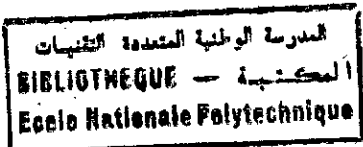


THÈSE

Présentée à la



DER de Génie Électrique et informatique

En vue de l'obtention du

**GRADE DE MAGISTER
EN ELECTROTECHNIQUE**

Option : Électronique de puissance et commande

par

M^{elle} Rabea GUEDOUANI

Ingénieur d'état en Électrotechnique de l'ENP

THÈME

**COMMANDE D'UN ONDULEUR DE TENSION MULTINIVEAUX.
APPLICATION A LA CONDUITE D'UNE MACHINE
SYNCRONE A AIMANT PERMANENT**

Soutenu publiquement le 20 juin 1998 devant le jury d'examen composé de :

A. HELLAL
E. BERKOUK
M. BOUCHRIT
B. HEMICI
M.O. MAHMOUDI
H. REZINE

Président
Rapporteur
Rapporteur
Examineur
Examineur
Examineur



DEDICACES

Je dédie ce modeste mémoire en signe de respect et de reconnaissance à :

Ma mère ;

Mon père ;

Mon chère mari ;

Ma belle mère ;

Mon frère et mes sœurs ;

Toute ma famille ;

Toutes mes amies ;

Et à tous les musulmans.

**COMMANDE D'UN ONDULEUR DE TENSION MULTINIVEAUX.
APPLICATION A LA CONDUITE D'UNE MACHINE
SYNCHRONNE A AIMANT PERMANENT**

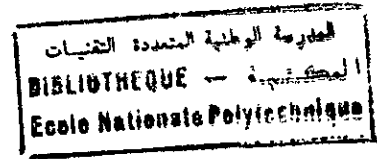
المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة - BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

ملخص: يتناول هذا البحث دراسة تتعلق بالتحكم في عمل المحركات التزامنية ثلاثية الأطوار ذات الحث المغناطيسي، عند تغذيتها بموجات ذات ثلاث مستويات. في الفصل الأول، نبرز أهمية دراسة خصائص الآلة في نظامها الدائم الجيبي. وللحصول على مميزات جيدة لعمل الآلة في نظامها الانتقالي وأثناء التوازن نقوم بدراسة التحكم في عملها عند تغذيتها بموج ثلاثي المستويات. بحيث نبدأ بتقديم نماذج لتمثيل هذا النوع من الموجات. ثم نقوم بدراسة عدة استراتيجيات للتحكم PWM التي يقوم عليها عمل هذه الموجات. ونقدم في الأخير طرقا للتحكم في سرعة ووضعية المحرك التزامني ذو الحث المغناطيسي المغذى بهذه الموجات. ولهذه المجموعة (الموج ذو ثلاث مستويات مع الآلة التزامنية ذات الحث المغناطيسي) تطبيقات صناعية كثيرة نجدها خصوصا في المجالات التي تتطلب سرعات متغيرة و استطاعة كبيرة وتوترا عاليا.

Abstract: this report represents a contribution to the drive of three phases permanent synchronous machines fed by indirect (three-level voltage inverters) static converters. The first part shows the necessity to study the static characteristic of the machine in sinusoidal regime. To obtain good static and dynamic performances; we study the control of these permanent synchronous machines fed by three-level inverters. The knowledge and control models of these inverters and different PWM control strategies are first developed. Finally, we present the control algorithms of the system : three-level-inverter-permanent synchronous machine (smooth pole) regulated in speed and position by using the field oriented control. this assembly finds specially, applications in great power and high voltage variable speed drives fields.

Résumé: Ce mémoire présente une contribution à la conduite des machines synchrones à aimant permanent triphasées alimentées par des convertisseurs statiques indirects (onduleurs à trois niveaux). La première partie montre la nécessité d'une étude des caractéristiques statiques de la machine en régime sinusoïdale. Pour obtenir de bonnes performances statiques et dynamiques, on étudie la commande de ces machines alimentées par les onduleurs à trois niveaux. Les modèles de connaissance et de commande de ces onduleurs sont d'abord présentés ainsi que différentes stratégies de commandes MLI. Enfin, on présente des algorithmes de commande du système Onduleur à trois niveaux-MSAP à pôles lisse asservi en vitesse et en position. Cet ensemble trouve des applications en particulier dans le domaine d'entraînements à vitesse variable de forte puissance et haute tension.

Remerciement



Les travaux qui font l'objet de ce mémoire ont été effectués au Laboratoire de Commande et Electronique de puissance au sein de la DER Génie Electrique et Informatique de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger sous la direction scientifique de messieurs E.M BERKOUK et M.S BOUCHERIT.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur M.S BOUCHERIT Maître de conférence à l'ENP, je lui suis reconnaissante également pour avoir accepté d'être mon directeur de thèse et pour la confiance qu'il me témoigne.

Que Monsieur E.M. BERKOUK, Docteur à l'ENP trouve ici l'expression de ma profonde gratitude pour les conseils qu'il n'a cessés de me prodiguer, ainsi que le soutien, la compréhension et les encouragements qu'il m'a toujours apporter tout au long de ce travail. Je lui suis reconnaissante également pour avoir accepté d'être mon codirecteur de thèse et pour la confiance qu'il me témoigne.

Je remercie très vivement Monsieur A.HELLAL, Maître de conférence à l'ENP, pour avoir accepté d'examiner mon travail en président le jury.

Mes sincères remerciement vont également à:

- Monsieur M.O Mahmoudi Chargé de cours à l'ENP.
- Monsieur B.Hemici Chargé de cours à l'ENP.
- Monsieur H.Rezine Docteur à l'EMP.

Pour l'intérêt qu'ils ont donné à mon travail, et pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant de juger ce travail.

Je tiens à remercier tout le personnel de la Bibliothèque de l'ENP. Ainsi que Monsieur F.Bouchafa et S.Tahi pour leurs soutiens et aide qui m'ont apporté.

Je tiens également à remercier mes amis et collègues: Cherifa, Chahrazed, naima, zineb, Amina, Nadia, Yazid, Linda, Akila, N. Khaleche, S.Guerbas, Karima, Khadidja, Fouzia, souad, N.Bali, A.Nait seghir, L.Guenfaf, M.Boudour,..... pour leurs aides inestimables tout le long de ce travail.11

SOMMAIRE



INTRODUCTION GENERALE

CHAPITRE I:

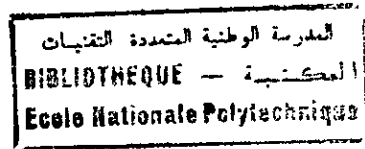
MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANT PERMANENT

Introduction	5
I.1 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent	5
I.1.1 Equations générales de fonctionnement de la MSAP	6
I.1.2 Equations de fonctionnement dans un repère biphasé lié au rotor	7
I.1.3 Equations électromécaniques	9
I.2 Equations de fonctionnement de la machine en régime synchrone	9
I.2.1 Equations des tensions	9
I.2.2 Expressions du couple	10
I.3 Principe de l'autopilotage des machines synchrones	11
I.4 Grandeurs de réglage du couple:	12
I.4.1 Contrôle du couple par réglage du courant	12
I.4.2 Contrôle du couple par réglage de la tension	14
I.6 CONCLUSION	16

CHAPITRE II :

MODELE DE COMMADE ET DE CONNAISSANCE DES ONDULEURS A TROIS NIVEAUX

Introduction	18
II.1 Modélisation de l'onduleur à trois niveaux	18
II.1.1 Structure générale des onduleurs à trois niveaux	18
II.1.2 Modélisation fonctionnelle de l'onduleur à trois niveaux	19
II.1.2.a Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux	20
II.1.2.b Réseau de Petri d'un bras d'onduleur à trois niveaux	21
II.2 Modèle de commande des onduleurs triphasés à trois niveaux	24
II.2.1 Définition de la commandabilité des convertisseurs statiques	24
II.2.2 Fonction de connexion	24
II.2.3 Fonction génératrice	24
II.2.4 Modèle de commande de l'onduleur	25
II.2.5 Fonction de conversion	27
II.2.6 Fonction génératrice de conversion	31

**CHAPITRE III :**

**STRATEGIES DE COMMANDE DE L'ONDULEUR
A TROIS NIVEAUX**

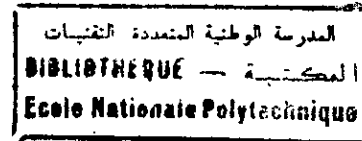
Introduction	36
III.1 Commande par hystérésis en courant	37
III.1.1 Principe	38
III.1.2 Résultats de simulation:	38
III.2 Stratégie triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à une seule porteuse	41
III.2.1 Principe de la stratégie	41
III.2.2 Caractéristiques	41
III.2.3 Algorithme de commande	42
III.2.4 Résultats de simulation	43
III.3 Commande triangulo-sinusoïdale avec injection de l'harmonique trois	47
III.3.1 Résultats de simulation	47
III.4 Stratégie triangulo sinusoïdale à deux porteuses à échantillonnage naturel	49
III.4.1 Principe	49
III.4.1 Résultats de simulation	51
III.5 Stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuse à échantillonnage naturel avec injection d'harmonique	58
III.6 Stratégie de commande par élimination d'harmoniques	59
III.6.1 Résultats de simulation	60
III.7 Stratégie de la double modulation	61
III.7.1 Résultats de simulation	64
III.8 Modulation vectorielle type 1	67
III.8.1 Résultats de simulation	70
III.9 commande vectorielle type 2	72
III.9.1 Résultats de simulation	74
III.10 Modulation calculée	76
Conclusion	78

CHAPITRE IV :

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

Introduction	81
--------------	----

IV.1 Principe de la commande vectorielle	82
IV.2 Commande dans le repère (a, b, c)	83
IV.3 Commande dans le repère (d,q)	84
IV.3.1 Organisation de la commande	85
IV.3.2 Synthèse des régulateurs	86
IV.4 Résultats de simulation	91
IV.4.1 Commande de vitesse	91
IV.4.2 Commande de position	96
CONCLUSION	100
	104



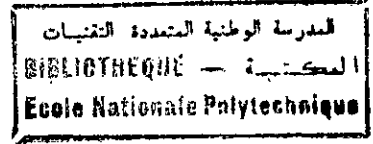
CHAPITRE V :

ETUDE DE LA CASCADE

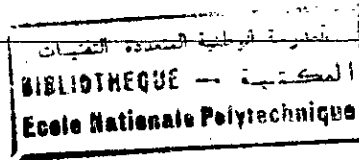
REDRESSEUR DE TENSION-ONDULEUR A TROIS NIVEAUX-MSAP

Introduction	105
V.1 Modélisation du redresseur de tension triphasé	105
V.1.1 La structure étudiée	106
V.1.2 Modèle de connaissance du redresseur de tension triphasé	107
V.1.3 Modèle de commande d'un redresseur de tension en pont triphasé	108
V.1.3.1 Fonction de conversion	110
V.1.3.2 Modèle de commande au sens des valeurs moyennes	111
V.2 Stratégies de commande du redresseur de tension	111
V.2.1 Stratégie de modulation à échantillonnage naturel [27]	111
V.2.1.1 Principe	114
V.2.1.2 Résultats de simulation et interprétations	117
V.2.2 Modulation calculée utilisant le modèle de commande du convertisseur	118
V.2.2.1 Algorithme N ¹	118
V.2.2.2 Résultats de simulation:	119
V.2.2.3 Algorithme N ^o 2	122
V.2.2.4 Résultats de simulation	123
V.3 Etude de la cascade Redresseur-Onduleur à trois niveaux-MSAP	126
V.3.1 Cascade redresseur de tension triphasé-filtre-onduleur à trois niveaux-MSAP	126
V.3.2 Cascade deux redresseurs de tension-filtre-onduleur à trois niveaux-MSAP	132
Conclusion	135

CONCLUSION GENERALE



INTRODUCTION GENERALE



Les actionneurs électriques tournant jouent un rôle très important dans l'industrie. Les performances demandées à ces actionneurs sont de plus en plus élevées: tant du point de vue de la dynamique de vitesse que de la précision du couple délivré.

La machine à courant continu répond le mieux aux exigences demandées des actionneurs. Sa commande est simple car les deux grandeurs couple-flux sont physiquement découplées.

Néanmoins, la machine à courant continu possède de nombreux inconvénients liés à son collecteur mécanique.

En revanche, les machines à courant alternatif (synchrone et à induction) possèdent de nombreux avantages.

L'absence du collecteur leur permet d'avoir une fiabilité accrue, une vitesse de fonctionnement élevée et un coût de construction plus faible [1, 2].

En effet, l'apparition des aimants à terres rares dans la conception des machines fait que, le moteur synchrone à aimant permanent se distingue par son excellent rendement. De plus ce moteur présente d'autres caractéristiques essentielles dans les applications exigeantes telles que la robotique [1, 2]:

- Haute densité de puissance (puissance massique élevée) et faible inertie.
- Fonctionnement possible aux grandes vitesses.
- Insensibilité aux conditions ambiantes.

Par ailleurs, l'apparition et le perfectionnement de nouveaux composants de puissances commandables à l'ouverture et à la fermeture tel que les GTO et les IGBT..., ont permis la conception de nouveaux convertisseurs fiables, rapides et puissants.

Le contrôle de ces ensembles convertisseur-moteur était traditionnellement réalisé au moyen de techniques analogiques. Cependant, les progrès accomplis dans le domaine de la micro-informatique (Microcontrôleurs puissants et rapides) ont permis la synthèse d'algorithmes de contrôle de ces ensembles convertisseur-machine plus performants et plus robustes, comme par exemple le contrôle de vitesse et de position.

La variation de la vitesse du moteur synchrone triphasé fait l'objet depuis quelques années de très nombreux travaux. On utilise généralement des onduleurs de tension à deux niveaux pour la commande à fréquence variable. Cependant, dans les entraînements à grande

puissance, l'alimentation de la machine voit souvent l'implication du convertisseur à trois niveaux [3, 4, 5].

Dans le cadre de notre travail, nous abordons la commande à fréquence variable du moteur synchrone à aimant permanent alimenté par un onduleur de tension triphasé à trois niveaux.

Ce mémoire comporte cinq parties:

La première partie sera consacrée, d'une part, à la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent en vue d'une alimentation par convertisseur statique. Et d'autre part, à une analyse détaillée des caractéristiques statiques de cette machine en régime sinusoïdal.

La deuxième partie présente les modèles de connaissance et de commande de l'onduleur de tension à trois niveaux. Le modèle de connaissance développé pour cet onduleur est sans a priori sur la commande. Pour cela, on utilise la méthode DESIGN associée aux réseaux de PETRI. On montrera dans cette partie que le caractère général du modèle de commande élaboré pour l'onduleur à trois niveaux, peut être considéré comme l'association en série de deux onduleurs à deux niveaux. Cette caractéristique sera exploitée pour la synthèse des algorithmes de commande de l'onduleur multiniveaux [3].

La troisième partie sera consacrée à la synthèse de différentes stratégies pour commander l'onduleur triphasé à trois niveaux. Ces stratégies partent sur la base des stratégies utilisées pour l'onduleur à deux niveaux.

Pour chaque un de ces algorithmes, on présentera ses caractéristiques de réglage et spectrales et les performances de la conduite de la machine synchrone à aimant permanent alimentée par cet onduleur.

Nous supposons, dans cette partie, que l'alimentation continue de ces onduleurs est idéale.

Dans la quatrième partie, nous développerons un algorithme de contrôle de vitesse et de position de la machine synchrone à aimant permanent alimentée par l'onduleur triphasé à trois niveaux.

En premier lieu, nous présenterons une étude générale sur les différentes commandes par orientation du flux. Nous montrerons que la commande à $I_d=0$ est mieux adaptée pour la machine synchrone à aimant permanent à pôles lisses [1, 2, 6, 7].

Dans cette partie nous présenterons les résultats de simulation de la machine synchrone à

aimant permanent commandée par orientation du flux, dans le cas d'une alimentation idéale, puis dans le cas d'alimentation par un onduleur triphasé à trois niveaux.

Jusqu'à présent, nous avons supposé que l'alimentation continue est constante.

Dans la cinquième partie, nous présenterons un convertisseurs AC/DC (redresseur de tension) permettant de générer cette alimentation continue.

Nous commencerons par élaborer le modèle de connaissance et le modèle de commande de cet redresseur puis nous présenterons les résultats de simulation du redresseur de tension commandé par MLI et alimentant une charge RLC.

Le comportement de l'association redresseur de tension-onduleur à trois niveaux-MSPA sera présenté au cours de ce chapitre. Où nous mettrons en évidence le problème du point milieu de l'onduleur à trois niveaux. Nous terminerons par illustrer les résultats de simulation de la cascade redresseur de tension-onduleur à trois niveaux-MSPA commandée par l'orientation du flux.

Et nous terminerons par une conclusion.

Chapitre I

MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANT PERMANENT

Introduction

Le domaine d'application des machines électriques connaît aujourd'hui des mutations importantes. Elles sont dues à la mise au point de nouveaux matériaux, comme les aimants permanents à terres rares et au développement de nouvelles structures associant machine et convertisseurs statiques.

En effet, l'apparition des aimants à terres rares dans la conception des machines a permis d'atteindre des performances élevées en raison de son rapport (puissance/masse) élevé, et de l'absence des limitations propres aux machines à collecteur [1, 2].

L'association de ces machines avec des convertisseurs statiques s'impose dans les applications nécessitant des performances dynamiques et statiques très élevées et plus particulièrement dans les systèmes embarqués (aéronautique, aérospatial...) [2, 7, 8].

Toute fois, la maîtrise de tels ensembles exige une connaissance plus approfondie des caractéristiques de fonctionnement de chacun des composants constitutifs du convertisseur électromécanique.

Dans ce chapitre, nous développerons dans un premier lieu le modèle de la machine synchrone à aimant permanent dans un repère biphasé lié au rotor. Nous rappellerons, en suite, le principe de l'autopilotage de ce type de machine. Et en fin, nous présenterons une étude comparative permettant le choix des variables de commande pour le contrôle du couple électromagnétique.

I.1 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent

Dans le cadre de ce travail, on s'intéresse à la commande des machines synchrones triphasées alimentées par des convertisseurs statiques au stator. Le rotor est constitué d'un système d'aimants assurant une répartition d'induction supposée sinusoïdale dans l'entrefer. L'effet de ce système d'aimants peut être assimilé à celui d'un bobinage alimenté par un courant continu constant. Nous considérons donc le modèle du moteur synchrone à rotor bobiné, que nous particulariserons ensuite en posant le courant d'excitation constant dans les équations.

Dans la modélisation de la machine, nous supposons en plus les hypothèses simplificatrices suivantes [1, 2, 9, 10]:

- L'induit au stator est muni d'un enroulement triphasé a,b,c, couplé en étoile (avec neutre isolé).
- Le circuit magnétique de la machine est supposé non saturé et est parfaitement feuilleté.
- La répartition de la f.m.m est supposée sinusoïdale.
- On néglige les effets des amortisseurs.

I.1.1 Equations générales de fonctionnement de la MSAP

Le modèle de la machine synchrone à p paires de pôles, en fonctionnement moteur est défini par le système matriciel suivant:

$$[V] = [R] [i] + \frac{d}{dt} [\phi] \quad (\text{I.1})$$

$$[\phi] = [L] [i] \quad (\text{I.2})$$

$$C_{em} = \frac{P}{2} [i]^t \left(\frac{\delta}{\delta\theta} [L] \right) [i] \quad (\text{I.3})$$

avec:

$$[V] = [v_A \ v_B \ v_C \ v_f]^t$$

$$[i] = [i_A \ i_B \ i_C \ I_f]^t$$

$$[\phi] = [\phi_A \ \phi_B \ \phi_C \ \phi_f]^t$$

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

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s + L'_s \cos(2\theta) & M_s + L'_s \cos(2(\theta - \frac{4\pi}{3})) & M_s + L'_s \cos(2(\theta - \frac{2\pi}{3})) & M_f \cos(\theta) \\ M_s + L'_s \cos(2(\theta - \frac{4\pi}{3})) & L_s + L'_s \cos(2(\theta - \frac{2\pi}{3})) & M_s + L'_s \cos(2\theta) & M_f \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_s + L'_s \cos(2(\theta - \frac{2\pi}{3})) & M_s + L'_s \cos(2\theta) & L_s + L'_s \cos(2(\theta - \frac{4\pi}{3})) & M_f \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ M_f \cos\theta & M_f \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_f \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & L_r \end{bmatrix}$$

Dans ces équations:

- R_a représente la résistance d'une phase de l'induit.
- R_r représente la résistance de l'inducteur.
- $L_s - L'_s$ et $L_s + L'_s$ sont les valeurs maximum et minimum de l'inductance propre d'une phase de l'induit.
- M_s est la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre deux phases de l'induit.
- L_r est l'inductance propre de l'inducteur.
- M_f est la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre l'inducteur et une phase de l'induit.
- θ est la position électrique du rotor par rapport à la phase (A) du stator.

I.1.2 Equations de fonctionnement dans un repère biphasé lié au rotor

Pour simplifier l'étude, nous remplaçons la machine triphasée par une machine biphasée équivalente.

En effet, les tensions, courants et flux sont remplacés par leurs équivalents dans un repère d-q lié au rotor, où l'axe d coïncide avec l'axe de symétrie de l'inducteur (Figure I.1).

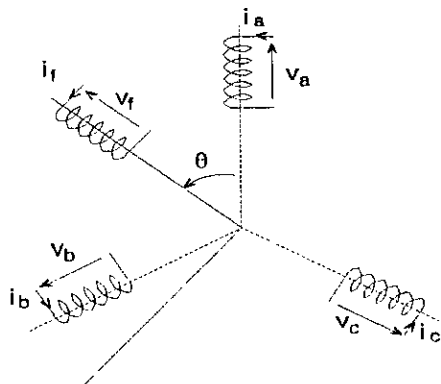


Figure I.1 Schéma descriptif d'une machine synchrone

Ce passage s'effectue en utilisant la transformation de park [9] dont la matrice de transformation (en absence de la composante homopolaire) s'exprime comme suit:

$$\begin{pmatrix} X_d \\ X_q \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{pmatrix} \quad (I.4)$$

θ étant le décalage de l'axe d par rapport à l'axe de symétrie de la phase A du stator.

Les équations électriques de la MSAP se réduisent au système d'équations suivant:

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \\ V_f \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_a + L_d S & -\omega L_q & M_{of} S \\ \omega L_d & R_a + L_q S & \omega M_{of} \\ M_{of} S & 0 & R_f + L_f S \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{pmatrix} \quad (I.5)$$

Avec:

$$M_{of} = \sqrt{\frac{3}{2}} M_f$$

$$L_d = L_s - M_s + \frac{3}{2} L'_s$$

$$L_q = L_s - M_s - \frac{3}{2} L'_s$$

La machine biphasée équivalente est représentée sur la Figure(1.2).

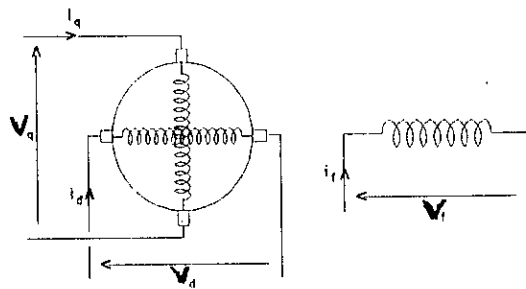


Figure 1.2 Machine biphasée équivalente.

La machine équivalente de la Figure 1.2 est identique à une machine à courant continu ayant un inducteur et deux induits en quadrature.

Dans un moteur à aimant permanent, le flux engendré par l'aimant est constant. Alors, le modèle s'obtient en posant I_f constant dans le système d'équations (1.5), on aboutit donc au système suivant:

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_a + L_d s & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_a + L_q s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega \Phi_f \end{pmatrix} \quad (1.6)$$

Où: $\Phi_f = M_{or} i_f$ est la valeur maximale du flux engendré par les aimants.

1.1.3 Equations électromécaniques

L'équation mécanique du système a la forme suivante:

$$J \frac{d\omega}{dt} = P(C_{em} - C_r) \quad (1.7)$$

Où C_{em} est le couple électromagnétique qui s'exprime dans le repère d-q :

$$C_{em} = P[(L_d - L_q) i_d i_q + \Phi_f i_q] \quad (1.8)$$

C_r est le couple résistant qui peut se mettre sous la forme:

$$C_r = C_o + f_r \omega \quad (1.9)$$

1.2 Equations de fonctionnement de la machine en régime synchrone

1.2.1 Equations des tensions

Dans cette partie, nous nous limiterons aux fondamentaux temporels des développements en série de Fourier des tensions, courants et flux.

En régime permanent, le système d'équations (1.6), dans le repère synchrone lié au champ de l'aimant (au rotor), se réduit aux équations suivantes:

$$\begin{aligned} V_d &= R_a i_d - L_q \omega i_q \\ V_q &= R_a i_q + L_d \omega i_d + \omega \Phi_f \end{aligned} \quad (1.10)$$

Dans le plan complexe, le vecteur tension peut s'exprimer:

$$\bar{V} = R_a (\bar{I}_d + \bar{I}_q) + j\omega (L_d \bar{I}_d + L_q \bar{I}_q) + \bar{E} \quad (1.11)$$

avec:

$$\bar{E} = j\omega \bar{\Phi}_f$$

Le diagramme vectoriel d'une machine synchrone à pôles saillants, en fonctionnement moteur est représenté sur la Figure I.3, où les vecteurs tension et courant sont définis par:

$$\bar{I} = i_d + j i_q ; |I| = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{\max} \quad (\text{I.12})$$

$$\bar{V} = V_d + j V_q ; |V| = \sqrt{\frac{3}{2}} V_{\max}$$

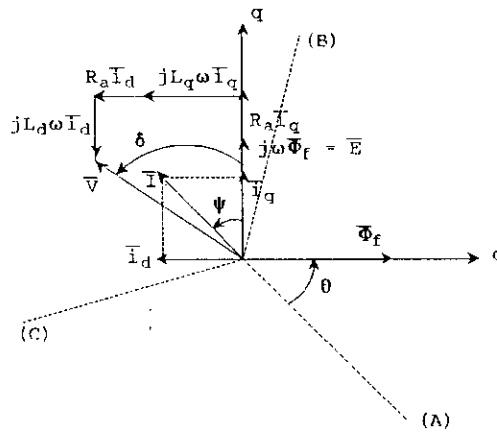


Figure I.3 Diagramme vectoriel de la machine synchrone à aimant

On définit:

- L'angle ψ qui est le déphasage du vecteur f.e.m par rapport au vecteur courant statorique donné par:

$$\psi = \arctan\left(-\frac{i_d}{i_q}\right) \quad (\text{I.13})$$

- L'angle δ qui représente l'avance du vecteur tension par rapport à la f.e.m, est donné par:

$$\delta = \arctan\left(-\frac{V_d}{V_q}\right) \quad (\text{I.14})$$

1.2.2 Expressions du couple

Dans le cas d'une alimentation en courant, le couple électromagnétique donné par l'équation (I.8) peut s'exprimer dans le régime synchrone par:

Dans le cas d'une alimentation en tension, ce couple peut s'exprimer en fonction des tensions par:

$$C_{em} = P \left[\phi_f I \cos \psi - \frac{1}{2} (L_d - L_q) I^2 \sin(2\psi) \right] \quad (\text{I.15})$$

$$C_{em} = P \left[\frac{\phi_f R_a}{R_a^2 + \omega^2 L_d L_q} \left(V_q - \frac{\omega L_d I_q}{R_a} - \omega \phi_f \right) + \frac{(L_d - L_q) R_a}{(R_a^2 + \omega^2 L_d L_q)^2} \left(V_q - \frac{\omega L_d V_q}{R_a} - \omega \phi_f \right) \left(V_d + \frac{\omega L_d V_q}{R_a} - \frac{\omega^2 L_q \phi_f}{R_a} \right) \right] \quad (\text{I.16})$$

Si on néglige la résistance R_a devant les réactances, ce couple peut s'écrire:

$$C_{em} = p \left[\frac{\phi_f}{L_d \omega} V \sin \delta + \frac{1}{2\omega} \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) V^2 \sin 2\delta \right] \quad (\text{I.17})$$

Les équations (I.15) et (I.17) montrent que les paramètres de réglage du couple sont:

- L'angle ψ dans une alimentation à courant donné.
- L'angle δ dans une alimentation à tension donnée.

I.3 Principe de l'autopilotage des machines synchrones

Par leur principe, les machines synchrones ne peuvent fonctionner à vitesse variable que si elles sont alimentées à fréquence variable. Une première manière d'utiliser ces machines à vitesse variable consiste à les alimenter en boucle ouverte par un convertisseur statique fonctionnant à fréquence variable. Cependant, ce fonctionnement présente l'inconvénient d'une grande instabilité et d'un démarrage en charge problématique.

De ce fait, quand l'entraînement à vitesse variable de la machine synchrone est envisagé, on doit faire appel à une alimentation dans laquelle la fréquence du convertisseur statique est asservie à la vitesse de rotation de manière que le synchronisme soit toujours assuré. Cet asservissement, analogue à celui réalisé par l'ensemble balais-collecteur dans les machines à courant continu, est connu sous le nom d'autopilotage [1, 2, 11].

La structure générale de ce type d'alimentation est donnée par la Figure I.4. Ce dernier qui réalise la synchronisation à partir de la détection de la position du rotor inclut également le contrôle du déphasage du courant I ou de la tension V par rapport à la f.e.m de la machine $\phi_f \omega$ (respectivement l'angle ψ ou δ). Par rapport à ces possibilités de réglage, deux modes de contrôle du couple sont envisageable:

- contrôle du couple par réglage du courant.
- contrôle du couple par réglage de la tension.

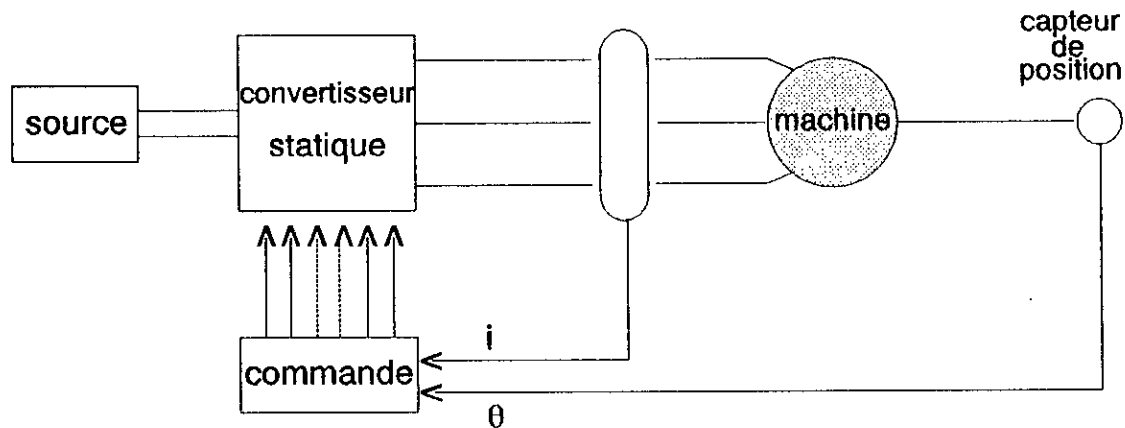


Figure 1.4 Structure des machines synchrones autopilotées

1.4 Grandeurs de réglage du couple:

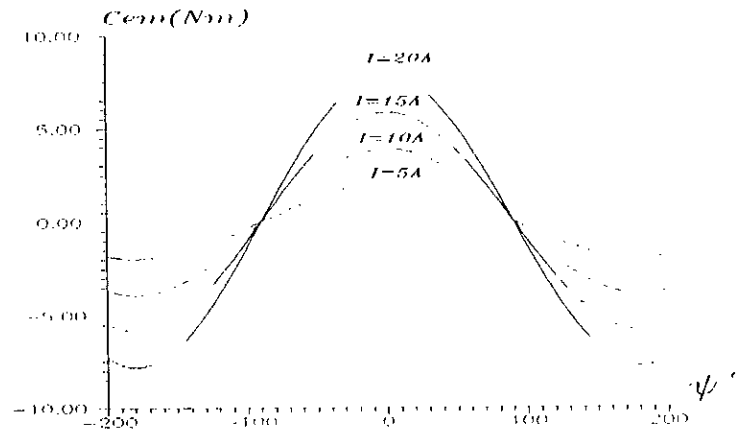
L'étude des expressions du couple nous permet de déterminer des stratégies de commande permettant d'optimiser les performances en régime permanent et d'établir des comparaisons pour le choix des grandeurs de réglage du couple.

1.4.1 Contrôle du couple par réglage du courant

Nous étudions dans ce paragraphe la méthode de commande du couple dans les moteurs synchrones à aimants permanents par le contrôle des courants dans les phases statoriques du moteur, en cherchant à obtenir une valeur maximale du couple pour une valeur donnée du courant. Cela revient à imposer dans la machine l'amplitude des courants et leurs déphasages par rapport à la f.e.m [1, 2].

Les différentes caractéristiques du couple sont obtenues en utilisant l'expression (1.15). Nous constatons dans cette expression que si le courant statorique est choisi comme grandeur de réglage, le couple électromagnétique dépend de l'angle ψ et non pas de la vitesse.

La figure 1.5 représente l'évolution du couple en fonction du décalage ψ , dans le cas d'une machine à pôles lisses (dont les paramètres sont donnés en annexe 1). Nous constatons que pour un courant statorique imposé, la zone de stabilité en fonctionnement moteur se trouve dans l'intervalle $-90^\circ < \psi < 0$, et que le couple est maximal pour une valeur de ψ nulle.



Figure(1.5) Evolution du couple en fonction de ψ , pour une machine à pôles lisses

La figure 1.6 donne l'évolution du couple en fonction du décalage ψ pour une machine à pôles saillants.

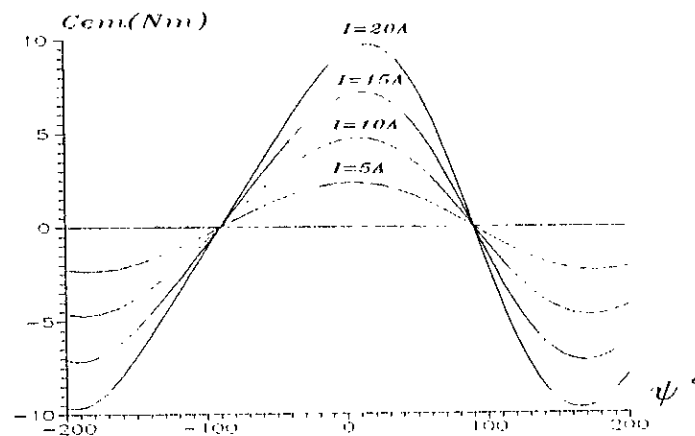


Figure 1.6 Evolution du couple en fonction de ψ , pour une machine à pôles saillants

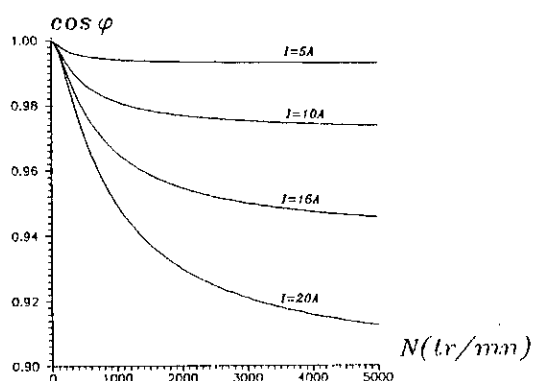
Nous constatons, pour différentes valeurs du courant, que la zone de stabilité en fonctionnement moteur s'élargie vers la droite, relativement à la machine à pôles lisses, et que le maximum du couple est obtenu pour une valeur de ψ différente de zéro.

Pour les deux types de machine nous vérifions que le fonctionnement à couple maximal ne détériore pas le facteur de puissance. Pour cela nous déterminons les caractéristiques du facteur de puissance pour un tel fonctionnement.

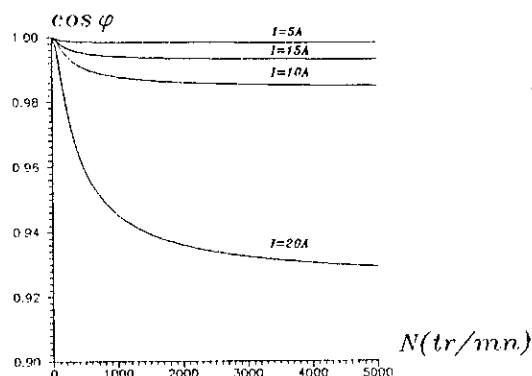
Pour un point de fonctionnement donné, le facteur de puissance, en négligeant les pertes dans le fer, s'exprime:

$$\cos\phi = \frac{C_{em} \frac{\omega}{P} + 3R_a I^2}{3VI} \quad (I.18)$$

La Figure I.7 donne l'évolution du facteur de puissance en fonction de la vitesse pour deux machines l'une à pôles lisses l'autre à pôles saillants. Comme nous pouvons le constater, le facteur de puissance est proche de l'unité dans une certaine plage de vitesse.



a) Machine à pôles lisses



b) Machine à pôles saillants

Figure I.7 Evolution du facteur de puissance en fonction de la vitesse de la machine

I.4.2 Contrôle du couple par réglage de la tension

Si la machine est alimentée en tension, la commande du couple électromagnétique s'effectue en contrôlant l'amplitude de la tension d'alimentation et l'angle de calage δ entre cette tension et la f.e.m à vide.

Les caractéristiques du couple sont obtenues en utilisant l'équation (I.16).

La figure I.8 représente l'évolution du couple en fonction de δ à vitesse nominale pour différentes valeurs de la tension.

Comme le courant n'intervient pas dans l'équation (I.16), il faut analyser la figure I.8 avec une certaine prudence en ce qui concerne la détermination des lois de réglage du couple afin d'éviter des fonctionnements conduisant à des courants trop importants.

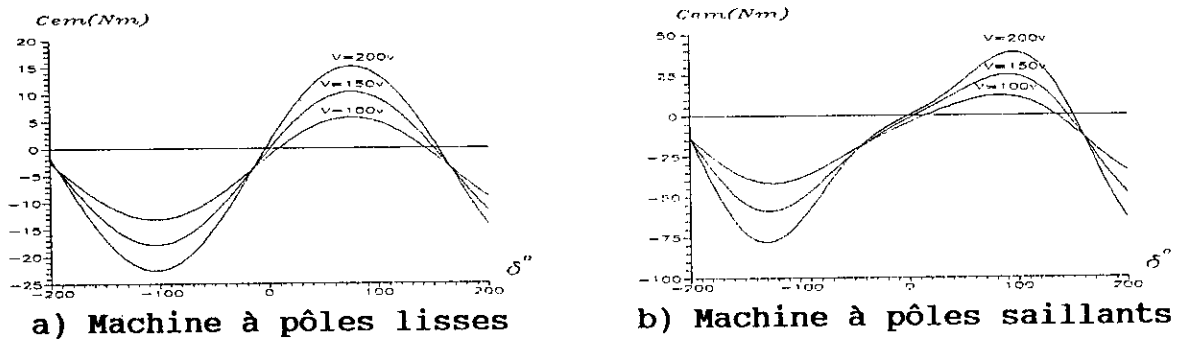


Figure I.8 Evolution du couple en fonction de l'angle δ dans le cas d'une alimentation en tension

Pour le fonctionnement à couple maximal (pour un courant donné), nous étudions les variations de la tension V et de l'angle δ en fonction de la vitesse.

Les figures I.9 et I.10 illustrent les variations de la tension, et de l'angle δ en fonction de la vitesse de la machine pour un fonctionnement à courant donné. On constate que la commande en tension exige le réglage de deux variables V et δ . De plus, ce réglage ne se fait pas indépendamment de la vitesse.

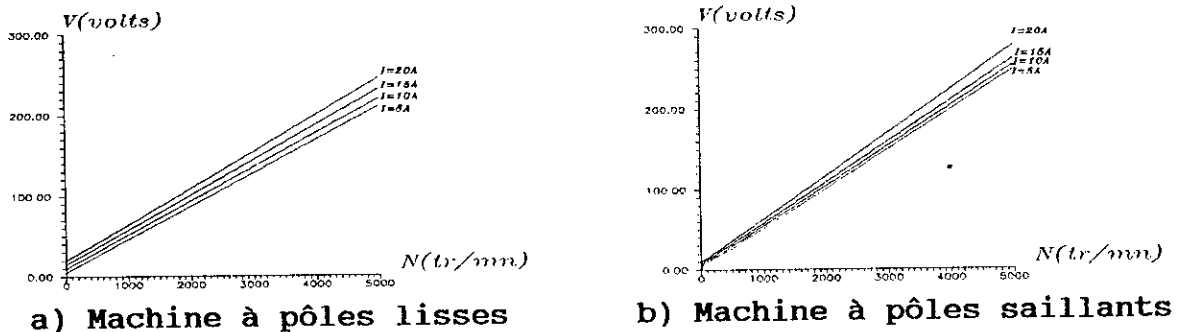


Figure I.9 variation de la tension en fonction de la vitesse en fonctionnement à couple maximal

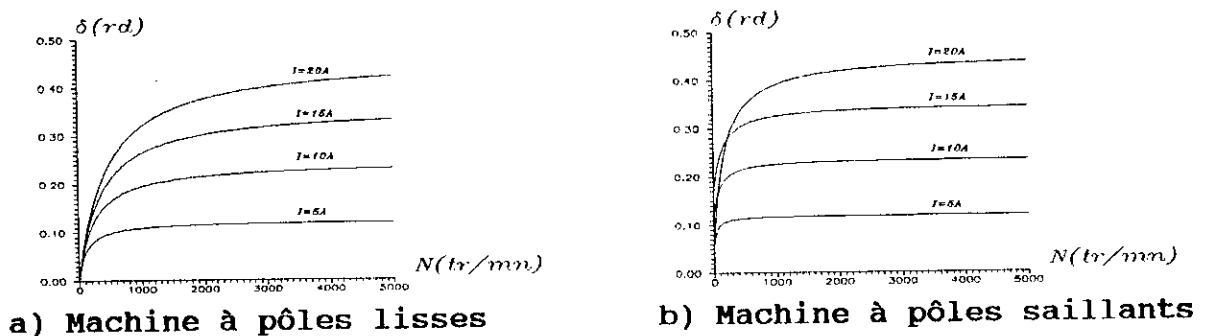


Figure I.10 variation de l'angle δ en fonction de la vitesse en fonctionnement à couple max

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté les modèles de la machine synchrone à aimant permanent. L'étude des caractéristiques en régime permanent sinusoïdal de la machine, nous a permis de conclure que la commande par réglage des courants statoriques (amplitude et phase) conduit à un contrôle direct du couple, comme dans le cas d'une machine à courant continu.

Par contre, la commande en tension exige un réglage permanent de la tension et du déphasage en fonction de la vitesse afin d'éviter les forts dépassement des courants.

La commande de la machine, dans les deux cas d'alimentation, exige l'utilisation d'un convertisseur à fréquence variable.

Le chapitre suivant fera l'objet de l'étude et la modélisation d'un convertisseur à fréquence variable à savoir l'onduleur triphasé de tension à trois niveaux.

Chapitre II

MODELE DE COMMANDE ET DE CONNAISSANCE DES ONDULEURS A TROIS NIVEAUX

Introduction

Au cours du chapitre précédent, on a élaboré un modèle mathématique de la machine synchrone à aimant permanent en vue d'une alimentation par convertisseurs statiques.

En faible et moyenne puissance, l'alimentation de cette machine est assurée généralement par un onduleur à deux niveaux.

Cependant, pour les fortes puissances, l'alimentation de la machine voit souvent l'implication du convertisseur à trois niveaux [3, 4, 5, 12, 13].

L'accès à des niveaux de tension supplémentaire n'est possible que par la mise en série de convertisseurs classiques à deux niveaux, le convertisseur à trois niveaux présente, alors, une architecture assez complexe.

Le présent chapitre fera l'objet d'une étude générale de la structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux. L'élaboration de son modèle de fonctionnement est effectuée en utilisant la méthode DESIGN associée aux réseaux de Petri [3, 14, 15, 16, 17].

En fin de chapitre, nous définissons le modèle de commande de ce convertisseur commandé par MLI.

II.1 Modélisation de l'onduleur à trois niveaux

II.1.1 Structure générale des onduleurs à trois niveaux

L'onduleur de tension à trois niveaux est une nouvelle structure de conversion utilisée pour alimenter, en tension et en vitesse variable, des moteurs à courant alternatif de forte puissance.

Plusieurs structures de l'onduleur à trois niveaux sont possibles [3, 4, 12, 13, 18, 19, 20]. Dans le cadre de notre travail, nous allons présenter une structure de l'onduleur à trois niveaux de type NPC représentée par la Figure II.1. Cette structure de conversion existe dans l'industrie. Elle peut être pilotée en pleine onde et en Modulation de largeur d'impulsion [3, 4, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 24].

Elle se compose de douze interrupteurs bicommandables et bidirectionnels en courant (transistors, GTO....) et de six interrupteurs unidirectionnels en courant reliés au point milieu des deux sources permettant ainsi l'accès aux potentiels $+E/2$, $-E/2$ et 0.

Pour différentes stratégies de commande, les tensions délivrées par ce type d'onduleur présentent un taux d'harmoniques plus faible à celui qui correspond aux tensions délivrées par une structure classique d'onduleurs à deux niveaux.

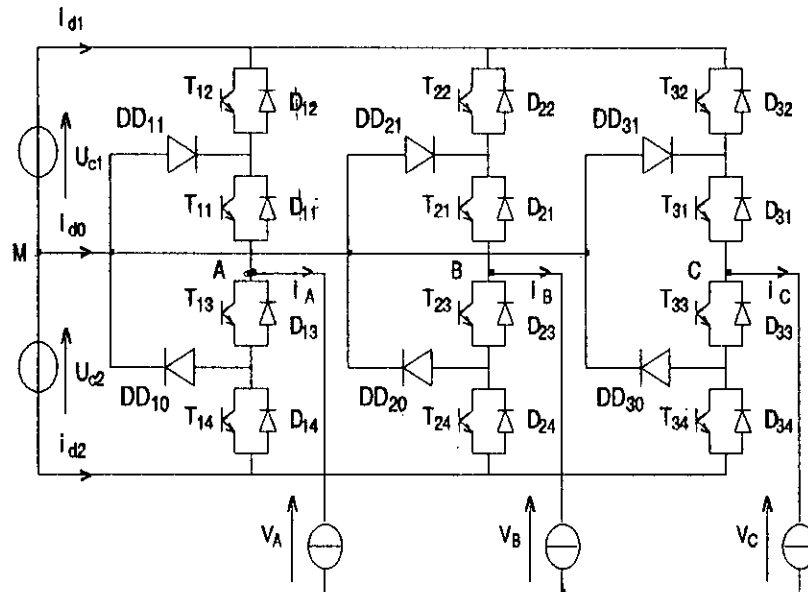


Figure II.1 Structure du convertisseur à trois niveaux.

II.1.2 Modélisation fonctionnelle de l'onduleur à trois niveaux

La recherche des différentes configurations offertes par le convertisseur à deux niveaux peut se faire de plusieurs façons, la plus simple est la méthode de dénombrement par arbre de tri, sans a priori sur la commande[21].

Pour les onduleurs à trois niveaux, l'utilisation de cette méthode est trop lourde à gérer et à intégrer sur un outil informatique pour simuler l'ensemble de ces configurations [21, 25].

Nous proposons, alors, à partir de travaux de recherche [3, 15, 16, 17, 26], une méthode d'analyse du fonctionnement du convertisseur à trois niveaux. Elle met en oeuvre la représentation fonctionnelle d'un ensemble d'interrupteurs par réseaux de Petri et la description d'un circuit par le formalisme d'état qui sont les outils de la simulation numérique.

Le principe de cette méthode consiste à rechercher les différentes configurations possibles résultant de l'état passant ou bloqué des semi-conducteurs, ainsi que toutes les possibilités d'évolution d'une configuration vers une autre sans a priori sur la commande.

Comme le montre la figure (II.5), le graphe de fonctionnement regroupe les diverses configurations, appelées étapes ou places, et les transitions entre ces étapes [3, 16, 17, 26].

Afin de définir les différentes configurations de l'onduleur triphasé à trois niveaux, nous considérons les hypothèses suivantes:

- Vue la symétrie de l'onduleur triphasé à trois niveaux, la modélisation de ce dernier se fait par bras (figure II.2).
- Afin de réduire le nombre de place du réseau de Petri d'un bras K, on représente chaque paire transistor-diode par un seul interrupteur bidirectionnel supposé idéal (figure II.3).

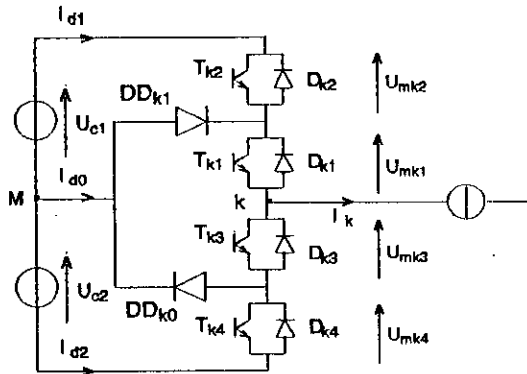


Figure II.2 Structure d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

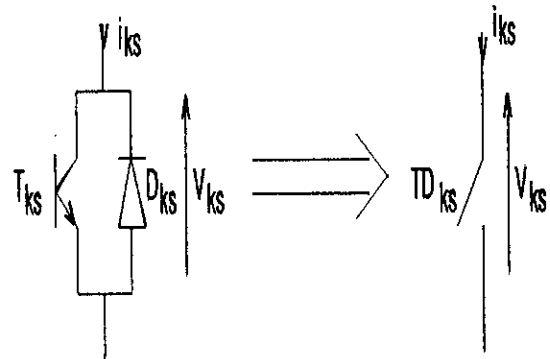


Figure II.3 Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor-diode.

II.1.2.a Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux

La topologie d'un bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux montre qu'il existe cinq configurations possibles (figures II-4).

Le tableau(II.1) donne les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations.

E_0	$i_k=0, V_k$ dépend de la charge
E_1	$V_k=U_{c1}=U_c$
E_2	$V_k=0$
E_3	$V_k=-U_{c2}=-U_c$
E_4	$V_k=0$

Tableau II.1: Grandeurs électriques connues pour chaque configuration du bras K de l'onduleur à trois niveaux

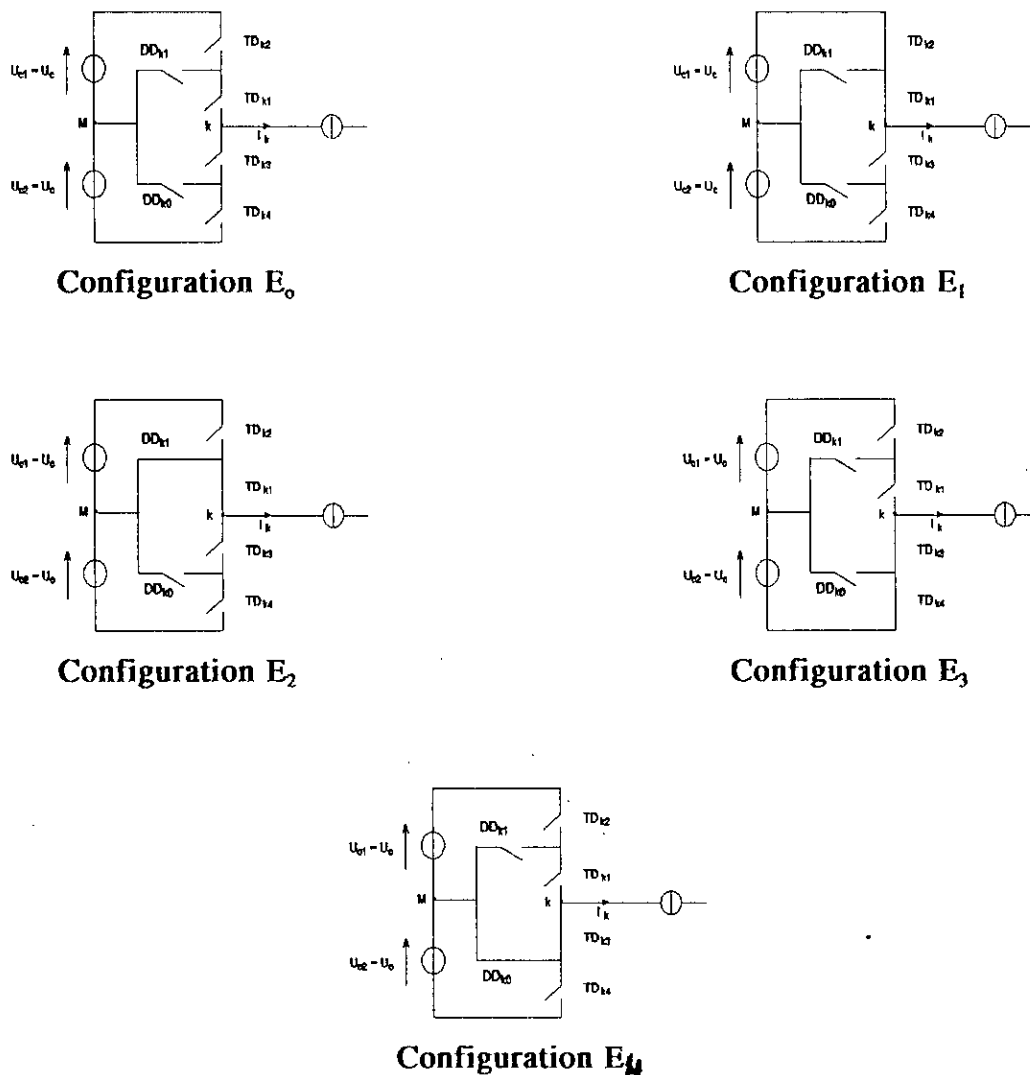


Figure II.4 Différentes configurations du bras K de l'onduleur à trois niveaux

II.1.2.b Réseau de Petri d'un bras d'onduleur à trois niveaux

L'analyse fonctionnelle réalisée au moyen du formalisme de Petri consiste à dénombrer les configurations physiquement réalisables, à attribuer à chacune d'elles un modèle électrique équivalent et à définir les conditions de changements de configurations. Ces conditions de transition donnent les réceptivités du réseau de Petri de fonctionnement de ce bras d'onduleur. Elles sont fonctions [3, 16] de:

- La commande externe B_{ks} (l'ordre d'amorçage ou de blocage) du semi-conducteur.
- La commande interne définie par les signes du courant du bras et des tensions aux bornes des interrupteurs.

Le réseau de pétri série du fonctionnement de ce bras d'onduleur est représenté à la figure (II.5), où R_{mn} est la réceptivité de transition de la configuration E_m à la configuration E_n . Ces différentes réceptivités sont explicitées ci-dessous:

$$R_{01}=[B_{k1} \wedge (U_{km1} > 0) \wedge B_{k2} \wedge (U_{km2} > 0)] + [(U_{mk1} < 0) \wedge (U_{mk2} < 0)]$$

$$R_{o2}=(U_{mk1} > 0) \wedge B_{k1} \wedge [\overline{B_{k2}} + (U_{mk2} < 0)]$$

$$R_{o3}=[(U_{mk3} > 0) \wedge B_{k3} \wedge (U_{mk4} > 0) \wedge B_{k4}] + [(U_{mk3} < 0) \wedge (U_{mk4} < 0)]$$

$$R_{04}=(U_{mk3} > 0) \wedge B_{k3} \wedge [\overline{B_{k4}} + (U_{mk4} < 0)]$$

$$R_{10} = (i_k = 0)$$

$$R_{12}=\overline{B_{k2}} \wedge B_{k1} \wedge (i_k > 0)$$

$$R_{13}=[\overline{B_{k1}} \wedge (i_k > 0)] + [B_{k3} \wedge B_{k4} \wedge (i_k < 0)]$$

$$R_{14}=\overline{B_{k4}} \wedge B_{k3} \wedge (i_k < 0)$$

$$R_{20}=(i_k = 0 \uparrow) \wedge \overline{B_{k3}} \wedge [\overline{B_{k2}} + \overline{B_{k1}}]$$

$$R_{21}=B_{k1} \wedge B_{k2} \wedge (i_k > 0)$$

$$R_{23}=\overline{B_{k1}} \wedge (i_k > 0)$$

$$R_{30}=(i_k = 0)$$

$$R_{31}=[\overline{B_{k3}} \wedge (i_k < 0)] + [B_{k1} \wedge B_{k2} \wedge (i_k > 0)]$$

$$R_{32}=[B_{k1} \wedge \overline{B_{k2}} \wedge (i_k > 0)]$$

$$R_{34}=[B_{k3} \wedge \overline{B_{k4}} \wedge (i_k < 0)]$$

$$R_{40}=(i_k = 0 \uparrow) \wedge \overline{B_{k1}} \wedge [\overline{B_{k3}} + \overline{B_{k4}}]$$

$$R_{41}=\overline{B_{k3}} \wedge (i_k < 0)$$

$$R_{43}=B_{k3} \wedge B_{k4} \wedge (i_k < 0)$$

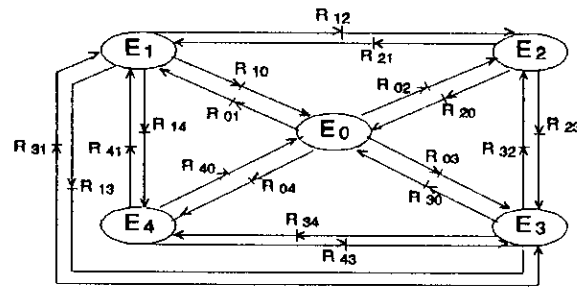


Figure II.5 Réseau de pétri série de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

La figure (II.6) montre le réseau de Petri parallèle de fonctionnement de ce bras. Les différentes réceptivités d'entrée R_e et de sortie R_s de ce réseau s'expriment en fonction des réceptivités de transition R_{mn} comme suit:

a- Réceptivité d'entrée du réseau de Pétri parallèle:

$$R_e(E_0) = (P_{Rdp} = E_1) \wedge R_{10} + (P_{Rdp} = E_2) \wedge R_{20} + (P_{Rdp} = E_3) \wedge R_{03} + (P_{Rdp} = E_4) \wedge R_{40}$$

$$R_e(E_1) = (P_{Rdp} = E_0) \wedge R_{01} + (P_{Rdp} = E_2) \wedge R_{21} + (P_{Rdp} = E_3) \wedge R_{31} + (P_{Rdp} = E_4) \wedge R_{41}$$

$$R_e(E_2) = (P_{Rdp} = E_0) \wedge R_{02} + (P_{Rdp} = E_1) \wedge R_{12} + (P_{Rdp} = E_3) \wedge R_{32}$$

$$R_e(E_3) = (P_{Rdp} = E_0) \wedge R_{03} + (P_{Rdp} = E_1) \wedge R_{13} + (P_{Rdp} = E_2) \wedge R_{23} + (P_{Rdp} = E_4) \wedge R_{43}$$

$$R_e(E_4) = (P_{Rdp} = E_0) \wedge R_{04} + (P_{Rdp} = E_1) \wedge R_{14} + (P_{Rdp} = E_3) \wedge R_{34}$$

b- Réceptivité de sortie du réseau de Pétri parallèle

$$R_s(E_0) = (P_{Rdp} = E_0) \wedge (R_{01} + R_{02} + R_{03} + R_{04})$$

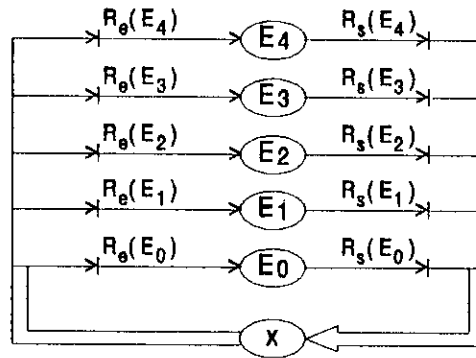
$$R_s(E_1) = (P_{Rdp} = E_1) \wedge (R_{10} + R_{12} + R_{13} + R_{14})$$

$$R_s(E_2) = (P_{Rdp} = E_2) \wedge (R_{20} + R_{21} + R_{23})$$

$$R_s(E_3) = (P_{Rdp} = E_3) \wedge (R_{30} + R_{31} + R_{32} + R_{34})$$

$$R_s(E_4) = (P_{Rdp} = E_4) \wedge (R_{40} + R_{41} + R_{43})$$

Remarque: La variable P_{Rdp} indique la configuration du bras de l'onduleur à trois niveaux.



Figure(II.6) Réseau de pétri parallèle de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

II.2 Modèle de commande des onduleurs triphasés à trois niveaux

II.2.1 Définition de la commandabilité des convertisseurs statiques

En mode commandable, les transitions entre les différentes configurations du réseau de Petri de fonctionnement d'un convertisseur statique dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs). Ainsi le convertisseur fonctionne en conduction continue[3].

II.2.2 Fonction de connexion

On associe à chaque interrupteur TD_{ks} une fonction logique dite fonction de connexion. Cette dernière décrit son état ouvert ou fermé. Elle est définie comme suit:

$$F_{ks}=1 \quad \text{si } TD_{ks} \text{ est fermé}$$

$$F_{ks}=0 \quad \text{si } TD_{ks} \text{ est ouvert}$$

II.2.3 Fonction génératrice

Une fonction génératrice de connexion F_{ksg} est la valeur moyenne de la fonction discontinue F_{ks} de connexion sur une période de commutation T_e (supposée infiniment petite). Cette fonction est définie par l'expression suivante:

$$F_{ksg}(t) = \frac{1}{T_e} \int_{KT_e}^{(K+1)T_e} F_{ks}(\tau) . d\tau \quad \text{avec } K: \text{ un entier naturel} \quad (\text{II.1})$$

La fonction de connexion F_{ig} est un nombre réel compris entre 0 et 1.

II.2.4 Modèle de commande de l'onduleur

La structure d'un bras d'onduleur à trois niveaux est représentée à la Figure II.2. On suppose $U_{c1} = U_{c2} = U_c$. Pour cet onduleur, on remarque que trois commandes complémentaires sont possibles pour ses interrupteurs. L'interrupteur T_{k1} par exemple peut être commandé de façon complémentaire avec chacun des trois autres interrupteurs du bras.

Commande N° 1

Soit la commande complémentaire suivante:

$$\begin{aligned}
 B_{k3} &= \overline{B_{k1}} \\
 B_{k4} &= \overline{B_{k2}}
 \end{aligned}
 \tag{II.2}$$

Avec B_{ks} étant la commande de base des transistors T_{ks} $\{(k=1,2,3) \text{ et } (s=1,2,3,4)\}$ du bras k .

B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	Tension de sortie du bras k par rapport à M
0	0	1	1	$-U_{c2}$
0	1	1	0	pas connue
1	0	0	1	pas connue
1	1	0	0	$-U_{c1}$

Tableau II.2

Le tableau logique II.2 indique que la commande dans ce cas n'est possible qu'à deux niveaux.

Commande N° 2:

Soit la commande complémentaire suivante:

$$\begin{aligned}
 B_{k2} &= \overline{B_{k1}} \\
 B_{k4} &= \overline{B_{k3}}
 \end{aligned}
 \tag{II.3}$$

Le tableau logique correspondant est défini ci-dessous:

B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	Tension de sortie du bras K par rapport à M
0	1	0	1	Pas connue
0	1	1	0	$V_{kM}=0$ ou $i_k=0$ (pas connue)
1	0	0	1	$V_{kM}=0$ ou $i_k=0$ (pas connue)
1	0	1	0	$V_{kM}=0$

Tableau II.3

Cette commande rend le système pratiquement non commandable.

Commande N°3

La commande complémentaire suivante est définie comme suit:

$$B_{k4} = \overline{B_{k1}} \tag{II.4}$$

$$B_{k3} = \overline{B_{k2}}$$

Le tableau logique (II.4) défini ci-dessous, montre que cette commande complémentaire rend le système complètement commandable à trois niveaux, en interdisant le cas correspondant à la ligne 2 du tableau où la configuration du bras dépend en plus des grandeurs électriques du système.

B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	Tension de sortie du bras K par rapport à M
0	0	1	1	$-U_{c2}$
0	1	0	1	pas connus
1	0	1	0	$V_{kM}=0$
1	1	0	0	U_{c1}

Tableau II.4

Ainsi, on peut conclure de cette analyse, que la troisième commande est la seule commande complémentaire possible pour un fonctionnement en mode commandable des onduleurs à trois niveaux [3].

Avec la commande complémentaire et en mode commandable, le réseau de Pétri de fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux se simplifie (Figure II.7)

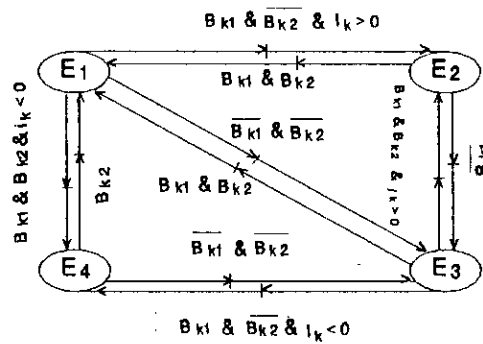


Figure II.7 Réseau de Pétri D'un bras d'onduleur à trois niveaux en mode commandable

II.2.5 Fonction de conversion

La structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux est représentée à la Figure (II.1). La commande complémentaire pour cet onduleur s'exprime comme suit:

$$\begin{aligned}
 F_{11} &= 1 - F_{14} ; F_{21} = 1 - F_{24} ; F_{31} = 1 - F_{34} \\
 F_{12} &= 1 - F_{13} ; F_{22} = 1 - F_{23} ; F_{32} = 1 - F_{33}
 \end{aligned}
 \tag{II.5}$$

En utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs, on définit les potentiels des noeuds A, B et C de l'onduleur triphasé, par rapport au point milieu M de la source de tension continue, comme suit:

$$\begin{aligned}
 V_{AM} &= F_{11} \cdot F_{12} \cdot U_{c1} - F_{13} \cdot F_{14} \cdot U_{c2} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{13} \cdot F_{14}) \cdot U_c \\
 V_{BM} &= F_{21} \cdot F_{22} \cdot U_{c1} - F_{23} \cdot F_{24} \cdot U_{c2} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{23} \cdot F_{24}) \cdot U_c \\
 V_{CM} &= F_{31} \cdot F_{32} \cdot U_{c1} - F_{33} \cdot F_{34} \cdot U_{c2} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{33} \cdot F_{34}) \cdot U_c
 \end{aligned}
 \tag{II.6}$$

Pour les onduleurs trois niveaux, on définit la fonction de connexion du demi-bras qu'on notera F_{km}^b , avec k étant le numéro du bras, et m=1 pour le demi-bras du haut, et m=0 pour celui du bas. Elles s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs de la manière suivante:

$$\tilde{F}_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \quad (\text{II.7})$$

$$F_{k0}^b = F_{k3} \cdot F_{k4}$$

En introduisant ces fonctions de connexion des demi-bras dans le système (II.6), on trouve:

$$\begin{aligned} V_{AM} &= F_{11}^b \cdot U_{c1} - F_{10}^b \cdot U_{c2} = (F_{11}^b - F_{10}^b) \cdot U_c \\ V_{BM} &= F_{21}^b \cdot U_{c1} - F_{20}^b \cdot U_{c2} = (F_{21}^b - F_{20}^b) \cdot U_c \\ V_{CM} &= F_{31}^b \cdot U_{c1} - F_{30}^b \cdot U_{c2} = (F_{31}^b - F_{30}^b) \cdot U_c \end{aligned} \quad (\text{II.8})$$

Ce système d'équations montre bien que l'onduleur à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série, l'un alimenté par U_{c1} et constitué des demi-bras du haut, et l'autre alimenté par $(-U_{c2})$ et formé des demi-bras du bas de l'onduleur à trois niveaux.

Les différentes tensions composées s'expriment à l'aide des fonctions de connexion des interrupteurs par le système d'équations suivant:

$$\begin{aligned} U_{AB} &= V_{AM} - V_{BM} = [(F_{11} \cdot F_{12} - F_{21} \cdot F_{22}) - (F_{13} \cdot F_{14} - F_{23} \cdot F_{24})] \cdot U_c \\ U_{BC} &= V_{BM} - V_{CM} = [(F_{21} \cdot F_{22} - F_{31} \cdot F_{32}) - (F_{23} \cdot F_{24} - F_{33} \cdot F_{34})] \cdot U_c \\ U_{CA} &= V_{CM} - V_{AM} = [(F_{31} \cdot F_{32} - F_{11} \cdot F_{21}) - (F_{33} \cdot F_{34} - F_{13} \cdot F_{14})] \cdot U_c \end{aligned} \quad (\text{II.9})$$

En introduisant les fonctions de connexion des demi-bras, le système d'équations (II.9) devient:

$$\begin{pmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{pmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Les tensions simples sont liées aux tensions composées par les relations suivantes:

$$\begin{aligned} V_{AN} = V_A &= \frac{U_{AB} - U_{CA}}{3} \\ V_{BN} = V_B &= \frac{U_{BC} - U_{AB}}{3} \\ V_{CN} = V_C &= \frac{U_{CA} - U_{BC}}{3} \end{aligned} \quad (\text{II.11})$$

Donc, ces tensions simples s'expriment grâce aux fonctions de connexion des demi-bras selon le système suivant:

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{pmatrix} U_c \quad (\text{II.12})$$

Les courants d'entrée i_{d1} , i_{d2} et i_{d0} de l'onduleur triphasé à trois niveaux (voir Figure II.1) s'expriment en fonction des courants de la charge i_A , i_B et i_C comme suit:

$$\begin{aligned} i_{d1} &= F_{11} \cdot F_{12} \cdot i_A + F_{21} \cdot F_{22} \cdot i_B + F_{31} \cdot F_{33} \cdot i_C \\ i_{d2} &= F_{13} \cdot F_{14} \cdot i_A + F_{23} \cdot F_{24} \cdot i_B + F_{33} \cdot F_{34} \cdot i_C \end{aligned} \quad (\text{II.13})$$

En remplaçant les fonctions de connexion des interrupteurs par les fonctions de connexion des demi-bras, la relation (II.13) devient:

$$\begin{aligned} i_{d1} &= F_{11}^b \cdot i_A + F_{21}^b \cdot i_B + F_{31}^b \cdot i_C \\ i_{d2} &= F_{10}^b \cdot i_A + F_{20}^b \cdot i_B + F_{30}^b \cdot i_C \end{aligned} \quad (\text{II.14})$$

La relation (II.14) montre que pour l'onduleur triphasé à trois niveaux, tout se passe comme si le courant i_{d1} est le courant d'entrée de l'onduleur à deux niveaux du haut, et i_{d2} celui du bas.

Le courant i_{d0} s'écrit:

$$i_{d0} = i_A + i_B + i_C - i_{d1} - i_{d2} \quad (\text{II.15})$$

En utilisant la relation (II.14) dans l'équation (II.15), l'expression du courant i_{d0} devient:

$$i_{d0} = (i_A + i_B + i_C) - (F_{11}^b + F_{10}^b)i_A - (F_{21}^b + F_{20}^b)i_B - (F_{31}^b + F_{30}^b)i_C \quad (II.16)$$

Les matrices de conversion simple et composée respectivement [N(t)] et [M(t)] de cet onduleur s'expriment comme suit:

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{pmatrix} = [N(t)] \cdot \begin{pmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix} \quad (II.17)$$

ou:

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} \frac{2F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b}{3} & -\left(\frac{2F_{10}^b - F_{20}^b - F_{30}^b}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-F_{11}^b + 2F_{21}^b - F_{31}^b}{3} & -\left(\frac{-F_{10}^b + 2F_{20}^b - F_{30}^b}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-F_{11}^b - F_{21}^b + 2F_{31}^b}{3} & -\left(\frac{-F_{10}^b - F_{20}^b + 2F_{30}^b}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (II.18)$$

et

$$\begin{pmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{pmatrix} = [M(t)] \cdot \begin{pmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix} \quad (II.19)$$

Avec:

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} (F^b_{11} - F^b_{21}) & -(F^b_{10} - F^b_{20}) & 0 & 0 & 0 \\ (F^b_{21} - F^b_{31}) & -(F^b_{20} - F^b_{30}) & 0 & 0 & 0 \\ (F^b_{31} - F^b_{11}) & -(F^b_{30} - F^b_{10}) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F^b_{11} & F^b_{21} & F^b_{31} \\ 0 & 0 & F^b_{10} & F^b_{20} & F^b_{30} \\ 0 & 0 & (1 - F^b_{11} - F^b_{10}) & (1 - F^b_{21} - F^b_{20}) & (1 - F^b_{31} - F^b_{30}) \end{bmatrix} \quad (II.20)$$

La figure (II.8) présente le modèle de connaissance global de l'onduleur triphasé à trois niveaux en mode commandable associé à une charge triphasée et à une source de tension continue à point milieu. A partir de cette figure on distingue :

- La partie de commande est représentée par le réseau de Pétri de fonctionnement de l'onduleur en mode commandable.
- La partie opérative est constituée d'un bloc continu représentant la charge et un bloc discontinu qui représente la fonction de l'onduleur.

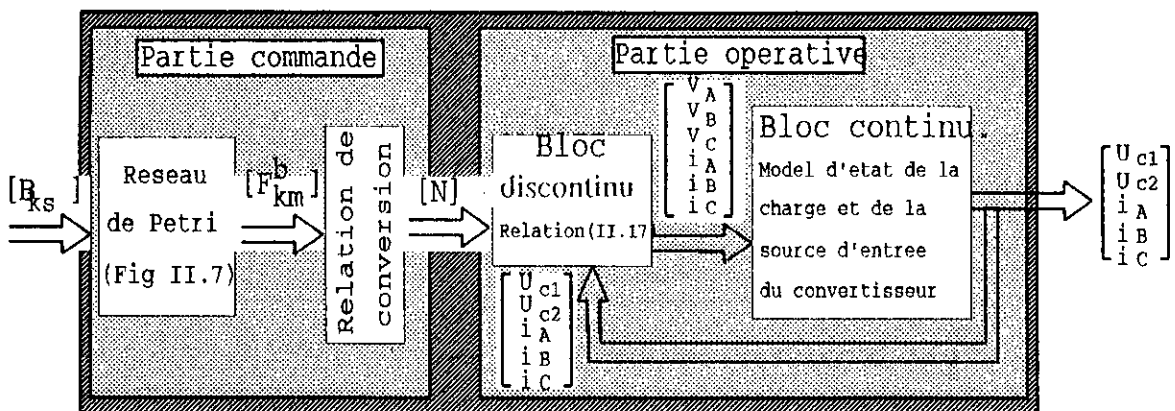


Figure II.8 modèle de connaissance de l'onduleur à trois niveaux

II.2.6 Fonction génératrice de conversion

Afin d'homogénéiser le modèle de connaissance global de l'onduleur à trois niveaux, en rendant le bloc discontinu continu, on utilise les fonctions génératrices définies précédemment (§.II.2.1.2). Les relations (II.17) et (II.19) deviennent:

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{pmatrix} = [N_g(t)] \cdot \begin{pmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix} \quad (\text{II.21})$$

ou:

$$[N_g(t)] = \begin{bmatrix} \frac{2F^b_{11g} - F^b_{21g} - F^b_{31g}}{3} & -\left(\frac{2F^b_{10g} - F^b_{20g} - F^b_{30g}}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-F^b_{11g} + 2F^b_{21g} - F^b_{31g}}{3} & -\left(\frac{-F^b_{10g} + 2F^b_{20g} - F^b_{30g}}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-F^b_{11g} - F^b_{21g} + 2F^b_{31g}}{3} & -\left(\frac{-F^b_{10g} - F^b_{20g} + 2F^b_{30g}}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F^b_{11g} & F^b_{21g} & F^b_{31g} \\ 0 & 0 & F^b_{10g} & F^b_{20g} & F^b_{30g} \\ 0 & 0 & (1-F^b_{11g} - F^b_{10g}) & (1-F^b_{21g} - F^b_{20g}) & (1-F^b_{31g} - F^b_{30g}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

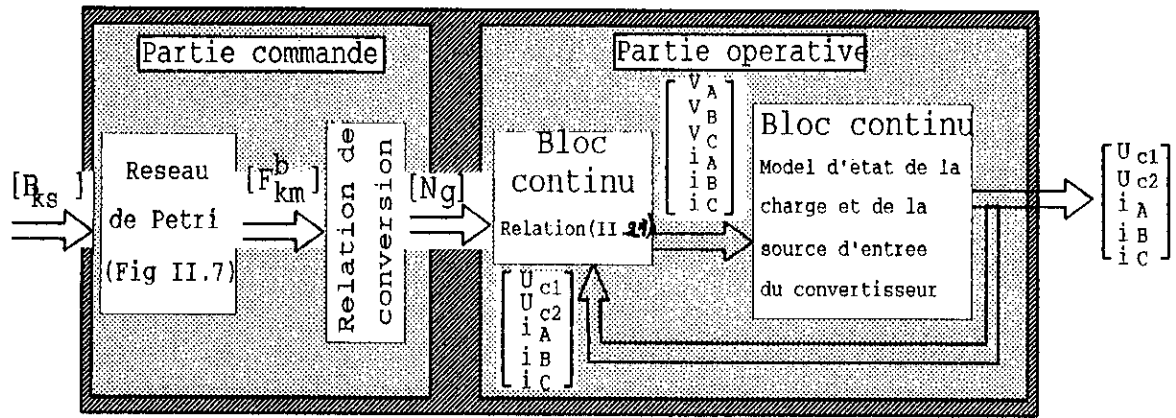
et

$$\begin{pmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{pmatrix} = [M_g(t)] \cdot \begin{pmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix} \quad (\text{II.23})$$

Avec:

$$[M_g(t)] = \begin{bmatrix} (F^b_{11g} - F^b_{21g}) & -(F^b_{10g} - F^b_{20g}) & 0 & 0 & 0 \\ (F^b_{21g} - F^b_{31g}) & -(F^b_{20g} - F^b_{30g}) & 0 & 0 & 0 \\ (F^b_{31g} - F^b_{11g}) & -(F^b_{30g} - F^b_{10g}) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F^b_{11g} & F^b_{21g} & F^b_{31g} \\ 0 & 0 & F^b_{10g} & F^b_{20g} & F^b_{30g} \\ 0 & 0 & (1-F^b_{11g} - F^b_{10g}) & (1-F^b_{21g} - F^b_{20g}) & (1-F^b_{31g} - F^b_{30g}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

Donc, nous obtenons le modèle de commande de l'onduleur où ces grandeurs sont toutes continues comme le montre la figure(II.9).



Figure(II.9) Modèle de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

Comme la charge couplée en étoile possède un neutre isolé, on a par suite:

$$\begin{aligned}
 i_A + i_B + i_C &= 0 \\
 V_A + V_B + V_C &= 0 \\
 i_{d0} &= -i_{d1} - i_{d2}
 \end{aligned}
 \tag{II.25}$$

D'où le système (II.20) se réduit à:

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ i_{d1} \\ i_{d2} \end{pmatrix} = [N_g(t)] \cdot \begin{pmatrix} U_c \\ i_A \\ i_B \end{pmatrix}
 \tag{II.26}$$

ou:

$$[N_g(t)] = \begin{pmatrix} \frac{2(F_{11g}^b - F_{10g}^b) - (F_{21g}^b - F_{20g}^b) - (F_{31g}^b - F_{30g}^b)}{3} & 0 & 0 \\ \frac{-(F_{11g}^b - F_{10g}^b) + 2(F_{21g}^b - F_{20g}^b) - (F_{31g}^b - F_{30g}^b)}{3} & 0 & 0 \\ 0 & (F_{11g}^b - F_{31g}^b) & (F_{21g}^b - F_{31g}^b) \\ 0 & (F_{10g}^b - F_{30g}^b) & (F_{20g}^b - F_{30}^b) \end{pmatrix}
 \tag{II.27}$$

Ainsi les relations (II.23) et (II.24) deviennent:

$$\begin{pmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \end{pmatrix} = [M_g(t)] \cdot \begin{pmatrix} U_c \\ i_A \\ i_B \end{pmatrix} \quad (II.28)$$

ou:

$$[M_g(t)] = \begin{bmatrix} (F^b_{11g} - F^b_{21g}) - (F^b_{10g} - F^b_{20g}) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ (F^b_{21g} - F^b_{31g}) - (F^b_{20g} - F^b_{30g}) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F^b_{11g} & F^b_{21g} & F^b_{31g} \\ 0 & 0 & F^b_{10g} & F^b_{20g} & F^b_{30g} \\ 0 & 0 & (1 - F^b_{11g} - F^b_{10g}) & (1 - F^b_{21g} - F^b_{20g}) & (1 - F^b_{31g} - F^b_{30g}) \end{bmatrix} \quad (II.29)$$

CONCLUSION

Dans ce chapitre, une des structures des convertisseurs multiniveaux a été développée. Il s'agit de l'onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC. Nous avons présenté le modèle de connaissance de cet onduleur, sans à priori sur la commande, en utilisant la méthode DESIGN associée aux réseaux de Petri. Pour cela, Nous avons défini les différentes configurations d'un bras de cet onduleur et nous avons remarqué que le modèle de l'onduleur à deux niveaux est un cas particulier de celui de l'onduleur à trois niveaux.

En vue de la commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux, nous avons défini sa commande complémentaire pour un fonctionnement complètement commandable. Cette commande est unique[3].

Et en utilisant les fonctions de connexion des demi-bras de l'onduleur à trois niveaux, nous avons montré que ce type d'onduleur n'est que la mise en série de deux onduleurs à deux niveaux alimentés respectivement par U_{c1} et $-U_{c2}$.

En fin, pour commander l'onduleur par ordinateur numérique, nous avons défini un modèle moyen de l'onduleur, en introduisant les fonctions génératrices.

Ce modèle sera utilisé au chapitre suivant consacré à l'étude de différentes stratégies MLI appliquées à l'onduleur à trois niveaux alimentant la machine synchrone à aimant permanent.

Chapitre III

STRATEGIES DE COMMANDE MLI DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX

Introduction

Les progrès technologiques récents dans le domaine des dispositifs à semi-conducteurs comme les transistors de puissance et GTO ont ouvert un large domaine d'application des techniques de Modulation de Largeur d'Impulsion dans le contrôle de la tension de sortie des convertisseurs statiques. L'emploi de cette technique est particulièrement intéressant dans le cas d'onduleurs triphasés associés à des machines à courant alternatif, rendant possible le contrôle en amplitude et en fréquence des tensions de sortie de l'onduleur. Pour réaliser cet objectif, le convertisseur le plus utilisé est l'onduleur à deux niveaux. Les différentes stratégies de commande MLI, de cet onduleur, ont été développées par différents auteurs [2, 27, 28].

Actuellement, les onduleurs à trois niveaux particulièrement à GTO commencent à s'imposer dans le domaine d'entraînement à vitesse variable à grande puissance.

Comme l'onduleur à trois niveaux est la mise en série deux onduleurs à deux niveaux, les techniques classiques de modulation sinusoïdale, développées à l'origine en deux niveaux, sont étendues à l'onduleur à trois niveaux [3, 4, 5, 20]. Ces techniques ont été développées par certains auteurs [3, 4, 5, 18, 21, 24, 29].

Notre travail consiste à contrôler un onduleur MLI à trois niveaux entraînant une machine synchrone autopilotée à aimant permanent.

Dans ce chapitre, nous développerons les stratégies de commande MLI de l'onduleur à trois niveaux. nous présenterons, pour chaque stratégie, les caractéristiques de réglage et le spectre de fréquence, et nous étudierons le comportement de la machine alimentée par ce type d'onduleur.

Les stratégies développées sont:

- Commande par hystérésis en courant.
- Commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à une seule porteuse.
- Commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à deux porteuses.
- Commande optimisée (élimination d'harmoniques).
- Commande optimisée (élimination d'harmoniques) avec la double modulation .
- Modulation vectorielle (deux algorithmes) .
- Modulation calculée.

Dans ce chapitre, nous considérerons les hypothèses suivantes:

- L'onduleur triphasé de tension est en mode commandable (alimentation triphasée), la commande complémentaire utilisée est celle définie au chapitre II.
- L'autopilotage est assuré.
- On posera $U_{e1} = U_{e2} = U_c = E/2$, avec $E = 400$ Volt.

III.1 Commande par hystérésis en courant

Cette méthode, certainement la plus simple, a souvent été employée pour l'alimentation des machines à courant alternatif [3]. Le principe général de cette stratégie de commande est de comparer le courant de référence I_{ref} au courant réel. La commande des interrupteurs du convertisseur sera déduite, alors, de l'écart entre ces deux courants.

Ce type de commande permet d'imposer un courant de référence I_{ref} au stator de la machine synchrone à aimant permanent avec deux degrés de liberté: l'amplitude et la fréquence.

La Figure (III.1) donne le schéma de principe de cette méthode.

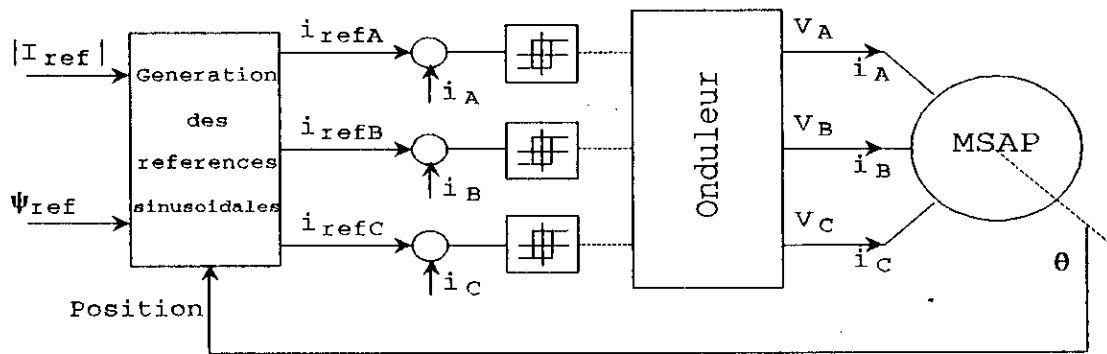


Figure III.1 Schéma de principe de la méthode de contrôle de courant par hystérésis

Pour assurer l'autopilotage de la machine, les courants de références sont calculés en fonction de la position du rotor θ et du décalage ψ_{ref} du vecteur courant par rapport à la f.e.m. Ils s'expriment:

$$\begin{aligned} i_{refA} &= |I_{ref}| \cos \theta_e \\ i_{refB} &= |I_{ref}| \cos \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) \\ i_{refC} &= |I_{ref}| \cos \left(\theta_e - \frac{4\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (\text{III.1})$$

ou θ_e est la position du vecteur courant par rapport à l'axe de la phase A pris comme référence, elle est donnée par:

$$\theta_e = \theta + \psi_{ref} + \frac{\pi}{2}$$

Pour l'onduleur à trois niveaux, trois états de commande sont possibles pour un bras. Nous allons présenter un algorithme de commande par hystérésis, adapté à l'onduleur à trois niveaux.

III.1.1 Principe

Pour chaque phase K, Nous définissons deux bandes d'hystérésis (figure III.2):

- Une première bande délimitée par $i_{refk} \pm h$.
- Une deuxième bande délimitée par $i_{refk} \pm 2h$.

L'algorithme de commande des interrupteurs du bras k de l'onduleur est le suivant:

$$\begin{aligned} & \text{si } [(\epsilon_k \geq h) \wedge (\epsilon_k \leq 2h)] \vee [(\epsilon_k \leq -h) \wedge (\epsilon_k \geq -2h)] \Rightarrow B_{k1}=1, B_{k2}=0 \\ & \text{si non si } (\epsilon_k > 2h) \Rightarrow B_{k1}=0, B_{k2}=0 \\ & \text{si non si } (\epsilon_k < -2h) \Rightarrow B_{k1}=1, B_{k2}=1 \end{aligned} \quad (\text{III.2})$$

avec ϵ_k est l'erreur ($i_{refk} - i_k$).

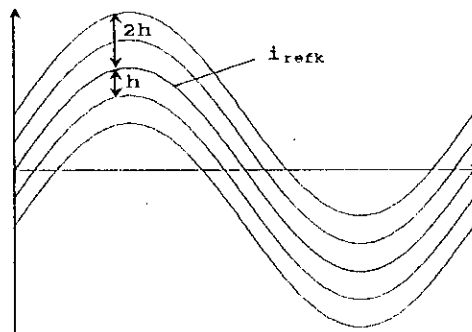


Figure III.2 Bandes d'hystérésis

III.1.2 Résultats de simulation

L'application de cet algorithme de contrôle par hystérésis à l'entraînement d'un moteur synchrone à aimant permanent, est étudiée par simulation numérique. Les paramètres du moteur utilisé sont donnés dans l'annexe 1.

Les Figures III.3 , III.4 et III.5 présentent respectivement, l'évolution, en fonction du temps, de la tension et courant de phase, de la vitesse et du couple pendant le démarrage en charge.

Les courants de références sont fixés à $I_{ref} = 10$ A et $\psi_{ref} = -1.35$ rd, l'hystérésis du régulateur est fixée à $h=0.1$ A.

Nous constatons que:

- Le courant de phase i_a suit sa référence ou il épouse une forme sinusoïdale.
- L'erreur de courant correspondant à la phase A ne reste pas dans les limites définies par l'hystérésis du régulateur ($\pm 2h$) mais quelle peut atteindre ($\pm 5h$) comme nous l'avons détaillé sur la Figure III.
- Les harmoniques de la tension sont négligeables devant le fondamental.
- Le couple oscille autour d'une valeur moyenne fixe dès le démarrage (courants imposés), ceci implique un démarrage relativement lent du moteur (comme le montre la figure III.5.).

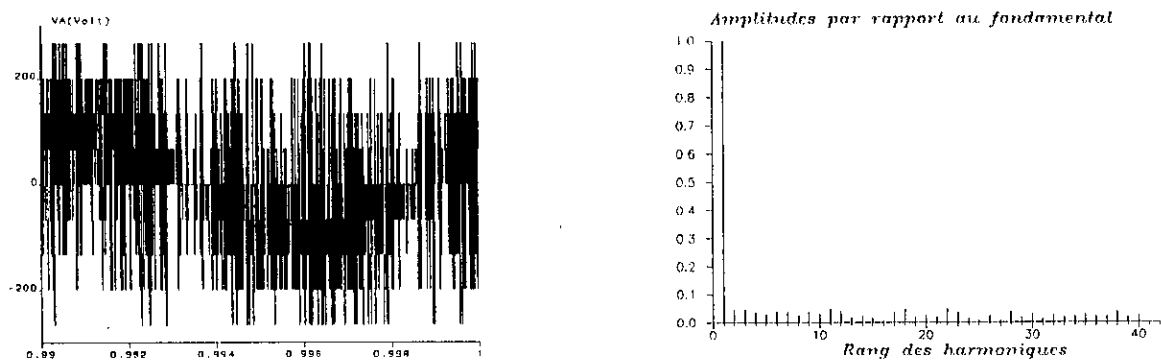


Figure III.3 Forme et spectre de la tension de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par hystérésis en courant ($h=0.1$ A, et $i_{aref}=10$ A)

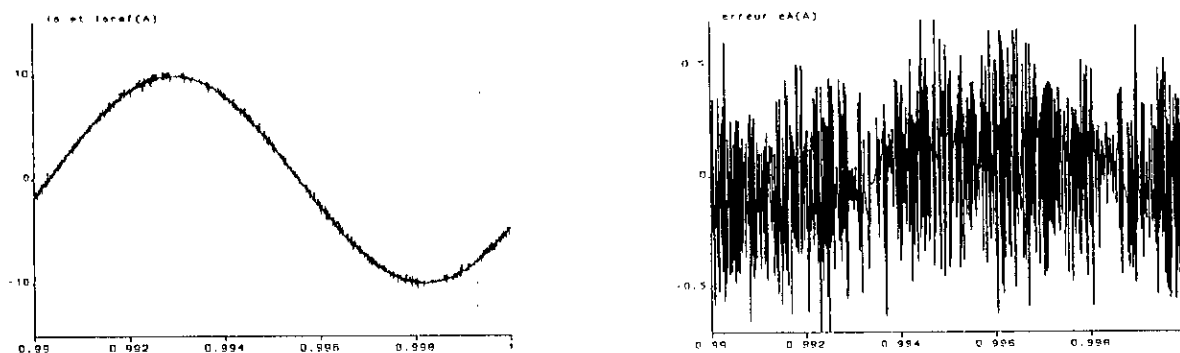


Figure III.4 Courants de référence et réel par phase et leur différence pour la commande par hystérésis en courant ($h=0.1$ A et $i_{aref}=10$ A)

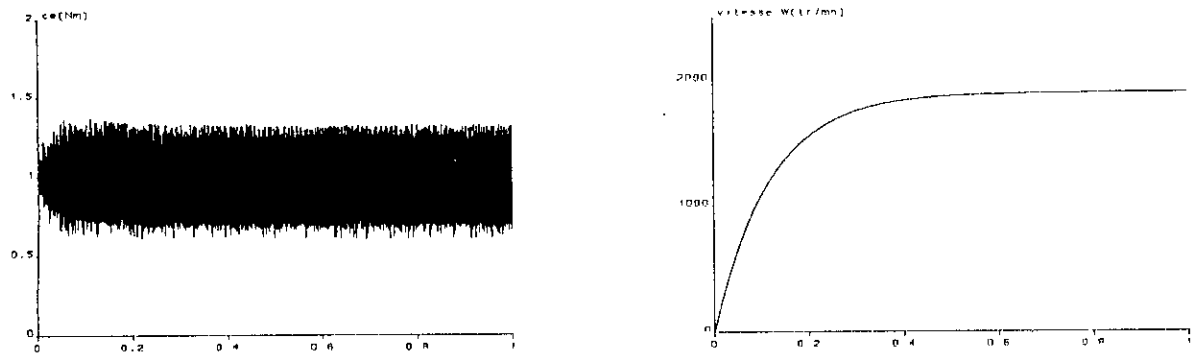


Figure III.5 Couple électromagnétique et vitesse au démarrage de la MSAP alimentée par onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie hystérésis en courant ($h=0.1$ A , $i_{\text{aref}}=15$ A)

La Figure III.6 représentent l'allure du courant de phase pour une largeur de la bande d'hystérésis $h=1$ A.

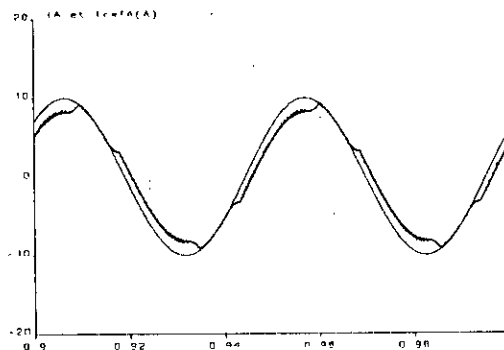


Figure III.6 Courants de référence et réel de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par hystérésis en courant ($h=1$ A et $i_{\text{aref}}=10$ A)

Nous constatons qu'en augmentant h le courant s'éloigne plus de sa référence.

Nous déduisons, par conséquent, qu'une meilleur forme du courant sera obtenue en réduisant au maximum, et dans les limites du possible, la largeur de la bande d'hystérésis.

III.2 Stratégie triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à une seule porteuse

Dans cette stratégie ainsi que dans les différentes stratégies que nous présenterons ci-dessous, le principe de la commande en tension de la MSAP autopilotée est représenté par la Figure III.7.

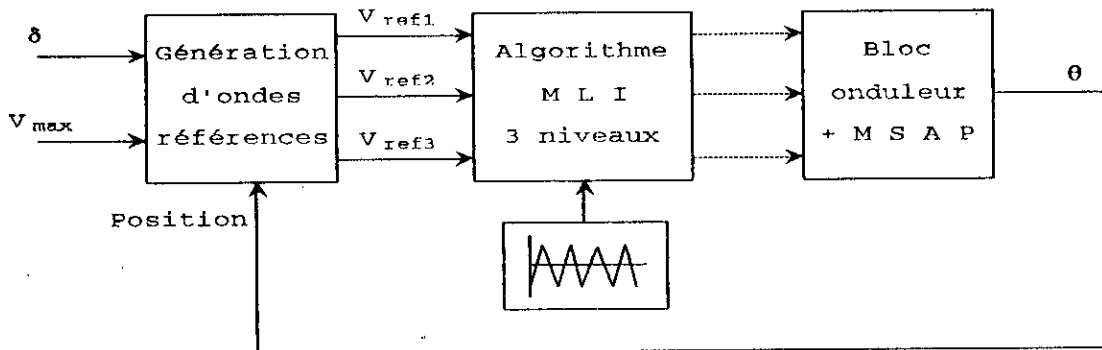


Figure III.7 Principe de la commande en tension de la MSAP autopilotée

III.2.1 Principe de la stratégie

Cette méthode, dont l'origine provient de la théorie des télécommunications [27], a fréquemment été utilisée à cause de sa souplesse d'implantation par des techniques analogiques.

le principe général de cette commande est de comparer des tensions de référence à une porteuse triangulaire ou en dents de scie.

III.2.2 Caractéristiques

Dans le cas où les tensions de référence sont sinusoïdales, deux paramètres caractérisent cette stratégie:

*) L'indice de modulation m , définit comme le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f de la tension de référence $m = f_p/f$.

Si m est un entier alors la modulation est synchrone, dans le cas contraire elle est asynchrone.

*) Le taux de modulation ou le coefficient de réglage en tension r est le rapport de l'amplitude V_m de la tension de référence à l'amplitude de la porteuse U_p , $r = V_m/U_p$.

Pour l'onduleur triphasé, les tensions de référence sont données par le système (III.2):

$$\begin{aligned}
 V_{ref1} &= V_m \cos(\theta'_e) \\
 V_{ref2} &= V_m \cos\left(\theta'_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 V_{ref3} &= V_m \cos\left(\theta'_e - \frac{4\pi}{3}\right)
 \end{aligned}
 \tag{III.3}$$

avec θ'_e étant la position du vecteur tension par rapport à l'axe de la phase A prise comme référence, elle est donnée par:

$$\theta'_e = \theta + \delta_{ref} + \frac{\pi}{2}$$

III.2.3 Algorithme de commande

L'algorithme de la commande triangulo-sinusoïdale à trois niveaux découle de celui de deux niveaux. Il se résume pour un bras K de l'onduleur triphasé comme suit:

$$\begin{aligned}
 (|V_{refk}| \leq U_p) &\Rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 0 \Rightarrow V_{kM} = 0 \\
 (|V_{refk}| > U_p) \text{ et } (V_{refk} > 0) &\Rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 1 \Rightarrow V_{kM} = \frac{E}{2} \\
 (|V_{refk}| > U_p) \text{ et } (V_{refk} < 0) &\Rightarrow B_{k1} = 0; B_{k2} = 0 \Rightarrow V_{kM} = -\frac{E}{2}
 \end{aligned}
 \tag{III.4}$$

Cette commande peut être représentée par le réseau de Pétri de la Figure III.8.

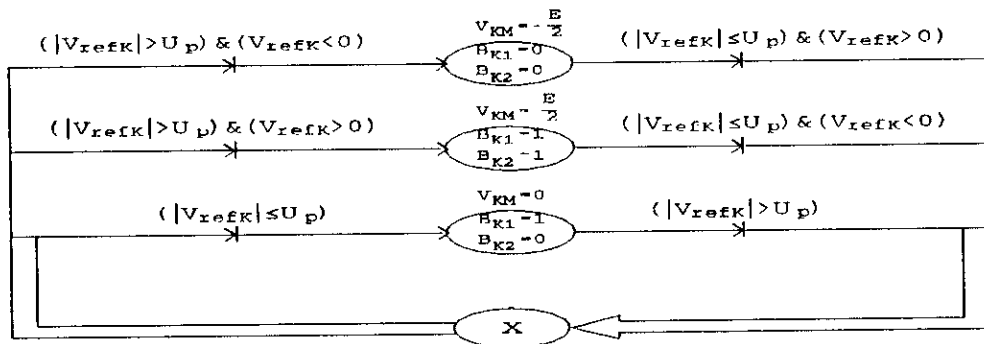


Figure III.8 Réseau de Pétri de la commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse de l'onduleur triphasé à trois niveaux

La génération des impulsions de commande des interrupteurs du bras K est montrée à la Figure III.9.

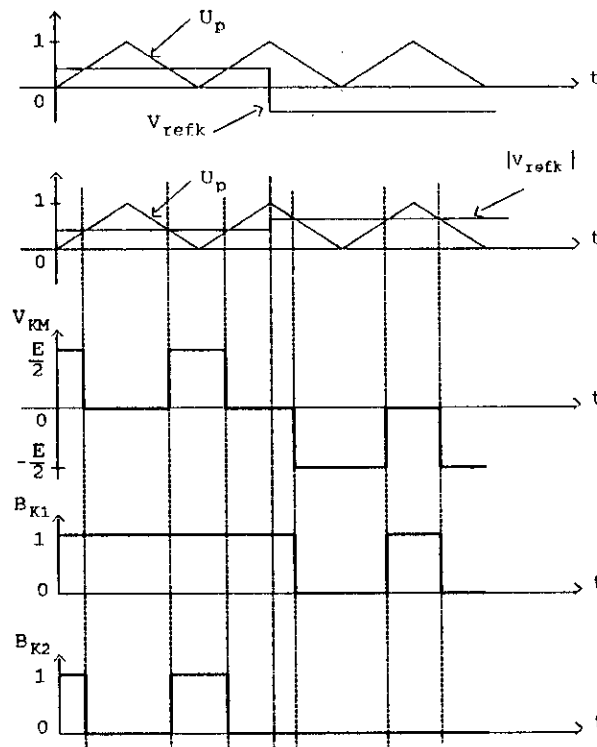


Figure III.9 Principe de la commande triangulo-sinusoidale à trois niveaux

III.2.4 Résultats de simulations

L'allure de la tension simple à la sortie de l'onduleur et son spectre de fréquence sont représentés sur les Figures III.10, III.11 et III.12, pour différentes valeurs de m .

L'analyse des courbes montrent que:

- le nombre de commutation par période d'un interrupteur de l'onduleur à trois niveaux est de $2 \cdot P$, ou P est le nombre d'impulsions de la tension simple par alternance. Il vaut:

$$P = \frac{m}{2} - 1 \quad \text{si } m \text{ est pair}$$

$$P = \frac{m-1}{2} \quad \text{si } m \text{ est impair}$$

- Nous constatons, contrairement à l'onduleur à deux niveaux [3, 27], la présence des harmoniques pairs pour des valeurs impaires de m (voir Figure III.11).

Pour une valeur paire de m , la tension présente une symétrie par rapport à $T/2$ et donc seuls les harmoniques impairs existent (voir Figures III.11 et III.12).

Cependant, comme pour l'onduleur triphasé à deux niveaux, les harmoniques dont le rang

est multiple de trois sont nuls, quel que soit la valeur de m . Ils se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $m \cdot f$. Et nous remarquons que la première famille centrée autour de $m \cdot f$ est la plus importante, exemple pour $m=12$ les harmoniques de rang 11 et 13 valent presque 30% du fondamental de la tension simple.

- L'augmentation de m repousse les harmoniques vers des fréquences élevées. Alors, ils sont facilement filtrés par l'inductance de la machine.

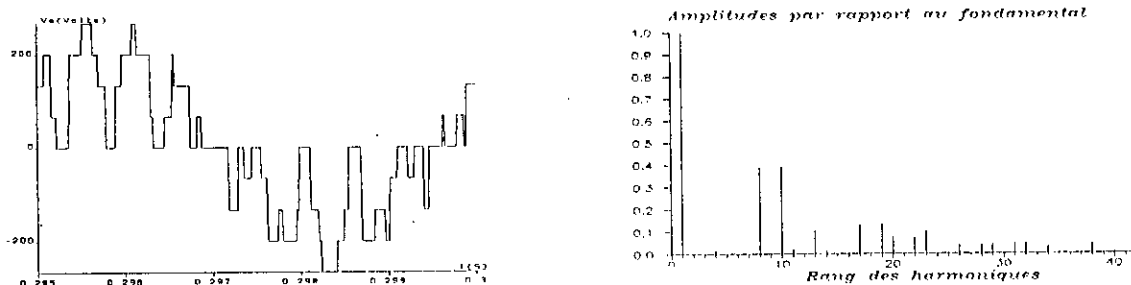


Figure III.10 La tension de phase V_a et son spectre de fréquence pour $m=9$; $r=0.8$

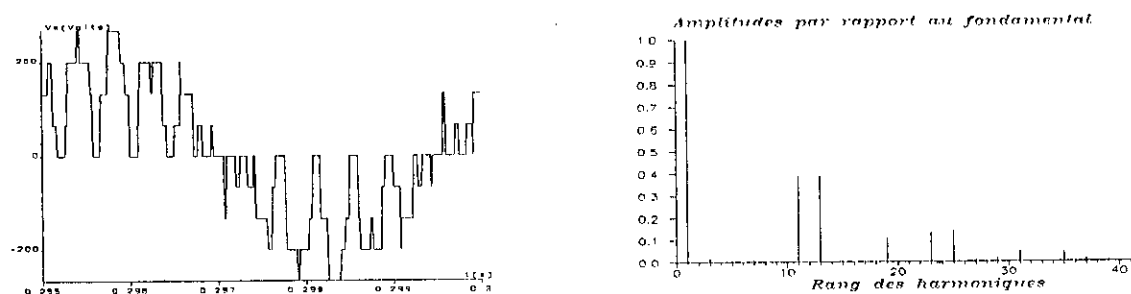


Figure III.11 La tension de phase V_a et son spectre de fréquence pour $m=12$; $r=0.8$

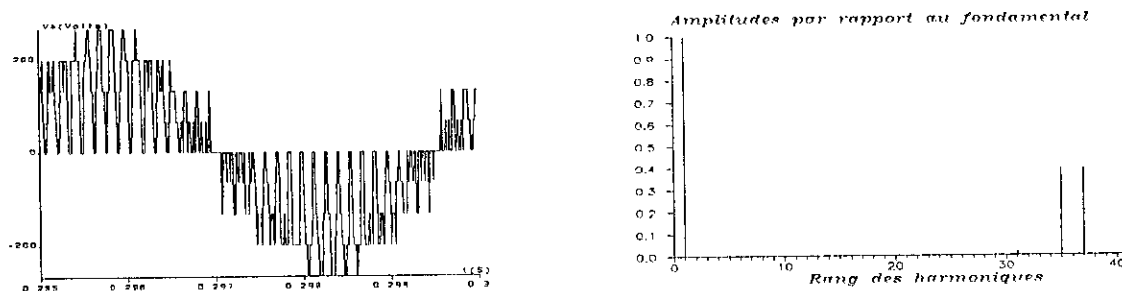


Figure III.12 La tension de phase V_a et son spectre de fréquence pour $m=36$; $r=0.8$

Les Figures III.13, III.14 et III.15 présentent les performances de la conduite de la machine synchrone à aimant permanent (dont les paramètres sont donnés à l'annexe 1) alimentée par cet onduleur. Ce dernier est piloté par la stratégie triangulo-sinusoidale à trois niveaux, pour $m=12$ et $r=0.8$, et en imposant un couple de charge $C_r=5 \text{ N.m}$ avec un angle de calage $\delta=16.3^\circ$ (cet angle est fixé à la même valeur pour les différentes stratégies MLI développées dans ce chapitre).

La machine étant alimentée en tension, son démarrage est donc rapide.

Le couple électromagnétique possède une fréquence d'oscillation égale à douze fois celle des tensions délivrées par l'onduleur, alors que pour un onduleur à deux niveaux, cette fréquence est de six fois celle des tensions [3, 27].

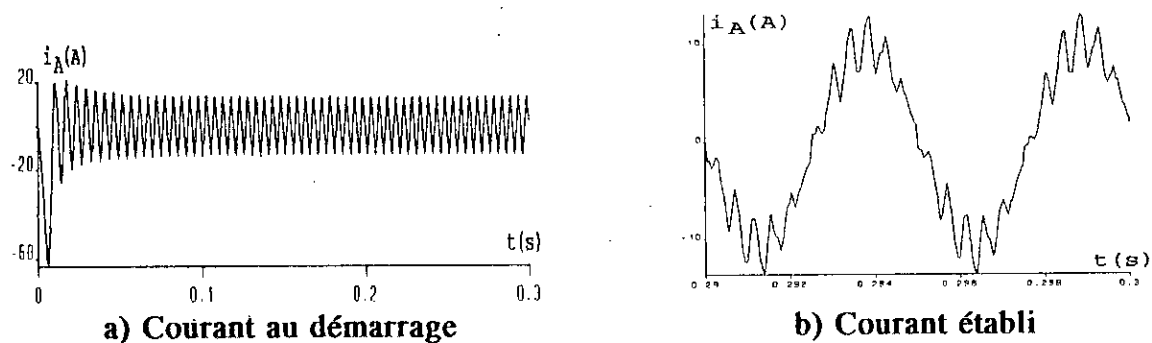


Figure III.13 Le courant de phase de la machine alimentée par l'onduleur triphasé à trois niveaux ($m=12$, $r=0.75$)

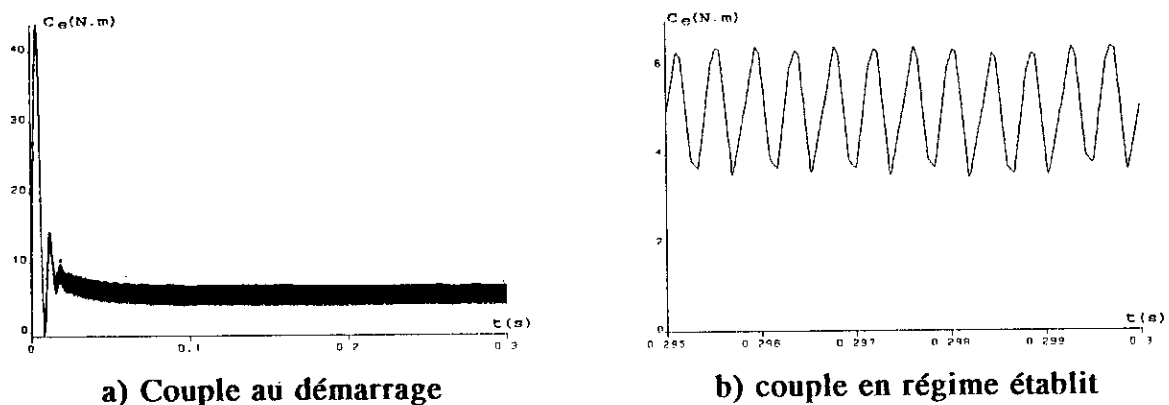


Figure III.14 Le couple électromagnétique de la machine alimenté par l'onduleur triphasé à trois niveaux ($m=12$, $r=0.8$)

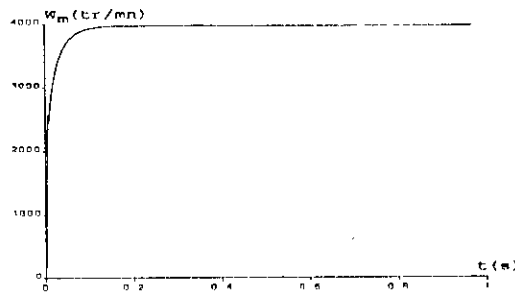


Figure III.15 Evolution de la vitesse la MSAP alimentée par l'onduleur triphasé à trois niveaux au démarrage ($m=12; r=0.8$)

La Figure III.16 représente les variations des amplitudes des harmoniques ainsi que le taux d'harmoniques, en fonction du coefficient de réglage r , pour $m=12$.

On remarque:

- L'augmentation de r implique une diminution du taux d'harmoniques.
- Comme pour l'onduleur à deux niveaux, le taux de modulation permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $r=0$ à $r=1$. Pour r supérieur à l'unité, le réglage est non linéaire, et l'amplitude du fondamental atteint $1.19 \cdot E/2$.
- Les harmoniques les plus importants sont de rangs 11 et 13. D'après la Figure III.16, les deux courbes sont presque superposées, elles passent par un maximum pour $r=0.6$. Ce dernier est 38.5% de l'amplitude du fondamental.

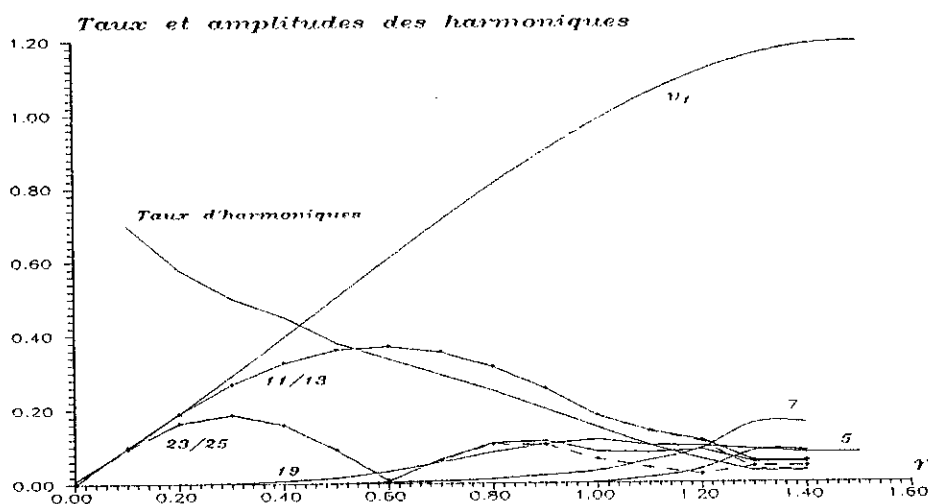


Figure III.16 Les caractéristiques de la tension de phase en fonction du taux de modulation ($m=12$)

III.3 Commande triangulo-sinusoidale avec injection de l'harmonique trois

En deux niveaux, cette commande est connue par la commande suboptimale ou commande par injection d'harmoniques [27].

Puisque les harmoniques de rang multiple de trois des tensions de sortie simples et composées de l'onduleur triphasé à trois niveaux sont nuls, alors nous pouvons injecter ces harmoniques dans les tensions de références, dont les expressions sont données par le système (III.5):

$$\begin{aligned}
 V_{ref1} &= V_m (\cos(\theta'_e) + a \cdot \cos(3\theta'_e)) \\
 V_{ref2} &= V_m (\cos(\theta'_e - \frac{2\pi}{3}) + a \cdot \cos(\theta'_e)) \\
 V_{ref3} &= V_m (\cos(\theta'_e - \frac{4\pi}{3}) + a \cdot \cos(\theta'_e))
 \end{aligned}
 \tag{III.5}$$

L'algorithme de commande de cette stratégie est le même que celui de la triangulo-sinusoidale sans injection.

Le but de l'injection de l'harmonique 3 est d'élargir la zone linéaire de réglage de l'amplitude des tensions de sortie de l'onduleur et d'augmenter par suite son gain [1].

III.3.1 Résultats de simulation

Dans cette partie, nous fixons le coefficient a du système III.5 à 0.2.

La figure III.17 présente la tension de phase V_a et son spectre de fréquence pour $m=12$ et $r=0.8$.

Nous constatons l'apparition des harmoniques 5 et 7 avec de faibles amplitudes. Mais les harmoniques de rangs 11 et 13 restent toujours les plus importants.

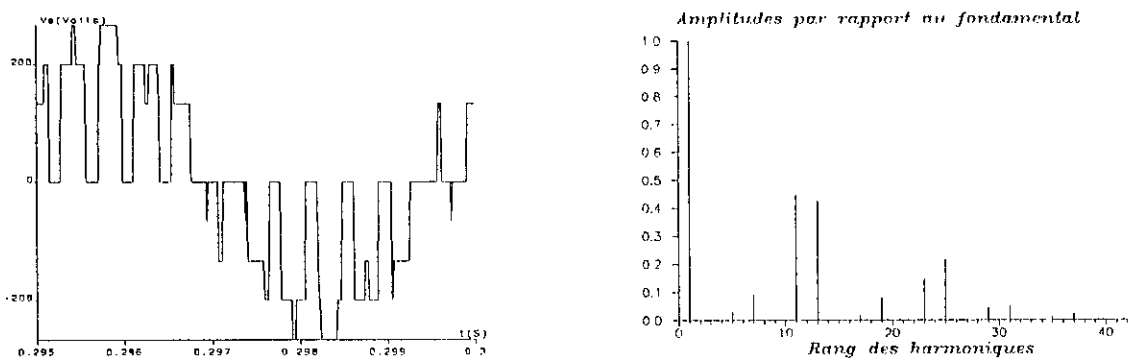


Figure III.17 Tension simple à la sortie de l'onduleur commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale avec injection de l'harmonique 3 ($m=12$, $r=0.8$, $a=0.2$).

La Figure III.18 montre, en fonction du taux de modulation r , les variations des amplitudes des harmoniques et leurs taux. Nous notons que:

- Le taux d'harmoniques diminue toujours avec l'augmentation de r .
- Comme, nous l'avons dit, la zone de réglage de l'amplitude du fondamental est élargie de 15% .
- Les harmoniques les plus importants sont de rangs 11 et 13 . Il passent par un maximum quand $r=0.6$.

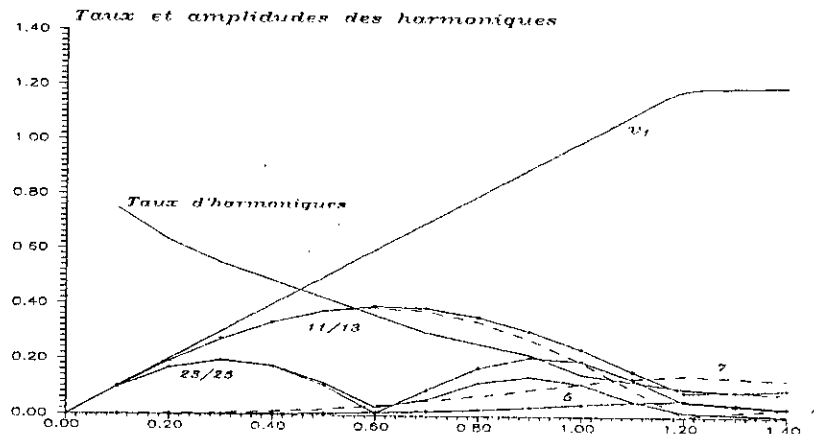


Figure III.18 Les caractéristiques de la tension simple en fonction du taux de modulation ($m=12$, $a=0.2$).

La conduite de la machine synchrone autopilotée alimentée par l'onduleur à trois niveaux est représentée par les Figures III.19, III.20 et III.21.

Nous constatons une légère déformation de l'allure du couple, par rapport au cas de la commande sans injection d'harmoniques, ceci est dû à l'apparition des harmoniques 5 et 7. L'allure de la vitesse reste inchangée.

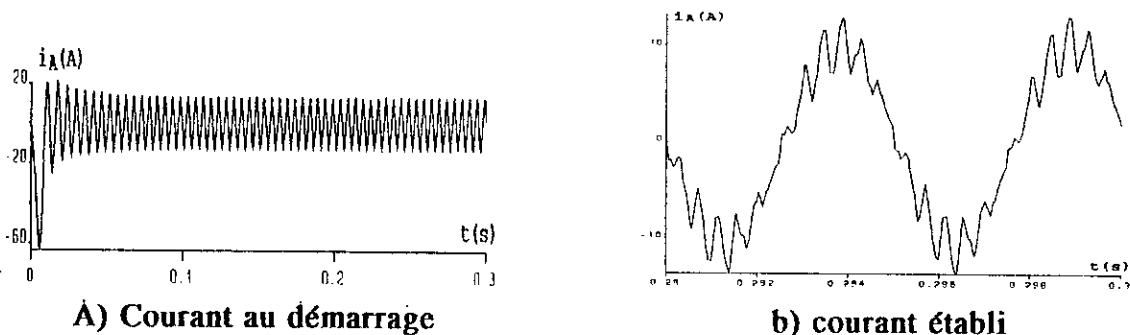


Figure III.19 Le courant de phase de la MSAP alimentée par l'onduleur triphasé à trois niveaux, stratégie triangulo-sinusoidale avec injection de l'harmonique 3 ($m=12$, $r=0.8$, $a=0.2$)

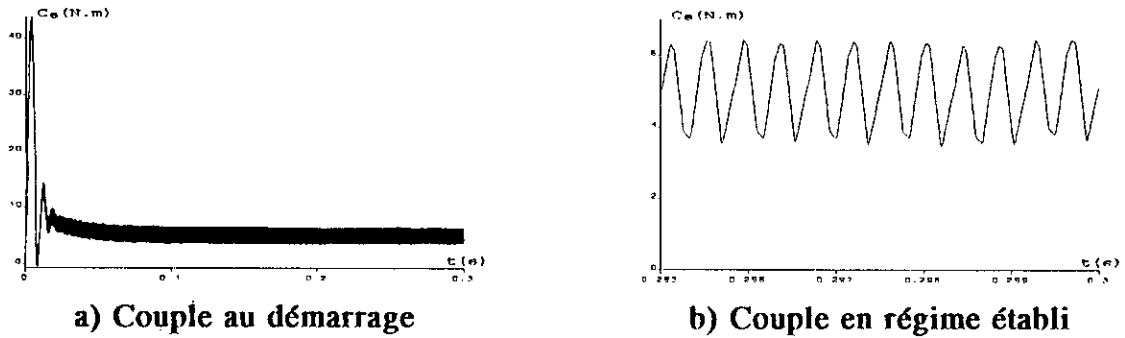


Figure III.20 Le couple électromagnétique de la MSAP alimentée par l'onduleur triphasé à trois niveaux, stratégie triangulo-sinusoidale avec injection de l'harmonique 3 ($m=12$, $r=0.8$, $a=0.2$)

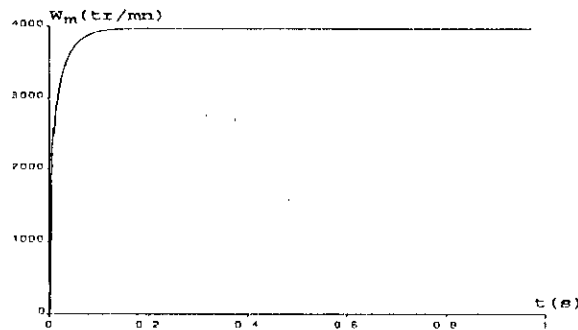


Figure III.21 Vitesse au démarrage, stratégie triangulo-sinusoidale avec injection de l'harmonique 3 ($m=12$, $r=0.8$, $a=0.2$)

III.4 Stratégie triangulo sinusoidale à deux porteuses à échantillonnage naturel

Cette stratégie exploite le fait qu'un onduleur à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série, l'un alimenté par $E/2$ et constitué des demi-bras du haut, et l'autre alimenté par $-E/2$ et formé des demi-bras du bas de l'onduleur à trois niveaux [3].

III.4.1 Principe

Dans cette stratégie, différentes formes de porteuses sont possibles:

- La porteuse triangulaire unipolaire où bipolaire qui permettent d'obtenir des tensions de sortie ayant la symétrie par rapport au quart et à la demi période.
- La porteuse en dents de scie unipolaire où bipolaire, qui permet une réduction du taux d'harmonique.

Nous présentons une stratégie utilisant une porteuse en dents de scie bipolaire.

L'algorithme de Commande se résume en deux étapes:

1) Dans la première étape, nous déterminons les signaux de commande intermédiaires de chaque onduleur à deux niveaux équivalent à un demi-bras de l'onduleur à trois niveaux.

- Le signal V_{k1} correspondant au demi-bras k du haut est obtenu en comparant un signal de référence V_{refk} à une porteuse en dents de scie bipolaire U_{p1} , comme le montre la figure III.22.a.

$$(V_{refk} \geq U_{p1}) \Rightarrow V_{k1} = 1$$

$$(V_{refk} < U_{p1}) \Rightarrow V_{k1} = 0$$

- Le signal V_{k0} correspondant au demi-bras k du bas est obtenu en comparant le même signal de référence V_{refk} à une porteuse U_{p2} identique à U_{p1} et déphasée d'une demi période de hachage.

$$(V_{refk} \geq U_{p2}) \Rightarrow V_{k0} = 0$$

$$(V_{refk} < U_{p2}) \Rightarrow V_{k0} = -1$$

2) Dans la deuxième étape, nous reconstituons l'image de la tension V_{kM} de la phase k de l'onduleur à trois niveaux par rapport au point milieu M appelé V_{k2} .

$$V_{k2} = V_{k1} + V_{k0}$$

et nous déduisons les signaux de commande de chaque interrupteur du bras k .

Les ordres des commandes des interrupteurs sont alors déduit par:

$$\text{si } V_{k2} = \frac{E}{2} \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1$$

$$\text{si } V_{k2} = -\frac{E}{2} \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0$$

$$\text{si } V_{k2} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0$$

$$B_{k3} = \overline{B_{k2}} \quad ; \quad B_{k4} = \overline{B_{k1}}$$

Cette stratégie est caractérisée par l'indice de modulation m et le taux de modulation r déjà définis dans la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse.

La Figure III.22 donne le principe de commande de cette stratégie ainsi que son réseau de Pétri.

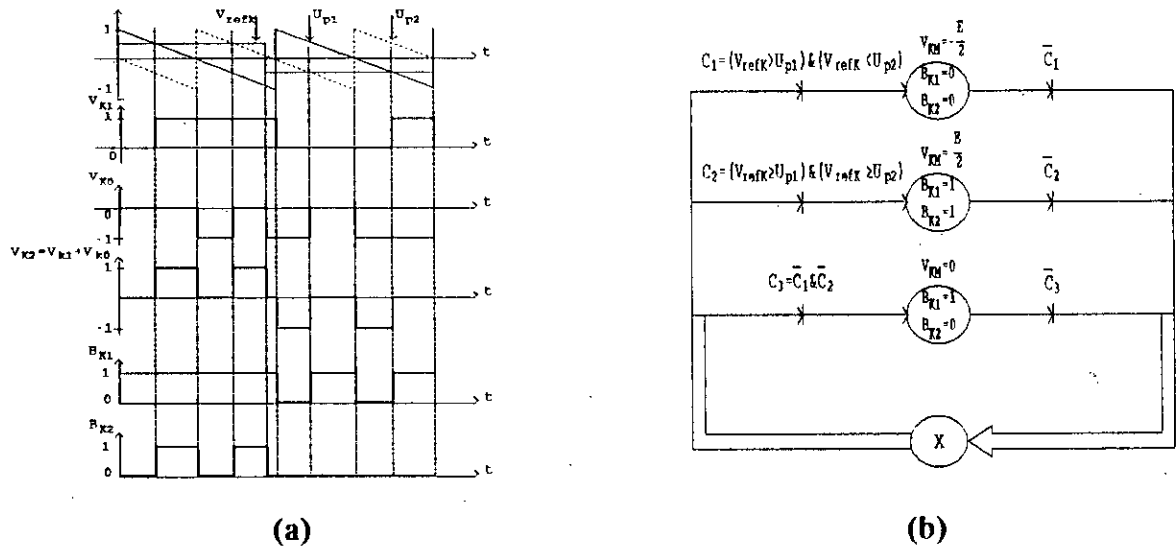


Figure III.22 Principe de commande de la stratégie triangulo-sinusodale à deux porteuse à échantillonnage naturel avec son réseau de Petri

Remarque: Les tensions de référence de l'onduleur triphasé à trois niveaux sont toujours définies par le système III.3.

III.4.1 Résultats de simulations

Nous présentons sur la figure III.23 les deux porteuses et les tensions de références

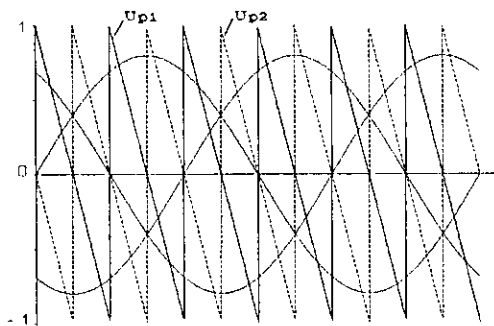


Figure III.23 Différents signaux de la stratégie triangulo-sinusodale à deux porteuses (m=6, r=0.8)

Les figures III.24, III.25 et III.26 représentent, respectivement l'allure de la tension de phase à la sortie de l'onduleur à trois niveaux et son spectre de fréquence pour $m=6, 9$ et 12 avec $r=0.8$.

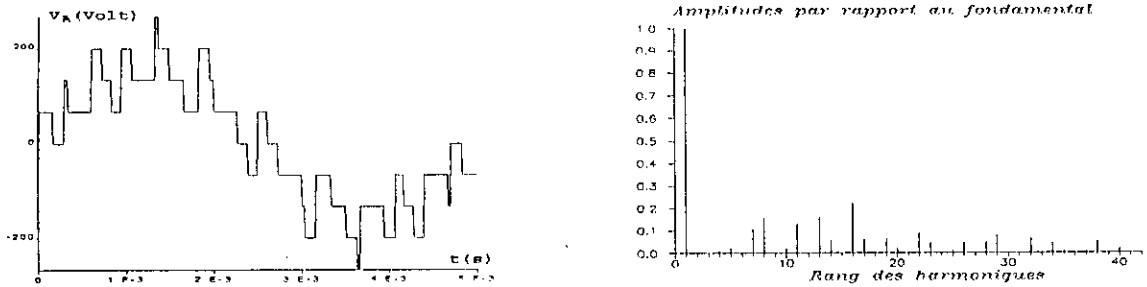


Figure III.24 La tension par phase et son spectre de fréquence pour $m=6$ et $r=0.8$

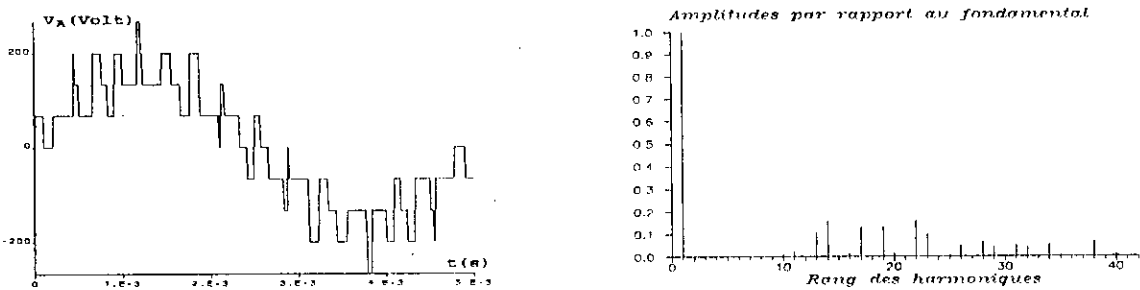


Figure III.25 La tension par phase et son spectre de fréquence pour $m=9$ et $r=0.8$

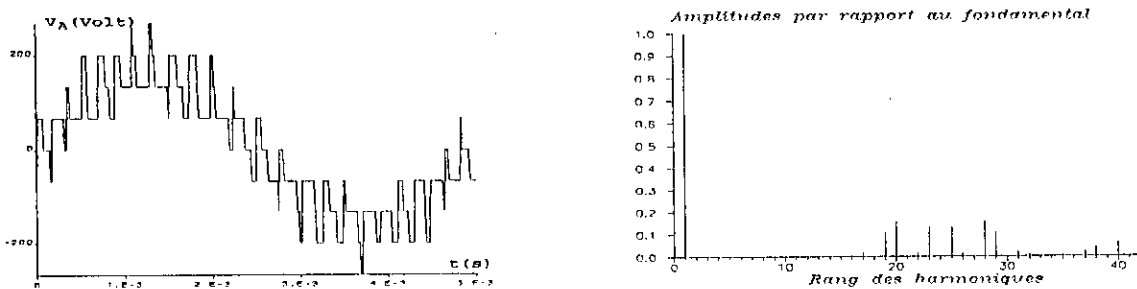


Figure III.26 La tension par phase et son spectre de fréquence pour $m=12$ et $r=0.8$

Nous constatons que:

- Le nombre de commutation par période vaut $2P$ (comme dans le cas d'une seule porteuse).
- Les harmoniques pairs existent toujours, ceci est due au choix de la porteuse (en dents de scie).
- Pour des valeurs de m élevées, les amplitudes des harmoniques sont plus faibles par rapport à ceux d'une seule porteuse.

Les caractéristiques des amplitudes des harmoniques de la tension simple de sortie, en fonction de r , ainsi que leur taux, sont données par la figure III.27.

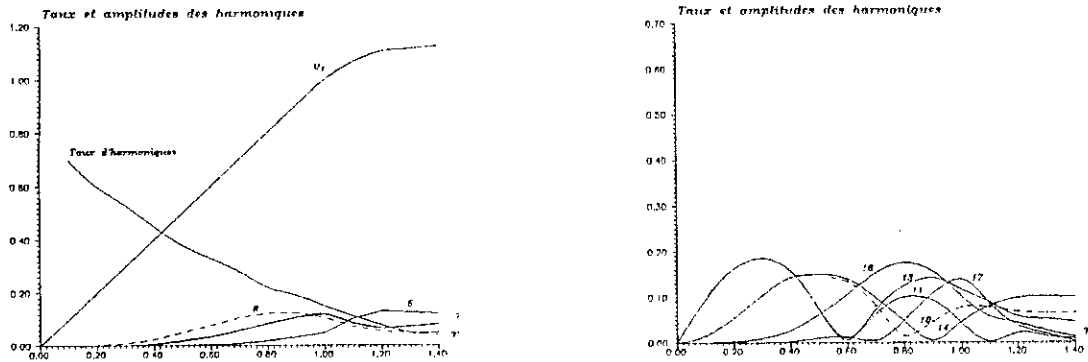


Figure III.27 Les caractéristiques de la tension de phase en fonction du taux de modulation ($m=6$)

Nous notons que:

- Le rapport r permet toujours un réglage linéaire du fondamental de la tension de sortie de $r=0$ à $r=1$. Pour des valeurs de r supérieures à 1 le réglage est non linéaire. Le fondamentale de la tension se sature à une valeur de $1.2 \cdot E/2$.
- Une légère amélioration du taux d'harmonique par rapport à celui d'une porteuse.
- Pour $m=6$ les harmoniques les plus importants sont de rangs 11 et 13, comme dans le cas d'une seule porteuse pour $m=12$.

Les caractéristiques électriques et mécaniques de la MSAP alimentée par l'onduleur sont représentées par les figures III.28, III.29 et III.30, pour $r=0.8$ et $m=6$.

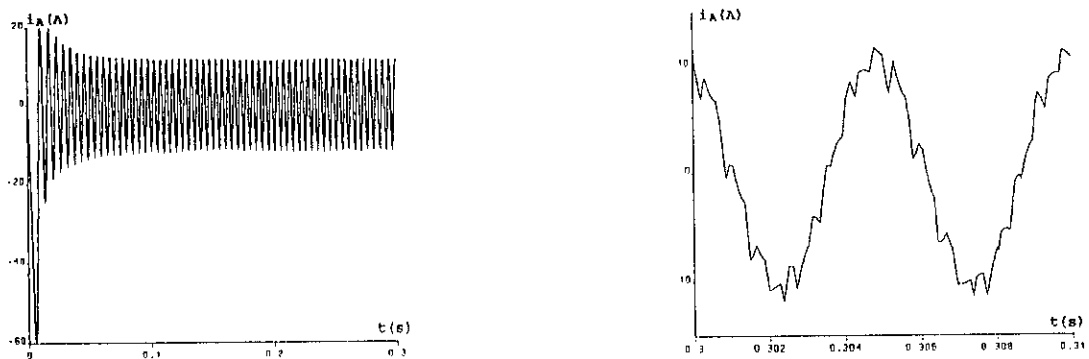


Figure III.28 Le courant de phase de la machine alimentée par l'onduleur triphasé à trois niveaux ($m=6$, $r=0.8$)

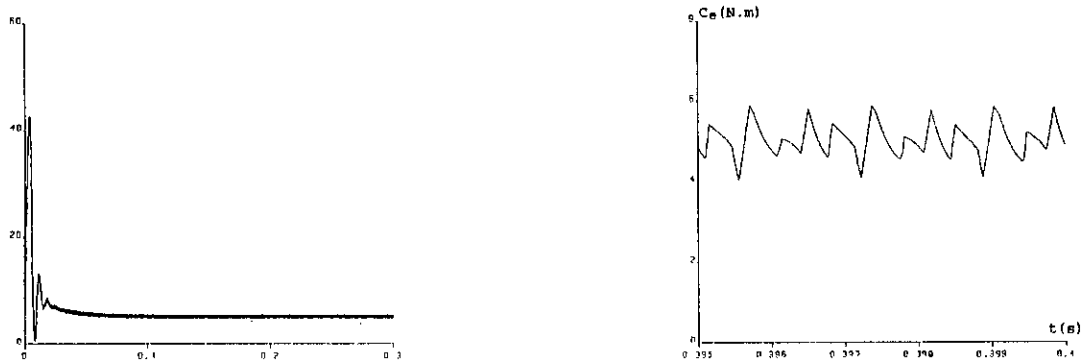


Figure III.29 Le couple électromagnétique de la machine alimentée par l'onduleur triphasé à trois niveaux ($m=6$, $r=0.8$)

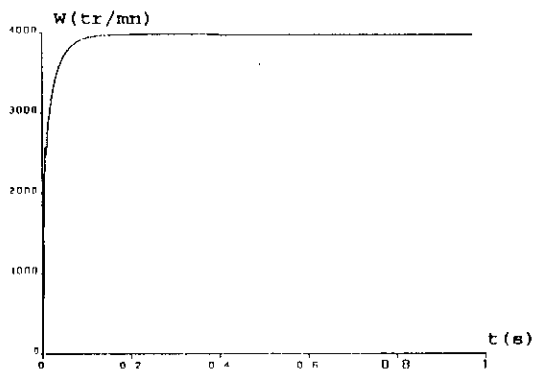


Figure III.30 Evolution de la vitesse de la MSAP alimentée par l'onduleur triphasé à trois niveaux au démarrage ($m=6$, $r=0.8$)

On remarque, dans ce cas, que le couple possède une fréquence d'oscillation trois fois celle des tensions au lieu de six fois, cela revient à la présence des harmoniques de rangs 2 et 4.

III.5 Stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses à échantillonnage naturel avec injection d'harmonique

Dans cette partie, nous étudions les caractéristiques de la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses avec injection de l'harmonique trois au niveau des tensions de référence. Le rapport a défini dans le système III.4 est fixé à 0.2. Les différentes caractéristiques, obtenus par simulation numériques, sont représentées sur les figures III.31 à III.35.

- La figure III.31 représente la tension de phase à la sortie de l'onduleur pour $m=6$, $m=12$, ainsi que son spectre de fréquence.

On constate toujours la présence des harmoniques paires dont les plus gênants sont ceux de rangs 2 et 4. Ceci engendre des oscillations du couple à une fréquence égale à trois fois celle des tensions de l'onduleur.

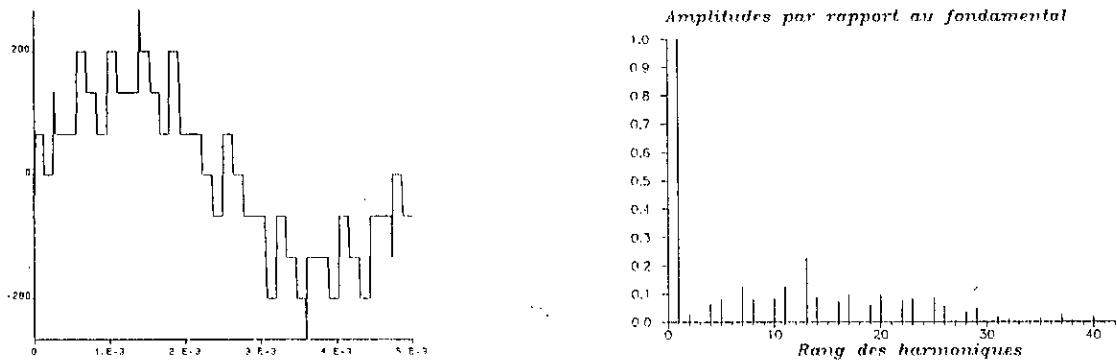


Figure III.31 La tension par phase et son spectre de fréquence pour $m=6$, $r=0.8$ et $a=0.2$

- Les variations de l'amplitude du fondamental et celles des autres harmoniques en fonction de r sont donnée par la Figure III.32.

Nous notons que la zone linéaire est élargie de 15% par rapport au cas sans l'injection de d'harmoniques. Les amplitudes d'harmoniques sont pratiquement les mêmes que dans le cas précédant dont les plus importants sont toujours de rang 11 et 13.

-On vérifie que le taux d'harmoniques diminue quand r augmente.

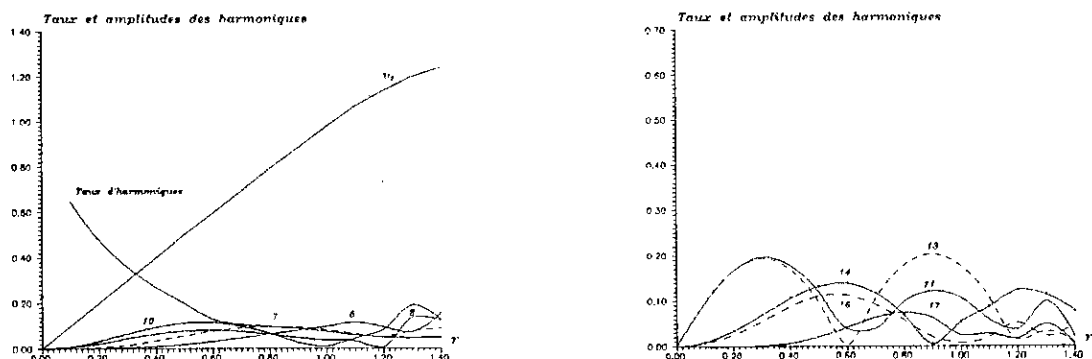


Figure III.32 Les caractéristiques de la tension de phase en fonction du taux de modulation ($m=6$, $r=0.8$ et $a=0.2$)

Les figures de III.33 à III.35 représentent respectivement le courant, le couple et la vitesse, montrent que ces caractéristiques sont identiques à ceux correspondants à la commande sans injection d'harmoniques.

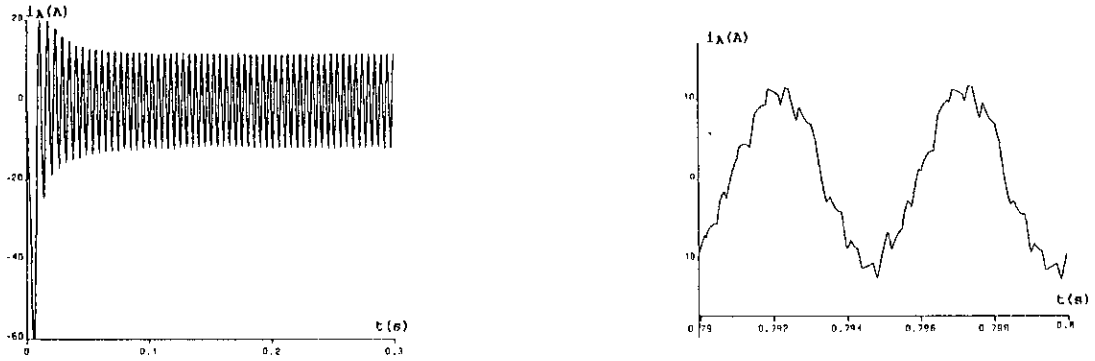


Figure III.33 Le courant de phase de la machine alimentée par l'onduleur triphasé à trois niveaux ($m=6$, $r=0.8$, $a=0.2$)

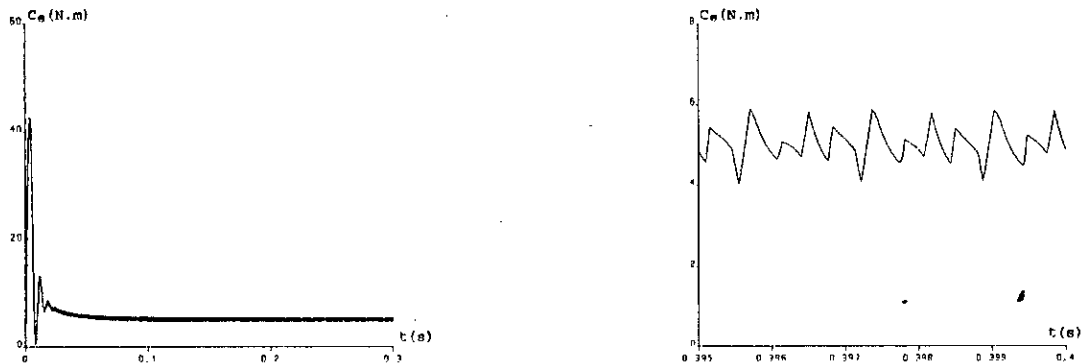


Figure III.34 Le couple électromagnétique de la machine alimentée par l'onduleur triphasé à trois niveaux ($m=6$, $r=0.8$, $a=0.2$)

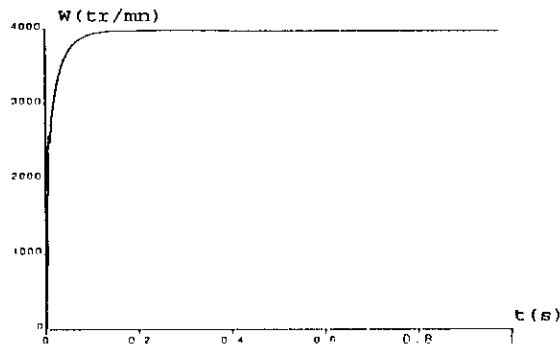


Figure III.35 Evolution de la vitesse de la MSAP alimentée par l'onduleur triphasé à trois niveaux au démarrage ($m=6$, $r=0.8$, $a=0.2$)

III.6 Stratégie de commande par élimination d'harmoniques

La méthode d'élimination d'harmoniques a été introduite en 1973 par PATEL et HOFT [1, 3, 30]. Dans cette méthode, certains harmoniques sont éliminés de la tension de sortie de l'onduleur de façon à la rapprocher le plus possible d'une onde sinusoïdale. Elle est déjà utilisée pour les onduleurs à deux niveaux[1, 3, 27].

Le principe de cette stratégie est de prédéterminer les instants de commutation des semi-conducteurs de telle façon à imposer l'amplitude du fondamental et à éliminer le où les harmoniques d'ordre désiré, qui sont nuisibles pour le fonctionnement du moteur, surtout les premiers harmoniques non multiples de trois (car les harmoniques multiple de trois disparaissent automatiquement des tensions simples et composées de l'onduleur triphasé).

Soit la forme de tension d'une phase K par rapport au point milieu M de l'onduleur à trois niveaux (figure III.36).

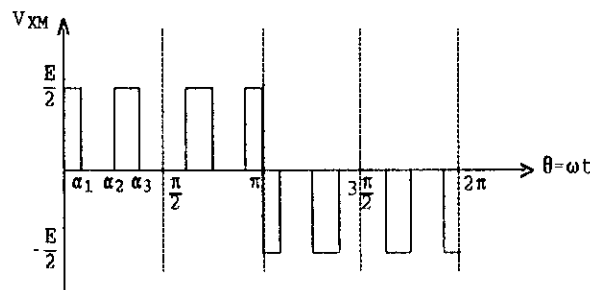


Figure III.36 Tension de sortie V_{LM} d'un onduleur à trois niveaux.

Le développement en série de fourrier de ce signal, donne l'amplitude A_n de la $n^{ième}$ harmonique qui s'exprime:

$$A_n = \frac{4}{\pi \cdot n} \frac{E}{2} [1 - \cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) + \dots + (-1)^c \cos(n\alpha_c)] \tag{III.6}$$

ou n est l'ordre de cette harmonique, c est le nombre de commutations dans un quart de période.

Pour éliminer (c-1) harmoniques en imposant la valeur du fondamental, nous déterminerons les c angle de commutation en résolvant le système suivant:

$$\begin{aligned}
 A_1 &= \sqrt{2} V_{eff} \\
 A_5 &= 0 \\
 A_7 &= 0 \\
 &\vdots \\
 A_m &= 0
 \end{aligned}$$

ou m est le rang de la dernière harmonique à éliminer.

Si m est pair $\Rightarrow m=3c-1$

Si m impair $\Rightarrow m=3c-2$

III.6.1 Résultats de simulation

Dans cette partie, nous éliminons les harmoniques 5 et 7 en imposant une valeur du fondamental $V_{1eff}=106$ Volt.

Nous résolvons le système ci-dessus en utilisant la méthode de NEWTON-RAPHSON.

L'allure de la tension de phase V_A est donnée par la figure III.37. Le spectre de fréquence de cette tension montre l'annulation des harmoniques 5 et 7, alors que celui du rang 11 est important.

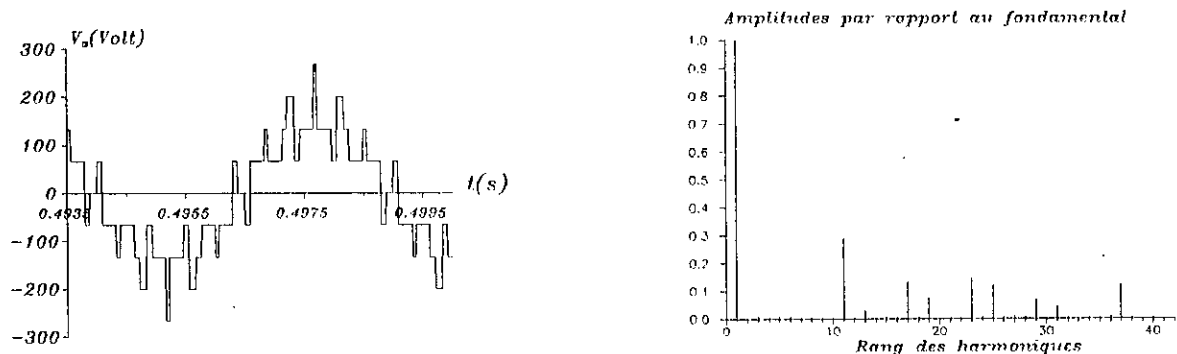


Figure III.37 La tension de sortie V_a de l'onduleur à trois niveaux et son spectre de fréquence commandé par la stratégie d'élimination d'harmoniques 5 et 7 ($v_{eff}=106$ V).

Les caractéristiques de la MSAP alimentée par l'onduleur à trois niveaux commandé par cette stratégie sont représentées par les figures de III.38 à III.40.

La MSAP étant chargé par un couple résistant $C_r = 5N.m$.

En régime permanent le couple électromagnétique possède une fréquence d'oscillation douze fois celles des tensions de l'onduleur.

III.7 Stratégie de la double modulation

La stratégie d'élimination d'harmoniques permet certes d'éliminer certains harmoniques, mais elle renforce ceux restants.

D'autre part, le calcul des angles de commutation s'effectue pour une seule valeur efficace du fondamental. D'où la nécessité d'une mémoire importante dans le cas où on veut modifier la valeur de ce fondamental.

Alors, pour remédier à ce problème, on va présenter une stratégie qui associe à la technique d'élimination d'harmonique la variation de l'amplitude du fondamental tout en minimisant les harmoniques les plus gênants. C'est la double modulation [3].

Le principe de cette méthode peut se résumer en deux étapes:

- **Etape 1 :**

On calcule les c angles de commutations de façon à éliminer $(c-1)$ harmoniques tout en imposant au fondamental une valeur efficace maximale. Ainsi, on obtient un motif qu'on note motif fixe.

- **Etape 2 :**

Pour obtenir une valeur efficace désirée du fondamental, on hache à une fréquence ($F_h \gg f$) le motif fixe, comme le montre la figure III.41.

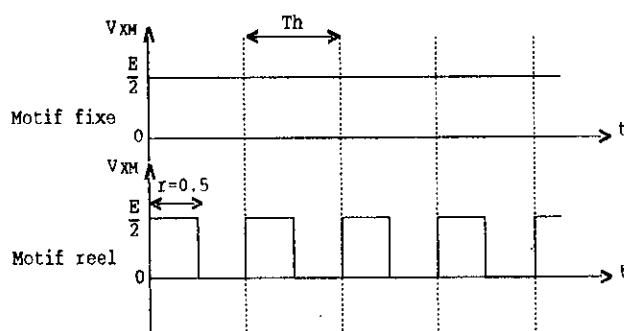


Figure III.41 Principe de la stratégie double modulation appliquée à l'onduleur à trois niveaux

Pour cette stratégie, on définit un rapport cyclique r de hachage par l'expression suivante:

$$r = \frac{V_{eff}}{V_{eff-max}}$$

et l'indice de modulation par:

$$m = \frac{F_p}{f}$$

Pour l'onduleur à trois niveaux, l'algorithme de commande de cette stratégie se résume:

$$t \leq rT_p \Rightarrow B_{ks} = B_{fixeks}$$

$$t > rT_p \Rightarrow B_{k1} = 1 \text{ et } B_{k2} = 0$$

III.7.1 Résultats de simulation

Nous avons commencé par déterminer les angles de commutation de façon à annuler les harmoniques 5 et 7 et en imposant une valeur efficace du fondamental $V_{\text{eff-max}} = 130$ Volts, et cela en utilisant l'algorithme de la stratégie d'élimination d'harmoniques. En suite, nous hachons le motif fixe obtenu à une fréquence $F_h = 12.f$ et $r=0,8$.

La tension de phase à la sortie de l'onduleur est représentée par la figure III.42. Nous constatons que les harmoniques 5 et 7 existent mais pratiquement d'amplitudes nuls. Cependant les harmoniques de rangs 11 et 13 sont importants.

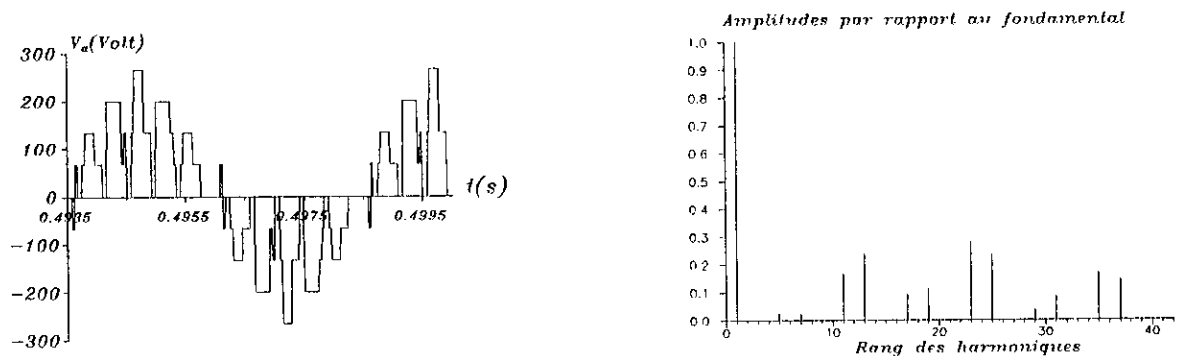


Figure III.42 La tension de sortie de l'onduleur à trois niveaux et son spectre de fréquence commandé par la stratégie double modulation associée à la stratégie d'élimination d'harmoniques 5 et 7 ($v_{\text{eff_max}} = 130$ V, $r=0.8$, $m=12$).

La figure III.43 représente les variations des amplitudes des harmoniques les plus importants, ainsi que leur taux, en fonction du taux de modulation r . Nous constatons que le taux d'harmoniques décroît de 0,7 à 0,1 quand r augmente.

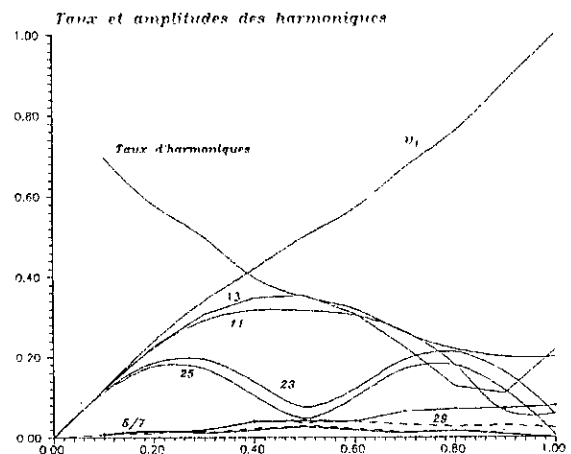


Figure III.43 Caractéristiques de la tension de sortie de l'onduleur commandé par la stratégie double modulation associée à la stratégie d'élimination d'harmoniques 5 et 7 ($v_{eff_max}=130$ V, $r=0.8$, $m=12$).

Les figures III.44, III.45 et III.46 représentent respectivement le courant de phase, le couple électromagnétique et la vitesse de rotation de la MSAP alimentée par l'onduleur à trois niveaux commandé par cette stratégie, avec une charge imposée de 5 N.m.

Au démarrage, nous constatons des oscillations du couple relativement lentes, ce qui provoque des vibrations de vitesse comme le montrent les figures.

On constate aussi un démarrage relativement lent de la machine.

Au régime permanent, le couple oscille à une fréquence égale à six fois celle de la tension de l'onduleur.

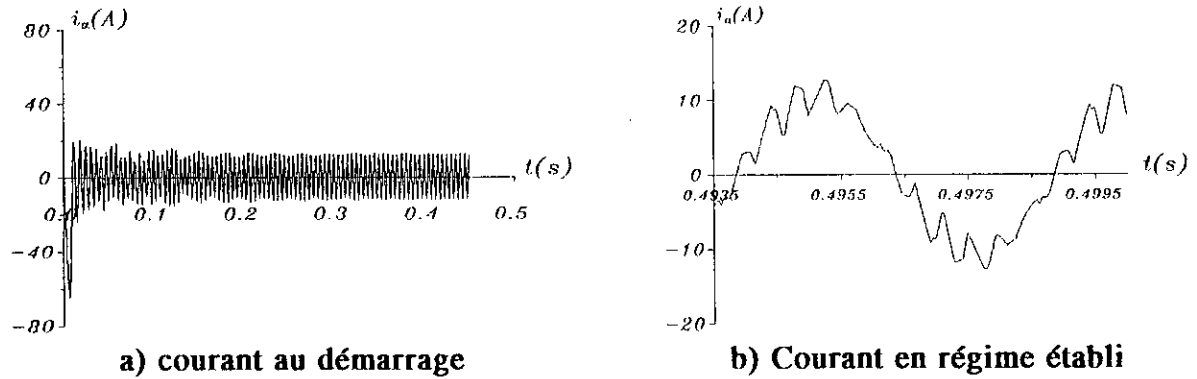


Figure III.44 Le courant de phase de la MSAP alimentée par l'onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie double modulation associée à la stratégie d'élimination d'harmoniques 5 et 7 ($v_{eff_max} = 130$ V).

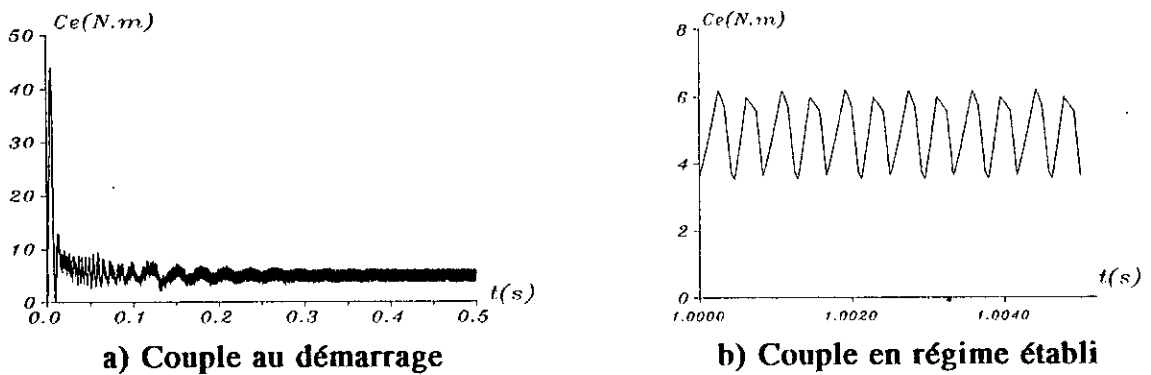


Figure III.45 Le couple de la MSAP alimentée par l'onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie double modulation associée à la stratégie d'élimination d'harmoniques 5 et 7 ($v_{eff_max} = 130$ V).

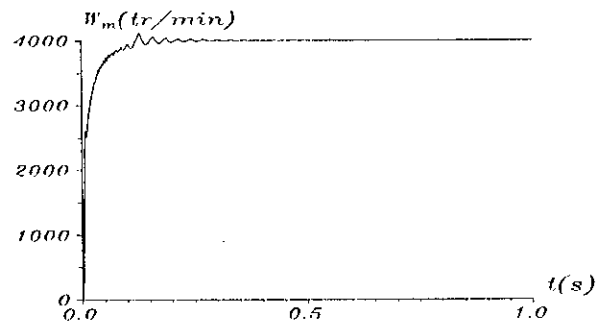


Figure III.46 Vitesse de la MSAP alimentée par onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie double modulation ($v_{eff_max} = 130$ V).

III.8 Modulation vectorielle type 1

La stratégie que nous présentons dans cette partie, permet de suivre le vecteur de tension de référence. Elle est appelée la modulation vectorielle [3, 4, 5].

Nous définissons les vecteurs suivants:

- V_{sref} : le vecteur tension de référence. Il est constitué par les trois tensions de référence $(V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3})^t$ dont les expressions sont données par le système (III.2),
- $V_{cref} = (V_{AM-ref}, V_{BM-ref}, V_{CM-ref})^t$: le vecteur des tensions de référence par rapport au point milieu M de la source d'entrée de l'onduleur,
- $V_{s\alpha\beta} = (V_{s\alpha}, V_{s\beta})$: vecteur des tensions de référence dans le repère (α, β) lié au stator.

D'une façon générale, un onduleur de tension caractérisé par p-phases et n-niveaux, conduit à considérer n^p états dont $n^p - (n-1)^p$ états distincts [3, 4].

Les relations liant ces différents vecteurs sont:

$$V_{sref} = [T_{MN}] \cdot V_{cref} \quad (\text{III.7})$$

avec

$$[T_{MN}] = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}$$

$$V_{s\alpha\beta} = [P_{32}] \cdot V_{sref} \quad (\text{III.8})$$

avec

$$[P_{32}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & +\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

Dans le cas particulier $n=3$ et $p=3$, la relation (III.8) permet de représenter les 27 positions possibles du vecteur V_{sref} dans le plan (α, β) conduisant à deux hexagones concentriques définis par la figure III.47.

Les deux hexagones se composent de six secteurs numérotés de I à VI. Dans chaque secteur, il existe quatre triangles comme le montre la figure III.48. Nous remarquons que chaque triangle possède au moins un sommet sur l'hexagone interne. Cette propriété est utilisée pour définir la séquence optimale de commande (SOC) [3, 4].

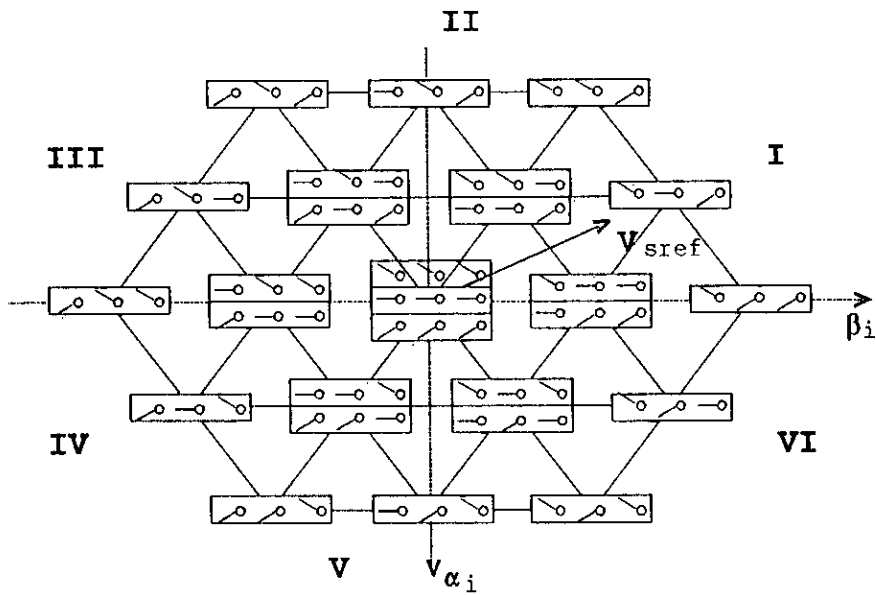


Figure III.47 Représentation spatiale de V_{sref} dans le plan (α, β) et les différentes configurations pour un onduleur triphasé à trois niveaux

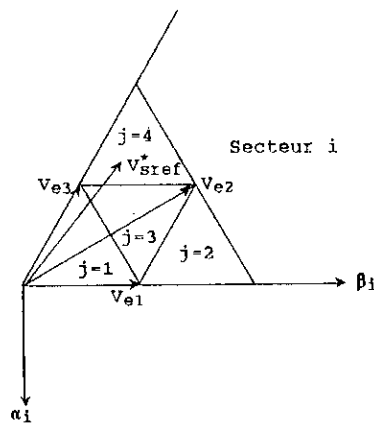


Figure III.48 Le secteur i avec ses quatre triangles

Le vecteur discret de consigne $V_{sref}^*(k.T_e)$ est déterminé à chaque période d'échantillonnage T_e . Il est approximé au moyen des configurations correspondantes aux sommets du triangle contenant ce vecteur de référence (voir figure III.48).

L'algorithme de cette modulation est résumé dans les étapes suivantes:

- 1- On détermine le secteur i qui encadre le vecteur de référence V_{sref}^* .
- 2- Dans ce secteur i , on détermine le triangle j qui contient le vecteur V_{sref}^* .
- 3- On calcule les durées T_1 , T_2 et T_3 de conduction correspondant aux configurations des trois sommets de ce triangle j .

Nous considérons comme hypothèse que $V_{s\alpha\beta}$ est constant durant T_e , correspondant à un cycle de commutation de l'onduleur et situé dans le triangle j du secteur i .

Le vecteur $V_{s\alpha\beta}(k)$ peut être déterminé par la relation vectorielle dite aux valeurs moyennes sur T_e suivante:

$$\int_{t=0}^{t=T_e} V_{s\alpha\beta}(t) dt = \int_{t=0}^{t=T_1} V_{e1}(t) dt + \int_{t=T_1}^{t=T_1+T_2} V_{e2}(t) dt + \int_{t=T_1+T_2}^{t=T_1+T_2+T_3} V_{e3}(t) dt \quad (III.9)$$

Où V_{e1} , V_{e2} , V_{e3} représentent les sommets du triangle j , et T_1 , T_2 , T_3 sont les durées de conduction correspondants aux configurations des trois sommets de ce triangle j avec:

$$T_1 + T_2 + T_3 = T_h \quad (III-10)$$

Soient $(V_{s\alpha i}, V_{s\beta i})$, $(V_{e1\alpha i}, V_{e1\beta i})$, $(V_{e2\alpha i}, V_{e2\beta i})$, $(V_{e3\alpha i}, V_{e3\beta i})$ respectivement les composantes des vecteurs V_{sref} , V_{e1} , V_{e2} , V_{e3} par rapport au repère (α_i, β_i) lié au secteur i (voir la figure III.48).

Le passage du référentiel (α, β) à celui (α_i, β_i) est donné par la transformation donnée par l'équation (III.11).

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha i} \\ V_{s\beta i} \end{bmatrix} = [T_{22}] \cdot \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad [T_{22}] = \begin{bmatrix} \cos((i-1) \cdot \frac{\pi}{3}) & \sin((i-1) \cdot \frac{\pi}{3}) \\ -\sin((i-1) \cdot \frac{\pi}{3}) & \cos((i-1) \cdot \frac{\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (III.11)$$

•

En regroupant les équations (III.9) et (III.10), nous obtenons le système matriciel défini dans un triangle j du secteur i :

$$\begin{bmatrix} V_{sa i} \\ V_{s\beta i} \end{bmatrix} = [T(j)] \cdot \begin{bmatrix} \frac{T_1}{T_h} \\ \frac{T_2}{T_h} \\ \frac{T_3}{T_h} \end{bmatrix} \tag{III.12}$$

avec $[T(j)] = \begin{bmatrix} V_{e1\alpha i} & V_{e2\alpha\beta i} & V_{e3\alpha i} \\ V_{e1\beta i} & V_{e2\beta i} & V_{e3\beta i} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$

Pour un triangle j donné , la matrice [T(j)] est identique quelque soit le secteur i. Alors, on définit seulement quatre matrices correspondantes aux quatre triangles d'un secteur i:

$$[T(1)] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{4} E \\ 0 & \frac{E}{2} & \frac{E}{4} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} ; \quad [T(2)] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{4} E \\ \frac{E}{2} & E & \frac{3E}{4} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$[T(3)] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\sqrt{3}}{4} E & -\frac{\sqrt{3}}{4} E \\ \frac{E}{2} & \frac{E}{4} & \frac{3E}{4} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} ; \quad [T(4)] = \begin{bmatrix} -\frac{\sqrt{3}}{4} E & -\frac{\sqrt{3}}{4} E & -\frac{\sqrt{3}}{2} E \\ \frac{E}{4} & \frac{3E}{4} & \frac{E}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

L'inversion du système (III.12) donne les durées T₁, T₂ et T₃. Et en connaissant la configuration à avoir, nous déduisons la commande des interrupteurs.

III.8.1 Résultats de simulation

Les figures III.49 représentent la tension de phase et son spectre de fréquence en appliquant la commande par modulation vectorielle.

Nous constatons uniquement la présence des harmoniques impairs. Les harmoniques de rang 11 et 13 possèdent des amplitudes important (le 11^{ème} harmonique est de 22%, le 13^{ème} est 16%), alors les harmoniques d'ordre 5 et 7 sont faibles.

La figure III.50 montrent que la caractéristique de réglage de l'amplitude du fondamental des tensions est linéaire pour les valeurs de r allant de 0 à 1.15. Les amplitudes des harmoniques de rang 11 et 13 sont les plus importants dans l'intervalle de r allant de 0.8 à 1.2. Le taux d'harmonique qui diminue avec l'augmentation de r reste inférieur à 16% dans cet intervalle ($0.8 < r < 1.2$).

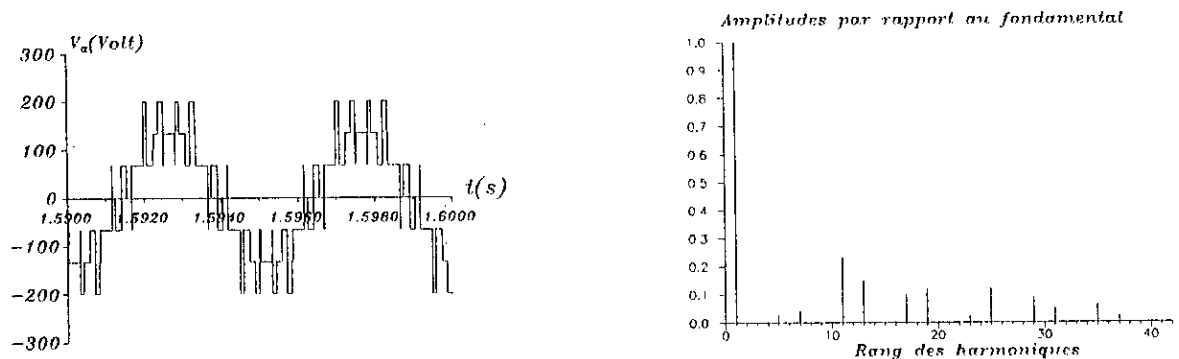


Figure III.49 La tension de sortie de l'onduleur à trois niveaux et son spectre de fréquence commandé par la stratégie de modulation vectorielle type 1 ($r=0.8$, $m=12$).

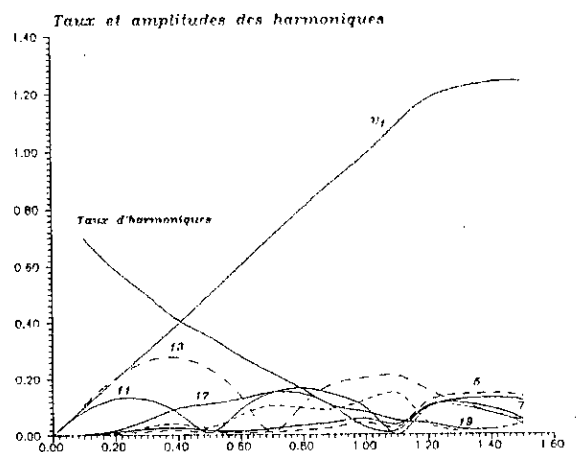


Figure III.50 Caractéristiques de la tension de sortie de l'onduleur commandé par la stratégie de modulation vectorielle type 1 ($m=12$).

Les figures III.51 à III.53 représentent les caractéristiques de la conduite de la MSPA alimentée par l'onduleur triphasé commandé par la modulation vectorielle. Le moteur entraîne une charge imposant un couple résistant $C_r = 5 \text{ N.m}$.

Pour cette stratégie, le couple oscille à une fréquence égale à six fois celle des tensions de sortie de l'onduleur comme le montre la figure III.52.b.

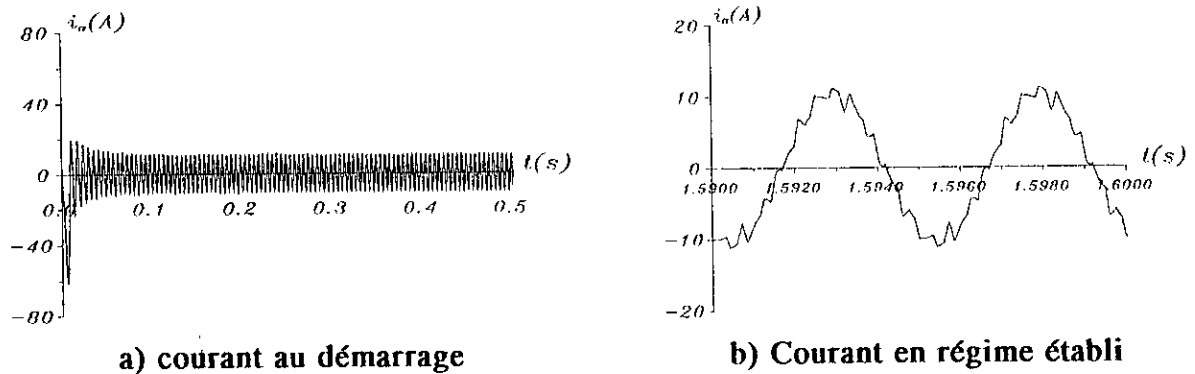


Figure III.51 Le courant de phase de la MSAP alimentée par l'onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie de modulation vectorielle type 1 ($r=0.8$, $m=12$).

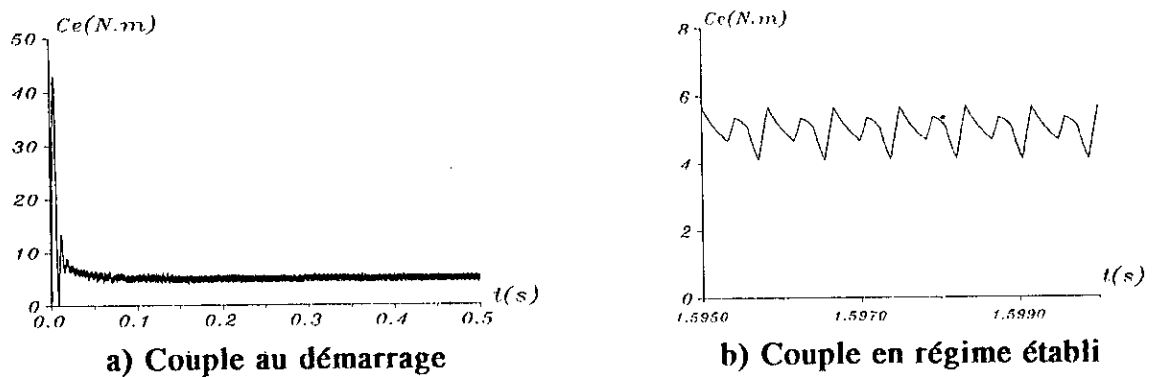


Figure III.52 Le couple de la MSAP alimentée par l'onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie de modulation vectorielle type 1 ($r=0.8$, $m=12$).

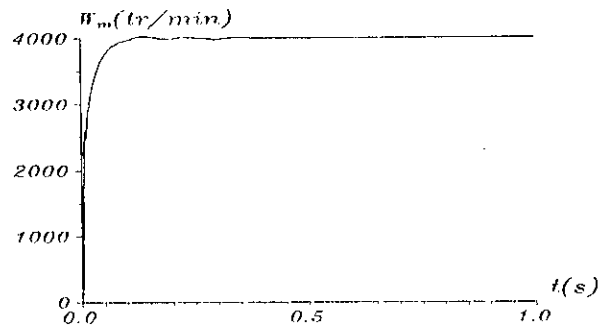


Figure III.53 La Vitesse de la MSAP alimentée par l'onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie de modulation vectorielle type 1 ($r=0.8$, $m=12$).

III.9 commande vectorielle type 2

Dans cette partie, nous présentons un autre type de modulation vectorielle (pour l'onduleur multiniveaux) inspirée du principe de la stratégie triangulo-sinusoidale à échantillonnage régulier avec injection de l'harmonique trois [1, 3].

Cette stratégie utilise la propriété que l'onduleur à trois niveaux est la mise en série de deux onduleurs à deux niveaux.

Nous définissons deux nouveaux vecteurs de références V_{sref1} , V_{sref0} . Le vecteur V_{sref1} est associé à l'onduleur à deux niveaux constitué des demi bras du haut, alors que le vecteur V_{sref0} est associé au demi bras du bas. Ils sont donnés par le système suivant:

$$\begin{aligned} V_{sref1}[i] &= V_{sref}[i] + V_0 \\ V_{sref0}[i] &= V_{sref}[i] - V_0 \end{aligned} \quad (\text{III.13})$$

Avec $i=1,2$ et 3 .

Le vecteur V_{sref} est défini par le système d'équations (III.2). La tension V_0 est donnée par l'expression suivante:

$$V_0 = - \frac{(\max(V_{sref}) + \min(V_{sref}))}{2} \quad (\text{III.14})$$

L'algorithme de commande de cette stratégie est similaire à celui de la triangulo-sinusoidale à deux porteuses, en utilisant les tensions $V_{sref1}[i]$ et $V_{sref0}[i]$ comme signaux de référence pour la commande des demi-bras de l'onduleur.

Cet algorithme se résume en trois étapes:

Etape 1: Calcul de la tension intermédiaire $V_{1M}[i]$ (resp $V_{OM}[i]$) du premier onduleur à deux niveaux équivalent aux demi-bras du haut (resp du bas) de l'onduleur à trois niveaux :

$$\begin{aligned} V_{sref1}[i] \geq U_{p1} &\Rightarrow V_{1M}[i] = \frac{E}{2} \\ V_{sref1}[i] < U_{p1} &\Rightarrow V_{1M}[i] = 0 \end{aligned} \tag{III.15}$$

$$\begin{aligned} V_{sref0}[i] \geq U_{p2} &\Rightarrow V_{OM}[i] = 0 \\ V_{sref0}[i] < U_{p2} &\Rightarrow V_{OM}[i] = -\frac{E}{2} \end{aligned}$$

Etape 2: Calcul de la variable intermédiaire $V_{2M}[i]$, image de la tension de sortie de l'onduleur à trois niveaux:

$$V_{2M} = V_{1M} + V_{OM} \tag{III.16}$$

Etape 3: Détermination des ordres de commande des semi-conducteurs:

$$si \quad V_{2M}[i] = 0 \quad \Rightarrow \quad B_{i1} = 1, B_{i2} = 0$$

$$si \quad V_{2M}[i] = \frac{E}{2} \Rightarrow B_{i1} = 1, B_{i2} = 1$$

$$si \quad V_{2M}[i] = -\frac{E}{2} \Rightarrow B_{i1} = 0, B_{i2} = 0$$

Où U_{p1} , U_{p2} sont les deux porteuses en dents de scie illustrées par la figure III.54

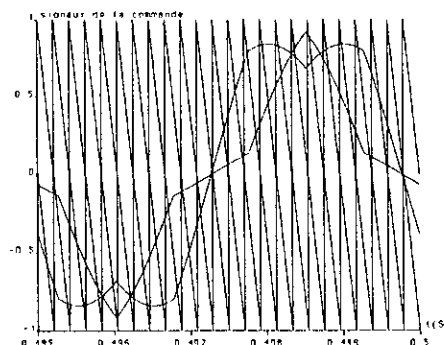


Figure III.54 Les différents signaux de la stratégie de modulation vectorielle de type 2, pour $m=12$ et $r=0,8$.

III.9.1 Résultats de simulation

Nous alimentons la machine synchrone à aimant permanent par l'onduleur triphasé à trois niveaux contrôlé par la technique de modulation vectorielle type 2 (avec $r=0.8$, $m=12$). Le moteur entraîne une charge imposant un couple résistant $C_r=5$ Nm.

La figure III.55 représente la tension de phase V_a de sortie de l'onduleur et son spectre de fréquence.

Pour cette stratégie, on constate que:

- La tension possède des harmoniques pairs et impairs.
- Les amplitudes des harmoniques sont faibles relativement au fondamental, et ne dépassent pas les 15 %.

La figure III.56 montre que la caractéristique de réglage du fondamentale est linéaire quand r varie de 0 à 1.

Les amplitudes des différents harmoniques sont inférieurs à 15 % de celui du fondamental. Le taux d'harmonique ne dépasse pas la valeur de 0.1 dans l'intervalle de r allant de 0.8 à 1.

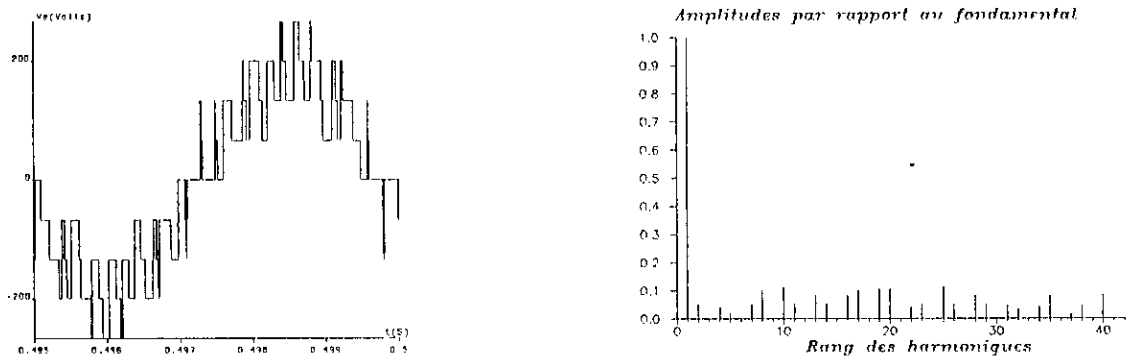


Figure III.55 La tension de phase et son spectre de fréquence pour $m=12$ et $r=0,8$.

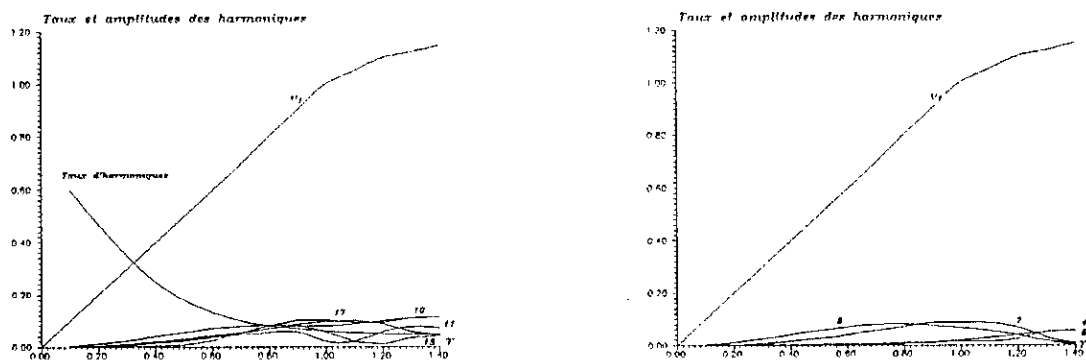


Figure III.56 Les caractéristiques de la tension ($m=12$, $r=0.8$).

Les figures III.57 et III.58 illustrent les variations, en fonction du temps, du courant de ligne et du couple électromagnétique développé par la machine.

En régime permanent, le couple possède une fréquence égale à trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur.

Le démarrage de la MSAP est représentée sur la figure III.59. On vérifie qu'elle présente les performances que dans le cas de la stratégies triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.

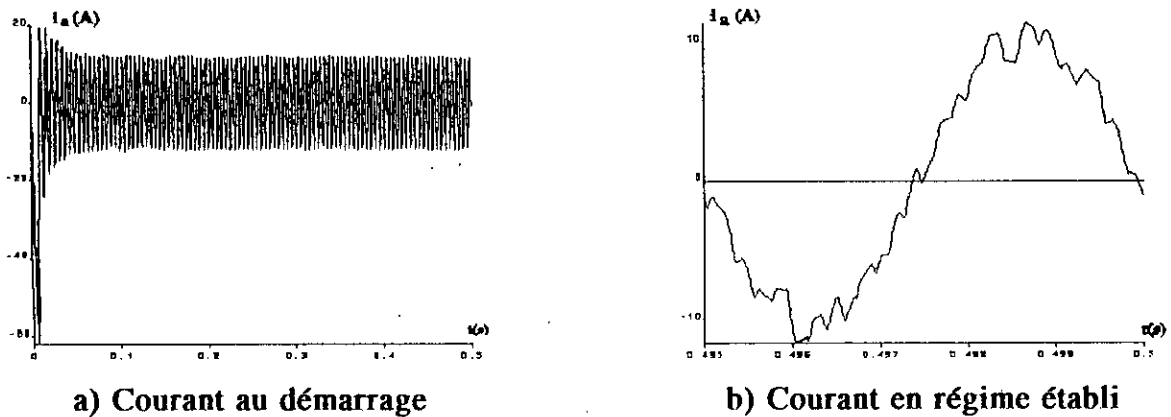


Figure III.57 Le courant de phase de la MSAP alimentée par l'onduleur à trois niveaux contrôlé par la stratégie de modulation vectorielle type 2 ($m=12$, $r=0,8$)

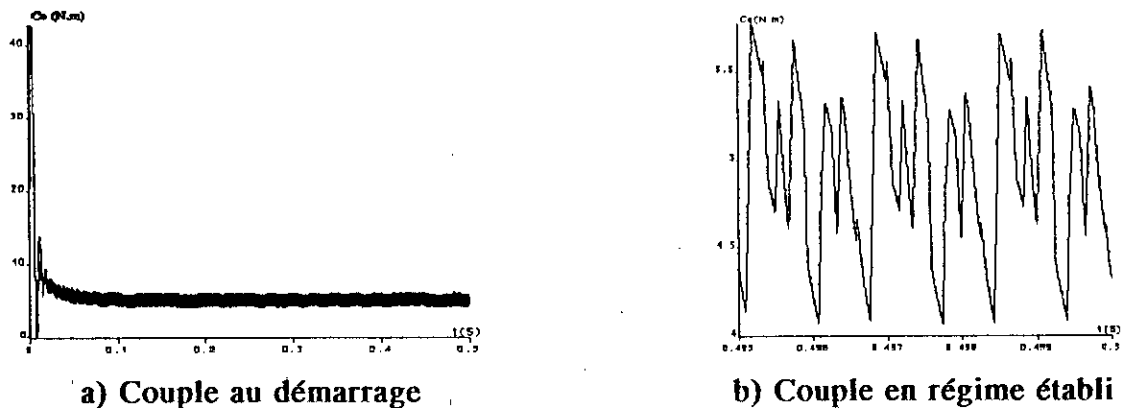


Figure III.58 Le couple électromagnétique de la MSAP alimentée par l'onduleur contrôlé par la stratégie de modulation vectorielle type 2 ($m=12$, $r=0,8$)

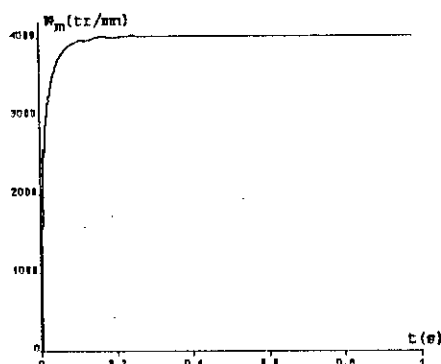


Figure III.59 La vitesse de la MSAP alimentée par l'onduleur contrôlé par la stratégie de modulation vectorielle type 2 ($m=12, r=0,8$)

III.10 Modulation calculée

En utilisant les modèles de commande des onduleurs triphasés à trois niveaux (chapitre.II), nous présentons, dans cette partie, un algorithme de commande multiniveaux destiné à une réalisation numérique. Cet algorithme est basé sur la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses déjà présenté au début du chapitre (§ III.4).

L'organigramme général d'une modulation calculée utilisant le modèle de commande des onduleurs à trois niveaux est donné à la figure III.60.

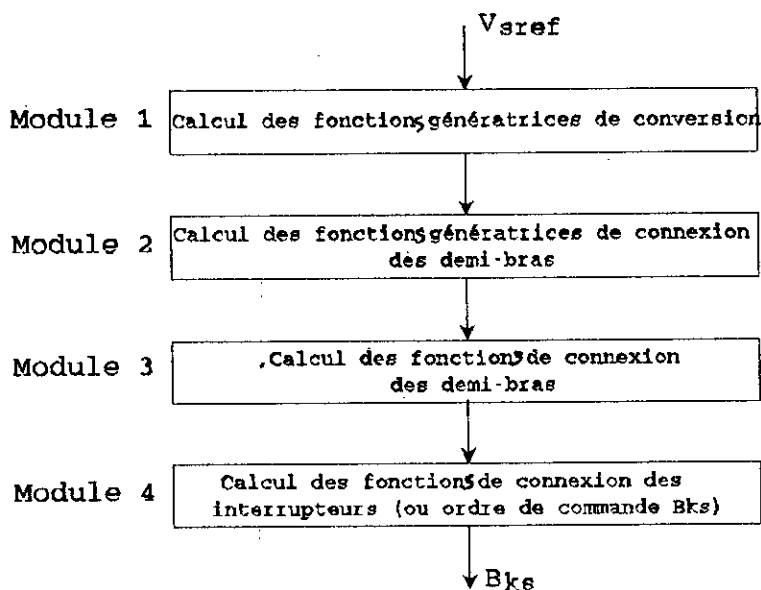


Figure III.60 Organigramme d'une modulation calculée

Nous présentons une méthode dont les différents modules de calcul s'expriment [3]:

Module 1 : Calcul des fonctions génératrices de conversion simples n_{gk}

$$n_{gk} = \frac{V_{sref}[k]}{\frac{E}{2}} \quad (\text{III.17})$$

Module 2 : Calcul des fonctions génératrices de connexion des demi-bras F_{k1g}^b , et F_{k0g}^b :

$$\begin{aligned} F_{k1g}^b &= \frac{n_{gk}}{2} \\ F_{k0g}^b &= -\frac{n_{gk}}{2} \end{aligned} \quad (\text{III.18})$$

Module 3 : Calcul des fonctions de connexion des demi-bras F_{k1}^b , et F_{k0}^b :

Nous définissons les variables temporelles T_{k1} et T_{k0} comme suit:

$$\begin{aligned} T_{k1} &= T_p(1 - |F_{k1g}^b|) \\ T_{k0} &= T_p\left(\frac{1}{2} - |F_{k0g}^b|\right) \end{aligned} \quad (\text{III.19})$$

Le passage des fonctions génératrices de connexion des demi-bras F_{k1g}^b et F_{k0g}^b à leurs fonctions instantanées F_{k1}^b , et F_{k0}^b s'effectue de la manière suivante:

* Si $F_{k1g}^b > 0$:

$$\begin{aligned} (T_{k0} \leq t \leq \frac{T_p}{2}) \text{ OU } (T_{k1} \leq t \leq T_p) &\Rightarrow F_{k1}^b = 1 ; F_{k0}^b = 0 \\ (t < T_{k0}) \text{ OU } (\frac{T_p}{2} < t < T_{k1}) &\Rightarrow F_{k1}^b = 0 ; F_{k0}^b = 0 \end{aligned}$$

* Si $F_{k1g}^b \leq 0$:

$$\begin{aligned} (T_{k0} \leq t \leq \frac{T_p}{2}) \text{ OU } (T_{k1} \leq t \leq T_p) &\Rightarrow F_{k1}^b = 0 ; F_{k0}^b = 1 \\ (t < T_{k0}) \text{ OU } (\frac{T_p}{2} < t < T_{k1}) &\Rightarrow F_{k1}^b = 0 ; F_{k0}^b = 0 \end{aligned}$$

Remarque : le temps t réinitialisé à chaque fin de la période T_h .

Module 4 : Dédution des fonctions de connexion des interrupteurs F_{ks} et les ordres de commande des semi-conducteurs:

$$\begin{aligned}
 ((F_{k1}^b=1) \text{ et } (F_{k0}^b=1)) \vee ((F_{k1}^b=0) \text{ et } (F_{k0}^b=0)) &\Rightarrow F_{k1}=1, F_{k2}=0 \\
 (F_{k1}^b=1) \text{ et } (F_{k0}^b=0) &\Rightarrow F_{k1}=1, F_{k2}=1 \\
 (F_{k1}^b=0) \text{ et } (F_{k0}^b=1) &\Rightarrow F_{k1}=0, F_{k2}=0
 \end{aligned}
 \tag{III.20}$$

III.10.1 Résultats de simulation:

La conduite de la MSAP alimentée par l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par cette stratégie de modulation calculée, en prenant $m=12$ et $r=0.8$, est représentée par les figures III.61 à III.64. La machine étant chargée avec un couple résistant $c_r=5 \text{ N.m}$, et nous choisissons un $\delta=16.3^\circ$.

La figure III.61 représente l'allure de la tension simple et son spectre. Nous remarquons seulement l'existence des harmoniques impairs non multiple de trois. Ils se regroupent autour des fréquences multiples de $2mf$. Les harmoniques les plus importants sont de rangs 23 et 25.

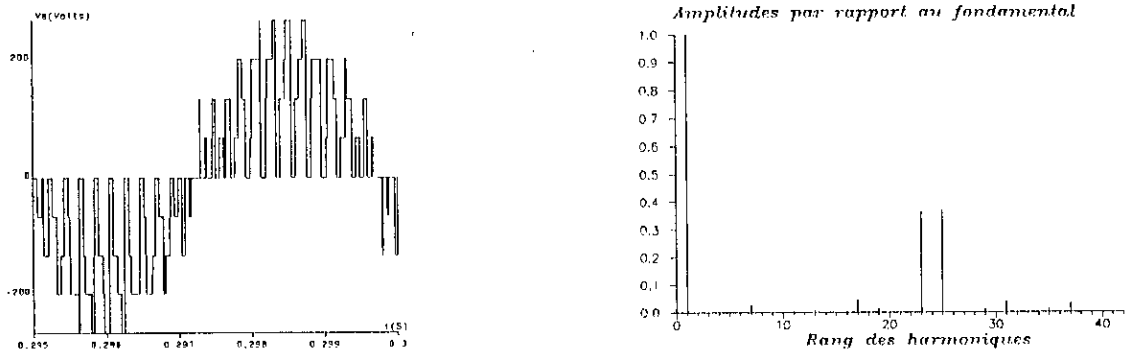


Figure III.61 La tension de phase et son spectre de fréquence ($m=12, r=0.8$).

La figure III.62 représente les caractéristiques de la tension, montre que la caractéristique de réglage du fondamental est lineaire jusqu'à $r=1$, et que les harmoniques d'ordre 11 et 13 sont faibles pour $m=12$.

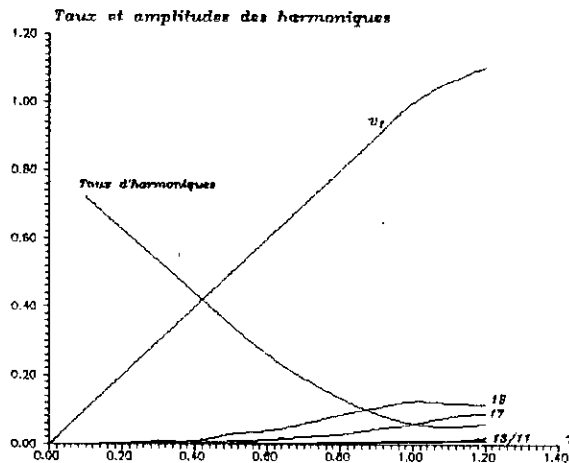
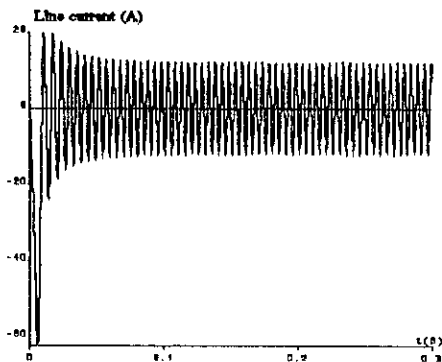
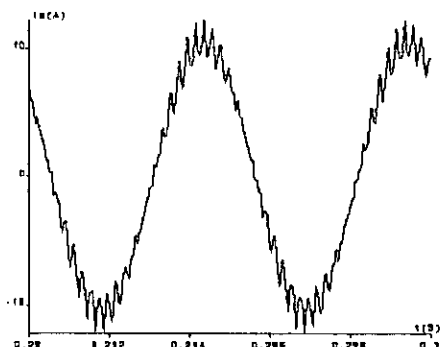


Figure III.62 Carractéristiques de la tension de phase pour $m=12$

Le courant de ligne, le couple électromagnétique et la vitesse de rotation sont représentés respectivement sur les figures III.63, III.64 et III.65. Nous constatons que le couple électromagnétique possède des pics de fréquence égale à 24 fois celle des tensions de sortie de l'onduleur. Ces pics sont dus à l'importance des harmoniques de rangs 23 et 25.



a) courant au démarrage



b) Courant en régime établi

Figure III.63 Le courant de ligne de la MSAP alimentée par l'onduleur à trois niveaux contrôlé par la stratégie de modulation calculée ($m=12, r=0,8$).

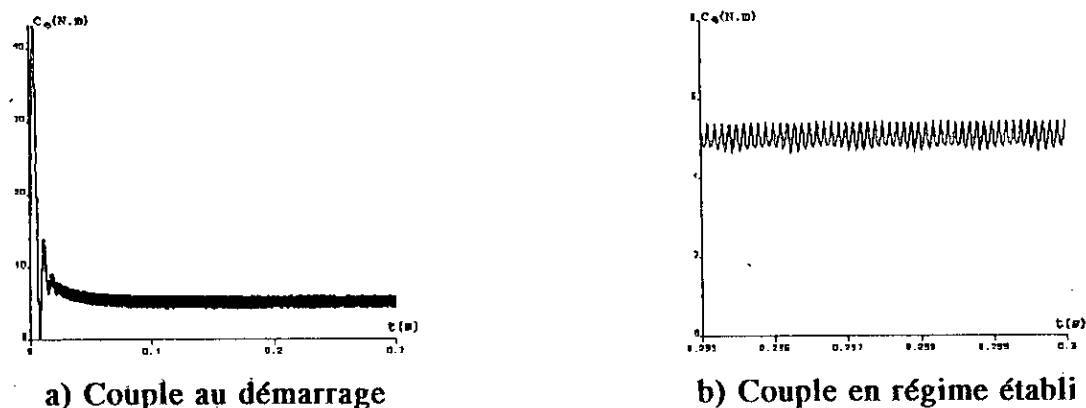


Figure III.64 Le couple électromagnétique de la MSAP alimentée par onduleur à trois niveaux contrôlé par la stratégie de modulation calculée pour $m=12$, $r=0,8$

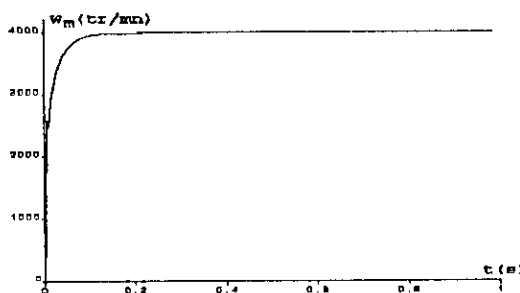


Figure III.65 Vitesse de la MSAP alimentée par onduleur à trois niveaux contrôlé par la stratégie de modulation calculée pour $m=12$, $r=0,8$

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes stratégies de commandes à MLI d'un onduleur de tension à trois niveaux alimentant une MSAP autopilotée. Ces stratégies sont des extensions de celles des onduleurs à deux niveaux.

L'étude des caractéristiques de la tension de sortie de l'onduleur, pour les différentes stratégies, a montré qu'elle présente un taux d'harmoniques faible. Les harmoniques de la tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $m.f$ ou bien de $2.m.f$ dans certaines stratégies.

Pour chacune de ces stratégies, nous avons présenter les performances de la conduite de la MSAP autopilotée alimentée par ce convertisseur.

L'augmentation de l'indice de modulation, qui repousse les harmoniques de la tension vers des ordres élevés, a permis d'obtenir des courants et couples avec de faibles ondulations.

Mis à part la commande d'élimination d'harmoniques qui demande une grande capacité de mémoire, les autres stratégies peuvent être utilisées dans des asservissements.

Dans le prochain chapitre, nous proposons d'étudier les différents algorithmes de commande de vitesse ou de position de la MSAP alimentée par onduleurs à trois niveaux commandé par ces stratégies.

Chapitre IV

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

Introduction

Le modèle du moteur synchrone à aimant permanent correspond à un système multivariable. Le contrôle permanent de la vitesse ou de la position de ce moteur et donc du couple, demande le contrôle simultané de plusieurs variables.

En effet, la distinction entre le courant producteur du couple et celui producteur du flux n'est pas aussi évidente que dans le cas d'une machine à courant continu.

Afin de réaliser les performances souhaitées, la stratégie de commande des machines à courant alternatif consiste souvent de rendre le comportement électromécanique similaire à celui d'une machine à courant continu. Cette similitude est réalisée par l'emploi de la commande par orientation du flux.

En général, on peut classer les stratégies de commande en deux catégories suivant la façon dont le couple électromagnétique de la machine est produit [6].

La première catégorie de commande est simple et consiste à maintenir le flux (ou le courant de flux) constant. Dans ce cas, le modèle de la machine peut être réduit à un modèle linéaire et similaire à un moteur à courant continu à excitation indépendante.

Comme la commande du couple est assurée par la régulation du courant de couple seul, la réponse du couple est rapide. De plus, la simplicité des algorithmes correspondants permet d'implémenter la commande sur des microprocesseurs peu coûteux [1, 6, 7, 8].

Pour le cas de la machine à aimant à pôle lisse, on peut imposer un courant du flux nul, et obtenir ainsi une structure de commande plus simplifiée [6].

La deuxième catégorie de commande consiste à faire varier à la fois le courant de flux et le courant de couple. Le couple est développé selon une relation imposée entre ces deux courants (fonctionnement à couple maximum, ou bien fonctionnement à facteur de puissance unitaire) [6]. Mais l'inconvénient le plus gênant de cette commande est la non-linéarité du système qui nécessite des algorithmes de commande plus compliqués.

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons uniquement à la première catégorie de commande. Nous présenterons des algorithmes de contrôle de vitesse et de position de la machine synchrone à aimant permanent en maintenant la composante du courant $i_d=0$.

Nous commencerons par définir le principe de la commande vectorielle.

Nous rappellerons, en suite, le pilotage des courants dans les deux repère (a,b,c) et (d,q), et nous développerons la commande par orientation du flux dans le repère d-q.

Nous montrerons, enfin, la conduite de la machine commandée par orientation du flux, alimentée par l'onduleur à trois niveaux. Ce dernier sera piloté par les stratégies de modulation de largeur d'impulsion multiniveaux.

Dans cette partie, nous supposerons les deux alimentations continues U_{c1} et U_{c2} de l'onduleur constantes.

IV.1 Principe de la commande vectorielle

L'objectif principal de la commande vectorielle des machines à courant alternatif est d'améliorer leur comportement dynamique [2, 6, 7].

Le modèle de la machine synchrone à aimant permanent est donné par le système suivant:

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_a + L_d s & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_a + L_q s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega \phi_f \end{pmatrix} \tag{IV-1}$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = P(C_{em} - C_r - k_f \omega) \tag{IV-2}$$

$$C_{em} = P[(L_d - L_q) i_d i_q + \phi_f i_q] \tag{IV-3}$$

Où: ϕ_f est la valeur maximale du flux engendré par les aimants.

A partir de ces équations, on peut établir le schéma bloc suivant:

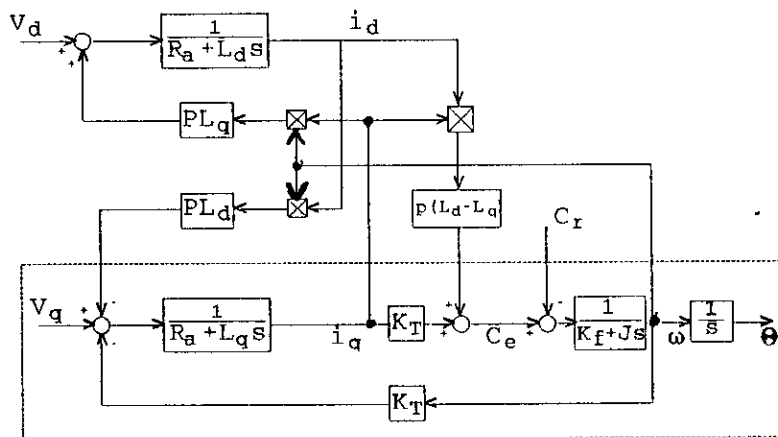


Figure IV.1 Schéma-bloc de la machine synchrone à aimant permanent

Habituellement, on désigne i_d le courant du flux et i_q le courant du couple. Puisque le principal flux de la machine à aimant permanent est généré par les aimants du rotor, la solution la plus simple est de maintenir le courant i_d égal à zéro en permanence et à réguler la vitesse ou la position par le courant i_q par le biais de la tension U_q . Physiquement, cela revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par les aimants. Si la condition $i_d = 0$ est vérifiée, le modèle du système se réduit à l'équation correspondante à la composante V_q du système (IV-1) (la partie encadrée en pointillée dans la Figure IV.1).

Nous remarquons que cette partie présente une similitude parfaite avec le modèle de la machine à courant continu à excitation indépendante.

La relation couple-courant devient linéaire:

$$C_{em} = K_T \cdot i_q \quad \text{avec} \quad K_T = P \cdot \Phi_f \quad (\text{IV-4})$$

Le principal inconvénient de cette commande se trouve dans son utilisation pour les machines ayant une forte saillance [6, 7, 8]. Dans ce cas, l'absence du courant i_d ne permet pas d'atteindre le couple maximum que la machine peut développer (car d'après l'expression (IV.3) du couple, le courant i_d peut aussi servir à développer un couple réactant). Pour cela, nous devons utiliser les commandes à i_d non nul. Dans ce dernier cas, le flux de la machine est généré par les aimants du rotor et le courant i_d . Alors on peut réguler le flux par i_d . Cependant l'inconvénient de cette commande réside dans la complexité et la non-linéarité du système. Dans ce cas, on considère le modèle complet de la machine.

Pourtant, si on impose le courant i_d constant et non nul de telle sorte que le couple soit maximal, le modèle de la machine se simplifie, le couple est alors proportionnel au courant i_q .

Habituellement, la commande des machines synchrones s'effectue soit dans le plan (a, b, c) (utilisée surtout dans l'industrie), soit dans le plan (d, q). Ces deux types de commande ont fait l'objet de plusieurs études qui ont montré la supériorité de la commande dans le plan (d, q)[1, 6, 5, 7, 8, 31, 49, 50, 51].

IV.2 Commande dans le repère (a, b, c)

Cette commande consiste à piloter directement les courants de phases de la machine en utilisant, pour chaque courant, une boucle locale. Le schéma de principe de cette commande est représenté sur la figure IV.2.

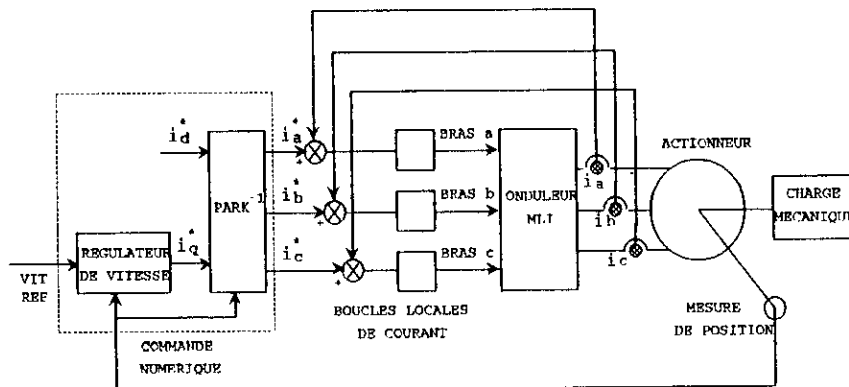


Figure IV.2 Commande vectorielle avec boucles primaires de courant

Ce type de commande est utilisé lorsque la puissance de calcul des micro processeurs est très limitée. Le pilotage direct des courants de phases permet d'assurer la rapidité de la réponse des courants en utilisant soit des régulateurs à seuil assurant directement la modulation ou des régulateurs analogiques PI dont la sortie attaque un modulateur MLI [1, 6, 7, 43].

A partir de la vitesse de référence w_c et de la vitesse mesurée w , un régulateur calcule la consigne du couple donc du courant de référence i_q , le courant i_d de référence est maintenu nul. Ces deux valeurs permettent de calculer, par une transformation de Park inverse, les valeurs de références des courants i_a^* , i_b^* , i_c^* .

Le principal inconvénient de cette structure de pilotage est l'existence d'interactions entre les régulateurs en raison des couplages entre les différents phases [1, 6, 7].

IV.3 Commande dans le repère (d,q)

Cette stratégie est une alternative à la commande dans le repère(a, b, c). Elle exige un autopilotage et un reconstituteur d'état[6, 7, 48, 49, 52, 53].

Le principe de l'autopilotage est très facile à définir: il s'agit d'une commande telle que l'on maîtrise les grandeurs internes c'est à dire i_d et i_q .

Elle est élaborée sur le modèle de Park de la machine. Elle permet un découplage entre les axes d et q. Les termes de couplages sont exprimés explicitement dans le modèle de Park. Pour les compenser, on introduit des termes de découplage dans les tensions appliquées à la machine. Ce découplage s'effectue par retour d'état approprié [6, 7, 8, 48]. Ceci est représenté à la figure IV.3 en traits discontinus.

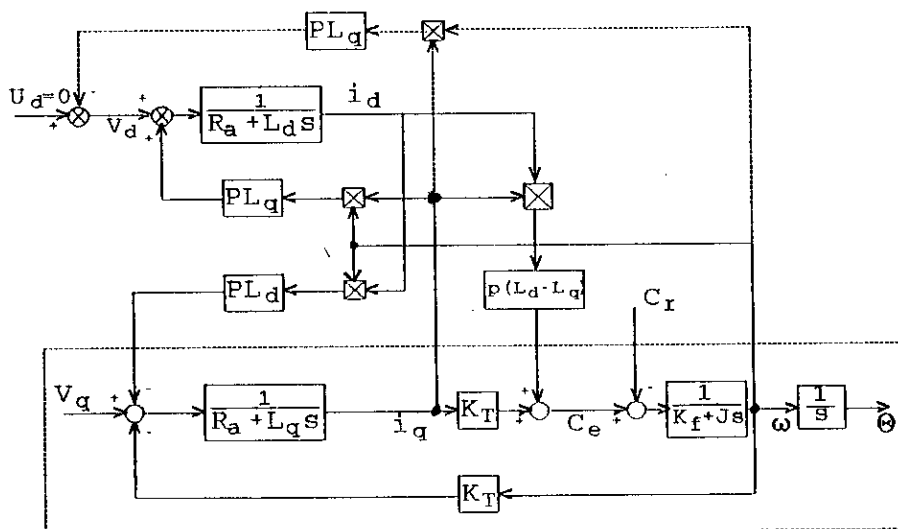


Figure IV.3 Modèle du moteur synchrone à aimants permanents avec découplage

Le courant i_d est maintenu naturellement à zéro, si on découple le système en prenant :

$$V_d = -\omega L_q i_q$$

Comme le montre la figure si-dessus.

En absence d'erreur sur le paramètre L_q et sur la mesure de i_q et de ω , le schéma de la figure IV.3 se réduit à celui de la figure IV.4:

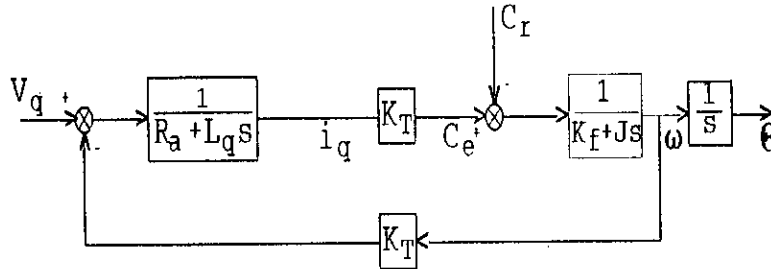


Figure IV.4 Modèle de la MSAP parfaitement découplé

Ce modèle est identique à celui d'un moteur à courant continu à excitation indépendante. La tension U_q permet de commander le couple développé par le moteur synchrone, de la même manière que la tension d'induit permet de commander le couple développer par le moteur à courant continu à excitation indépendante.

Cependant, en pratique, ce découplage n'est pas parfait à cause des incertitudes sur les paramètres, des imprécisions de mesure, de la descretisation (dans le cas de la commande numérique) ou encore le temps morts de calcul [6, 7, 48, 53]. Pour cela, on choisit un régulateur de vitesse ou de courant suffisamment robuste et en calculant adéquatement la tension U_q .

IV.3.1 Organisation de la commande

La figure IV.5 présente une variante simplifiée destinée aux moteurs à faible puissance.

La commande de la vitesse de la machine est assuré par un régulateur PI. Ce dernier fournit la valeur de référence du couple T_{ref} . Le courant i_{qref} est calculé à partir de T_{ref} par l'équation (IV-4), alors que la valeur de référence de i_d est maintenue nulle.

Dans le cas où les constantes de temps électriques de la machine sont suffisamment petites, les courants peuvent être commandés en boucle ouverte, ce qui rend la commande plus simple.

Lorsque ces constantes sont importantes, elles doivent être réduites artificiellement afin

d'assurer la rapidité de la réponse des courants (ou du couple). Pour cela, on utilise soit des régulateurs P, ou PI soit des régulateurs proportionnels associés à une rétroaction ou observateurs de courant [6, 7, 48].

Le régulateur P est facile à utiliser, mais pose un problème au niveau des performances en régime statique: il existe toujours une erreur statique en régime permanent. Pour annuler cette erreur, on utilise généralement des régulateurs PI, qui donnent des résultats satisfaisants.

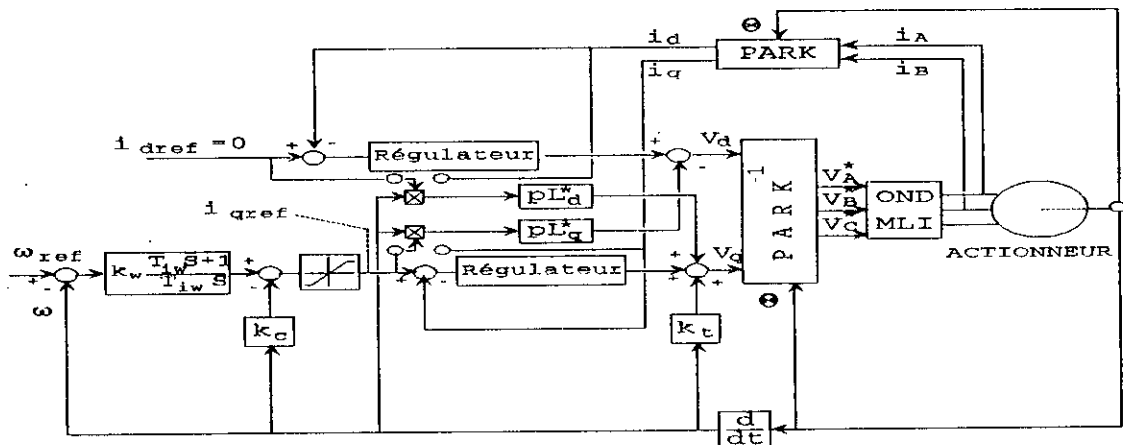


Figure IV-5 Commande de vitesse de la MSAP avec régulateurs de courants

Mais récemment, on a proposé une solution plus simple permettant d'éliminer cette erreur statique [6]. C'est une nouvelle structure de commande qui combine un régulateur proportionnel et une action feedforward [6, 7, 8].

Les tensions V_d et V_q , appliquées à la machine, sont calculées en compensant les termes de couplage et la f.c.e.m.

La compensation des termes de couplage s'effectue en utilisant soit des courants de référence i_{dref} et i_{qref} , soit des courants mesurés i_d et i_q .

Le bloc de l'onduleur MLI est considéré comme un simple amplificateur à gain unitaire.

IV.3.2 Synthèse des régulateurs

Nous considérons le modèle de la machine de la figure IV.4.

La force contre-électromotrice ($K_T \omega$) est considérée comme une perturbation. La fonction de transfert selon l'axe q est du premier ordre:

$$G_s(s) = \frac{I_q(s)}{V_q(s)} = \frac{1}{R_a} \frac{1}{1+T_o s}$$

avec

$$T_o = \frac{L_q}{R_a}$$

Le schéma correspondant est représenté sur la figure IV.6

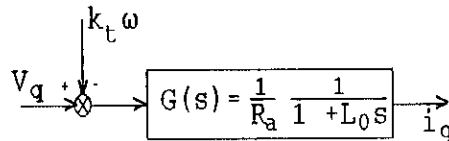


Figure IV.6 Fonction de transfert après découplage

a) Régulateurs de courant

Afin de faciliter la synthèse des régulateurs, nous considérons que le découplage des courants et la compensation de la f.c.e.m sont parfaitement réalisés. La partie électrique dans la figure (IV.3) devient deux bloc indépendants en parallèle. Dans ce cas, on peut calculer chaque régulateur de courant sans tenir compte de l'influence de l'autre. La régulation des courants est assurée respectivement par un régulateur proportionnel associé à une action prédictive et un régulateur PI.

a-1 Régulateur de courant associant une action prédictive [6, 8]:

L'emploi de régulateurs de courant comportant une action prédictive proportionnelle au courant de référence et d'une action proportionnelle à l'erreur de réglage permet d'obtenir, si on compense la f.c.e.m d'axe q, des erreurs nulles en régime permanent (en absence d'erreurs sur les paramètres), ce qui ne peut être réalisé à l'aide de régulateurs proportionnels. De plus, le temps de calcul est réduit de moitié par rapport à l'utilisation de régulateurs PI[6, 7, 8].

D'autre part, si on annule les gains \$K_d\$ et \$K_q\$, on obtient une commande ne nécessitant aucune mesure de courant, ce qui facilite son implantation. Néanmoins, cette commande donne des performances suffisantes pour certaines applications [6, 7, 8].

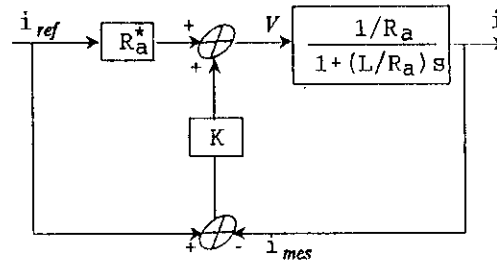


Figure IV.7 Régulation du courant associant une action prédictive

Du schéma précédent nous pouvons écrire:

$$U = R_a i_{ref} + K(i_{ref} - i_{mes})$$

$$(R_a + L \cdot s) i_{mes} = R_a^* \cdot i_{ref} + k(i_{ref} - i_{mes})$$

$$i_{mes} = \frac{R_a^* + k}{(R_a + k) \left(1 + \frac{L}{R_a + k} s\right)} i_{ref}$$

en posant $R_a^* = R_a$, en régime établi on a: $i_{mes} = i_{ref}$.

Le gain du régulateur est choisi en fonction de la constante de temps exigée T_e . Pour obtenir des réponses analogues pour les courants i_d et i_q , les constantes de temps de l'axe d et de l'axe q doivent être réduites à une même valeur:

$$T_e = \frac{L_d}{R_a + K_d} = \frac{L_q}{R_a + K_q}$$

ce qui donne:

$$K_d = \frac{L_d}{T_e} - R_a \quad K_q = \frac{L_q}{T_e} - R_a$$

a-2 Régulateur proportionnel-Intégral

La figure IV.8 représente la régulation d'un courant assurée par un régulateur PI. La constante de temps du régulateur est souvent choisie pour compenser la constante de temps électrique de la machine. On a alors:

$$T_{id} = \frac{L_d}{R_a} \quad T_{iq} = \frac{L_q}{R_a}$$

Le gain du régulateur est calculé suivant la constante de temps apparente exigée, on a:

$$K_d = \frac{L_d}{T_e} \quad K_a = \frac{L_q}{T_e}$$

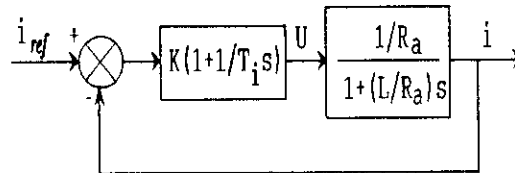


Figure IV.8 Régulation du courant par régulateur PI

b) Régulateurs de vitesse et de position

Pour faciliter le calcul du régulateur de vitesse et de position, on ne considère pas l'existence de la partie électrique du système. Ceci est dû au fait que les constantes de temps apparentes de la partie électrique sont beaucoup plus petites que la constante de temps mécanique.

La réponse des courants (et du couple) à la valeur de référence apparaît comme quasi instantanée vis-à-vis de la partie mécanique du système. De plus, le comportement dynamique réel de la partie électrique a peu d'influence sur celui de la partie mécanique. La réduction de la partie électrique permet d'utiliser un modèle simple pour le calcul du régulateur de vitesse et de position: seul le modèle mécanique de la machine est considéré.

La commande de vitesse et de position est alors réduite au schéma-bloc de la figure IV.8

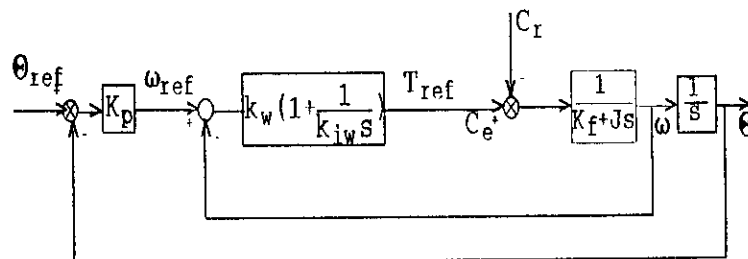


Figure IV.8 Commande de vitesse et position

Le terme intégrale du régulateur de vitesse peut être choisi pour compenser le pôle de la partie mécanique. on obtient:

$$T_{iw} = \frac{J}{k_f}$$

Le gain K_w est calculé suivant le temps d'établissement à 95% de la vitesse exigée[32] T_{we} :

$$K_w = 3 \frac{J}{T_{we}}$$

Dans la conception du régulateur PI de la vitesse, celui-ci est souvent calculé pour assurer la meilleure réponse de la vitesse de la machine vis-à-vis de sa consigne. Le régulateur ainsi calculé n'assure pas une bonne robustesse vis-à-vis des perturbations (la variation de la charge ou des paramètres de la machine), et en particulier dans le cas où la f.c.e.m de la machine est compensée. Pour remédier à ce problème, la solution la plus simple est d'introduire une rétroaction de la vitesse à la sortie du régulateur PI [6, 7, 8]. Ceci est représenté par le terme $K_c \omega$ dans la figure IV.9.

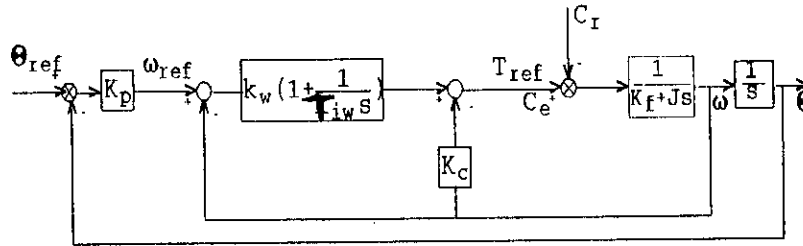


Figure IV.9 commande de vitesse et de position avec la rétroaction de la vitesse

En effet, cette rétroaction permet à la commande des courants d'être plus sensible à la variation de la vitesse provoquée par des perturbations et d'augmenter ainsi la robustesse de la commande.

Il existe d'autres solutions plus sophistiquées pour augmenter la robustesse du système vis-à-vis des perturbations extérieures [7, 33, 34, 35].

Dans cette partie, nous utilisons la méthode de rétroaction de la vitesse, en raison de sa simplicité.

En considérant la rétroaction K_c , le terme intégral du régulateur de vitesse devient:

$$T_{iw} = \frac{J}{k_f + K_c}$$

Le coefficient K_c est déterminé de manière à avoir une réponse rapide en assurant la stabilité du système. Son calcul est effectué dans l'annexe 2.

Le régulateur ainsi calculé fournit une réponse de la vitesse à un échelon de sa consigne sans dépassement et sans erreur en régime permanent.

La position de la machine est commandée par un régulateur proportionnel. Si on combine ce régulateur avec celui de la vitesse, nous aurons:

$$T_{ref} = K_{\omega} \left(1 + \frac{1}{T_{i\omega} s} \left[K_p \theta_c - K_p \left(1 + \frac{s}{K_p} \right) \theta \right] \right)$$

Cette relation montre que le système comprenant un régulateur proportionnel de position en cascade avec régulateur PI de vitesse revient à un régulateur PID où la partie dérivée n'agit pas sur la consigne de position. On évite ainsi l'apparition d'impulsions dans la commande lorsque la consigne est un échelon.

Le calcul du gain K_p du régulateur est déterminé en choisissant un amortissement de la position de valeur 1 (pas de dépassement). Nous aurons alors:

$$K_p = \frac{3}{4 T_{\omega e}}$$

IV.4 Résultats de simulation

IV.4.1 Commande de vitesse

Les performances de la commande proposée vont être testées par simulation numérique. Dans cette partie, nous allons utiliser pour nos simulations une machine synchrone à aimants permanents de 2KW dont les paramètres sont donnés à l'annexe 1.

Dans le schéma de la figure IV.5 la commande de la vitesse est assurée par un régulateur PI, dont les paramètres sont choisis pour une réponse sans dépassement et un temps de montée de 25 ms, pour les cas suivants:

- Une application d'un échelon de couple résistant égal au couple nominal entre 0.4 et 0.7s.
- Inversion de vitesse en charge.

a) Découplage avec des courants de références:

Les figures de IV.10 à IV.12 présentent la réponse à un échelon de vitesse de 0 à 4000 tr/min, dans le cas où le découplage est assuré par des courants de référence:

- Les résultats de la figure IV.10 sont obtenus en utilisant des régulateurs de courants proportionnels associés à une action prédictive. Les gains K_q et K_d sont calculés de façon à imposer une constante de temps électrique de la machine $T_e = 0.6$ ms, ce qui correspond à $K_q = K_d = 4.2$.

- Ceux de la figure IV.11 sont obtenus en utilisant des régulateurs PI classiques, en choisissant $T_{i_q} = T_{i_d} = 3.2$ ms, et les gains K_d et K_q sont calculés en imposant une constante de temps apparente $T_e = 0.6$ ms.

- Et ceux de la figure IV.12 sont obtenus sans régulation des courants, et ceci peut s'effectuer en prenant $K_d = K_q = 0$.

Ces résultats montrent que les performances sont obtenues de façon satisfaisante. Dans les trois cas, la vitesse répond parfaitement à sa consigne de 4000 tr/min en moins de 0.1 s. Le temps de rétablissement de la vitesse lors de l'application de la charge est de l'ordre de 25 ms.

Le couple électromagnétique est proportionnel au courant i_q . Le courant i_d est maintenu à zéro en régime permanent.

En régime transitoire, la déviation du courant i_d est nettement réduite dans le cas où la commande est effectuée avec régulateurs de courants; comme il est montré sur les figures IV.10 et IV.11. Par contre dans le cas où les courants ne sont pas régulés (Figure IV.12), la déviation est relativement importante. Ceci est dû au fait que le découplage de l'axe d est affecté par la variation rapide de vitesse.

Nous remarquons que l'emploi du régulateur PI ne modifie pas de manière significative la réponse du système par rapport au cas de l'application d'un régulateur proportionnel associé à une action prédictive.

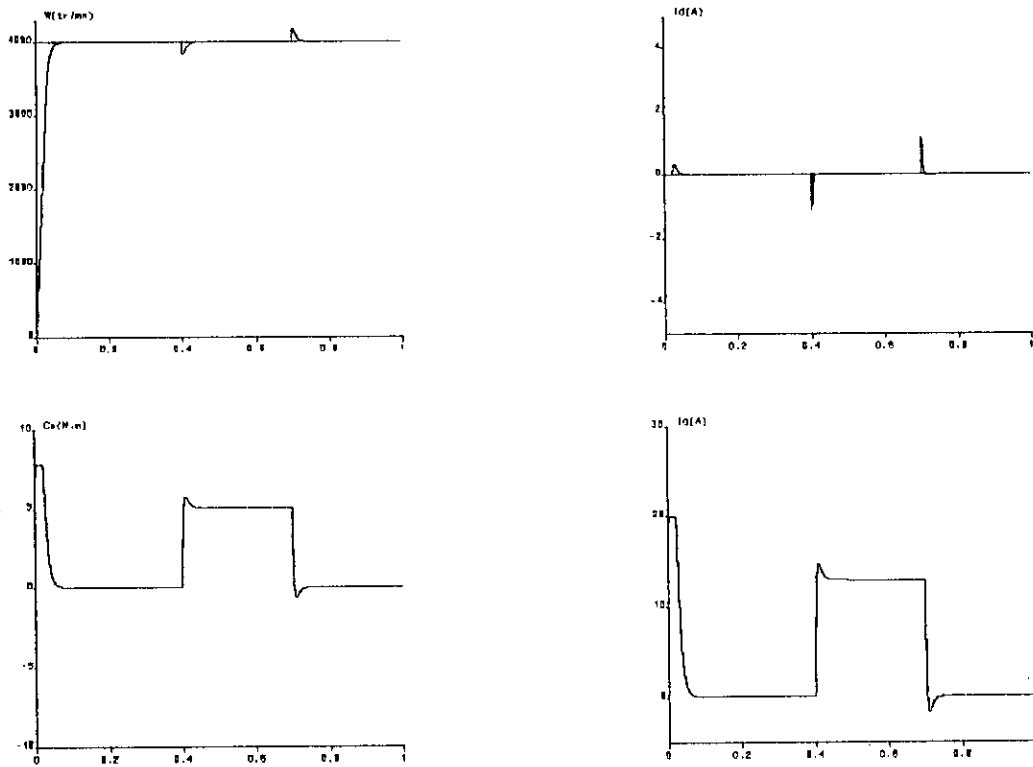


Figure IV.10 Simulation de la commande utilisant des régulateurs de courants proportionnelles associés à une action prédictive

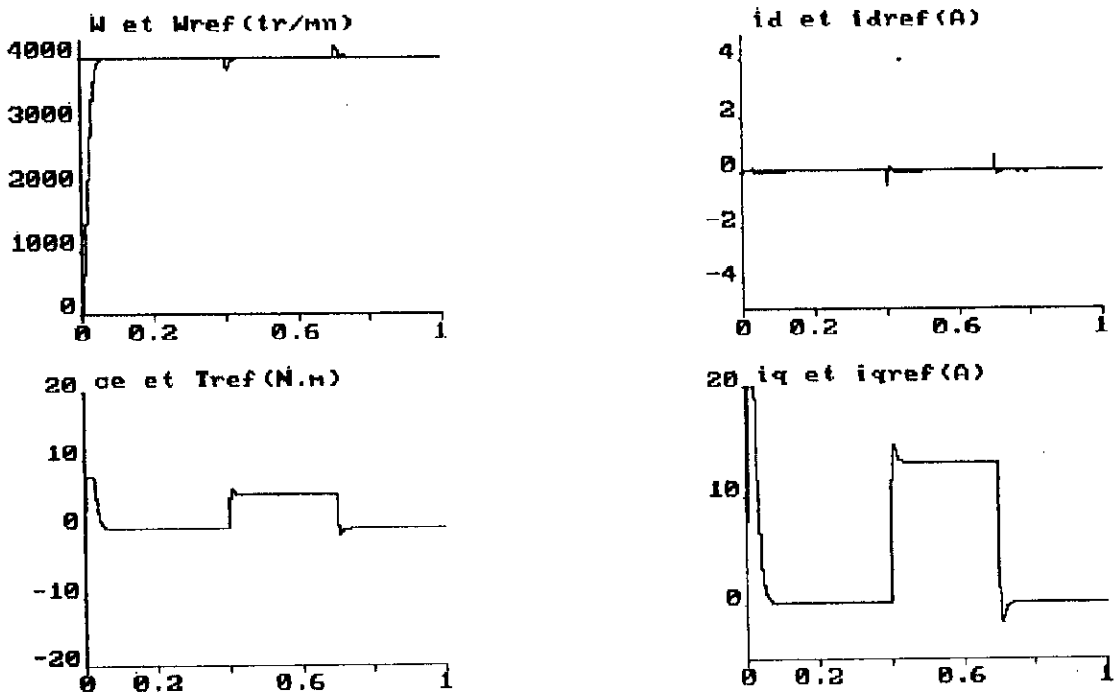


Figure IV.11 Simulation de la commande utilisant des régulateurs de courants PI

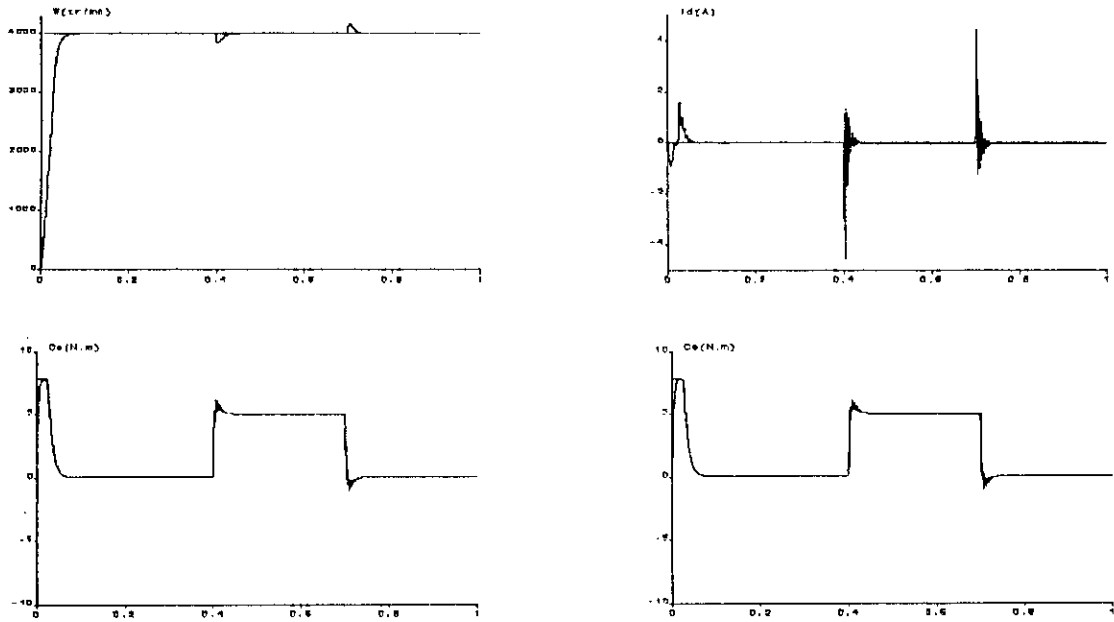


Figure IV.12 Simulation de la commande sans régulateurs de courants

La figure IV.13 représente les résultats de simulation de l'inversion de sens de rotation en charge de la MSAP avec régulation des courants (observateurs de courants). Nous constatons que le comportement du système est le même pour les deux sens de rotation.

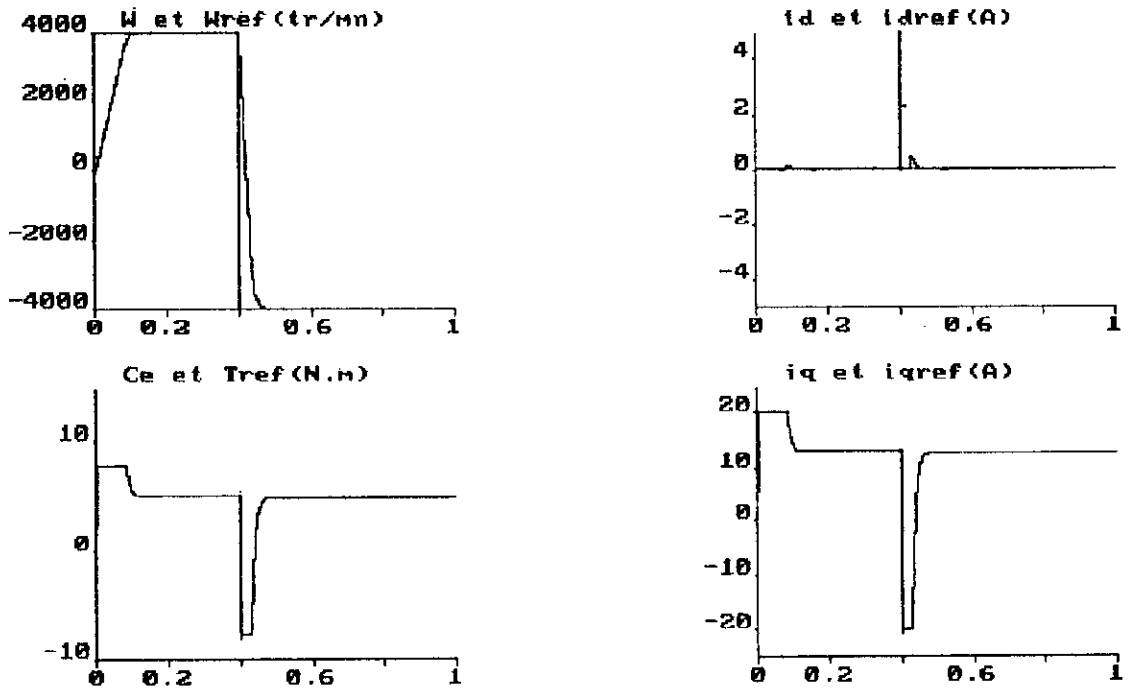


Figure IV.13 Simulation de l'inversion du sens de rotation avec observateurs de courants

b) Découplage avec des courants mesurés

Les figures IV.14 à IV.16 représentent les résultats de simulation pour la commande utilisant les découplages au moyen des courants mesurés i_d et i_q .

L'emploi des régulateurs de courants (Figures IV.14 et IV.15) améliore nettement les performances de la commande.

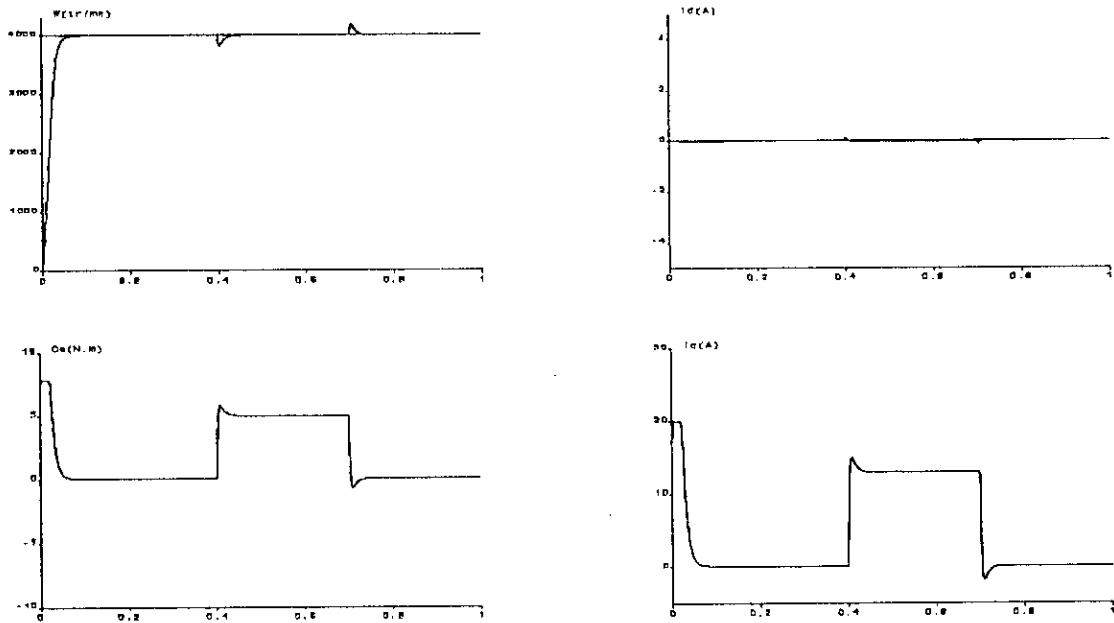


Figure IV.14 Simulation de la commande utilisant des régulateurs de courants proportionnelles associés à une action prédictive .

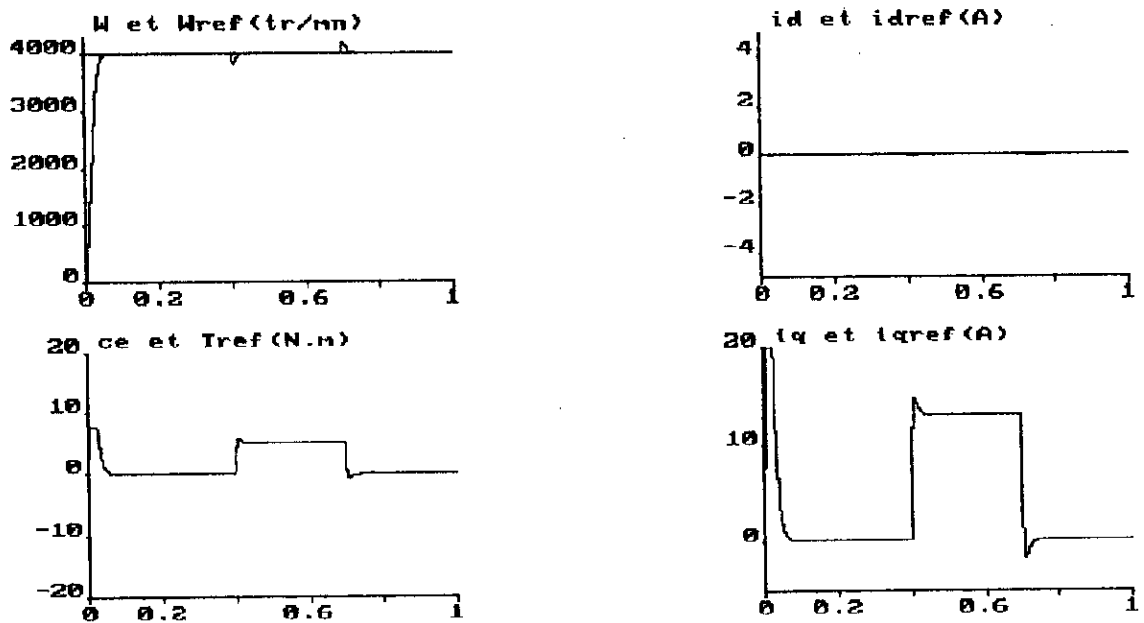


Figure IV.15 Simulation de la commande utilisant des régulateurs de courants PI

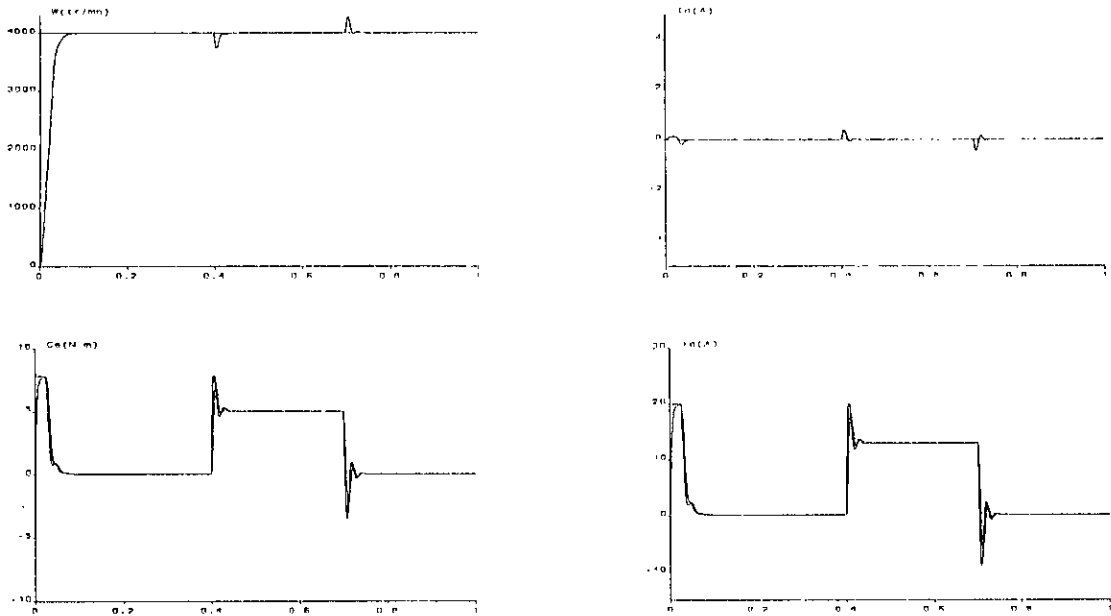


Figure IV.16 Simulation de la commande sans régulateurs de courants

IV.4.2 Commande de position

Le système de commande de la position simulé est représenté par la figure (IV.17).

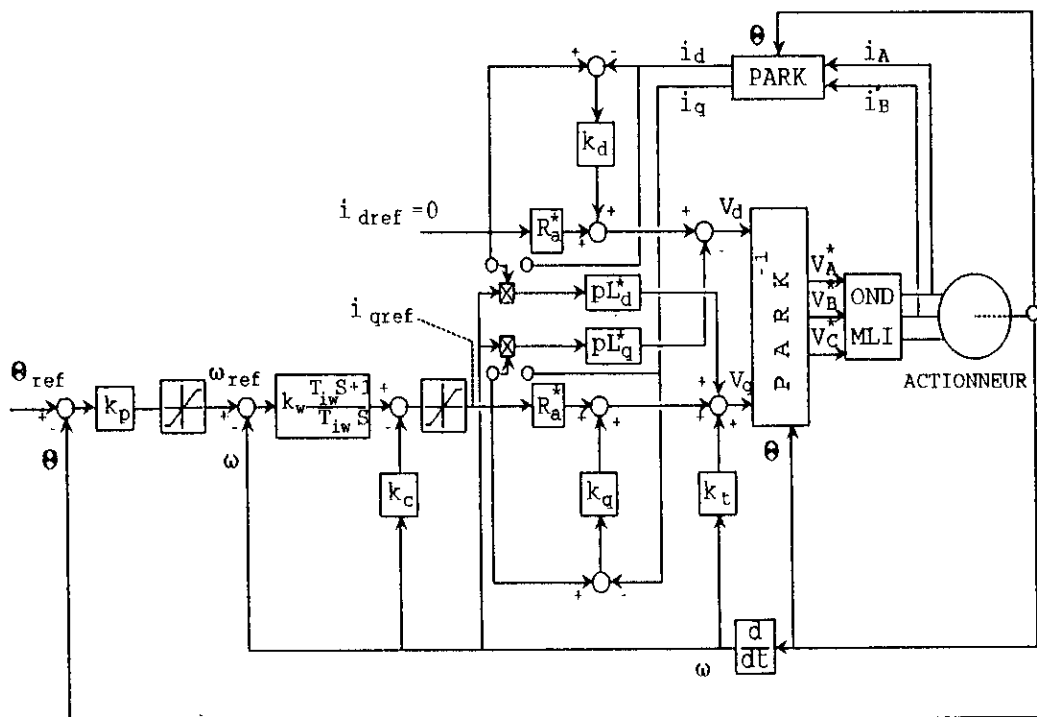


Figure IV.17 Commande de position de la MSAP

- Le gain du régulateur de position est calculé pour une réponse de la position à un échelon de sa consigne sans dépassement et un temps d'établissement de 0.4 s.
- La commande de la vitesse est assurée par un régulateur **PI** avec observateurs de courants dont les paramètres sont les mêmes que dans les cas précédents.
- La vitesse est limitée à sa valeur nominale.
- On applique un couple de charge de 5 N.m entre $t=0.9s$ et $t=1.4s$.

Les figures IV.18 et IV.19 montrent les performances de la commande en position respectivement dans le cas d'un découplage avec des courants de références et avec des courants mesurés.

Pour les deux types de découplage, la position du rotor atteint sa valeur de référence en un temps moins de 0.5s.

Pour le découplage avec des courants de référence, le courant i_d présente au démarrage une légère déviation, ceci est dû au fait que ce découplage est sensible aux variations de la vitesse.

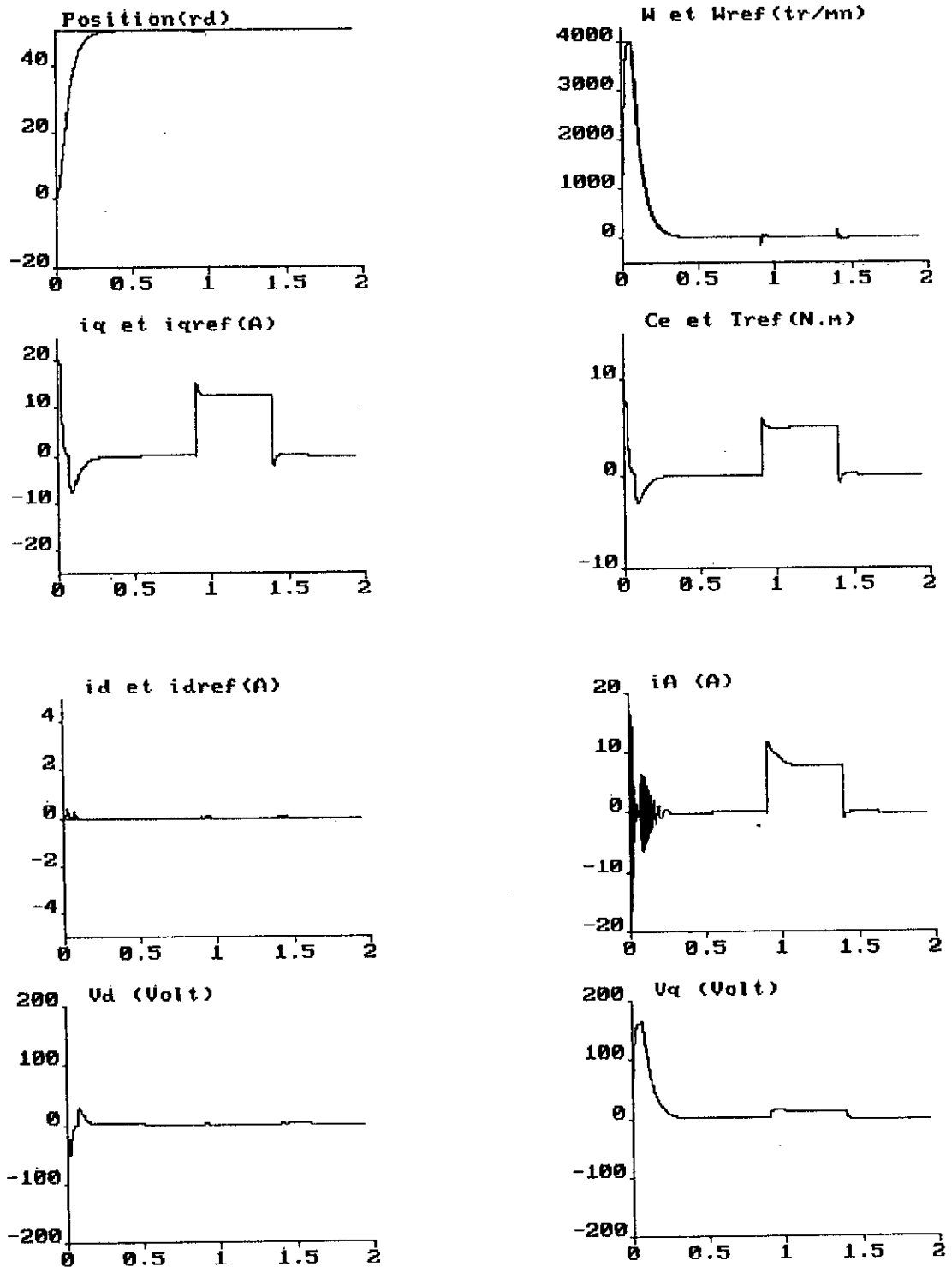


Figure IV.18 Résultats de simulation de la commande en position de la MSAP, avec découplage avec des courants de références

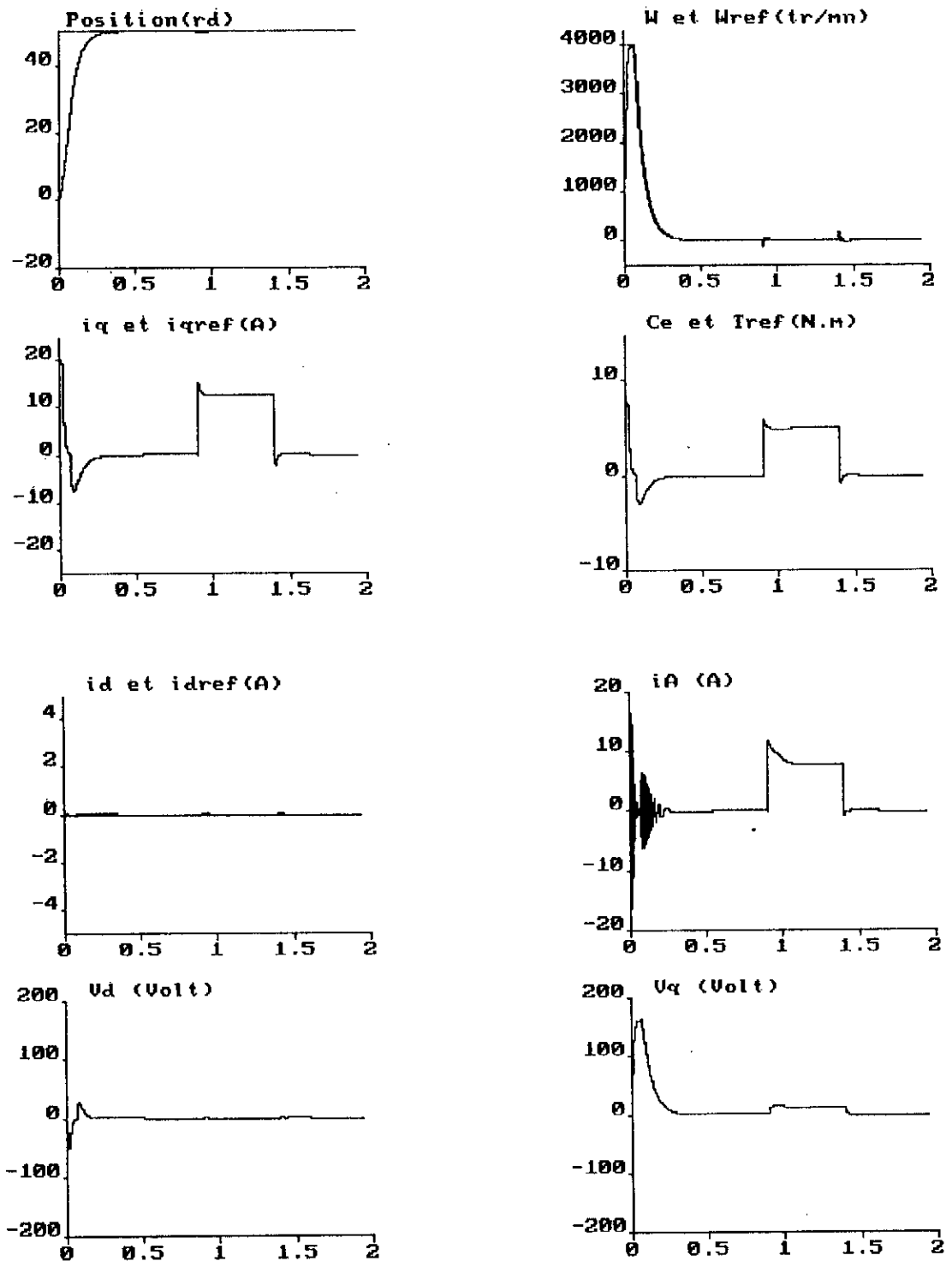


Figure IV.19 Résultats de simulation de la commande en position de la MSAP, avec découplage avec des courants mesurés

IV.4.3 Simulation de l'association Onduleur à trois niveau-M.A.S.P

Jusqu'à présent, nous avons supposé que la machine est alimentée par une source de tension sinusoïdale.

Nous considérons, dans ce paragraphe, l'alimentation de la machine par un onduleur de tension à trois niveaux contrôlé par des techniques MLI.

Nous supposons le cas où le découplage est calculé avec des courants mesurés et la régulation des courants est effectuée par observateurs de courant.

Les figures IV.19 et IV.20 présentent les résultats de simulation de la commande en vitesse de la MSAP alimentée par l'onduleur de tension à trois niveaux pour deux algorithmes de commande MLI à savoir la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses ($m=12$) et la commande vectorielle type 2 ($m=12$) dont les principes et les caractéristiques ont été présentés dans le chapitre précédent.

Alors que les figures IV.21 montrent les résultats obtenus dans le cas d'une commande en position, où l'onduleur est commandé par la technique de modulation calculée.

Ces résultats montrent la possibilité du réglage de la vitesse et de la position de la MSAP alimentée par onduleur à trois niveaux commandé par les différentes stratégies MLI. Nous constatons que la vitesse ainsi que la position suivent leurs consignes. Les formes des courants et du couple dépendent des caractéristiques de la stratégie appliquée.

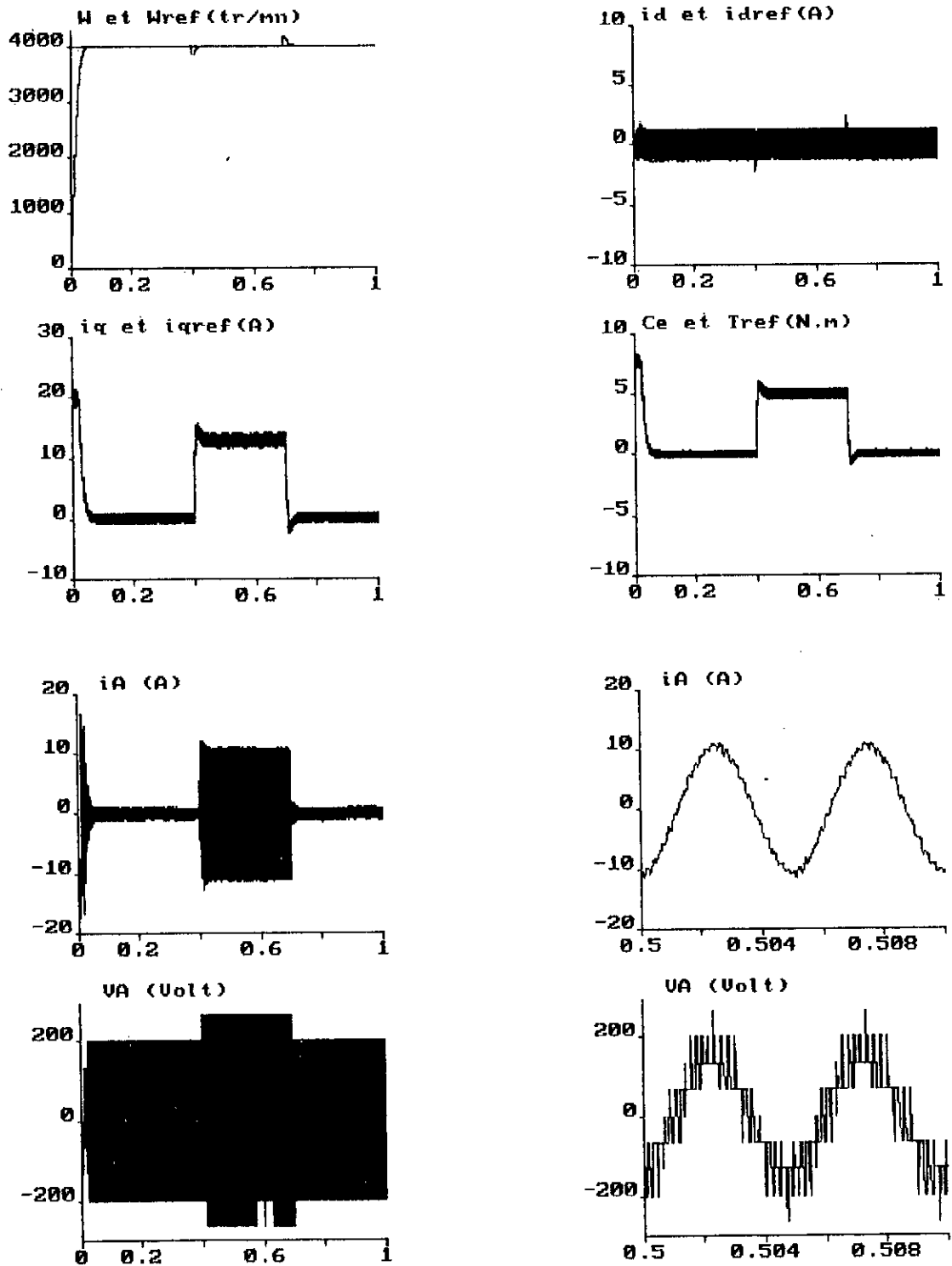


Figure IV.19 Résultats de simulation de la commande en vitesse de la MSAP alimentée par onduleur à trois niveaux, stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses ($m=12$)

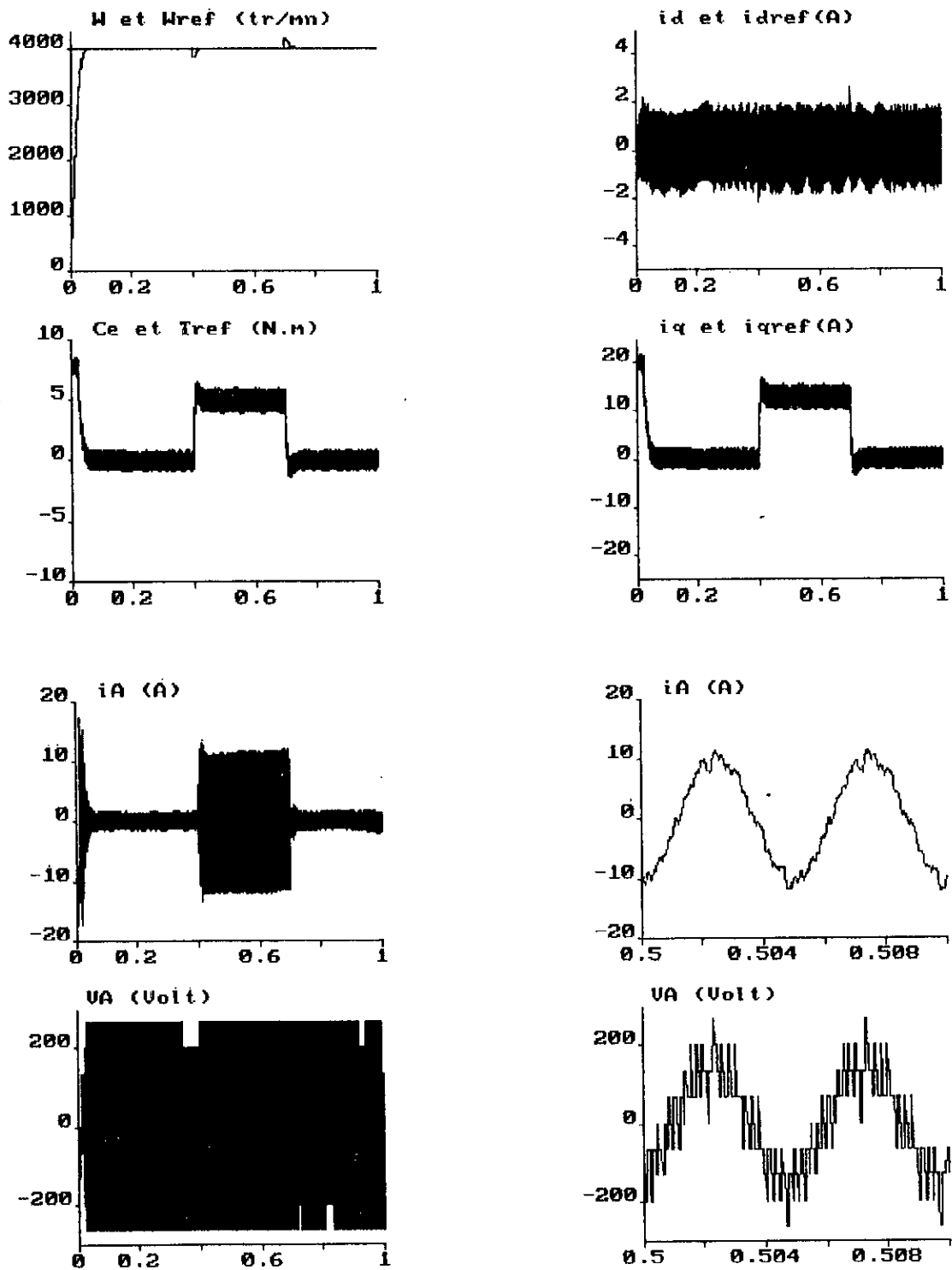


Figure IV.20 Résultats de simulation de la commande en vitesse de la MSAP alimentée par onduleur à trois niveaux, stratégie de modulation vectorielle type 2 ($m=12$)

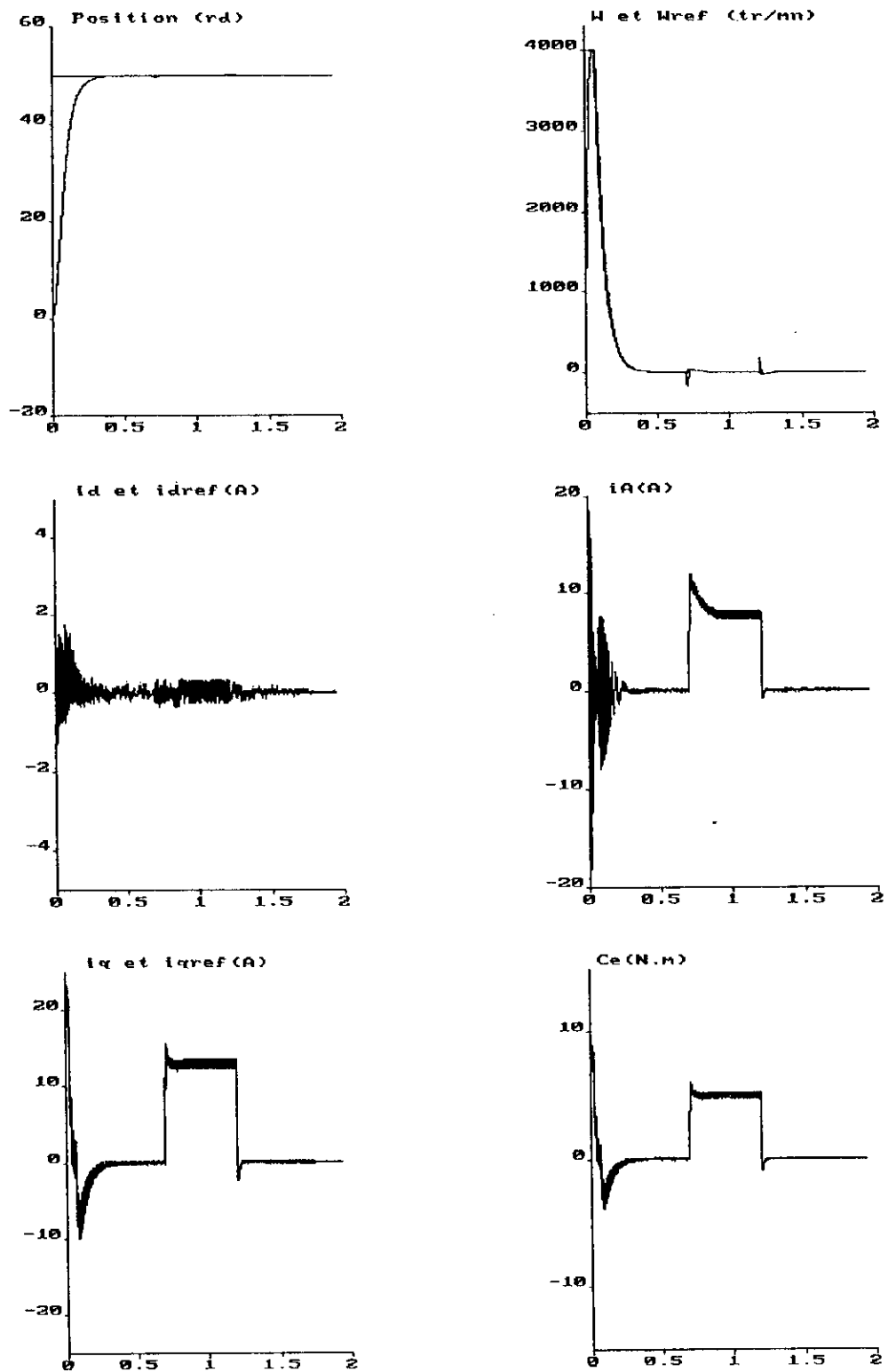


Figure IV.21 Résultats de simulation de la commande en position de la MSAP alimentée par onduleur à trois niveaux, stratégie de modulation calculée ($m=12$)

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté des algorithmes de commande en vitesse et en position de la MSAP en utilisant la commande par orientation du flux.

Nous avons mis en évidence les performances de ces algorithmes en supposant que la machine est alimentée par une source de tension sinusoïdale.

Nous avons, ensuite, appliqué cette commande à la MSAP alimentée par un onduleur triphasé à trois niveaux.

Quand la commande des courants en boucle ouverte est envisagée, il est souhaitable d'effectuer le découplage avec des courants de référence, car ceci donne des résultats satisfaisants. Cette commande trouve des applications dans certains domaines.

En cas d'utilisation des régulateurs de courants, le découplage avec des courants mesurés améliore les performances de la machine.

Nous avons montré la possibilité du réglage de la vitesse et de la position de la MSAP alimentée par onduleur à trois niveaux commandé par des stratégies MLI. Ce type de réglage a donné des résultats satisfaisants.

Chapitre V

ETUDE DE LA CASCADE REDRESSEUR DE TENSION-ONDULEUR A TROIS NIVEAUX-MSAP

Introduction

Dans les chapitres précédents, nous avons supposé que les tensions continues à l'entrée de l'onduleur sont constantes.

Dans ce chapitre, nous étudierons l'association redresseur de tension à MLI-onduleur à trois niveaux-MSAP.

L'énergie électrique est d'ordinaire disponible en alternatif et souvent pour des charges à courant continu ou pour des convertisseurs statiques tels que les onduleurs. On a recouru alors à l'utilisation des convertisseurs alternatif-continu dit redresseurs.

Les redresseurs à thyristors fonctionnant en commutation naturelle présentent certains inconvénients importants [27]:

- Ils injectent des courants harmoniques importants dans le réseau d'alimentation.
- Ils absorbent de la puissance réactive.

Ces inconvénients ont donné lieu à de nombreuses études. Certaines d'ailleurs ont été suivies par des réalisations industrielles [27, 37, 38, 39, 40].

La solution classique consiste à utiliser des redresseurs à thyristors en série et à décaler leurs commandes [27, 37]. Par contre, dans certains cas, la compensation de la puissance réactive nécessite l'utilisation de compensateurs de cette énergie à fortes capacités [27]. Ces solutions sont restées limitées, car elles ne permettent pas le contrôle convenable de la puissance déformante et de plus sont coûteuses [27, 40].

Pour remédier à ces inconvénients, une des solutions repose sur l'emploi des redresseurs commandés par MLI.

Deux structures de convertisseurs MLI peuvent être envisagées:

- Redresseur de courant à MLI .
- Redresseur de tension à MLI .

Notre étude porte sur ce dernier. Elle comporte trois parties:

- Dans la première, nous développerons les modèles de connaissance et de commande de ces redresseurs de tension.
- Dans la seconde, nous présenterons trois algorithmes de leur commande: Modulation à échantillonnage naturelle destinée à une réalisation analogique, et deux algorithmes calculés utilisant le modèle de commande élaboré dans la première partie.
- Dans la troisième, nous étudierons le comportement de l'association Redresseur-Onduleur NPC à trois niveaux-MSAP commandée en vitesse et en position.

V.1 Modélisation du redresseur de tension triphasé

V.1.1 La structure étudiée

La Figure V.1 donne le schéma de principe d'un redresseur de tension triphasé. Il est

constitué de six semi-conducteurs commandables T_{ki} supposés idéaux ($k=1,2,3$ désigne l'ordre de la phase; $i=1$ (respectivement $i=0$) désignant le demi bras du haut (respectivement du bas)). Il est alimenté par des sources de tension alternative de fréquence et d'amplitude fixes. Le caractère de source de tension du générateur nécessite l'addition d'un filtre capacitif à l'entrée du redresseur triphasé. Il débite sur un récepteur de courant continu aux bornes duquel on veut régler la valeur de la tension continue.

La topologie du convertisseur montre l'existence de deux cellules de commutation tripôles [15]. Chaque cellule est formée de trois interrupteurs dont un seul est fermé à un instant donné afin d'éviter le circuit ouvert de la source de courant, et de court-circuiter la source de tension.

Dans notre étude, nous supposons le redresseur de tension sans filtre d'entrée, et est alimenté par une source de tension constante.

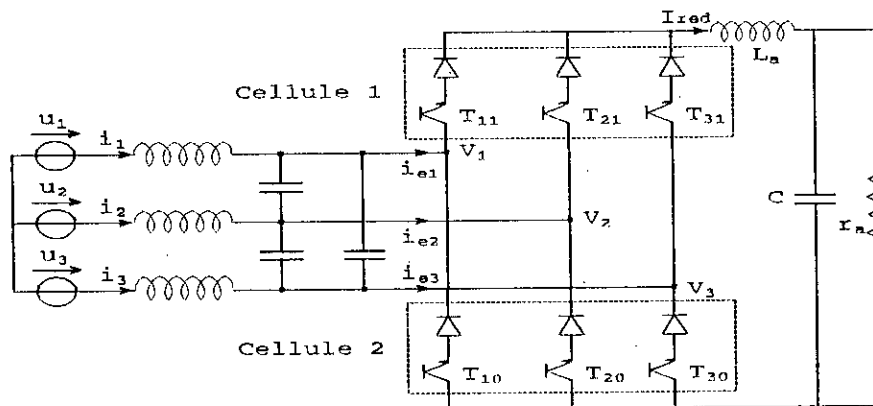


Figure V.1 structure du redresseur triphasé

V.1.2 Modèle de connaissance du redresseur de tension triphasé

La symétrie du redresseur triphasé en pont permet sa modélisation par demi-pont sans a priori sur sa commande. Alors, il suffit d'élaborer le modèle de connaissance d'une moitié du redresseur (cellule 1 ou 2), puis on déduit, par symétrie, le modèle global du redresseur. Ce modèle est élaboré en utilisant la méthode Design associée aux réseaux de Petri [17].

On note que chaque demi pont présente quatre configurations possibles. D'où son réseau de Petri comporte quatre places.

De ce fait, le réseau de Petri de ce montage est une suite de quatre places (comme le montre la figure V.2) qui caractérisent les quatre configurations possibles d'un demi-pont du redresseur de tension.

L'analyse des conditions de transition entre ces différentes configurations donnent les réceptivités R_{ij} du réseau de Petri de fonctionnement du demi-pont du redresseur.

Ces dernières sont fonctions de la commande externe B_{ki} (l'ordre d'amorçage ou de blocage des semi-conducteurs T_{ki}) et de la commande interne définie par le signe des tensions d'entrée du redresseur V_k et du courant redressé I_{red} (Figure V.2).

Les différentes R_{ij} sont données par les relations suivantes:

$$R_{01} = (B_{1i} = 1 \text{ et } v_{1i} > 0)$$

$$R_{10} = (B_{1i} = 0 \text{ ou } I_{red} = 0)$$

$$R_{02} = (B_{2i} = 1 \text{ et } v_{2i} > 0)$$

$$R_{20} = (B_{2i} = 0 \text{ ou } I_{red} = 0)$$

$$R_{03} = (B_{3i} = 1 \text{ et } v_{3i} > 0)$$

$$R_{30} = (B_{3i} = 0 \text{ ou } I_{red} = 0)$$

$$R_{12} = (B_{1i} = 0 \text{ et } B_{2i} = 1 \text{ et } I_{red} \neq 0) \text{ ou } (B_{2i} = 1 \text{ et } (V_2 - V_1) > 0 \text{ et } I_{red} \neq 0)$$

$$R_{21} = (B_{2i} = 0 \text{ et } B_{1i} = 1 \text{ et } I_{red} \neq 0) \text{ ou } (B_{1i} = 1 \text{ et } (V_2 - V_1) < 0 \text{ et } I_{red} \neq 0)$$

$$R_{13} = (B_{1i} = 0 \text{ et } B_{3i} = 1 \text{ et } I_{red} \neq 0) \text{ ou } (B_{3i} = 1 \text{ et } (V_3 - V_1) > 0 \text{ et } I_{red} \neq 0)$$

$$R_{31} = (B_{3i} = 0 \text{ et } B_{1i} = 1 \text{ et } I_{red} \neq 0) \text{ ou } (B_{1i} = 1 \text{ et } (V_3 - V_1) < 0 \text{ et } I_{red} \neq 0)$$

$$R_{23} = (B_{2i} = 0 \text{ et } B_{3i} = 1 \text{ et } I_{red} \neq 0) \text{ ou } (B_{3i} = 1 \text{ et } (V_3 - V_2) > 0 \text{ et } I_{red} \neq 0)$$

$$R_{32} = (B_{3i} = 0 \text{ et } B_{2i} = 1 \text{ et } I_{red} \neq 0) \text{ ou } (B_{2i} = 1 \text{ et } (V_3 - V_2) < 0 \text{ et } I_{red} \neq 0)$$

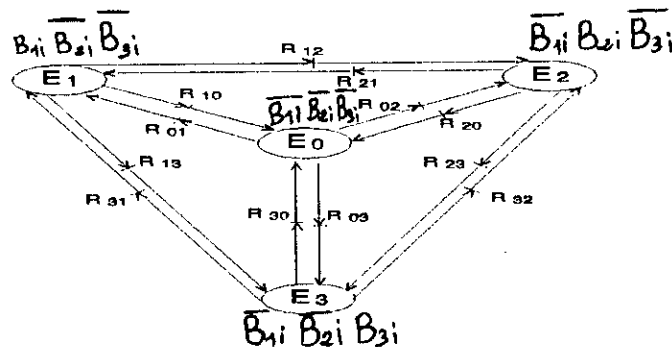


Figure V.2 Réseau de Petri série d'un demi-pont du redresseur de tension

V.1.3 Modèle de commande d'un redresseur de tension en pont triphasé

Pour que le convertisseur soit totalement commandable, les commandes des trois interrupteurs de la même cellule doivent être complémentaires, c'est à dire:

$$B_{1i} + B_{2i} + B_{3i} = 1 \tag{V.1}$$

Alors le réseau de Petri du demi-pont du redresseur de tension se réduit à celui montré sur la Figure V.3.

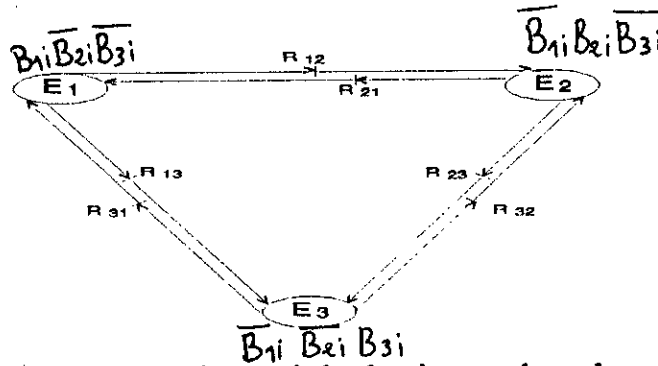


Figure V.3 Réseau de Petri du demi-pont du redresseur de tension complètement commandable

V.1.3.1 Fonction de conversion

Afin de simplifier la modélisation globale du redresseur de tension triphasé (en vue de sa simulation numérique), on associe à chaque interrupteur une fonction logique dite fonction de connexion f_{ki} (avec $i=1$ désignant le demi bras du haut du redresseur, et $i=0$ indique celui du bas et k désigne l'ordre de la phase = 1,2,3). Cette fonction décrit son état fermé ou ouvert tel que:

$f_{ki} = 1$ si l'interrupteur B_{ki} est passant

$f_{ki} = 0$ si l'interrupteur B_{ki} est bloqué

A partir des fonctions de connexion, on peut déterminer de manière immédiate les expressions des diverses variables à partir du courant redressé I_{red} et des tensions d'entrées.

On trouve les relations suivantes:

- Pour les courants d'entrée:

$$\begin{aligned} i_{e1} &= (f_{11} - f_{10}) I_{red} \\ i_{e2} &= (f_{12} - f_{20}) I_{red} \\ i_{e3} &= (f_{13} - f_{30}) I_{red} \end{aligned} \tag{V.2}$$

- Pour la tension de sortie:

$$U_{red} = (f_{11} - f_{10}) V_1 + (f_{12} - f_{20}) V_2 + (f_{13} - f_{30}) V_3 \tag{V.3}$$

La matrice de conversion est notée $[M(t)]$. Elle définit les relations entre les variables d'état $[I_{red}, V_1, V_2, V_3]$ du redresseur, et ses grandeurs d'entrées internes $[i_{e1}, i_{e2}, i_{e3}, U_{red}]$.

Cette matrice de conversion $[M(t)]$ s'exprime en utilisant les fonctions de connexion comme suit:

$$\begin{pmatrix} i_{e1} \\ i_{e2} \\ i_{e3} \\ U_{red} \end{pmatrix} = M(t) \cdot \begin{pmatrix} I_{red} \\ V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{pmatrix} \tag{V.4}$$

avec

$$M(t) = \begin{pmatrix} f_{11}-f_{10} & 0 & 0 & 0 \\ f_{21}-f_{20} & 0 & 0 & 0 \\ f_{31}-f_{30} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & f_{11}-f_{10} & f_{21}-f_{20} & f_{31}-f_{30} \end{pmatrix} \tag{V.5}$$

La figure V.4 montre le modèle de connaissance global du redresseur en mode commandable associé à sa source et sa charge [15]. On retrouve :

- La partie de commande est représentée par le réseau de Petri de fonctionnement du redresseur en mode commandable (figure V.3). Cette partie génère la matrice de conversion $[M(t)]$ en utilisant la relation (V.5).
- La partie opérative est composée :
 - d'un bloc discontinu délivrant les entrées internes générées par le convertisseur à partir de ses variables d'état et de la matrice de conversion $[M(t)]$,
 - d'un bloc continu qui représente le modèle d'état de la charge du redresseur et sa source de tension triphasée d'entrée.

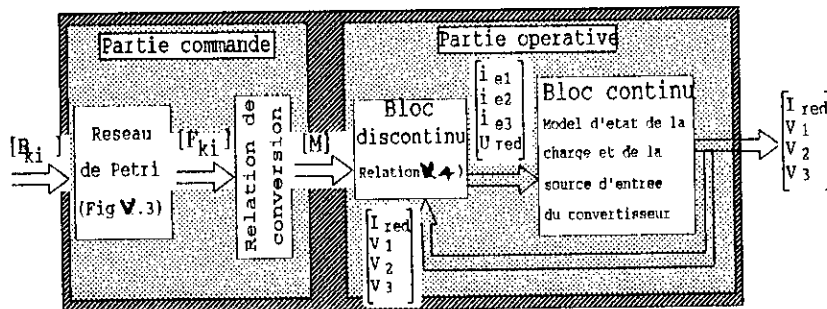


Figure V.4 Modèle de connaissance de l'ensemble du redresseur triphasé de tension en mode commandable associé à sa charge et à sa source de tension d'entrée

V.1.3.2 Modèle de commande au sens des valeurs moyennes

Toujours dans l'hypothèse du convertisseur en mode commandable, et afin d'élaborer un modèle moyen de commande du redresseur de tension. On introduit les fonctions génératrices de connexion. Ces fonctions génératrices sont définies par la relation suivante:

$$F_{ig}(t) = \frac{1}{T_e} \int_{kT_e}^{(k+1)T_e} f_i(\tau) d\tau$$

où k est un entier naturel, et T_e est la période de modulation (supposée infiniment petite). $f_i(t)$ est une fonction discontinue de connexion.

L'application de cette notion à la relation (V.1) conduit à écrire:

$$f_{1ig} + f_{2ig} + f_{3ig} = 1 \quad i=1, 0 \quad (\text{V.6})$$

Avec f_{ki} la fonction génératrice de connexion associée à la fonction de connexion f_{ki} .

De la même manière, nous associons à la matrice de conversion $[M(t)]$, une matrice génératrice de conversion $[M_g(t)]$ telle que:

$$[M_g(t)] = \frac{1}{T_e} \int_{kT_e}^{(k+1)T_e} [M(\tau)] d\tau$$

D'où la matrice génératrice de conversion est donnée par relation ci dessous:

$$M_g(t) = \begin{pmatrix} f_{11g} - f_{10g} & 0 & 0 & 0 \\ f_{21g} - f_{20g} & 0 & 0 & 0 \\ f_{31g} - f_{30g} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & f_{11g} - f_{10g} & f_{21g} - f_{20g} & f_{31g} - f_{30g} \end{pmatrix} \quad (\text{V.7})$$

La relation de conversion simple est donnée par:

$$\begin{pmatrix} i_{e1} \\ i_{e2} \\ i_{e3} \\ U_{red} \end{pmatrix} = M_g(t) \cdot \begin{pmatrix} I_{red} \\ V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{pmatrix} \tag{V.8}$$

L'utilisation de ces fonctions génératrices de connexion permet une modélisation au sens des valeurs moyennes du bloc discontinu du modèle de connaissance (Figure V.4) par un bloc continu (comme le montre la figure V.5). Ainsi, on unifie le caractère de la partie opérative de l'axe de puissance [3, 15].

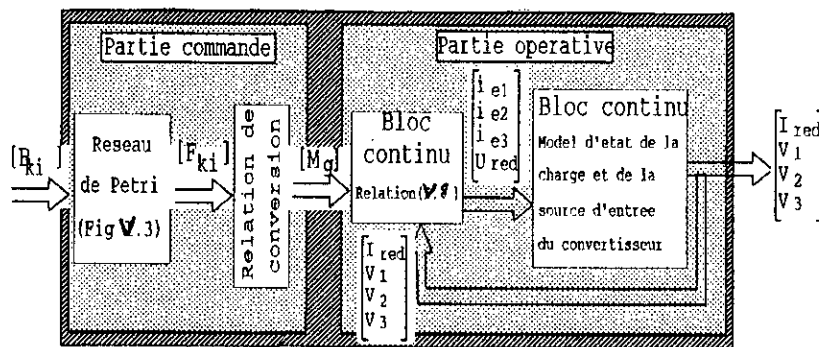


Figure V.5 Modèle de commande du redresseur de tension triphasé

V.2 Stratégies de commande du redresseur de tension

La commande par modulation de largeur d'impulsion du redresseur de tension en pont triphasé permet:

- d'assurer le réglage de l'amplitude de la tension redressée.
- d'améliorer le contenu harmonique des courants d'entrée en déplaçant le spectre harmoniques vers les fréquences élevées.

Ces objectifs peuvent être atteints en utilisant soit une modulation à échantillonnage naturel ou régulier, soit une modulation calculée.

Dans cette partie, nous allons développer trois stratégies de modulation de largeurs d'impulsions appliquées au redresseur.

V.2.1 Stratégie de modulation à échantillonnage naturel [27]

V.2.1.1 Principe

La modulation à échantillonnage naturel découle d'un principe proposé par T.ONISHI et K.OKITSU en 1983 [27].

Comme toute stratégie de modulation de largeurs d'impulsions, cette commande se

base sur la comparaison de trois signaux de référence de fréquence f et d'amplitude I_{\max} avec deux porteuses U_{p1} et U_{p2} unipolaires identiques de fréquence $f_h = m.f$ et d'amplitude égale au courant redressé I_{red} . Ces deux porteuses sont décalées entre elles de $T_h/2$ où $T_h = 1/f_h$.

Dans le cas d'une modulation sinusoïdale, les courants de référence sont donnés par le système suivant:

$$\begin{aligned} i_{a\text{ref}} &= I_{\max} \sin(\omega t) \\ i_{b\text{ref}} &= I_{\max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{c\text{ref}} &= I_{\max} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{V.9})$$

On définit le taux de réglage $r = I_{\max}/I_{\text{red}}$.

En raison de l'identité, à $T/3$ et $2T/3$ près, des courants des trois phases, la détermination des séquences de conduction des semi conducteurs est développée pendant le premier tiers de période [27].

Premier sixième de période: ($0 < \omega t < \pi/3$)

On module par T_{11} T_{21} T_{31}

-Signal de commande du semi conducteur T_{11} :

On compare la référence $i_{a\text{ref}}$ avec une porteuse U_{p1} unipolaire (comme le montre la figure V.6), donc on aura:

$$f_{11} = 1 \text{ si } i_{a\text{ref}} > U_{p1}$$

$$f_{11} = 0 \text{ si } i_{a\text{ref}} < U_{p1}$$

-Signal de commande du semi conducteur T_{31} :

On compare la référence $i_{c\text{ref}}$ avec la deuxième porteuse U_{p2} .

$$f_{31} = 1 \text{ si } i_{c\text{ref}} > U_{p2}$$

$$f_{31} = 0 \text{ si } i_{c\text{ref}} < U_{p2}$$

-Signal de commande du semi conducteur T_{21} :

Il est complémentaire aux deux premiers signaux:

$$f_{21} = 1 \text{ si } f_{11} = 0 \text{ et } f_{31} = 0$$

$$f_{21} = 0 \text{ si } f_{11} = 1 \text{ où } f_{31} = 1$$

-Signaux de commande des semi conducteurs T_{10} , T_{20} , T_{30} :

Dans l'intervalle ($0 < \omega t < \pi/3$) on a:

$$f_{10} = 0$$

$$f_{20} = 1$$

$$f_{30} = 0$$

Deuxième sixième de période: ($\pi/3 < \omega t < 2\pi/3$)

On module par B_{10} , B_{20} , B_{30} .

-Signaux de commande des semi conducteurs T_{11} , T_{21} , T_{31} :

Dans l'intervalle ($\pi/3 < \omega t < 2\pi/3$) on a:

$$f_{11} = 1$$

$$f_{21} = 0$$

$$f_{31} = 0$$

-Signal de commande du semi conducteur T_{20} :

On compare la référence i_{bref} avec la porteuse U_{p1} :

$$f_{20} = 1 \text{ si } i_{bref} > U_{p1}$$

$$f_{20} = 0 \text{ si } i_{bref} < U_{p1}$$

-Signal de commande du semi conducteur T_{30} :

On compare la référence i_{cref} avec la deuxième porteuse U_{p2} :

$$f_{30} = 1 \text{ si } i_{cref} > U_{p2}$$

$$f_{30} = 0 \text{ si } i_{cref} < U_{p2}$$

-Signal de commande du semi conducteur T_{10} :

Il est complémentaire aux deux premiers signaux:

$$f_{10} = 1 \text{ si } f_{20} = 0 \text{ et } f_{30} = 0$$

$$f_{10} = 0 \text{ si } f_{20} = 1 \text{ où } f_{30} = 1$$

-Durant le reste de la période, les fonctions de connexions peuvent être déduites par analogie avec le premier tier de période.

En effet, on aura:

$$f_{11}(\omega t) = f_{12}(\omega t + \frac{2\pi}{3}) = f_{13}(\omega t + \frac{4\pi}{3})$$

$$f_{10}(\omega t) = f_{20}(\omega t + \frac{2\pi}{3}) = f_{30}(\omega t + \frac{4\pi}{3})$$

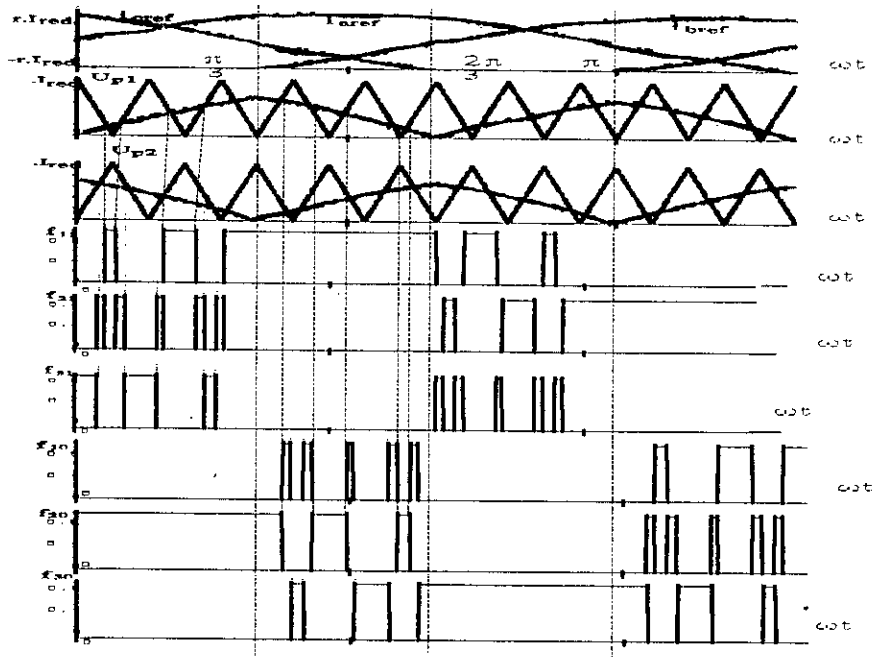


Figure V.6 Principe de la modulation à échantillonnage naturel

V.2.1.2 Résultats de simulation et interprétations

Les Résultats de simulation du redresseur de tension alimentant une charge RLC sont illustrés par les figures ci-dessous.

Les figure V.7 et V.8 montrent respectivement le courant d'entrée de la phase 1 du redresseur triphasé et son spectre de fréquence pour $m=15$ et $m=24$ avec $r=0.8$.

On note que:

- Les harmoniques des courants alternatifs d'entrée se regroupent en famille centrée autour de fréquences multiples de $m.f$ ($m.f, 2.m.f, \dots$).

La famille centrée sur la fréquence $m.f$ comporte essentiellement les harmoniques de rang $m \pm 2, m \pm 4$, et celle centrée sur la fréquence $2.m.f$ comporte essentiellement ceux de rang $2m \pm 1$.

- Pour m impair, le courant présente une symétrie par rapport à $\pi/2$. D'où seuls les harmoniques impairs existent. Pour m pair, le courant n'admet aucune symétrie (Figure V.8).

La figure V.9 montre les variations, en fonction du taux de modulation r , de l'amplitude du fondamental du courant i_{c1} et celles des harmoniques pour $m=15$.

On remarque que:

- le taux de modulation r permet, comme pour les onduleurs, un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de i_{c1} de 0 ($r=0$) à $1.2 \cdot I_{red}$ ($r=1.2$).
- Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente.
- Les harmoniques les plus importants sont de rang 13 et 17. Leurs amplitudes sont pratiquement égales et passent par un maximum de l'ordre de 32 % du fondamental pour $r=0.7$.

Les figure V.10 et V.11 donnent l'allure de la tension et le courant redressés à la sortie du redresseur. L'ondulation relative de la tension redressée U_c est de l'ordre de 12%.

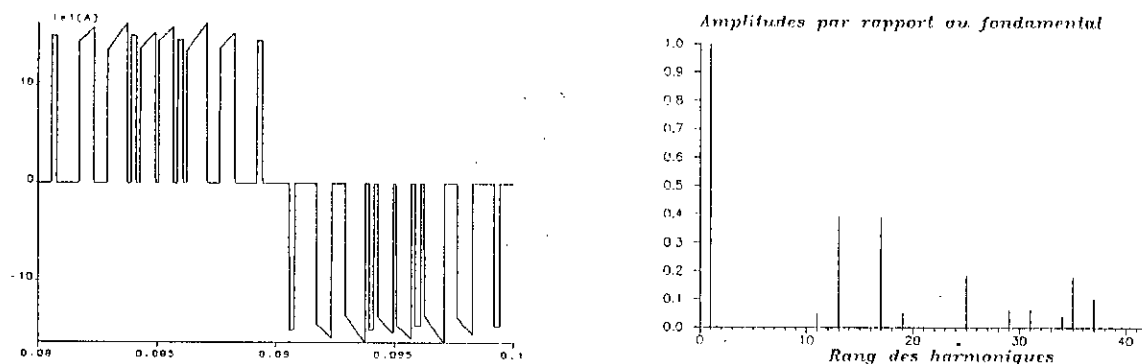


Figure V.7 Le courant de phase i_{c1} , et son spectre, du redresseur de tension pour $m=15$, $r=0.8$.

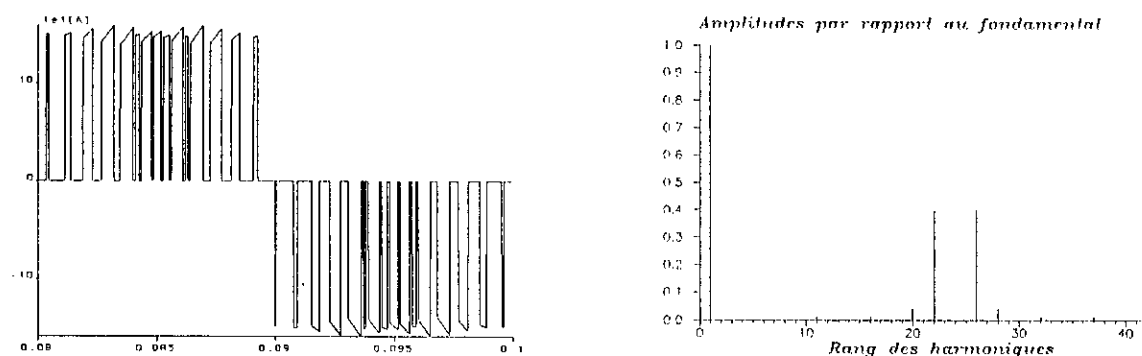


Figure V.8 Le courant de phase i_{c1} , et son spectre, du redresseur de tension pour $m=24$, $r=0.8$.

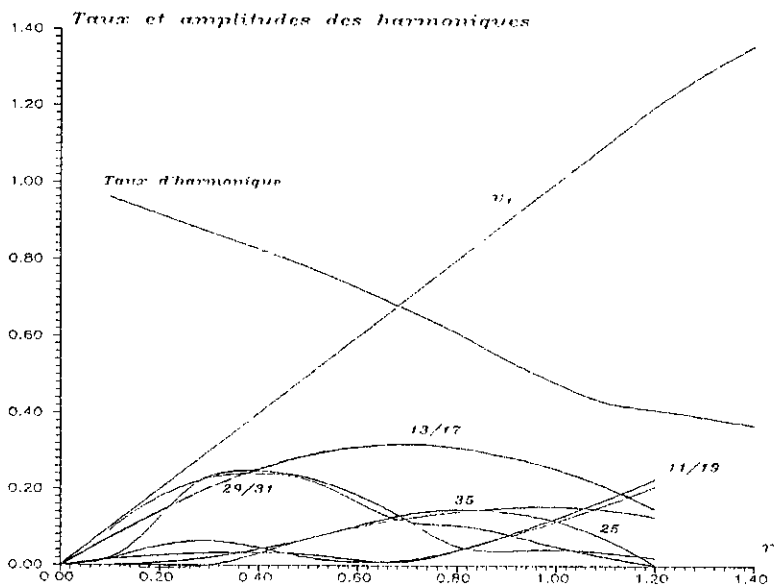


Figure V.9 Les Caractéristiques, en fonction du taux de modulation r , du courant i_{c1} pour $m=15$

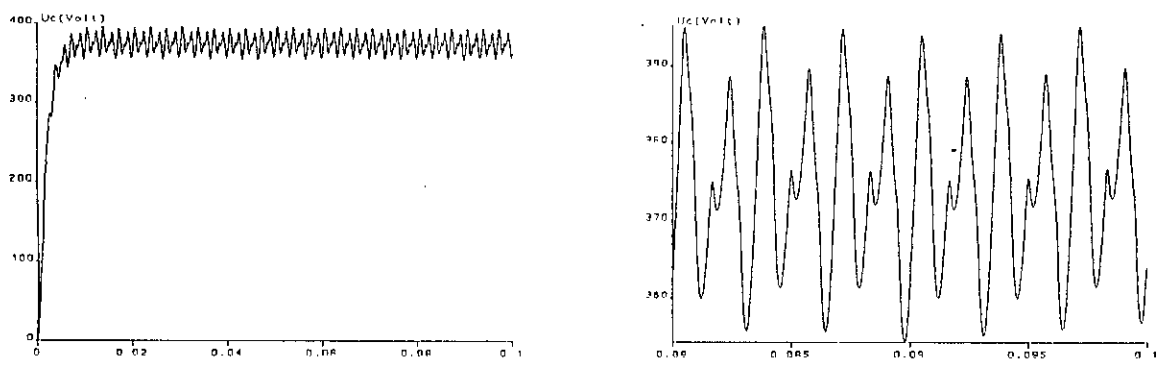


Figure V.10 La Tension aux bornes de la capacité U_c du redresseur de tension pour $m=15$, $r=0.8$

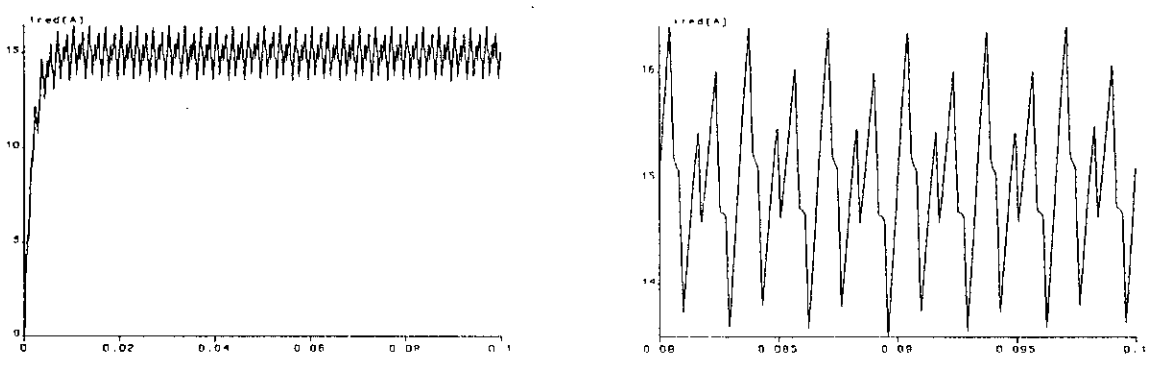


Figure V.11 Le Courant redressé I_{red} du redresseur de tension pour $m=15$, $r=0.8$.

V.2.2 Modulation calculée utilisant le modèle de commande du convertisseur

Dans cette partie, on présente deux algorithmes de commande du redresseur de tension, destinés à une réalisation numérique, et cela en utilisant le modèle au sens des valeurs moyennes de ce convertisseur déjà présenté.

L'organigramme général d'une stratégie de commande utilisant ces modèles de commande est présenté par la figure V.12.

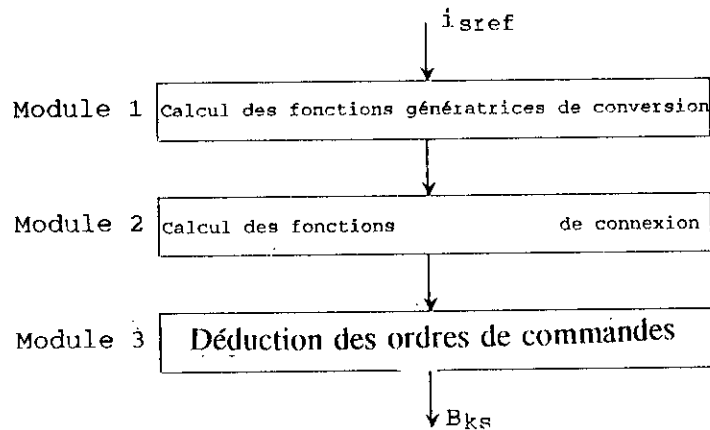


Figure V.12 Organigramme d'une modulation calculée utilisant le modèle de commande du redresseur de tension.

Le module 3 de cet organigramme est commun aux deux modulations calculées. Il se résume comme suit:

- Dédire les ordres de commande des semi-conducteurs:

$$f_{ki} = 1 \quad B_{ki} = 1$$

$$f_{ki} = 0 \quad B_{ki} = 0$$

Pour toute cette partie, nous avons:

* $k=1,2,3$ est l'ordre de la phase; et $i=1,0$ désigne respectivement le demi-pont du haut (cellule 1) et celui du bas (cellule 2) du redresseur de tension, comme le montre la figure V.1.

* Le vecteur de référence i_{sref} est $(i_{ref1}, i_{ref2}, i_{ref3})^t$. Les composantes du vecteur de référence

i_{sref} sont définies par le systèmes d'équations (V.1).

* L'indice de modulation m , la période de hachage T_h et le taux de modulation r sont les mêmes définis dans la stratégie précédente.

V.2.2.1 Algorithme N° 1

Module 1 : Calcul des fonctions génératrices de conversions n_{gk} :

$$n_{gk} = \frac{i_{sref}[k]}{I_{red}}$$

Module 2 : Calcul des fonctions génératrices de connexions f_{kig} :

Vu que le neutre du réseau est isolé, donc la somme des trois courants est nulle, les fonctions génératrices de conversion doivent vérifier à chaque période de modulation T_h la relation suivante:

$$n_{g1} + n_{g2} + n_{g3} = 0 \quad \text{avec} \quad 0 \leq n_{gk} \leq 1 \quad (\text{V.10})$$

Dans cette stratégie, on module avec B_{1i} et B_{2i} . La commande du semi-conducteur B_{3i} est déduite de la relation (V.10). On trouve quatre cas:

CAs N° 1: $n_{g1} > 0$ et $n_{g2} > 0$

$$\rightarrow f_{10} = 0, f_{20} = 0, f_{30} = 1$$

$$0 \leq t \leq |n_{g1}| T_h \Rightarrow f_{11} = 1; f_{21} = 0; f_{31} = 0$$

$$|n_{g1}| T_h \leq t \leq |n_{g1} + n_{g2}| T_h \Rightarrow f_{11} = 0; f_{21} = 1; f_{31} = 0$$

$$|n_{g1} + n_{g2}| T_h \leq t \leq T_h \Rightarrow f_{11} = 0; f_{21} = 0; f_{31} = 1$$

CAs N° 2: $n_{g1} > 0$ et $n_{g2} < 0$

$$0 \leq t \leq |n_{g1}| T_h \Rightarrow f_{11} = 1; f_{21} = f_{31} = 0$$

$$|n_{g1}| T_h \leq t \leq T_h \Rightarrow f_{11} = f_{21} = 0; f_{31} = 1$$

$$0 \leq t \leq |n_{g2}| T_h \Rightarrow f_{20} = 1; f_{10} = f_{30} = 0$$

$$|n_{g2}| T_h \leq t \leq T_h \Rightarrow f_{10} = f_{20} = 0; f_{30} = 1$$

CAs N°3: $n_{g1} < 0$ et $n_{g2} < 0$

$$\rightarrow f_{11} = 0, f_{21} = 0, f_{31} = 1$$

$$0 \leq t \leq |n_{g1}| T_h \Rightarrow f_{10} = 1; f_{20} = f_{30} = 0$$

$$|n_{g1}| T_h \leq t \leq |n_{g1} + n_{g2}| T_h \Rightarrow f_{10} = 0; f_{20} = 1; f_{30} = 0$$

$$|n_{g1} + n_{g2}| T_h \leq t \leq T_h \Rightarrow f_{10} = 0; f_{20} = 0; f_{30} = 1$$

CAs N°4: $n_{g1} < 0$ et $n_{g2} > 0$

$$0 \leq t \leq |n_{g1}| T_h \Rightarrow f_{10} = 1; f_{20} = f_{30} = 0$$

$$|n_{g1}| T_h \leq t \leq T_h \Rightarrow f_{10} = f_{20} = 0; f_{30} = 1$$

$$0 \leq t \leq |n_{g2}| T_h \Rightarrow f_{21} = 1; f_{11} = f_{31} = 0$$

$$|n_{g2}| T_h \leq t \leq T_h \Rightarrow f_{11} = f_{21} = 0; f_{31} = 1$$

V.2.2.2 Résultats de simulation:

Les figures V.13 et V.14 montrent respectivement le courant d'entrée de la phase 1 du redresseur triphasé et son spectre de fréquence pour $m=15$, $m=24$ avec $r=0.8$. On constate que les harmoniques des courants d'entrée se regroupent en famille centrée autour de $m.f$. Les harmoniques les plus importants sont de rang $(m \pm 1)$ et $(2.m \pm 1)$.

La figure V.15 présente les variations, en fonction du taux de modulation r , de l'amplitude du fondamental du courant i_{e1} et celles des harmoniques pour $m=15$. Les harmoniques les plus importants sont de l'ordre (14, 16) et (29, 31). Les harmoniques de rang 14 et 16 possèdent des amplitudes pratiquement égales. Leur maximum est de 38 % du fondamental pour $r=0.5$.

Nous remarquons que, le taux de modulation r permet, comme pour la stratégie précédente, un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de i_{e1} de 0 ($r=0$) à I_{red} ($r=1$). L'amplitude de ce dernier se sature à $1.15 * I_{red}$. Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente.

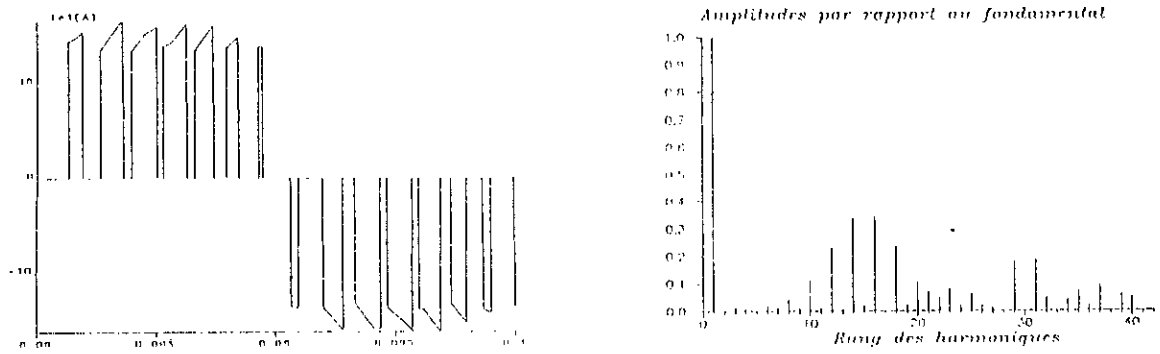


Figure V.13 Le courant de phase i_{c1} , et son spectre, du redresseur de tension pour $m=15$, $r=0.8$.

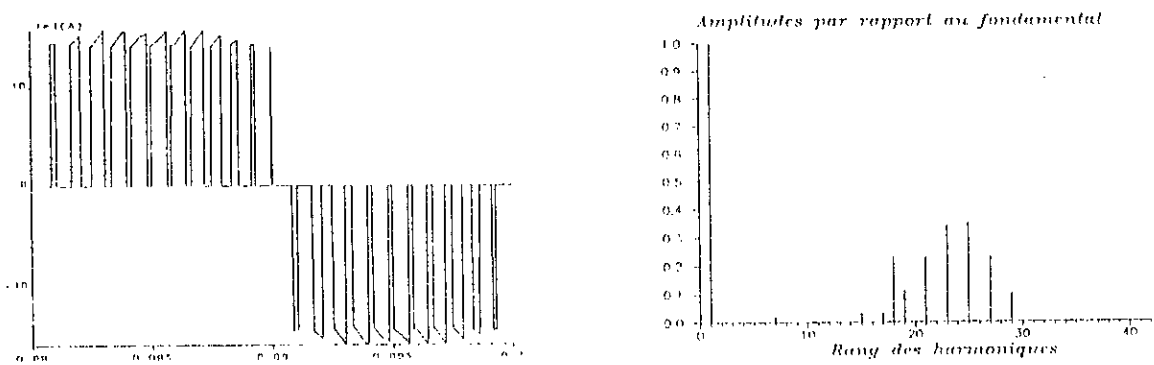


Figure V.14 Le courant de phase i_{c1} , et son spectre, du redresseur de tension pour $m=24$, $r=0.8$.

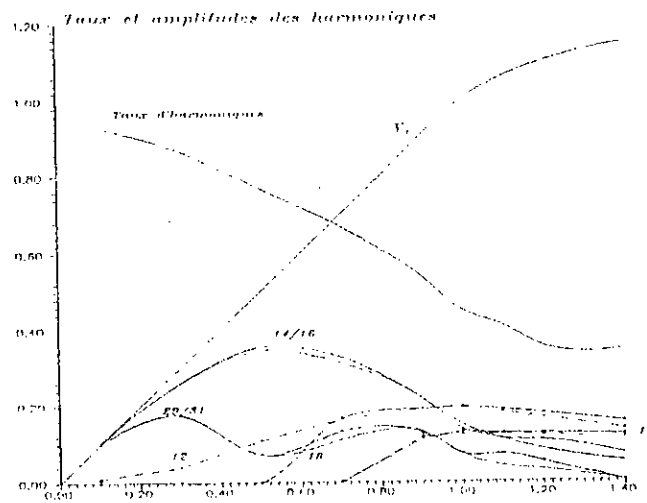


Figure V.15 Les Caractéristiques, en fonction du taux de modulation r , du courant i_{c1} du redresseur de tension pour $m=15$

Les figures V.16 et V.17 présentent la tension U_c au borne de la capacité et le courant redressé I_{red} à la sortie du redresseur alimentant une charge RLC ($R=25\Omega$, $C=0.5mF$ et $L=0.01H$). Dans ce cas, les ondulations du courant redressé est de 10 %, et celle de la tension est de 6%.

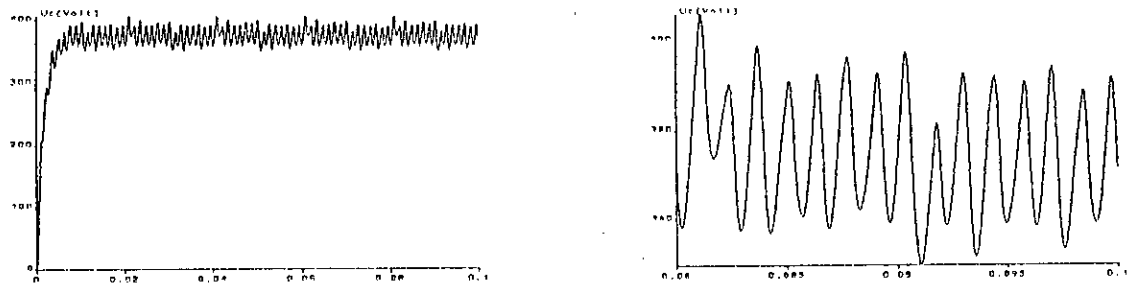


Figure V.16 La Tension aux bornes de la capacité U_c du redresseur de tension pour $m=15$, $r=0.8$

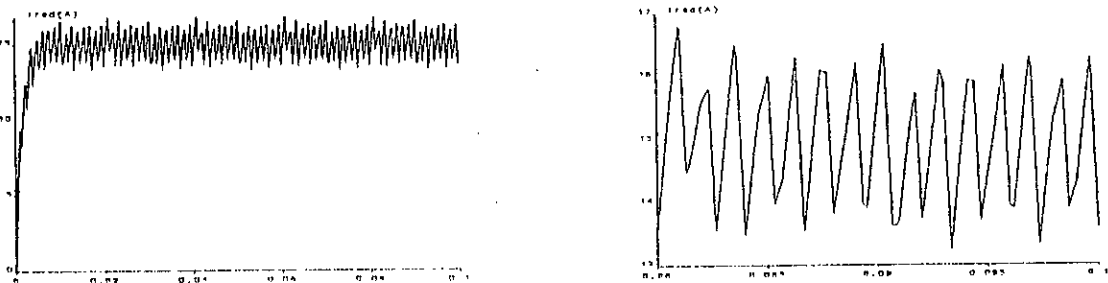


Figure V.17 Le Courant redressé I_{red} du redresseur de tension pour $m=15$, $r=0.8$.

V.2.2.3 Algorithme N° 2

Pour faciliter l'implémentation de la stratégie de modulation à échantillonnage naturel, présenté précédemment, et utilisant une seule porteuse, nous proposons cet algorithme utilisant le modèle de commande au sens des valeurs moyennes du redresseur de tension triphasé.

Les différentes étapes de cet algorithme se résument comme suit:

Module 1: Calcul des fonctions génératrices de conversions n_{gk} :

$$n_{gk} = \frac{i_{sref}[k]}{I_{red}}$$

Module 2: Calcul des fonctions génératrices de connexions f_{kig} :

On commence par définir les variables suivantes:

$$y = \max(|n_{g1}|, |n_{g2}|, |n_{g3}|)$$

$$t1 = |n_{g1}| * T_h$$

$$t2 = |n_{g2}| * T_h$$

$$t3 = |n_{g3}| * T_h$$

Il existe trois cas pour cette stratégie de commande:

CAs N° 1:

$$y = |n_{g1}|$$

si $n_{g1} > 0$ alors

$$f_{11} = 1; f_{21} = 0; f_{31} = 0.$$

$$\text{si } 0 < t <= t2 \text{ alors } f_{10} = f_{30} = 0; f_{20} = 1$$

$$\text{si } t2 < t <= (t2 + t3) \text{ alors } f_{10} = f_{20} = 0; f_{30} = 1$$

$$\text{si } (t2 + t3) < t <= T_h \text{ alors } f_{20} = f_{30} = 0; f_{10} = 1$$

si $n_{g1} < 0$ alors

$$f_{10} = 1; f_{20} = 0; f_{30} = 0.$$

$$\text{si } 0 < t <= t2 \text{ alors } f_{11} = f_{31} = 0; f_{21} = 1$$

$$\text{si } t2 < t <= (t2 + t3) \text{ alors } f_{11} = f_{21} = 0; f_{31} = 1$$

$$\text{si } (t2 + t3) < t <= T_h \text{ alors } f_{21} = f_{31} = 0; f_{11} = 1$$

CAs N°2:

$$y = \ln_{g_2} |$$

si $n_{g_2} > 0$ alors

$$f_{21} = 1; f_{11} = 0; f_{31} = 0.$$

$$\text{si } 0 < t <= t_1 \text{ alors } f_{20} = f_{30} = 0; f_{10} = 1$$

$$\text{si } t_1 < t <= (t_1 + t_3) \text{ alors } f_{10} = f_{20} = 0; f_{30} = 1$$

$$\text{si } (t_1 + t_3) < t <= T_h \text{ alors } f_{10} = f_{30} = 0; f_{20} = 1$$

si $n_{g_2} < 0$ alors

$$f_{20} = 1; f_{10} = 0; f_{30} = 0.$$

$$\text{si } 0 < t <= t_1 \text{ alors } f_{21} = f_{31} = 0; f_{11} = 1$$

$$\text{si } t_1 < t <= (t_1 + t_3) \text{ alors } f_{11} = f_{21} = 0; f_{31} = 1$$

$$\text{si } (t_1 + t_3) < t <= T_h \text{ alors } f_{11} = f_{31} = 0; f_{21} = 1$$

CAs N°3:

$$y = \ln_{g_3} |$$

si $n_{g_3} > 0$ alors

$$f_{31} = 1, f_{11} = 0; f_{21} = 0.$$

$$\text{si } 0 < t <= t_1 \text{ alors } f_{20} = f_{30} = 0; f_{10} = 1$$

$$\text{si } t_1 < t <= (t_1 + t_2) \text{ alors } f_{10} = f_{30} = 0; f_{20} = 1$$

$$\text{si } (t_1 + t_2) < t <= T_h \text{ alors } f_{10} = f_{20} = 0; f_{30} = 1$$

si $n_{g_3} < 0$ alors

$$f_{30} = 1, f_{10} = 0; f_{20} = 0.$$

$$\text{si } 0 < t <= t_1 \text{ alors } f_{21} = f_{31} = 0; f_{11} = 1$$

$$\text{si } t_1 < t <= (t_1 + t_2) \text{ alors } f_{11} = f_{31} = 0; f_{21} = 1$$

$$\text{si } (t_1 + t_2) < t <= T_h \text{ alors } f_{11} = f_{21} = 0; f_{31} = 1$$

V.2.2.4 Résultats de simulation

L'application de cette stratégie pour la commande du redresseur donne les résultats suivants.

Les figures V.18 et V.19 montrent respectivement le courant d'entrée de la phase 1 du redresseur triphasé et son spectre de fréquence pour $m=15$ et $m=24$ avec $r=0.8$.

Nous constatons pour des valeurs impaires de m , l'existence des harmoniques pairs et impairs. Les harmoniques les plus importants sont de rang 14 et 16. Les harmoniques se regroupent autour de fréquences multiple de $m.f$.

Le nombre d'impulsion par alternance du courant i_{ei} dépend de m . Si m est impair, il est égale à $(m-1)/2$. Alors que si m est pair, il vaut $(m/2 - 1)$

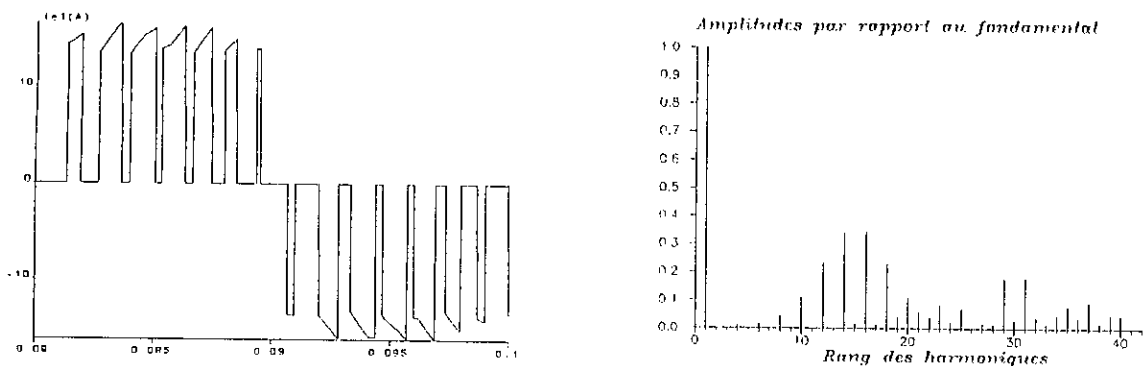


Figure V.18 Le courant de phase i_{ei} , et son spectre, du redresseur de tension pour $m=15$, $r=0.8$.

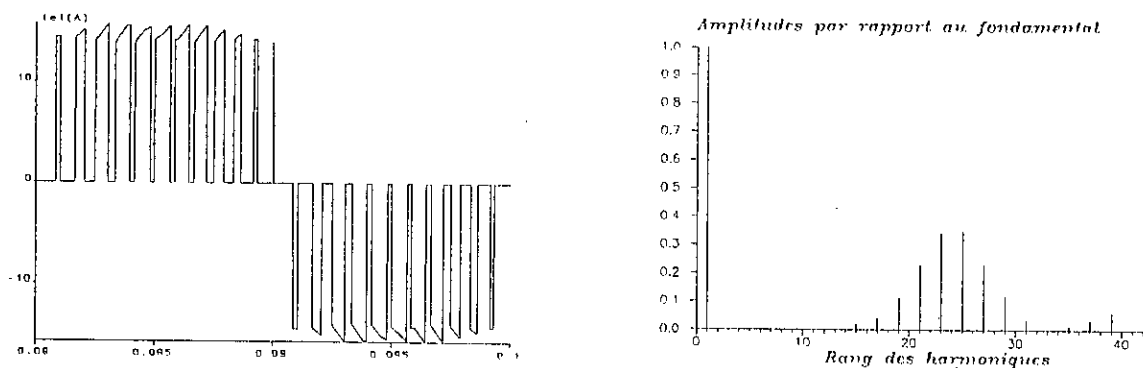


Figure V.19 Le courant de phase i_{ei} , et son spectre, du redresseur de tension pour $m=24$, $r=0.8$.

La figure V.20 montre les variations, en fonction du taux de modulation r , de l'amplitude du fondamental du courant i_{ei} et celles des harmoniques pour $m=15$.

Le taux de modulation r permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de i_{ei} de 0 ($r=0$) à I_{red} ($r=1$). Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente. Les harmoniques les plus importants sont toujours de rang 14 et 16. Leurs amplitudes sont presque égales, et ils passent par un maximum de l'ordre de 38% par rapport au fondamental pour $r=0.57$. Les courbes des amplitudes des harmoniques 31 et 29 se superposent à partir de $r=0.3$, et passent par un maximum de l'ordre de 18%.

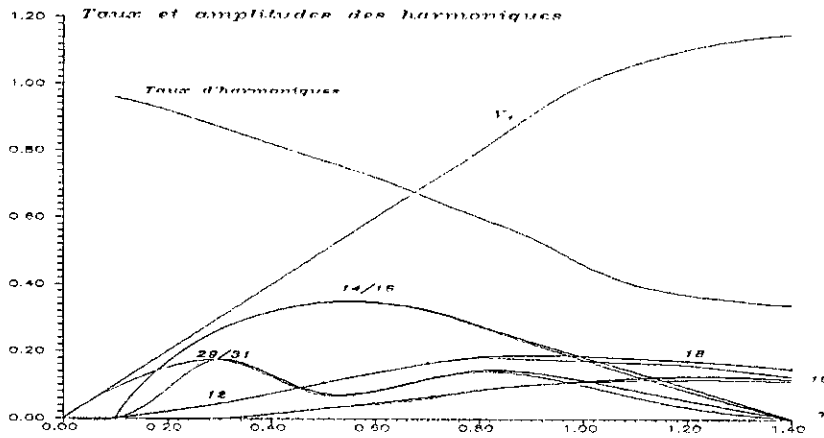


Figure V.20 Les Caractéristiques, en fonction du taux de modulation r , du courant i_{c1} du redresseur de tension pour $m=15$

Les figures V.21 présentent les allures de la tension aux bornes de la capacité et du courant redressé... alimentant une charge RLC ($R=25\Omega$, $L=0.01H$, $C=0.5mF$). L'ondulation relative de la tension U_c est de l'ordre de 9%, alors que celle du courant est de l'ordre de 11%.

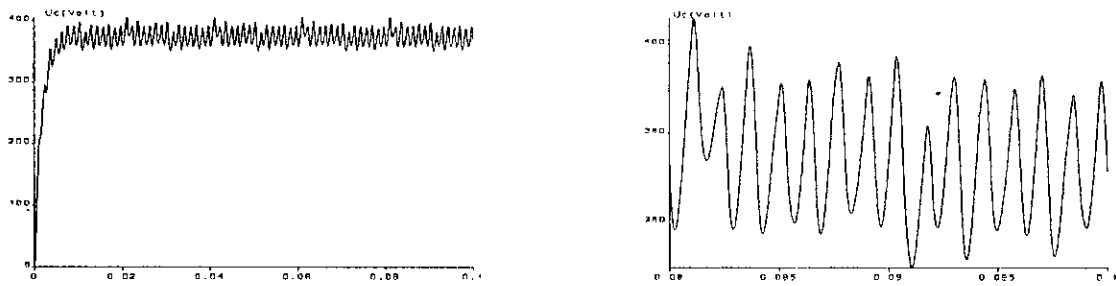


Figure V.21 La Tension aux bornes de la capacité U_c du redresseur de tension pour $m=15$, $r=0.8$

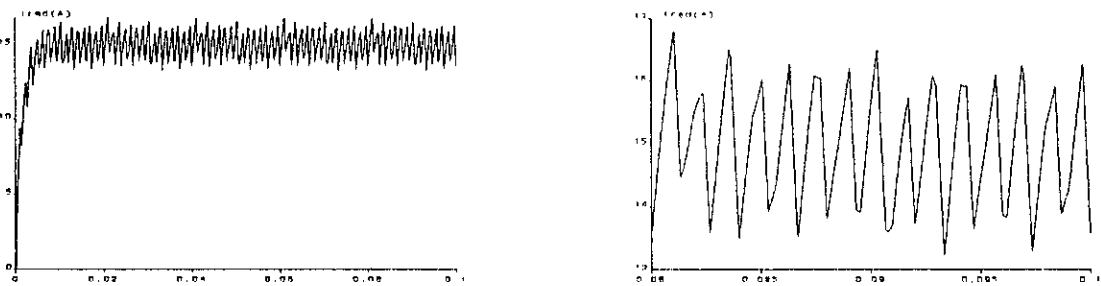


Figure V.22 Le Courant redressé I_{red} du redresseur de tension pour $m=15$, $r=0.8$.

V.3 Etude de la cascade Redresseur-Onduleur à trois niveaux-MSAP

Dans cette partie, nous proposons d'étudier la cascade redresseur - filtre - onduleur de tension à trois niveaux - MSAP. Le ou les ponts d'entrée de cette cascade sont constitués de redresseurs de tension à modulation de largeur d'impulsions à deux niveaux. On présentera deux types de cascades:

- La cascade redresseur de tension triphasé MLI - filtre - onduleur triphasé de tension - MSAP.
- La cascade de deux redresseurs de tension triphasés MLI - filtre - onduleur triphasé de tension - MSAP.

V.3.1 Cascade redresseur de tension triphasé^{MLI}-filtre-onduleur à trois niveaux-MSAP

Cette cascade (Figure V.23) est constitué de:

- un redresseur de tension triphasé dont la modélisation a été déjà présentée au paragraphe § V.1.3. Il est alimenté par un réseaux 220/380 V, 50 Hz et commandé par la stratégie à échantillonnage naturel § V.2.1. en prenant $m=15$ et $r=0.8$.
- un filtre intermédiaire LC ou la structure est donnée par la figure V.24.

Le modèle de ce filtre est défini par le système suivant:

$$\begin{aligned}\frac{dI_{red}}{dt} &= \frac{1}{L_f} (U_{red} - U_{c1} - U_{c2}) \\ \frac{dU_{c1}}{dt} &= \frac{1}{C_1} (I_{red} - i_{d1}) \\ \frac{dU_{c2}}{dt} &= \frac{1}{C_2} (I_{red} - i_{d1} - i_{d0})\end{aligned}$$

- Un onduleur de tension à trois niveaux dont le modèle est présenté au chapitre II, commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse ($m=15$).
- Une machine synchrone à aimant permanent contrôlé en vitesse par orientation du flux en utilisant la commande à $i_d = 0$. Le découplage est effectué par des courants mesurés avec observateurs de courant ($K_d = K_q = 4.3$).

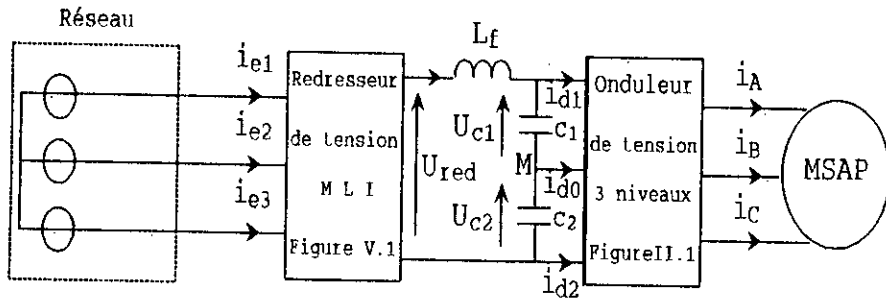


Figure V.23 Cascade un redresseur de tension - filtre - onduleur - MSAP

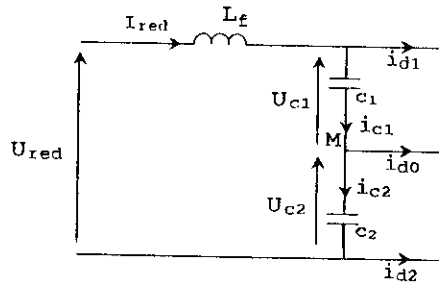


Figure V.24 Filtre intermédiaire

Les figures V.25, V.26 et V.27 montrent l'évolution des différentes grandeurs de la cascade en fonction du temps, en imposant à la machine une vitesse de référence de 4000 tr/mn et en appliquant une brusque perturbation de 5 N.m entre $t=0.16$ s et $t=0.32$ s. les capacités C_1 et C_2 du filtre sont de $1000\mu\text{F}$ et $L_f=20\text{mh}$.

Au démarrage, l'erreur ($U_{c1}-U_{c2}$) est relativement importante.

En régime établi, nous constatons l'effet de la charge sur les ondulations des tensions U_{c1} et U_{c2} (5% pour une faible charge et 12.5% à charge nominale).

Les courants i_{d1} , i_{d2} et i_{d0} à l'entrée de l'onduleur ont une fréquence trois fois celle des tensions de sortie de l'onduleur. Le courant i_{d0} possède une valeur moyenne pratiquement nulle.

Les figures V.26 donnent le courant d'une phase du réseau alimentant le pont redresseur triphasé. IL présente la même allure que dans la cascade redresseur de tension-onduleur triphasé à deux niveaux [54].

Nous constatons que sa forme présente des créneaux de courant, ce qui perturbe le réseau, d'où la nécessité d'un filtre d'entrée dans les applications à grande puissance.

Les Figures V.27 montrent les performances de la commande en vitesse de la MSAP alimentée par la cascade Redresseur de tensionFiltre-Onduleur à trois niveaux. La commande donne des résultats satisfaisants, et on note l'effet de la charge sur les ondulations des courants.

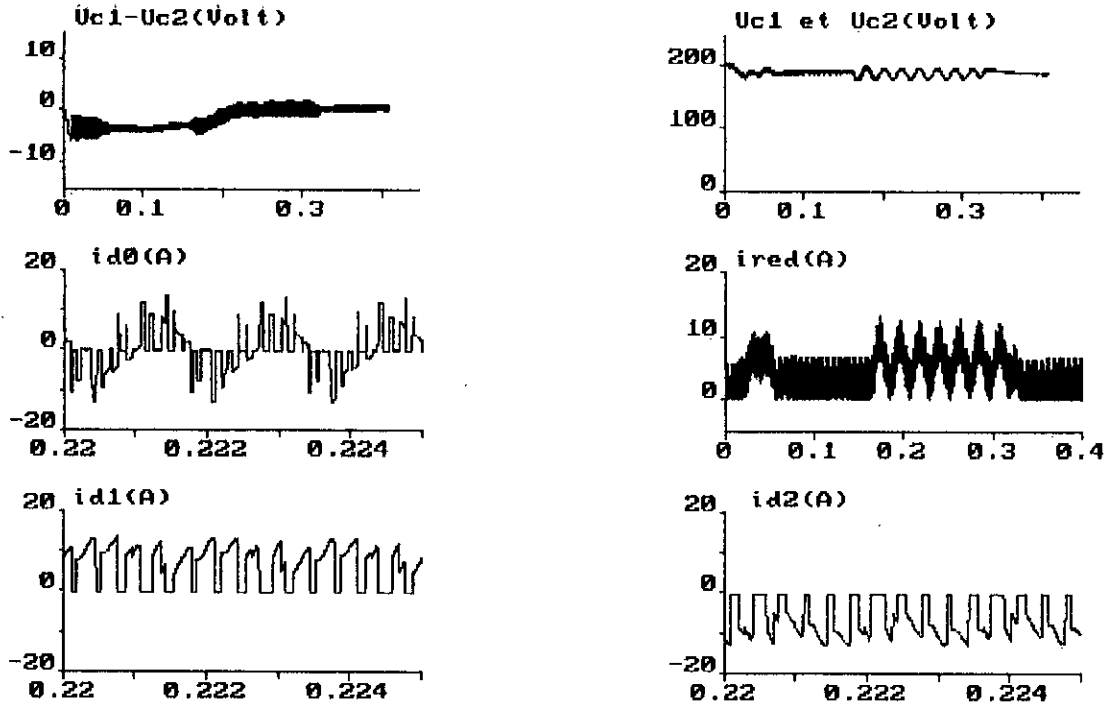


Figure V.25 Résultats de simulation des différents grandeurs électrique à l'entrée de l'onduleur de tension à trois niveaux

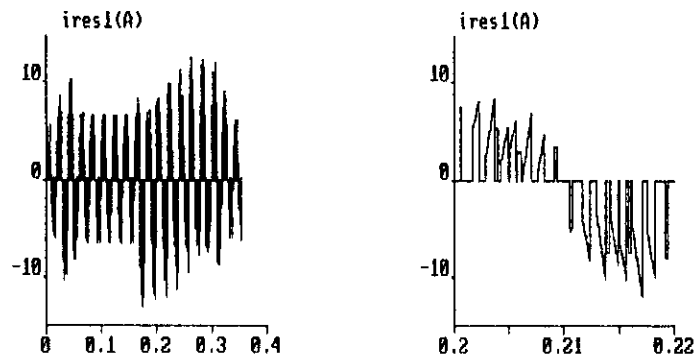


Figure V.26 Courant d'une phase du réseau triphasé alimentant le pont redresseur triphasé à deux niveaux.

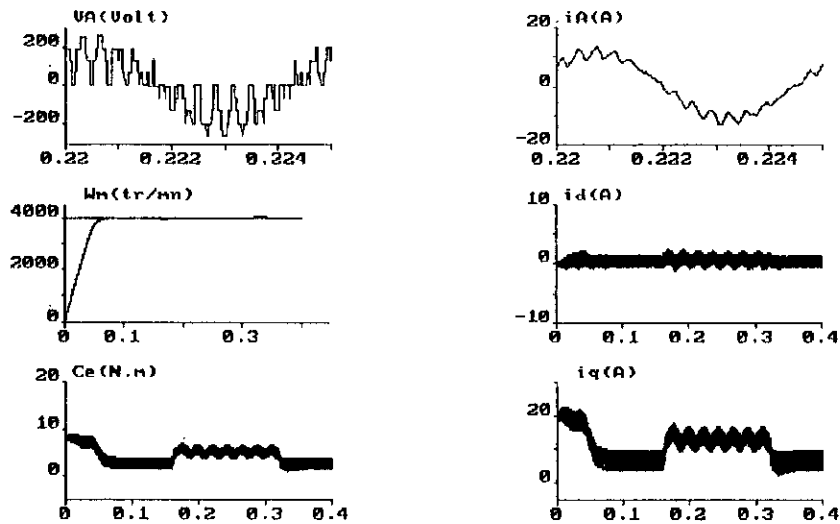


Figure V.27 Résultats de simulation de la commande de vitesse de la MSAP alimentée par la cascade Redresseur de tension- Onduleur de tension à trois niveaux.

Pour améliorer les performances de la cascade, il est nécessaire de stabiliser les deux tensions U_{c1} et U_{c2} et de réduire au maximum leur différences. Pour cela trois solutions sont possible [3]:

- utilisation de capacités de valeurs importantes.
- Utilisation de deux ponts redresseurs à deux niveaux.
- Régulation des tensions U_{c1} et U_{c2} .

Nous allons présenter les résultats de simulation de la cascade en utilisant des capacités importantes $C_1=C_2=10$ mF.

Les figures V.28, V.29 et V.30 représentent les différentes caractéristiques de la cascade. Nous constatons que:

- L'erreur ($U_{c1}-U_{c2}$) est pratiquement nulle.
- L'ondulation des tensions U_{c1} et U_{c2} est peu influencée par la charge, ceci revient aux valeurs importantes des deux condensateurs.

Les figure V.30 motrent les performances de commande. Nous constatons que les résultats sont pratiquement les mêmes observés dans le cas d'une alimentation à tension constante.

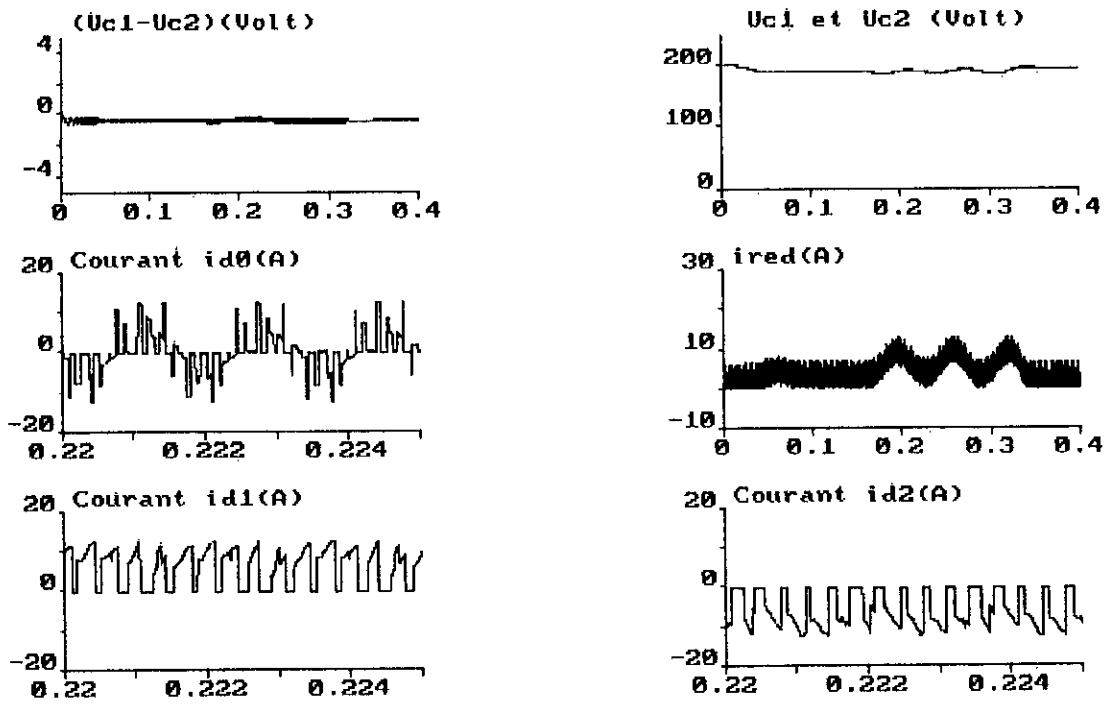


Figure V.28 Résultats de simulation des différents grandeurs électrique à l'entrée de l'onduleur de tension à trois niveaux

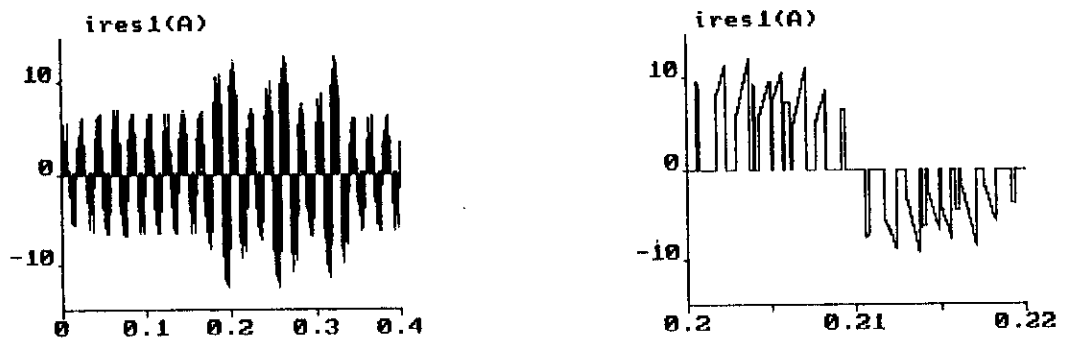


Figure V.29 Courant d'une phase du réseau triphasé alimentant le pont redresseur triphasé à deux niveaux.

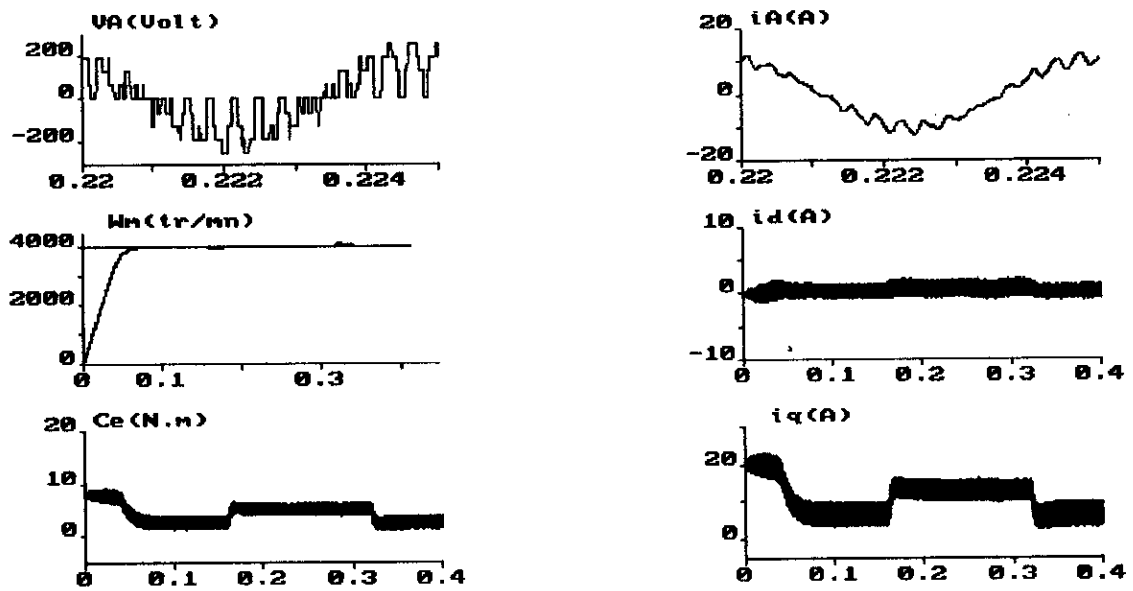


Figure V.30 Résultats de simulation de la commande de vitesse de la MSAP alimentée par la cascade Redresseur de tension- Onduleur de tension à trois niveaux.

Les figures V.31 et V.32 montrent les performances de la commande en position de la MSAP, pour une consigne de position égale à 50 rd.

Les résultats de simulation obtenus sont assez satisfaisants.

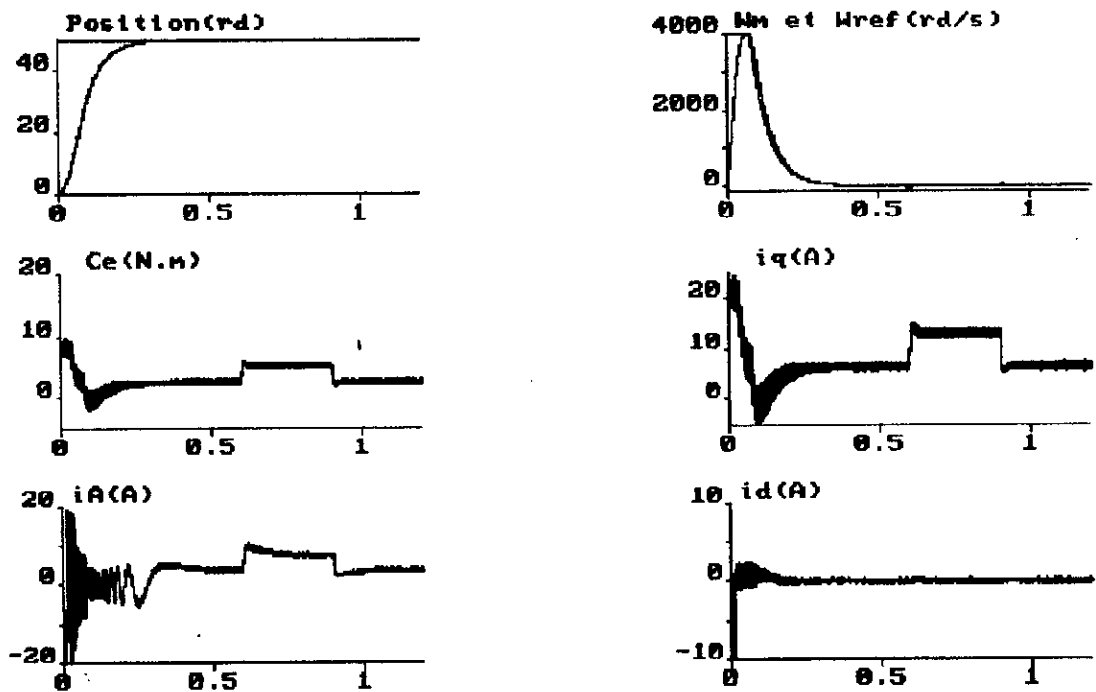


Figure V.31 Résultats de simulation de la commande en position de la MSAP alimentée par la cascade Redresseur de tension- Onduleur de tension à trois niveaux.

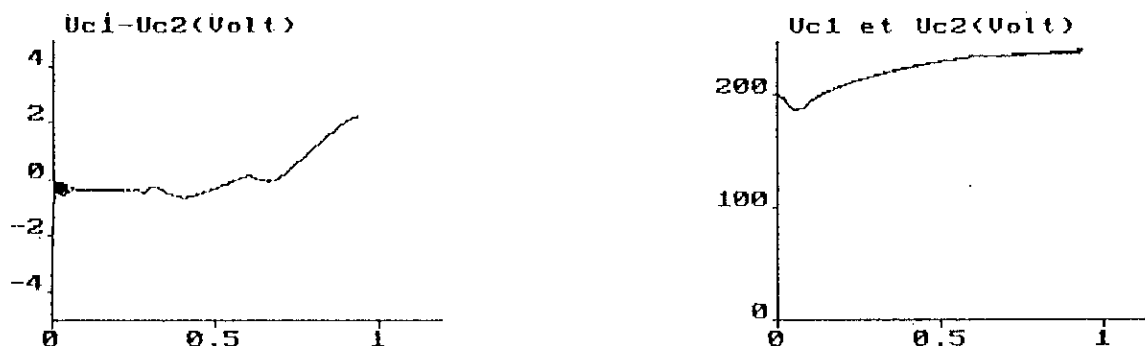


Figure V.32 Les tensions U_{c1} et U_{c2} et leur différences.

V.3.2 Cascade deux redresseurs de tension-filtre-onduleur à trois niveaux-MSAP

Afin d'améliorer la tension d'entrée de l'onduleur à trois niveaux, en minimisant le décalage entre les deux tensions U_{c1} et U_{c2} , on se propose d'étudier la cascade avec deux redresseurs de tensions triphasés à deux niveaux.

La figure V.33 présente la structure de cette cascade.

Les deux réseaux triphasés alimentant les deux ponts redresseurs ont une tension de 110 V et une fréquence de 50 Hz.

L'onduleur de tension à trois niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec $m=15$.

Les deux redresseurs de tension triphasé sont contrôlés par la stratégie triangulo-sinusoidale [27] à échantillonnage régulier (déjà présentées dans ce chapitre) avec $m=15$ et $r=0.8$.

La MSAP est commandé en vitesse ($T_c=25$ ms, $K_d=K_q=4.3$).

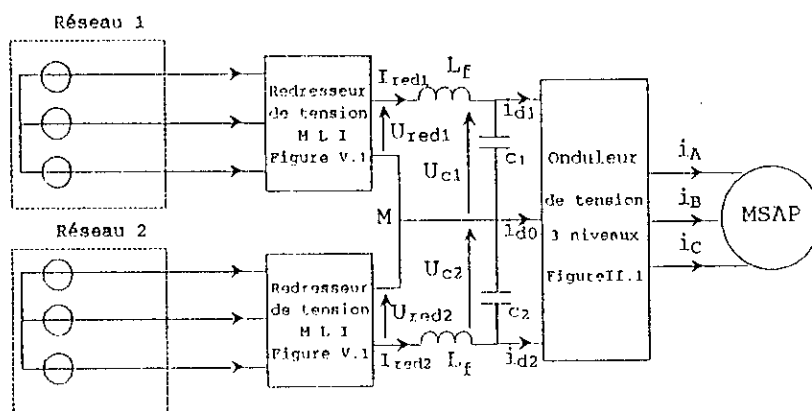


Figure V.33 Cascade deux redresseurs de tension - filtre - onduleur - MSAP

Dans ce cas, le modèle du filtre intermédiaire (Figure V.34) est donné par le système suivant:

$$\begin{aligned} \frac{dI_{red1}}{dt} &= \frac{1}{L_f} (U_{red1} - U_{c1}) \\ \frac{dU_{c1}}{dt} &= \frac{1}{C_1} (I_{red1} - i_{d1}) \\ \frac{dI_{red2}}{dt} &= \frac{1}{L_f} (-U_{red2} + U_{c2}) \\ \frac{dU_{c2}}{dt} &= \frac{1}{C_2} (-I_{red2} + i_{d2}) \end{aligned}$$

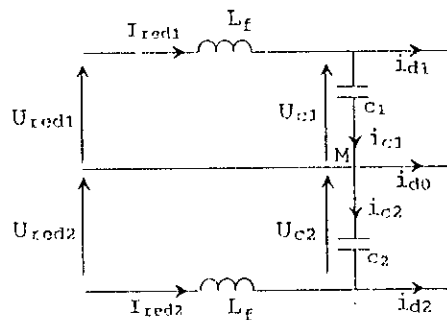


Figure V.34 Filtre intermédiaire pour deux redresseurs

Les figures V.35 , V.36 et V.37 présentent le comportement de l'association lorsque on utilise deux ponts de redresseurs. Le filtre intermédiaire étant dimensionné a $c_1=c_2=5$ mF et $L_f=10$ mH.

La figure V.35 montre les tensions U_{c1} et U_{c2} et les courants d'entrés de l'onduleur à trois niveaux. Comme nous pouvons le constater, le courant i_{d0} possède une valeur moyenne nulle. La différence $U_{c1}-U_{c2}$ est faible, et est environ de . Les tensions U_{c1} et U_{c2} oscillent autour d'une valeur moyenne constante.

La tension et le courant de phase de la MSAP, ainsi que la vitesse de rotation et le couple électromagnétique sont présentés sur la figure V.37.

L'asservissement de vitesse de la MSAP donne des résultats assez satisfaisantes lorsque la machine est alimentée par la cascade Deux redresseurs- Onduleur à trois niveaux.

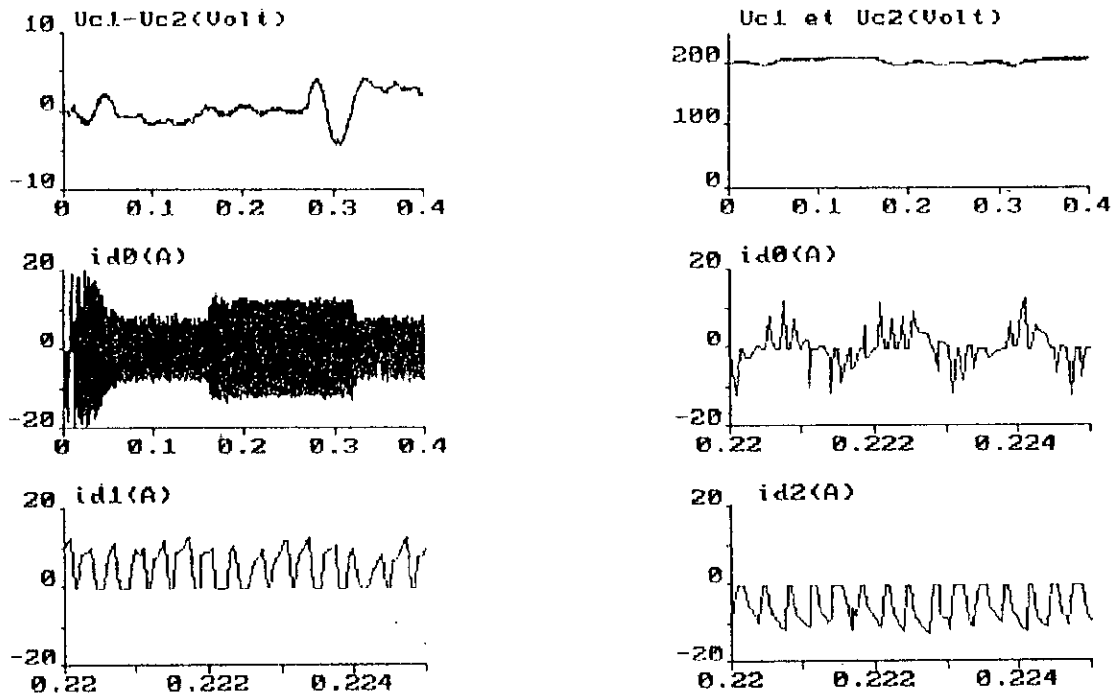


Figure V.35 Résultats de simulation des différents grandeurs électrique à l'entrée de l'onduleur de tension à trois niveaux

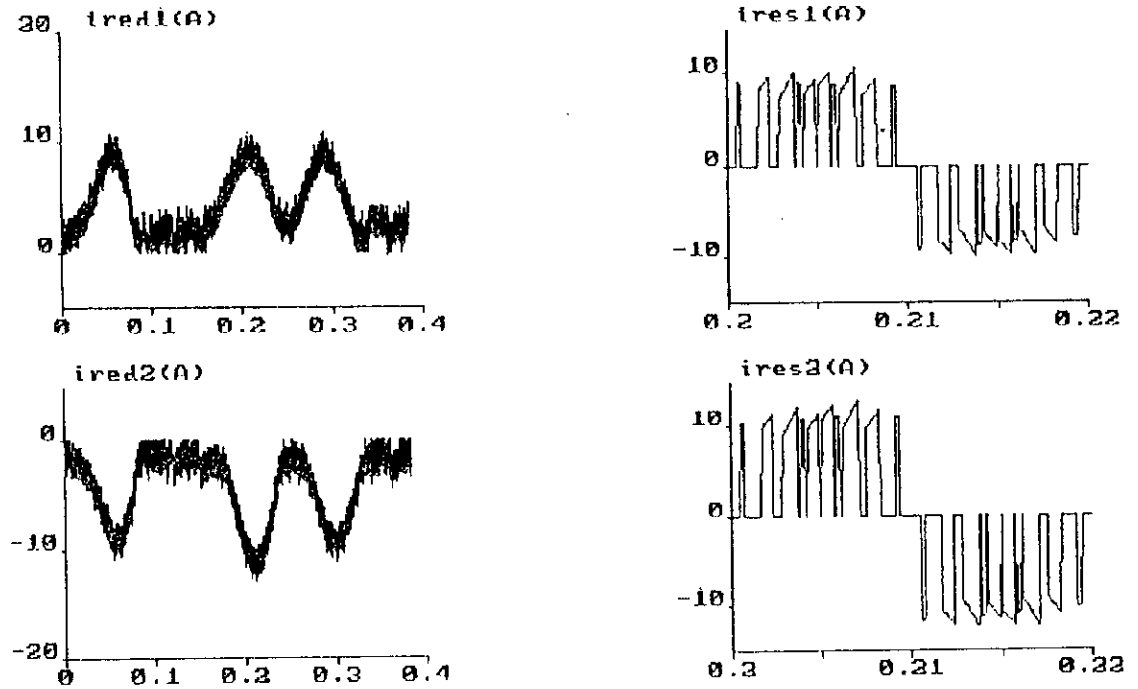


Figure V.36 Courants d'une phase respectivement du réseau n° 1 et du réseau n° 2 alimentant les deux ponts redresseurs triphasés à deux niveaux.

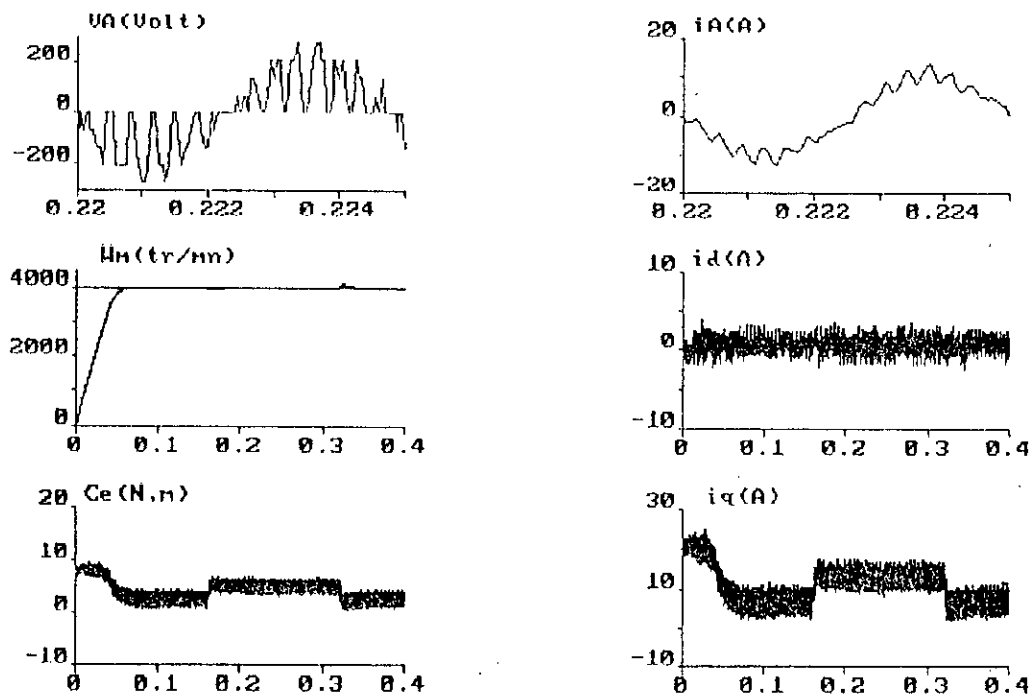


Figure V.37 Résultats de simulation de la commande de vitesse de la MSAP alimentée par la cascade Deux redresseurs de tension- Onduleur de tension à trois niveaux.

Conclusion

Dans cette partie, nous avons présenté une structure d'un redresseur de tension MLI. Nous avons élaboré son modèle de connaissance et de commande.

En vue de la commande du redresseur de tension, nous avons développé trois stratégies de commande MLI. Ces commande permettent : d'assurer le réglage de l'amplitude de la tension redressée, et d'améliorer le contenu harmonique des courants appelés du réseau en déplaçant le spectre harmoniques vers les fréquences élevées.

Ensuite, nous avons étudié le comportement des cascade suivantes:

- Cascade Redresseur de tension-Onduleur à trois niveaux-MSAP.
- Cascade deux redresseurs de tension-Onduleur à trois niveaux-MSAP.

Nous avons montré, que malgré l'utilisation de capacités de valeurs importantes, les deux tensions U_{c1} et U_{c2} ne sont pas parfaitement équilibrées. D'où la nécessité d'asservir les deux tensions.

Le travail présenté dans ce mémoire est une contribution à la conduite des machines synchrones à aimant permanent triphasées alimentées par convertisseurs indirects multiniveaux.

Afin d'élaborer cette étude, nous avons commencé par présenter les modèles de ces machines pour ses différents modes de fonctionnement. Pour le mode triphasé, nous avons appliqué la transformation de Park liée au rotor. L'étude des caractéristiques statiques en régime sinusoïdal de la machine, nous permet de conclure que la commande du couple par réglage des courants statoriques (amplitude et phase) conduit à un contrôle direct du couple, comme dans le cas d'une machine à courant continu.

Par contre, si la commande du couple est en tension, cela exige un réglage permanent de la tension et du déphasage en fonction de la vitesse afin d'éviter de forts courants.

Pour des applications nécessitant des performances importantes, nous avons présenté l'alimentation des machines synchrones à aimant permanent par des convertisseurs indirects (onduleurs à trois niveaux).

Ainsi, nous avons commencé par présenter: le modèle de connaissance de cet onduleur à trois niveaux sans a priori sur sa commande. Pour cela, nous avons défini la notion de macrocellule de commutation constituée d'un ensemble de cellules de commutation élémentaire de type tripôle. Puis, nous avons élaboré le modèle de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux. Nous avons montré que l'utilisation des fonctions de connexion des demi-bras permet d'aboutir à des modèles analogues à ceux de deux niveaux. On a montré qu'un onduleur à trois niveaux est la mise en série de deux onduleurs à deux niveaux. Cette étude a permis une généralisation des modèles déjà élaborés pour les onduleurs à deux niveaux.

La troisième partie a été consacrée aux différents algorithmes possibles de commande de l'onduleur à trois niveaux. Nous avons étudié les stratégies suivantes:

- Commande par hystérésis.
- Commande triangulo-sinusoïdale à une ou deux porteuses.
- Commande d'élimination d'harmoniques avec ou sans la double modulation.
- Modulation vectorielle (deux algorithmes).
- Modulation calculée utilisant les modèles de commande des onduleurs à trois niveaux.

Mis à part la commande d'élimination d'harmoniques sans la double modulation, toutes les autres stratégies peuvent être utilisées dans des asservissements. Ces stratégies donnent des couples et des courants i_{d1} , i_{d2} et i_{d0} de l'onduleur à trois niveaux de fréquence six fois ou trois fois celle des tensions de sortie.

La quatrième partie de cette étude est la commande de vitesse ou de position de la machine synchrone à aimant permanent, par orientation du flux, alimentée par l'onduleur MLI à trois niveaux.

Nous avons présenté la stratégie de commande $i_d=0$. Cette stratégie consiste à imposer le flux de la machine constant et de commander le couple électromagnétique par le courant de couple seul. Cette approche qui réduit souvent le modèle de la machine à celui de la machine à courant continu à excitation indépendante, est la plus utilisée actuellement pour des raisons de simplicité.

L'étude du comportement de la commande proposée a été vérifiée par de nombreuses simulations numériques. Celles-ci ont aussi permis de mettre en évidence les bonnes performances dynamiques et statiques de la commande proposée.

La continuité logique de ce travail est d'étudier les différentes alimentations possibles de l'onduleur, et de rechercher les solutions possibles aux problèmes de flottement du point milieu M , jusqu'ici négligé.

Dans la dernière partie, nous avons étudié la cascade redresseur de tension MLI onduleur à trois niveaux-MSAP. Nous avons mis en évidence le problème de fluctuation du potentiel du point milieu M dû à la dérive des deux tensions U_{c1} et U_{c2} . Pour résoudre ce problème, nous pouvons proposer les solutions suivantes qui donnent des performances plus au moins comparables pour la stabilité du potentiel du point milieu M :

- Utilisation d'une alimentation continue d'entrée à point milieu : deux ponts redresseurs à deux niveaux ou un pont redresseur à trois niveaux.
- Utilisation de capacités C_1 et C_2 de valeurs trop importantes.
- Régulation des tensions U_{c1} et U_{c2} .

La troisième solution est mieux adaptée au asservissement de position ou de vitesse des machines synchrones à aimants permanents.

Beaucoup de travaux restent à effectuer dans cet axe:

- Régulation des tensions U_{c1} et U_{c2} dans le cas où l'onduleur à trois niveaux est alimentée par un redresseur de tension MLI.
- La recherche des algorithmes permettant d'extrapoler les stratégies de commande des onduleurs à trois niveaux au cas des onduleurs à N niveaux.
- Etude de la conduite par les onduleurs à trois niveaux à cellules imbriquées des autres machines utilisables en grande puissance.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] P.F SEIXAS, "Commande numérique d'une machine synchrone autopilotée" Thèse du docteur d'I.N.P.T, TOULOUSE, Juillet 1988.
- [2] T.REKIOUA "Contribution à la modélisation et la commande vectorielle des machines synchrones à aimant permanent" Thèse de doctorat de l'I.N.P.L, LORAINE, 26 Juin 1991
- [3] E. BERKOUK, "Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux" Thèse de Doctorat du Conservatoire national des Arts et Métiers, Décembre 1995.
- [4] J.L THOMAS, Membre, IEEE, "Commande vectorielle du moteur asynchrone alimenté par onduleur à GTO à trois-niveaux de tension: Développement de commande robuste" Journée d'Etudes SEE de Décembre 1992.
- [5] Yo-Han LEE, student Membre IEEE, Bum-seok Suh, student Membre IEEE, and Dong-Seok HYUN, Senior Membre, IEEE "A novel PWM scheme for a three-level voltage source inverter with GTO thyristors." IEEE Transaction on industry applications, vol:32 N°2 march/april 1996.
- [6] F.YAQUN, "Commande vectorielle des machines à courant alternatif: Etude des problèmes liés à la numérisation des régulateurs" Thèse de doctorat en sciences appliquées, Université CATHOLIQUE de LOUVAIN, Décembre 1995.
- [7] B.ROBYNS, "Commandes numériques évoluées d'actionneur à courant alternatif" Thèse de doctorat, Université CATHOLIQUE de LOUVAIN, Décembre 1993.
- [8] B. ROBYNS, F. LABRIQUE, H. BUYSE, "Commande numérique des moteurs à courant alternatif de faible puissance".
- [9] J. CHATELAIN, "Machines électriques". Volume 1et 2, DUNOD, 1983
- [10] P. PILLAY, member IEEE, R.KRISHNAN, member IEEE, " Modeling of Permanent Magnet Motor Drives", IEEE Transactions on industrial Electronics, Vol.35, No 4, November 1988.
- [11] P.C.KRAUSS, "Analysis of Electric Machinery". McGraw-Hill Book Company.
- [12] EDF Direction des Etudes et Recherches " Fonctionnement d'un onduleur de tension à trois niveaux en pleine onde pour moteur asynchrone" Service Matériel Electrique ,Département Machines Electriques, novembre 1993.

- [13] Michel BOIN, Alain PERAL " Evolution des convertisseurs industriels de grande puissance". Division des ensembles industriels CEGELEC RGE - N° 11/92- Décembre 1992.
- [14] s.GLAO, P.YAO et G.MANESSE, "Un logiciel pour l'étude des systèmes électrotechniques décrits par graphes d'état". Laboratoire d'électricité industrielle du cnam, SEE LILLE 7 Avril 1994.
- [15] J-P.HAUTIER, X.GUILLAUD" le formalisme et les modèles hybrides appliqués à des convertisseurs statiques électroniques" RGE-N° 1/95 - Janvier 1995
- [16] P.MARSEILLE, "Modèles pour onduleurs en pont monophasés et triphasés" Journées EEA-Electrotechnique 26 et 27 Mars 1992.
- [17] J.P. HAUTIER, G. MANESSE, "Utilisation des Réseaux de Petri pour l'analyse des systèmes électrotechniques" Technique de l'ingénieur(D3 740),1996.
- [18] F.Z. ZENDAOUI, "Etude des modulations précalculées destinées à piloter des onduleurs de tension à deux et à trois niveaux." Thèse de Magister, Février 1991.
- [19] D. DEPERNET, M.DELOIZY, C.GOELDEL, "Méthode d'optimisation de commandes MLI. Application aux onduleurs trois niveaux." SEE 1994.
- [20] J.SHENG LAI, F.ZHENG PENG, " Multilevel Converters-A New Breed of Power Converters." IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 32, No 3, May/june 1996.
- [21] Y.B. ROMDHANE, E.M. BERKOUK, G. MANESSE, "Etude comparative entre onduleur deux et trois niveaux pour la conduite d'une machine asynchrone triphasée." EPE'94, Suisse 1994.
- [22] E.M. BERKOUK, Y.B. ROMDHANE, G. MANESSE," High voltage rectifiers-multilevel inverters cascade. Application to asynchronous machine field oriented control." IEEE International Symposium on Electric Power Engineering, Suede 1995.
- [23] E.M. BERKOUK, Y.B. ROMDHANE, G. MANESSE, "Knowledge and control models for three level voltage inverters." IMACS'95, Allemagne 1995.
- [24] E.M. BERKOUK, Y.B. ROMDHANE, G. MANESSE, "PWM strategies to control three level inverters. Application to the induction motors drive." EPE'95, Espagne 1995.
- [25] Y.B. ROMDHANE, E.M. BERKOUK, G. MANESSE, "PWM control of single phase converter with five-level voltage feeding inductive load." IASTED MIC'94, Suisse 1994.
- [26] H. ALLÀ, "Les réseaux de Petri: un outil adapté à la modélisation des systèmes hybrides."RGE-N° 1/95, Janvier 1995.
- [27] G. SEGUIER, F. LABRIQUE, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance" Tome1, et Tome4.

- [28] N. BOUDJERDA, " Etude et analyse des techniques MLI dérivées de la triangulo-sinusoidale: étude de leurs effets sur le comportement du moteur asynchrone alimenté par onduleur de tension", Thèse de magister ENP Alger 1993.
- [29] F. BAUER, H.D. HEINING, "Quik reponse space vector control for a high power three-level inverter drive system", EPE'89, Allemagne 1989.
- [30] HASMUKH S. PATEL, RICHARD G. HOFT, " Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part I-Harmonic elimination", IEEE Transactions on industry applications, Vol IA-9, No.3 May/June 1973.
- [31] A. DJERMOUNE, P. GOUREAU, A. RAZEK, "Utilisation d'un outil de simulation pour le contrôle des machines à courant alternatif" E.N.S.E.A-E.C.S.
- [32] H. BUHLER, "Electronique de réglage et de commande" Dunod 1987.
- [33] R. GREZ, D. GALARDINI, " Robust positional control of robotic applications." Act du 2^e Congres National Belge de Mecanique Théorique et appliquée, Bruxelles, Mai 1990, pp. 189-192.
- [34] S. KOMADU, M. ISHIDA, K. OHNISHI, T. HORI, " Disturbance observer - based motion control of direct drive motors." IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 6, N^o .3, 1991, pp. 553-559.
- [35] B. ROBYNS, D. GALARDINI, " An optimized, adaptative, reduced-order flux observer." Proceeding of the 5th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'93, Brighton, 13-16 Sept. 1993, pp. 442-427.
- [36] N. MOKHTARI, F. BOUZIANE, "Réalisation d'un redresseur commandé en MLI" PFE, ENP Juillet 1993.
- [37] G. JOOS, J. ESPINOZA, " Reduction de la distorsion et optimisation du facteur de puissance des redresseurs MLI.", SEE 1994.
- [38] L. BENCHAITA, S. SAADATE, B. MAZARI, "Comparison of two modulation techniques for current source active power filter." Proceeding of the IEEE' 97, Batna, Algeria.
- [39] L. BENCHAITA, S. SAADATE, "Current harmonic filtering of non-conventional non-linear load by current source active filter." IEEE, ISIE' 96, Vol 2, pp 636-641.
- [40] Y. HAYASHI, N. SATO, K. TAKAHASHI, "A novel control of a current source active filter for AC power system harmonic compensation." IEEE, Trans. On Industry Appl, Vol 27, N^o 2, March/April 1991, pp 192-197.
- [41] E. BOUHASSOUN, M. TLEMCANI, "Commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanent". PFE, ENP 1995 ALGER.

- [42] M. BOUSSETOUA, B. DERKAOUI, "Commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par un onduleur multiniveaux" PFE, ENP, juin 1997.
- [43] J.P. HAUTIER, J.P. CARON, "Modélisation et commande de la machine synchrone " Journées 3EI.93, Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille.
- [44] F. LEPLUS, "Graphes de description des gradateurs et redresseurs usuels" .Journées EEA- Electrotechnique 26 et 27 Mars 1992.
- [45] P.VAS, "Vector control of AC machine" Clarendon press oxford, USA, 1990.
- [46] W. LEONHARD, " Control of electric drives" Spring Verlage, 1990.
- [47] B.K. BOSE, "Power electronics and AC drives"Printice Hall, 1986.
- [48] B.ROBYNS, H.BUYSE, F.LABRIQUE, "Study and implementation of a simplified and robust position for PM synchronous actator" Proceeding of the Power Electronics Specialists conference, IEEE PESC'92, Toledo, juin-juillet 1992, pp 981-988.
- [49] H.BUYSE, F.LABRIQUE, B.RBYNS, P.SENTE, " Digital field oriented control of PM synchronous actator using a simplified strategy for controlling the Park components of the stator current". Dans R.Le Deouff, J.Robert Ed, Modelling and control of electrical machines:new trends, North Holland, Amsterdam, juillet 1991,pp.203-207
- [50] M.LAJOIE.MAZENC, C.VILLANUEVA, J.HECTOR, " Study and implementation of hysteresis controlled inverter on a permanent magnent synchronous machine" IEEE Transaction on Industry Applications, vol.IA-21, n°2, March/April 1985, pp408-413.
- [51] T.REKIOUA, F.M.TABAR, J.P.CARON, R.LEDOEUFF, " Study and comparaison of two different methods of current control of permanent magnent synchronöus motor". Dans R.Le Deouff, J.Robert Ed, Modelling and control of electrical machines:new trends, Elsevier Science Publishers B.V North Holland pp.145-151.
- [52] Y.FU, B.ROBYNS, "Digital of a PM synchronous actator drive system with a good power factor" Pceedings of the 13th IMACS World Congress, Dublin, july 1991, pp.1538-1541.
- [53] B.ROBYNS, H.BUYSE, F.LABRIQUE, P.SENTE, " PM synchronous actator digital control based on field orientation and decoupling state feedback". Proceedings of the International Conference on Electrical Machines, ICEM 92, Manchester, septembre 1992, pp. 878-882.
- [54] P. LIENART,"Sur la commande rapprochée d'une cascade réversible de deux convertisseurs statiques: modélisation et réalisation". Thèse de Doctorat USTLFA, Lille 1989.

Paramètres du moteur synchrone à aimant permanent à pôles lisses[6,7]:

Puissance nominale: 2 KW

Vitesse nominale: 4000 tr/mn

$$p = 3.$$

$$R_a = 1 \Omega. \quad \phi_f = 0.13 \text{ Wb.}$$

$$L_d = 3.2 \text{ mH.} \quad J = 6.10^{-4} \text{ Kg m}^2.$$

$$L_q = 3.2 \text{ mH.} \quad k_f = 9,5.10^{-5} \text{ Nm s/rd.}$$

Paramètres du moteur synchrone à aimant permanent à pôles saillants[1]:

Puissance nominale: 2.4 KW

Vitesse nominale: 2300 tr/mn

$$p = 4.$$

$$R_a = 0.49 \Omega. \quad \phi_f = 0.0954 \text{ Wb.}$$

$$L_d = 1.1 \text{ mH.} \quad J = 11.10^{-4} \text{ Kg m}^2.$$

$$L_q = 2.8 \text{ mH.}$$

ANNEXE 2: Détermination du coefficient K_c

L'effet des constantes de temps mécaniques peut être examiné en faisant varier le paramètre k_c . Pour cela, on détermine la fonction de transfert en boucle fermée de la vitesse en considérant le modèle montré par la figure 2.1.

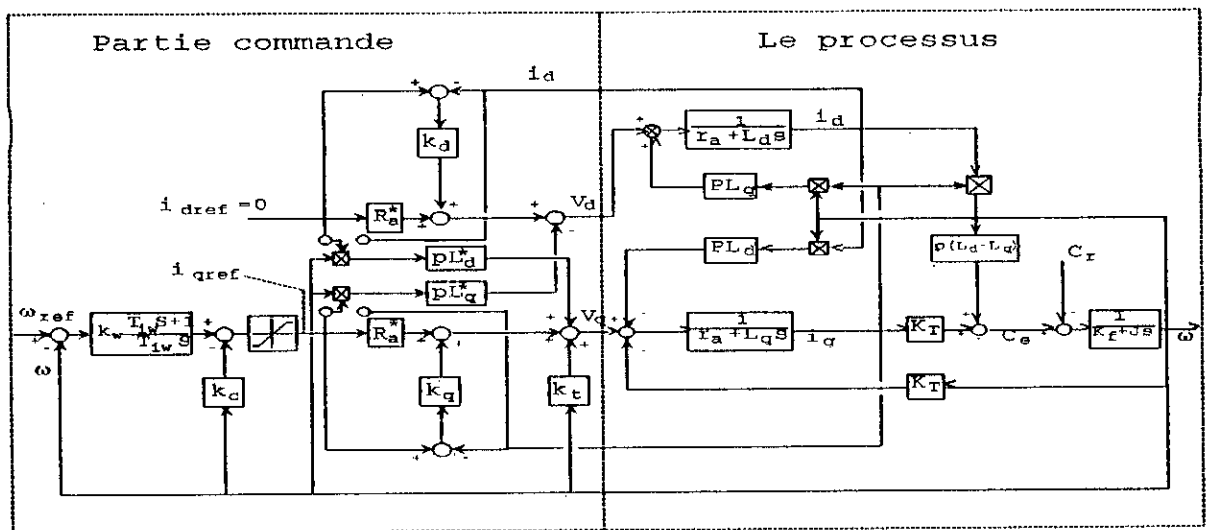


Figure 2.1 Commande de la machine synchrone à aimant permanent ($i_d=0$)

L'emploi de cette rétroaction k_c a pour but de rendre le système plus robuste vis à vis aux perturbations extérieures en réduisant la constante de temps mécanique de la machine définie par J/k_r qui n'est pas compensée par le régulateur de vitesse vis à vis aux perturbations extérieures [6,33,34,35].

La figure 2.2 montre les lieux des pôles en fonction k_c , dans le cas où la commande est avec régulateur de courant proportionnels associés à une action prédictive ($k_d=k_q=4.3$). Les paramètres du régulateurs de vitesse sont choisis pour assurer une réponse à un échelon de consigne de vitesse avec un temps d'établissement de 25ms et sans dépassement.

Il est constitué de trois branches (comme le montre la figure 2.2) tracées pour des valeurs de K_c allant de 0 à l'infinis.

La nécessité d'utiliser la rétroaction K_c apparaît clairement sur cette figure.

La réponse du système serait très lente pour la machine étudiée si on choisissait $K_c=0$ (comme le montre la figure 2.3), il existerait une racine nulle. Par contre, si la valeur de K_c était choisie trop grande, le système deviendrait mal amorti (plus oscillant comme le montre la figure 2.4).

Selon ces lieux des pôles, les meilleures performances sont obtenues lorsque le coefficient K_c est égal à 0.15 environ.

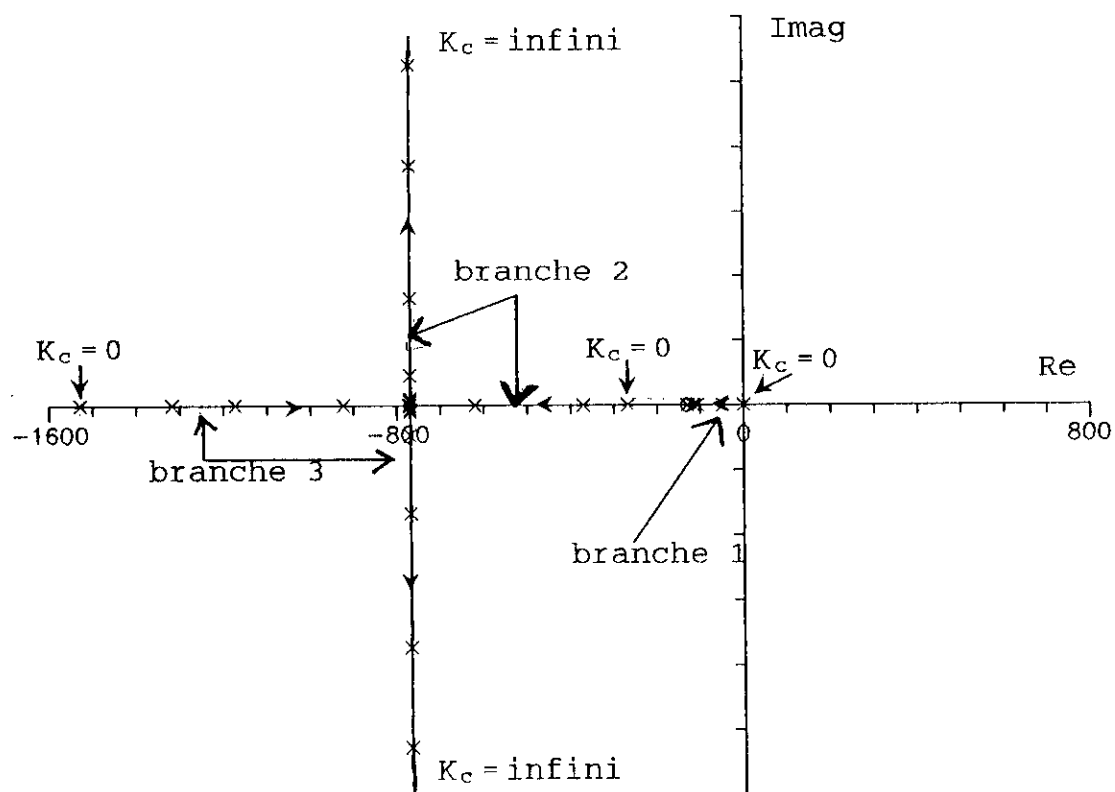
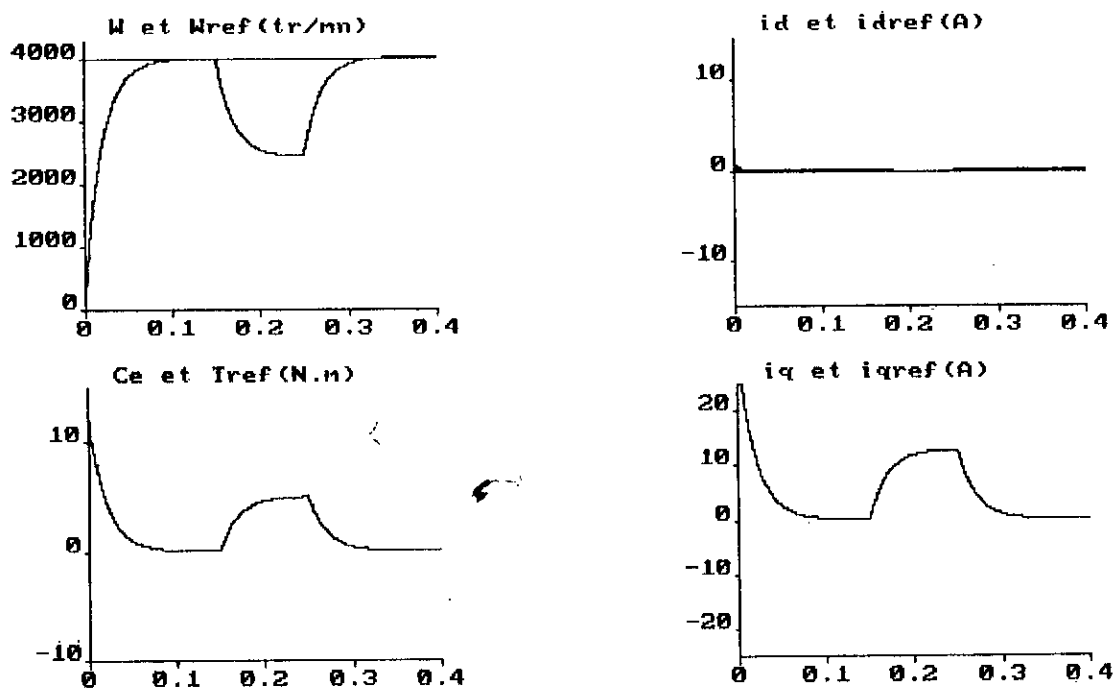
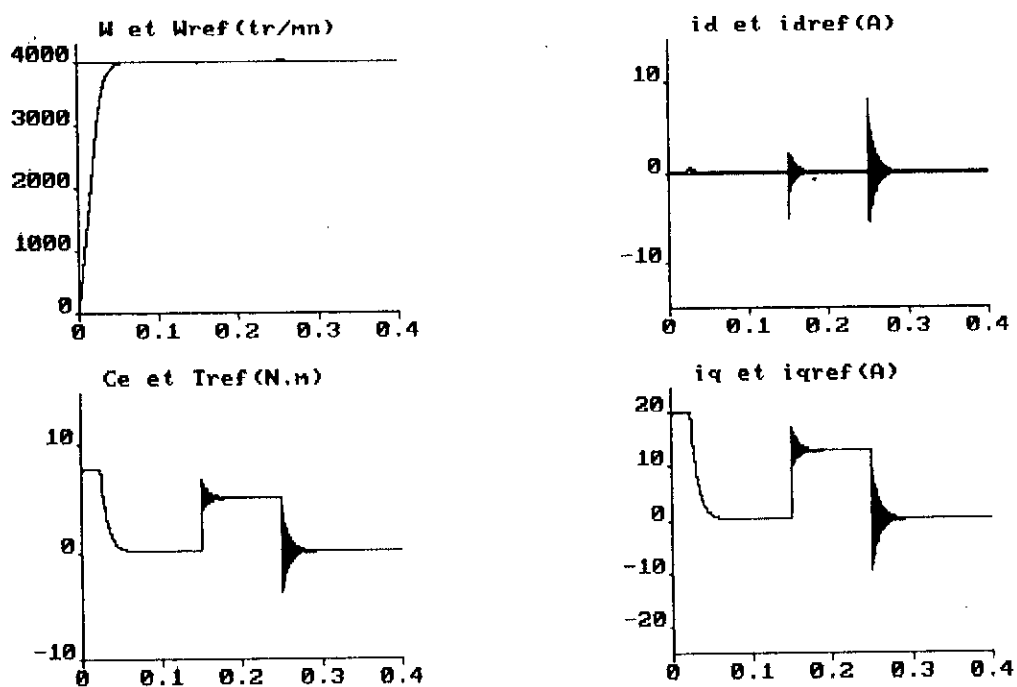


Figure 2.2 Lieux des pôles en fonctions K_c avec régulateurs de courant

Figure 2.3 Simulation de la commande lorsque K_c est nulFigure 2.4 Simulation de la commande lorsque avec K_c augmenté

ANNEXE 3 : GENERALITEES SUR LES RESEAUX DE PETRI

Introduction

La structure et le fonctionnement des convertisseurs statiques sont difficiles à décrire d'une façon pédagogique. L'utilisation des réseaux de Petri au travers de la méthodologie DESIGN permet de modéliser l'enchaînement des commandes et des états de ces systèmes, et de mettre en évidence toutes les successions causes-effets. Cette méthode écarte d'emblée l'approche phénoménologique des ensembles de conversion statique, traditionnellement fondée sur l'observation des formes d'ondes. Elle développe plutôt l'analyse de leur comportement, en tentant de répondre aux deux questions fondamentales qui se posent à l'électronicien de puissance chaque fois qu'une commutation se produit au niveau des interrupteurs d'un convertisseur:

- quelle est la cause de cette commutation ?
- quelles en sont les effets ?

Les réseaux de Petri constituent un langage universel de description des phénomènes discontinus.

Ils peuvent donc être mis à profit, d'une part, pour expliciter les conditions de commutation des interrupteurs statiques de puissance et, d'autre part, pour préciser le fonctionnement séquentiel de leur commande.

La méthodologie DESIGN:

La méthodologie DESIGN (DEscription et Simulation des systèmes d'Interrupteurs par Graphes Normalisés)[1] consiste à:

- Tout système électrotechnique peut se décomposer selon deux axes:
 - * un axe de puissance faisant intervenir les interrupteurs et le charge.
 - * un axe de contrôle chargé d'élaborer les ordres de commutation des interrupteurs ainsi que le réglage des grandeurs sur l'axe de puissance et le contrôle des modes de marches.
- décomposer de façon fonctionnelle le même système en un ensemble de schéma-bloc ayant chacun :
 - * une partie commande (ressource décisionnelle)
 - * une partie opérative (ressource en actions)
- implanter sur ordinateur le multigraphe fonctionnel constitué des réseaux de Petri d'état issus de la décomposition.

Définition des réseaux de PETRI:

Les réseaux de Petri ont été introduits par un mathématicien allemand C.A. Petri. Cet outil est bien adapté pour modéliser les systèmes à événements discrets.

Un réseau de Petri comprend deux types de noeuds, des places et des transitions. Une place est représentée par un cercle et une transition par une barre. Les places et les transitions

sont reliées par des arcs orientés. Un arc relie une place à une transition ou une transition à une place. un réseau de Petri peut être représenté par un graphe où les places et les transitions alternent sur un chemin constitué d'arcs consécutifs.

Les RDP (réseaux de Petri) présentent deux caractéristiques intéressantes:

IL permettent de visualiser et de modéliser des comportements importants du parallélisme, de la synchronisation et du partage de ressources.

Les résultats théoriques et pratiques qui les concernent sont abondants et les propriétés de ces réseaux ont été et sont encore largement étudiées.

Le fonctionnement des convertisseurs statiques correspond à une suite d'états résultant des conditions électriques du circuit et des actions de commande.

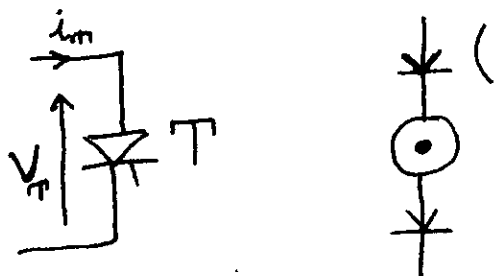
Il est possible de faire la description fonctionnelle et de montrer l'enchaînement des commandes sous formes de RDP. Le graphe peut être dessiné en choisissant la structure parallèle ou la représentation classique(série), puisque les conditions d'évolution sont parfaitement explicitées en raison même de la méthode choisie.

L'analyse fonctionnelle réalisée au du formalisme de Petri consiste à dénombrer les configurations physiquement réalisables, à attribuer à chacune d'entre elles un modèle électrique et à définir les conditions de changement de configuration.



Ces conditions de changement sont déterminer après la détermination des différentes cellules dipôles ou tripôles existantes.

On peut donner un exemple d'application du formalisme de Petri à la modélisation des systèmes d'électrotechnique:

Un thyristor T on associe le modèle graphique suivant:



Donc le thyristor T est symbolisé par la place PT:

PT  : La place avec jeton représente le thyristor T en état de conduction
 PT  : La place vide représente le thyristor T bloqué.

La place PT représentant un thyristor a comme:

- entrée: une transition dont le franchissement conduit à une place avec un jeton (T en état de conduction)
- sortie: une transition dont le franchissement conduit à une place vide (T bloqué)