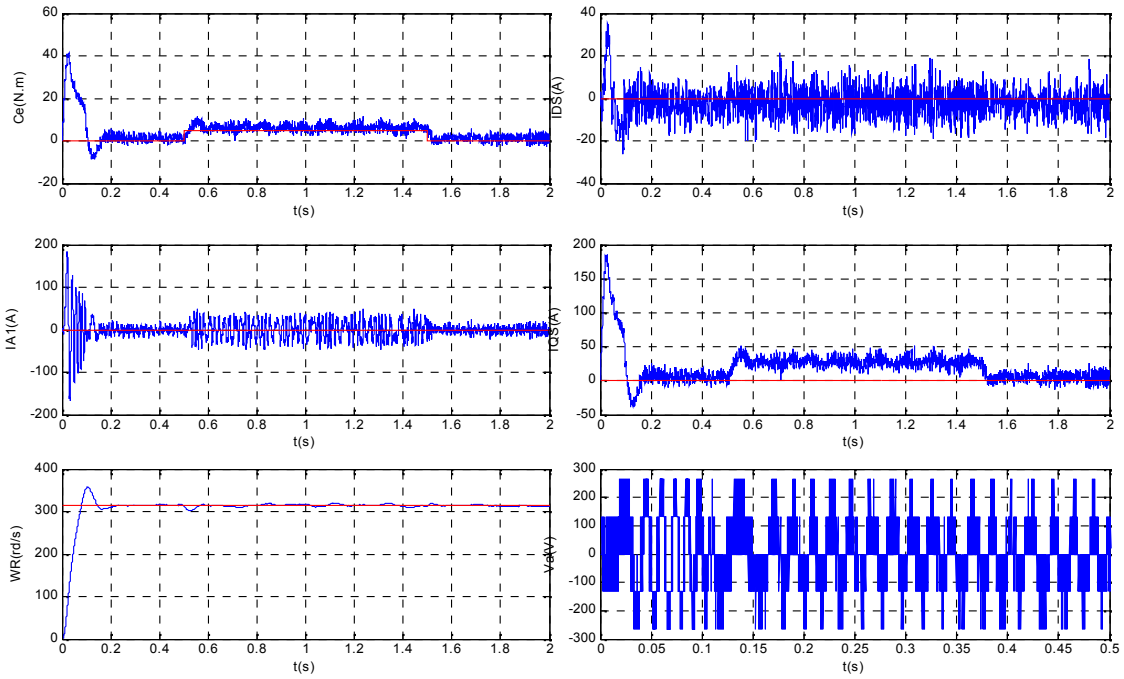


Figure V.19.a : Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur deux niveaux lors d'une variation de l'inertie de J = +200%

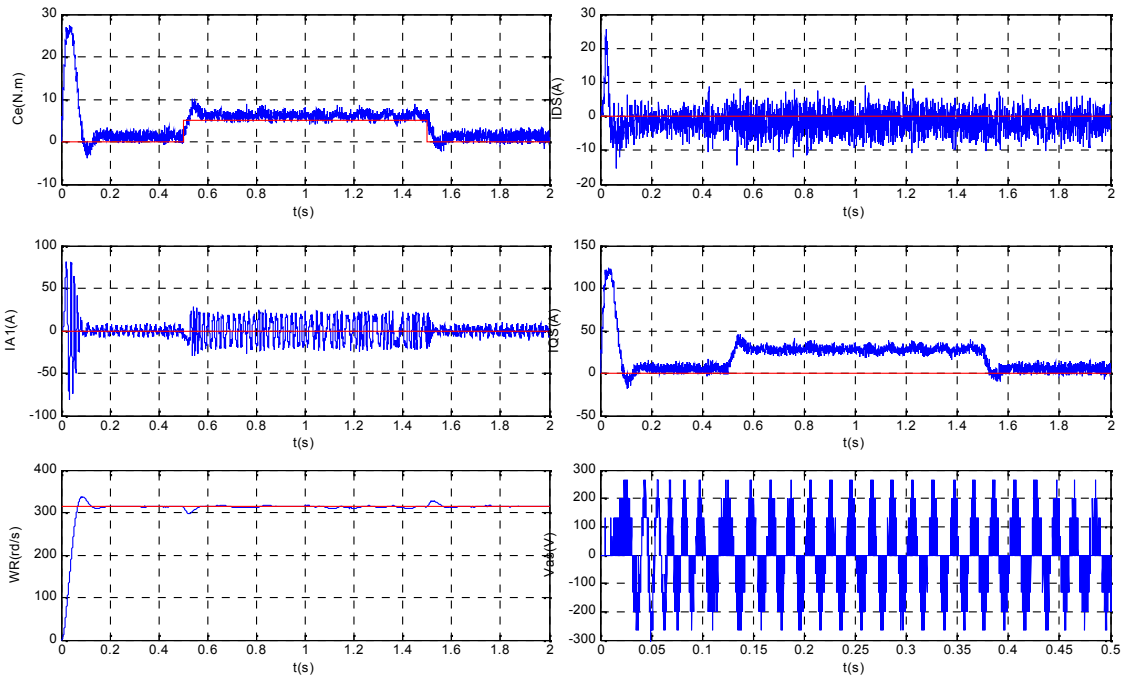


Figure V.19.b : Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur cinq niveaux lors d'une variation de l'inertie de J=+200%

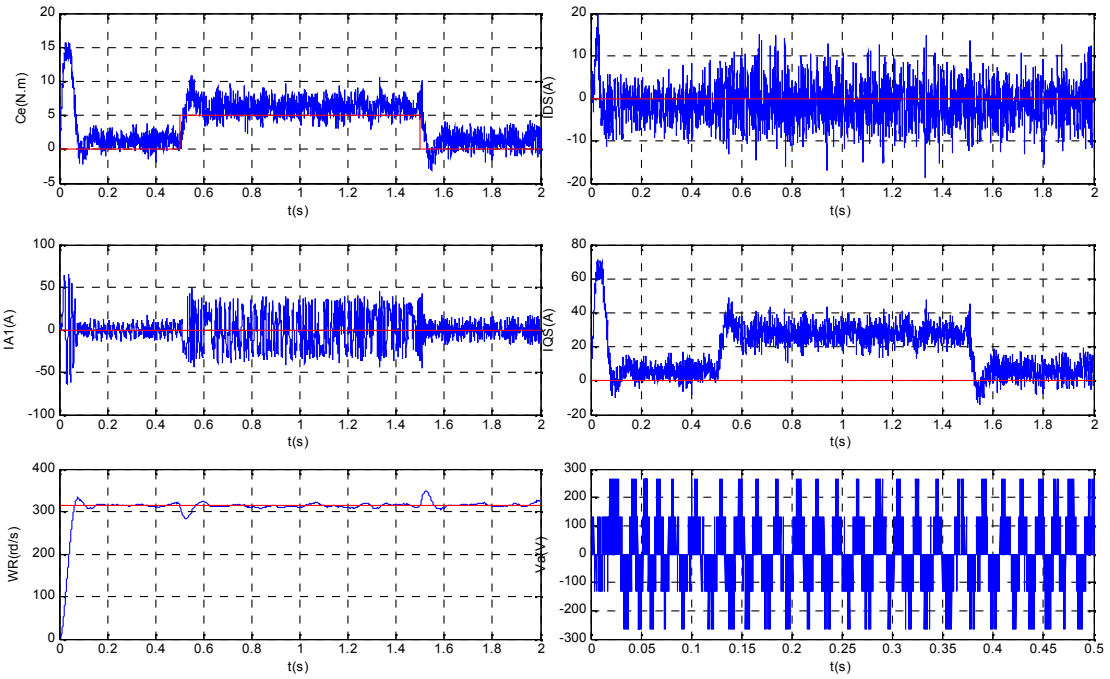


Figure V.20.a : Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur deux niveaux lors d'une variation des inductances de Ld = Lq = +50% et de la résistance de R = +50%

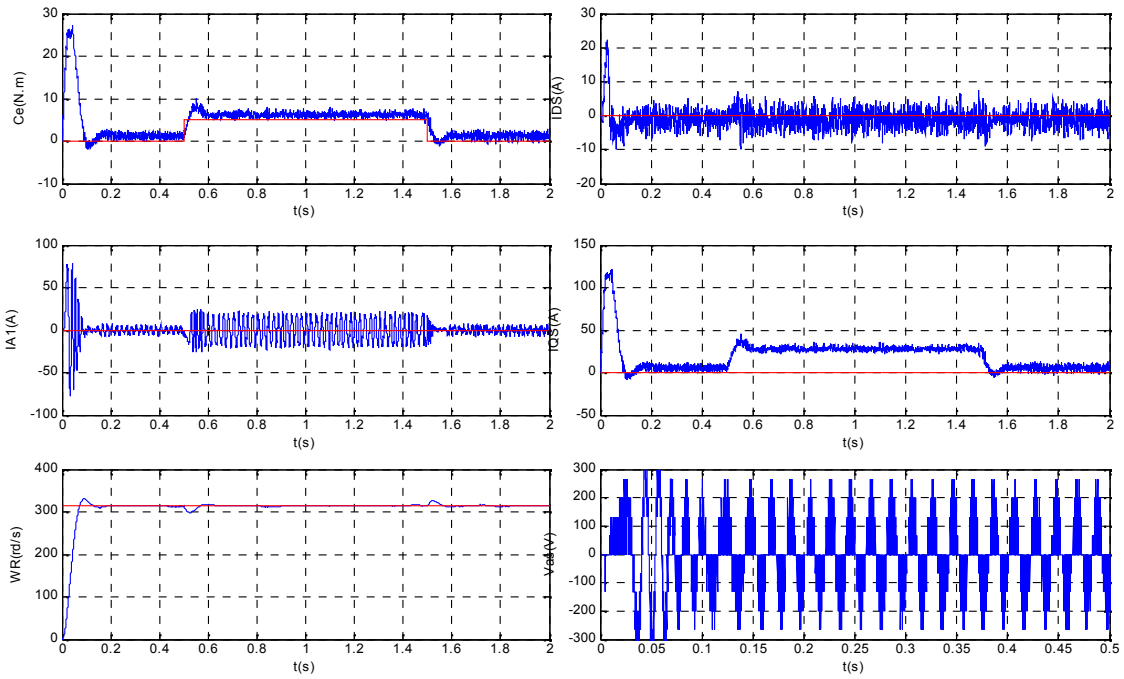


Figure V.20.b : Comportement des grandeurs de la MSAP + onduleur cinq niveaux lors d'une variation des inductances de Ld = Lq = +50% et de la résistance de R = +50%

V.2.5 Interprétation du résultat :

D'après les résultats obtenues aux (figures V.10 jusqu'à la figure V.20) on voit clairement la robustesse de la machine synchrone à aimants permanents commander par le régulateur GPC et la preuve c'est que la vitesse rester près de la consigne dans le cas de R= -50% dans la figure V.11 et aussi on note la bonne performance de l'onduleur cinq niveaux par sa temps de réponse diminue et qualité de sa courant de sortie.

V.3 Conclusion :

Dans ce chapitre nous nous sommes intéressés à l'étude de la commande prédictive. Il en ressort à travers les analyses et constations précédentes qu'une limitation avec limiteur muni du dispositif anti-windup procure de meilleur performance par rapport à la limitation par action sur les paramètres de la GPC, puisque pour le même objectif et une même limitation, il est constaté un temps d'établissement plus petit, un meilleur rejet de la perturbation ,enfin le temps de calcul inhérent à l'algorithme est réduit.

Par ailleurs on note une contribution de la GPC à la diminution du temps de réponse à travers l'action sur l'horizon maximum de prédiction. Les résultats de simulation obtenus montrent que la GPC donne des résultats très satisfaisants, différentes testes ont été effectués, où les résultats de simulation montrent bien que la GPC est robuste aux variations paramétriques.

La commande par l'onduleur à cinq niveaux permet de générer un courant de la phase bien ondulé et courant de démarrage réduit que l'onduleur à deux niveaux.

L'association de la GPC au dispositif anti-windup est très compatible, dans la mesure où le dispositif se de maintenir le courant dans une plage de valeurs et le réajustement de jeu de paramètres de la GPC, à travers notamment les horizons de prédictions, permet d'améliorer le temps de réponse, ce qui représente un autre intérêt.

Par ailleurs l'analyse des résultats de simulations montrent que les performances dynamiques du système sont assez bien préservées lorsqu'on effectue les variations paramétriques, même lorsque les variations atteignant.
Ces qualités de robustesse la placent parmi les commandes les plus convoitées par l'industrie.

Le travail présenté dans ce mémoire est une modeste contribution à l'étude des performances de la commande prédictive destinée pour la régulation de la vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents, associée à un onduleur de tension triphasé à cinq et deux niveaux de type NPC. Sachant que la machine étudiée trouve sa meilleure place dans le monde industriel grâce à sa flexibilité de variation de vitesse et sa stabilité de fonctionnement. Après avoir mené une étude théorique de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un convertisseur statique, on utilise la commande vectorielle pour ainsi aboutir à une similitude d'une machine à courant continu.

La simulation de la commande GPC polynomiale au modèle non linéaire de la MSAP muni de son découplage vectoriel en mode de variateur de vitesse en utilisant le jeu de paramètre de commande obtenu par définition, indique d'assez bonnes performances. L'étude de l'influence des paramètres de synthèse à permis de cerner l'influence de ces derniers sur le comportement général des grandeurs de la MSAP. Nous avons relevé que la réduction de l'horizon maximum de prédiction avec un facteur de pondération fixé par définition, permet d'avoir une dynamique de sortie et de rejet de perturbation assez rapide, avec un découplage effectif. Toutefois nous avons observé un courant de phase au démarrage trop important. L'introduction d'un limiteur muni d'un dispositif anti-windup a permis de garder un jeu de paramètres offrant de bonnes performances dynamiques et de maintenir un courant de phase appréciable au démarrage.

Nous avons commandé l'onduleur par plusieurs stratégies de commande MLI. On peut citer : la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse, la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses (en dent de scie et triangulaires bipolaires). Les résultats obtenus ont montré que la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses triangulaires bipolaires est la plus intéressante pour la commande de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC. Les harmoniques de tension de sortie de l'onduleur se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de **4 m.f**. Ainsi, l'augmentation de l'indice de modulation **m** permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées cependant.

Le résultat de simulation donne une vue claire qu'un onduleur cinq niveaux est le plus approprié pour commander les machines synchrone à aimants permanents car sa temps de réponse diminue ainsi stabilité et la forme bien ondulé de sa courant de la phase délivrer.

Ainsi que les tests de robustesses montrent l'efficacité de technique de commande prédictive.

Les travaux qu'on a réalisés en simulation ne constituent qu'une partie du champ d'application de la GPC adaptative .En premier lieu, il est intéressant d'élargir l'application de cette commande à une gamme plus variée de moteurs, ce qui permettrait d'offrir une perspective de généralisation de cette commande.