



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Ecole Nationale Polytechnique
Département de Génie Electrique
Laboratoire de Commande des Process



Thèse de Doctorat en **Sciences**
En Génie Electrique
Option : Automatique

Présenté par :

BENTCHIKOU Ibrahim
Magister en Génie électrique de l'UYFM

Intitulé

**Commande hybride des systèmes
électromécaniques alimentés par
des onduleurs multicellulaires:
Etude théorique et expérimentale**

Président	Lazhari. NEZLI	Professeur, ENP
Rapporteur	Fares. BOUDJEMA	Professeur, ENP
Co-Rapporteur	Djamel. BOUKHETALA	Professeur, ENP
Examineur	Lazhar. RAHMANI	Professeur, U. Sétif
Examineur	Djamel. BOUDANA	MC/A, U. Médéa
Examineur	Khelifa. BENMASOUR	Professeur, ESDAT
Examineur	Rachid. ILLOUL	MC/A, ENP
Invité	Khaled. HALBAOUI	MR/B .CRNB

ENP 2019



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Ecole Nationale Polytechnique
Département de Génie Electrique
Laboratoire de Commande des Process



Thèse de Doctorat en **Sciences**
En Génie Electrique
Option : Automatique

Présenté par :

BENTCHIKOU Ibrahim
Magister en Génie électrique de l'UYFM

Intitulé

**Commande hybride des systèmes
électromécaniques alimentés par
des onduleurs multicellulaires:
Etude théorique et expérimentale**

Président	Lazhari. NEZLI	Professeur, ENP
Rapporteur	Fares. BOUDJEMA	Professeur, ENP
Co-Rapporteur	Djamel. BOUKHETALA	Professeur, ENP
Examineur	Lazhar. RAHMANI	Professeur, U. Sétif
Examineur	Djamel. BOUDANA	MC/A, U. Médéa
Examineur	Khelifa. BENMASOUR	Professeur, ESDAT
Examineur	Rachid. ILLOUL	MC/A, ENP
Invité	Khaled. HALBAOUI	MR/B .CRNB

ENP 2019

REMERCIEMENTS

D'abord, Je remercie **ALLAH** le tout puissant qui m'a donné la force pour achever ce travail.

Je tiens à remercier vivement mes parents, qui nous ont préparé le milieu pour la réussite, en particulier le père qui a contribué à la finalisation de ce travail.

L'ensemble des travaux présentés dans cette thèse ont été effectués au sein du Laboratoire de Commande des Processus (LCP) de l'Ecole Nationale Polytechnique d'ALGER (ENP) et le Centre de Recherches Nucléaires de Birine (CRNB) ainsi que (LESI) Laboratoire de l'Énergie et des Systèmes Intelligents à l'Université de Khemis Miliana.

Cette thèse doit beaucoup à un grand nombre de personnes qui m'ont soutenu, encouragé et conseillé au long de toutes ces années et que je tiens à remercier. Mes remerciements vont tout d'abord à mes rapporteurs : Monsieur F.Boudjema, Professeur à L'ENP et Monsieur D.Boukhetala, Professeur à L'ENP, pour leurs disponibilités, leurs soutiens et d'avoir accepté à encadrer ce travail de recherche. Leurs critiques constructives et leurs précieux conseils, m'ont permis de confronter et ajuster mes travaux à des problématiques pratiques et réelles. Mises à part ces contributions de fond, je n'oublie pas enfin leurs aides précieuses dans la relecture et la correction de ma thèse. Qu'ils trouvent ici l'expression de mes plus sincères remerciements.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à Monsieur **Lazhari. NEZLI**, Professeur à l'ENP, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de cette thèse.

Je remercie Monsieur **Lazhar. RAHMANI**, Professeur à l'Université de Sétif, pour l'honneur qu'il m'a fait en participant à l'évaluation de ce travail.

J'exprime ma plus profonde gratitude à Monsieur **Djamel. BOUDANA**, Maître de conférences à l'Université de MEDEA, de m'avoir honoré en acceptant d'être examinateur.

Je tiens à remercier également Monsieur **Khelifa. BENMASOUR** Professeur à l'ESDAT, pour avoir accepté de siéger dans le jury comme examinateur.

Je suis très reconnaissant également à Monsieur **Rachid. ILLOUL**, Maître de conférences à l'ENP, je suis très honoré de sa présence dans le jury de cette thèse. .

J'exprime mes vifs remerciements à Monsieur **Khaled. HALBAOUI** , MR/B au CRNB Ain Ouessara, d'avoir accepté de nous honorer par sa présence dans le jury.

Je ne saurais ici oublier dans ces sentiments mon entourage proche mes frères et mes sœurs, en l'occurrence mon cher frère Mohamed qui depuis toujours m'a aidé à faire aboutir mes entreprises, avec tant de compréhension, d'amour et d'intérêt.

A toutes personnes (dont le nombre est très élevé pour les citer ici), qui ont contribué de près ou de loin, directement ou indirectement à l'aboutissement de ce travail .je les remercie tous, particulièrement le Professeur H.Tlemçani pour ses précieux conseils.

Enfin, je ne pourrais terminer ces remerciements sans une pensée à l'ensemble de mes enseignants, qui sont à l'origine de tout mon savoir.

NOTATIONS UTILISEES

i_{as}, i_{bs}, i_{cs}	Courant simple dans une phase à la sortie de l'onduleur.
i_{di}	Courant i à l'entrée de l'onduleur
V_a, V_b, V_c	Tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge
V_{AM}, V_{BM}, V_{CM}	Tension entre les points milieux de chaque bras de l'onduleur et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur M
V_{NM}	Tension entre le point neutre N et le point milieu M
U_{AB}, U_{BC}, U_{CA}	Tensions composées
U_{Ci}	Tension aux bornes du condensateur i
U_p	Tension de la porteuse
m	Indice de modulation
f_p	Fréquence de la porteuse
f	Fréquence de la référence
THD	Taux d'Harmoniques
NPC	Neutral Point Clamped
MLI (PWM)	Modulation de Largeur l'Impulsion (Pulse Width Modulation)
$A(q^{-1}), B(q^{-1})$	Polynômes en q^{-1}
$B_0(s)$	Interpolateur d'ordre zéro
E	Tension continue à l'entrée de l'onduleur
$e_f(t \square N_2)$	Erreur de performance
F_c	Coefficient de frottement dynamique
$F(s)$	Fonction de transfert du système
F	Gain d'adaptation
GPC	Commande prédictive généralisée
$i_d(i_q)$	Courant statorique d'axe direct (en quadrature)
J	Moment d'inertie
$L_d(L_q)$	Inductance cyclique d'axe direct (en quadrature)
MSAP	Machine synchrone à aimants permanents
$[P_\theta]$	Matrice de transformation de park
P	nombre de paires de pôles
q^{-1}	Opérateur retard ($q^{-1}y(t)=y(t-1)$)
R	Résistance d'une phase statorique
T_e	Période d'échantillonnage
T_{em}	Couple électromagnétique
T_r	Couple résistant
$V_{abc}, i_{abc}, \varphi_{abc}$	représentant respectivement les tensions, les courants de phases statoriques et les flux totaux produits par les courants statoriques
$w(k)$	Consigne
$y(k)$	Sortie du processus
$\hat{y}(k)$	Sortie prédite
δ	Angle de déphasage entre la fem et la tension
ε	Erreur de prédiction
$\hat{\theta}$	le vecteur des paramètres estimés
ξ	Coefficient d'amortissement

τ_e	Constante du temps électrique
τ_m	Constante du temps mécanique
ϕ	Vecteur des observations
ϕ_{abc}	flux rotoriques vus par les enroulements du stator
ϕ_f	flux créé par les aimants au rotor
$\Phi(t)$	Vecteur régresseur
Ω	Vitesse mécanique du rotor
\mathcal{Q}	l'ensemble des états discrets,
X	la variété des états continus,
$Init$	l'ensemble des états initiaux possibles
E	l'ensemble des transitions possibles dans l'automate
G	les contraintes dans le domaine continu pour valider une transition
R	est la relation de réinitialisation des variables continues lors d'une transition discrète
U	est l'ensemble des domaines de contrôle

ملخص :

الهدف الرئيسي من هذه الأطروحة هو تطوير عدد من قوانين التحكم في أن واحد من خلال التهجين بين القانون التنبؤي من جهة و قانون التحكم التلاومي ذو الوسائط المتغيرة من جهة أخرى و ذلك باستخدام خوارزمية التكيف الوسائطي المتين . طبقت هذه التقنيات على الماكينات الكهربائية ذات المغناط الدائمة , و المغذاة بواسطة محول تسلسلي متعدد الخلايا , من أجل ضمان استقرار النظام و متانته و كذا دقة التحكم .تركز اهتمامنا بهذا النوع من المحولات من خلال تقليص ضياعات التبديل و كذلك تحسين الأداء التوافقي.

بيد أن المشكل المطروح الذي ينشئ عن هذا النوع من المحولات هو موازنة التوترات على مستوى المكثفات العائمة , لهذا الغرض استخدمنا الأنظمة ذات الديناميكية الهجينة فقمنا بإنجاز قاعدة تجريبية لبلوغ الأهداف المسطرة في دفتر الشروط . ومن خلال نتائج المحاكاة العددية تم التأكد من مدى نجاعة هذه التقنية المقترحة .

كلمات مفتاحية: الماكينات التزامنية ذات المغناط الدائمة (MSAP) , التحكم التنبؤي , التحكم التكيفي , التحكم التنبؤي التكيفي , التحكم الهجين , المحول متعدد الخلايا التسلسلي

Abstract:

The main objective of this thesis is the synthesis of several commands at the same time by combining the performances obtained with a predictive law on the one hand and the estimation of the parameters of the control law with the use a robust parametric adaptation algorithm on the other of the permanent magnet synchronous machine fed by a series multicell inverter, ensuring both the accuracy, robustness and stability of the system. . Particular attention is paid to the influence of multicell three-phase inverters on the behavior of the system with respect to low switching losses and better harmonic performance. Nevertheless it is necessary to point out the various problems which arise this type of inverter namely the balancing of the voltages at the terminals of the floating capacitors We took a particular care with the hybrid modeling of this system through the experimental implementation of a bench of test with a multicellular three-cell converter, the latter consists of multicellular arms in series with three cells; The switches of each arm consist of MOSFET transistor connected antiparallel to the diodes. The MOSFET control signals come from a Xilinx Spartan 3E card which is computer controlled. Validating the results obtained by simulation.

Key words: Permanent Magnet Synchronous Motor, predictive control, adaptive control, hybrid control, multi-cell converter, Xilinx Spartan 3E.

Résumé :

L'objectif principal de cette thèse est la synthèse de commande hybride en combinant à la fois les performances obtenues avec une loi prédictive d'une part et l'estimation des paramètres de la loi de commande avec l'utilisation d'un algorithme d'adaptation paramétrique robuste d'autre part de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur multicellulaire série, en assurant à la fois, la précision, la robustesse et la stabilité du système. Une attention très particulière est portée sur l'influence des onduleurs triphasés multicellulaires sur le comportement du système vis-à-vis des faibles pertes de commutation et une meilleure performance harmonique. Néanmoins, il faut signaler les différentes problématiques qui surgissent à ce type d'onduleur à savoir l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs flottants. Nous avons apporté un soin particulier à la modélisation hybride de ce système à travers l'implémentation expérimentale d'un banc d'essai avec un convertisseur multicellulaires à trois cellules, Ce dernier consiste en un bras multicellulaires en série avec trois cellules; Les commutateurs de chaque bras sont constitués de transistor MOSFET connectés en antiparallèle aux diodes, Les signaux de contrôle MOSFET proviennent d'une carte Xilinx Spartan 3E qui est pilotée par un ordinateur. Validant expérimentalement les résultats obtenus par simulation.

Mots clés

Machine synchrone à aimants permanents, convertisseur multicellulaire série, commande prédictive, commande adaptative, commande prédictive adaptative, commande hybride, Xilinx Spartan 3E.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE.....	9
----------------------------	---

Chapitre 1

Modélisation de l’Alimentation de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

INTRODUCTION.....	14
I.1 Intérêt des convertisseurs multiniveaux.....	14
I.2 Etude des principales topologies des convertisseurs multiniveaux.....	15
I.2.1 Etudes théorique et comparative des différentes topologies des convertisseurs multiniveaux.....	15
I.2.2 Les avantages et les inconvénients de chaque structure	15
I.2.3 Onduleur à trois et cinq niveaux de tensions de type NPC	16
I.2.3.1 Configuration	16
I.2.3.2 Principe de fonctionnement.....	16
I.2.4 Onduleur à trois et cinq niveaux de tensions de type cascade en pont H.....	18
I.2.4.1 Configuration.....	18
I.2.4.2 Principe de fonctionnement.....	19
I.2.5 Présentation de l’onduleur hybride.....	20
I.3 Commande d’un onduleur triphasé piloté par MLI à structure multiniveaux.....	21
I.3.1 Commande triangulo-sinusoïdale à N-1 porteuses triangulaires.....	21
I.3.2 Calcul du Taux de Distorsion Harmonique pour chaque structure.....	24
I.4 Les convertisseurs multicellulaires série.....	25
I.4.1 Principe de base d’un convertisseur série.....	25
I.4.1.1 Définition d’une cellule élémentaire de commutation.....	26
I.5 Fonctionnement en hacheur.....	26
I.5.1 Modèle exact ou instantané.....	26
I.5.2 Modèle aux valeurs moyennes.....	28
I.5.3 Modèle harmonique.....	28
I.5.4 Commande des interrupteurs par modulation de largeur l’impulsion.....	29
I.5.6 Equilibrage des tensions aux bornes des condensateurs.....	30
I.5.6.1 Equilibrage naturel.....	30
I.5.6.2 Equilibrage avec un circuit auxiliaire.....	31
I.6 Fonctionnement en onduleur.....	32
I.6.1 Commande des interrupteurs par modulation de largeur l’impulsion.....	32

I.6.1.1	Onduleur multicellulaire monophasé à point milieu.....	33
I.6.1.2	Onduleur multicellulaire monophasé en pont complet.....	35
I.6.1.3	Onduleur multicellulaire série triphasé.....	37
I.7	Conclusion.....	40

Chapitre 2

Commande Prédictive Généralisée

	INTRODUCTION.....	41
II.1	Mise en œuvre de la commande GPC	43
II.1.1	Description du modèle du processus	43
II.1.2	Prédicteur optimal	44
II.1.3	Résolution des équations diophantines	45
II.1.4	Fonction de coût quadratique	46
II.1.5	Prédicteur optimal sous forme matricielle.....	46
II.1.6	Critère quadratique matriciel.....	47
II.1.7	Minimisation de la fonction de coût	47
II.1.8	Stratégie de l'horizon fuyant	47
II.1.9	Etude de l'influence des paramètres de la GPC sur les systèmes académiques...	48
II.1.9.1	Exemple de système stable du second ordre à phase minimale.....	48
II.1.9.2	Exemple de système instable à phase minimale	50
II.1.10	Choix judicieux des paramètres de réglage	51
II.2	Structure RST du régulateur	52
II.2.1	Application de la GPC à la MSAP pour la régulation de la vitesse.....	53
II.2.2	Fonction de transfert du modèle simplifié de la MSAP	53
II.2.3	Synthèse du régulateur GPC	55
II.2.4	Résultats de simulation.....	55
II.2.5	Choix des paramètres de réglage pour la MSAP	56
a	Machine faible puissance.....	57
b	Machine moyenne puissance.....	58
II.2.6	Comparaison des performances des différents régulateurs.....	60
II.3	Conclusion.....	63

Chapitre 3

Commande Prédictive Adaptative

INTRODUCTION.....	64
III.1 Présentation de différentes techniques de commande adaptative.....	65
III.1.1 Modélisation du processus et de son environnement	65
III.1.2 Algorithme d'identification.....	65
III.1.2.1 Pilotage de la trace de la matrice de gain	68
III.1.3 Application de la commande adaptative a la MSAP	69
III.1.3.1 Réglage de la vitesse	69
III.1.3.2 Détermination de la loi de commande	70
III.1.3.3 Identification des paramètres de la MSAP	70
III.1.4 Résultats de simulation	71
III.2 Technique prédictive adaptative	75
III.2.1 Reformulation de la commande GPC	75
III.2.1.1 Vecteurs paramètres et régresseur.....	75
III.2.1.2 Erreur de performance	76
III.2.1.3 Indicateurs de performance	76
III.2.1.4 Indice de performance	77
III.2.2 Stratégie de la mise à jour du régulateur	78
III.2.2.1 Mise à jour du régulateur	78
III.2.2.2 Identification des paramètres du régulateur	78
III.2.3 Structure de la commande prédictive adaptative.....	79
III.2.4 Résultats de simulation.....	80
III.3 Conclusion.....	83

Chapitre 4

LA Commande Hybride

INTRODUCTION.....	84
-------------------	----

IV.1	Définition d'un système dynamique hybride (SDH).....	85
IV.2	Présentation des systèmes dynamiques hybrides.....	86
IV.3	Description des systèmes hybrides	87
IV.4	Classification des systèmes hybrides.....	90
	IV.4-1 Systèmes impulsionnels (Systèmes à sauts).....	90
	IV.4-2 Systèmes dynamiques à commutations.....	92
	IV.4-3 Systèmes dynamiques par morceaux.....	93
IV.5	Modélisation des systèmes dynamiques hybrides.....	95
	IV.5.1 Les approches de modélisation des systèmes dynamiques hybrides.....	95
	IV.5.2 Les outils de modélisation des systèmes dynamiques hybrides.....	96
	IV.5.2.1 Les automates hybrides.....	96
	IV.5.2.2 Réseaux de Petri hybrides.....	97
IV.6	Stabilité des systèmes hybrides.....	98
	IV.6.1 Stabilité au sens de Lyapunov.....	99
	IV.6 1.1 Stabilité asymptotique uniforme globale	99
	IV.6 1.2 Fonction de Lyapunov commune	99
IV.7	Application de la commande hybride au convertisseur multicellulaire.....	103
	IV.7-1 Modélisation du convertisseur à base d'automates hybride	104
	IV.7-2 Modes de fonctionnement.....	104
	IV.7-3 Modélisation hybride avec Stateflow-Simulink.....	109
	IV.7-4 Résultats de la simulation.....	111
	IV.7-5 Résultats expérimentaux.....	113
	IV.7-5-1 Description du banc d'essai.....	113
	IV.7-6 Etude de la stabilité	116
IV.7	Conclusion.....	117
	CONCLUSION GENERALE.....	118

Annexes

A.1.	Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	121
A.2	Présentation de l'onduleur hybride.....	125
A.3	Présentation d'un schéma de commande adaptative	130
A.4	Paramètres des machines étudiées.....	133

BIBLIOGRAPHIE

134

INTRODUCTION GENERALE

Ces dernières années les machines à aimants permanents ont connu un grand essor et se sont imposées comme actionneurs dans les mécanismes et les systèmes de positionnement grâce à l'amélioration des qualités des aimants permanents plus précisément à l'aide des terres rares, au développement de l'électronique de puissance et à l'évolution des techniques de commande non linéaire. Les atouts de ce type de machine sont multiples, parmi lesquels nous pouvons citer : robustesse, faible inertie, couple massique élevé, rendement élevé, vitesse maximale supérieure et faible coût d'entretien. Par ailleurs, les aimants permanents présentent des avantages indéniables : d'une part, le flux inducteur est créé sans pertes d'excitation et d'autre part, l'utilisation de ces matériaux va permettre de s'écarter notablement des contraintes usuelles de dimensionnement des machines et donc d'accroître la puissance massique de façon significative [Ezz.11]. Cette évolution technologique a permis à la MSAP de venir occuper la place jusqu'alors dévolue à la machine à courant continu, et bien sûr sans citer les inconvénients liés à la présence du système balais collecteur. Vu ces nombreuses qualités, le domaine d'application des machines synchrones à aimants permanents s'est considérablement étendu. Le moteur synchrone à aimants permanents est un actionneur qui s'impose dans les applications nécessitant des performances dynamiques et statiques très élevées, et plus particulièrement, dans les systèmes embarqués (par exemple en aéronautique et dans le domaine aérospatial) en raison de son rapport puissance/masse élevé. Dans la littérature, on rencontre des applications allant de l'ordre de centaine de Watts (servomoteurs) à plusieurs Méga Watts (systèmes de propulsion des navires) [Zol-97].

Mais, de nos jours, la demande incessante de systèmes à grandes performances, à faible coût et à rendement élevé, nécessite une conception qui tienne compte, non seulement de la structure de la machine et de celle du convertisseur, mais également des techniques de commande.

Cependant, dans la plupart des systèmes électromécaniques, les actionneurs fonctionnent en couplage avec des convertisseurs d'électronique de puissance pour répondre aux besoins de la charge, on parle alors de système convertisseur-machine. La machine et le convertisseur sont construits séparément et doivent fonctionner ensemble pour garantir les performances les plus élevées possibles, et afin de mieux gérer l'ensemble machine convertisseur, plusieurs techniques de commande moderne existent déjà dans la littérature avec ses avantages et inconvénients. Néanmoins, dans cette thèse, le défi majeur de notre travail de recherche est de concevoir une loi de commande pour la machine synchrone à aimants permanents plus performante au niveau de la poursuite de trajectoires, de la stabilité, du rejet de perturbations, de la robustesse vis-à-vis des incertitudes paramétriques, du temps de calcul, et ce, tout en conservant l'aspect non linéaire.

Tout système électromécanique est régi par l'équation suivante; [Ben.16]

$$[S] = [A] * [P] * [C]$$

S; Système électromécanique, A: actionneur, P: Alimentation, C: commande.

Le premier terme de cette équation est déjà mentionné en détail dans le premier paragraphe.

Le deuxième terme de l'équation concerne l'alimentation des machines électriques avec des convertisseurs statiques. Grâce aux progrès récents de la technologie des composants d'électronique de puissance à semi-conducteur, diodes, thyristors, transistors, triacs etc..., les onduleurs multiniveaux constituent désormais la configuration standard dans la commande des moteurs à courant alternatif de moyennes et de fortes puissances. Notons que ces composants sont en général la source des perturbations électriques et en particulier des harmoniques. Néanmoins, l'apparition des convertisseurs multiniveaux depuis le début des années 1980 a apporté des solutions par la mise en série de semi-conducteurs de puissance. Ces structures assurent la répartition de la contrainte en tension sur différents composants moyenne ou basse tension tout en améliorant les formes d'onde et spectres harmoniques des grandeurs de sortie.

Le développement d'une nouvelle topologie de convertisseurs apparue au début des années 90, en l'occurrence les convertisseurs multicellulaires série pour l'alimentation des machines électriques a permis d'envisager un champ d'application beaucoup plus vaste. En effet, cette nouvelle topologie facilite la mise en série en assurant un équilibrage des tensions aux bornes des interrupteurs en régime statique. De plus, le fractionnement de la fonction interrupteur (présence de degrés de liberté supplémentaires liés au nombre d'interrupteurs en série) permet d'améliorer les formes d'ondes en sortie du convertisseur en terme de spectre harmonique [Tac-98]. Les convertisseurs multicellulaires série nécessitent la mise en œuvre des condensateurs flottants dont les tensions doivent être maîtrisées. Cette maîtrise peut être assurée sous certaines conditions en boucle ouverte [Tle.07].

Etant donné un système, défini comme un ensemble de sous système physique, l'objectif de l'automatique est de l'analyser et de le commander, Ce qui fait l'objet du troisième terme de l'équation précédente. La synthèse de la loi de commande, effectuée à l'aide d'un modèle mathématique, aboutit à la conception d'un bloc de commande appelé régulateur. Les techniques de commande classiques (régulateurs à action proportionnelle, intégrale et dérivée par exemple), nécessitent une parfaite connaissance du modèle du système à régler [Ale.03][Nak.03]. Ces approches conduisent à des lois de commande dont les performances sont fortement liées à la fidélité du modèle dynamique utilisé pour décrire le comportement du système. Des erreurs de modélisation ou des variations paramétriques du système peuvent détériorer les performances du réglage puisqu'elles contribuent directement au calcul de la commande. Ces types de contrôleurs ne sont pas toujours appropriés aux applications de hautes performances. [Ben.16b].

Pour surmonter ces obstacles, la commande prédictive qui est une méthode relativement récente dite avancée, apporte en partie une réponse à la mise en place de ce type de problème. Les premiers travaux sur la commande prédictive ont vu le jour au début des années 60 avec Smith qui proposa un prédicteur tenant compte de l'effet du retard du système [Gao.04], nous retrouvons ensuite les travaux d'Aström et Wittenmark [Ast.73] qui ont proposé une commande à variance minimale basée sur une prédiction à d pas représentant le retard du système. La commande prédictive n'a émergé de manière industrielle qu'à partir du milieu des années 1980, même si de nombreux travaux ont fait état de son intérêt dès la fin des années 1970, notamment par le biais de J. Richalet [Ric.78a]. Il est vrai que le réel essor de la commande prédictive s'est manifesté grâce aux travaux de D.W. Clarke [Cla.94] qui a popularisé son concept. De nombreux résultats d'applications ont été publiés et ce dans des

domaines très variés tels que les secteurs de l'industrie chimique, pétrochimique, de la robotique et plus généralement des machines électriques,...

Lorsque le concepteur du système de commande cherche une meilleure robustesse vis-à-vis d'éventuelles variations paramétriques, d'autres types de commande intégrant les propriétés de robustesse sont alors nécessaires. La commande adaptative est mieux placée pour atteindre cet objectif, car le contrôleur dans ce cas peut s'adapter aux variations paramétriques et aux perturbations de charge. Au cours des dernières années, des contributions fondamentales en commande adaptative, aussi bien théorique que pratique, ont apporté des éléments nécessaires à une meilleure compréhension des systèmes adaptatifs. Le principal objet de la commande adaptative est la synthèse de lois d'adaptation, pour l'ajustement automatique des régulateurs des boucles de commande [Tle.07], afin de réaliser ou de maintenir un certain niveau de performances quand les paramètres du procédé à commander sont inconnus ou mal connus et/ou susceptibles de varier dans le temps.

Parmi les schémas de commande adaptative, on peut trouver la commande adaptative à modèle de référence. Celle-ci a été exploitée pour la commande de vitesse et de position appropriée pour l'application robotique [Cer-95]. Un observateur de couple est employé pour équilibrer le couple de charge et pour réduire la complexité de l'algorithme adaptatif. Néanmoins, la technique proposée à l'époque a nécessité un temps de calcul relativement élevé, ce qui a rendu difficile l'implantation en temps réel de cette méthode de commande. Bien que cette commande soit ancienne, sa complexité ne l'a permis d'être appliquée que ces dernières années avec la disponibilité des calculateurs numériques puissants.

Pour maintenir un niveau de performance élevé, il serait alors judicieux de développer une version hybride de la commande en combinant simultanément le régulateur prédictif et celui adaptatif. Cette thèse présente une version de la commande prédictive généralisée adaptative. Elle permet d'affiner les performances obtenues avec une loi prédictive en présence de systèmes incertains dès lors que ces incertitudes demeurent raisonnables, ce qui est le cas lorsque les modèles sont correctement identifiés. L'approche proposée dans cette thèse repose sur la mise en œuvre d'une structure de commande à deux boucles. La boucle principale assure le suivi de la trajectoire par application de la Commande Prédictive Généralisée (GPC), qui permet de prendre en compte le comportement futur du système. Pour cela, le régulateur est présenté sous la forme typique RST. Tandis que la boucle secondaire relative aux variations des paramètres produit l'effet d'adaptation.

La deuxième approche de commande hybride utilisée dans notre thèse combine entre les systèmes à événements discrets et les systèmes à événements continus. En effet, l'étude et l'analyse du convertisseur en question montre qu'il peut être modélisé par un système hybride. Vu que les convertisseurs multicellulaires présentent par leur nature un comportement hybride. L'aspect hybride est dû à la présence des variables continues par les tensions et les courants dans les composants passifs tels que les résistances, condensateurs et inductances et discrètes présentées par l'état des interrupteurs. Il est alors tout à fait naturel de modéliser le convertisseur sous forme d'un système hybride.

Dans la littérature, il a été développé des modèles pour décrire leurs comportements instantané [Bet.05], harmonique [Fad.96] ou moyen [Gat.97]. Ces différents modèles ont été utilisés pour le développement de lois de commande et d'observation. Le modèle que nous avons développé est un modèle dynamique hybride tenant compte tenant compte d'un

maximum de topologie différente du convertisseur et, est par conséquent de notre point de vue plus adapté à notre étude.

Historiquement, l'étude des systèmes dynamiques hybrides a été abordée par une modélisation continue au moyen d'équations différentielles [Lyg.03][Bal-10] [Bra 94] [Cas.93]. Cependant, dans de nombreux cas, une telle description ne permet pas de représenter toute la complexité et la richesse des comportements des systèmes. Le modèle mathématique résultant du couplage des équations différentielles modélisant l'évolution du système et de l'automate échantillonné ou hybride implémentant la loi de commande forme ce que l'on appelle un automate hybride. D'une manière générale, un système hybride est un système dont l'évolution au cours du temps est décrite par un ensemble de lois mathématiques qui peuvent être de natures continues ou discrètes. Un intérêt particulier a été apporté à l'étude de cette classe pour deux raisons principales [Goe.09][Lib.03][Tee.08]

D'abord, elle est suffisamment riche pour permettre une modélisation réaliste de nombreux systèmes, comme exemple, un convertisseur multicellulaire.

Ensuite, sa simplicité relative permet la conception d'outils algorithmiques pour l'analyse de ces systèmes.

Plusieurs hybridations ont été alors proposées au cours de ces dernières années [Ben.16b] [Ham.13], Ainsi l'objectif de cette thèse est d'établir la démarche et de décrire certaines méthodes qui permettent la réalisation de ces deux techniques de commande et son application aux actionneurs électriques alimentée par un onduleur multicellulaire.

Ainsi, les travaux présentés dans cette thèse s'inscrivent dans cette logique et ont pour objectif d'utiliser deux commandes simultanément pour combiner les performances obtenues avec une loi prédictive d'une part et l'estimation des paramètres de la loi de commande d'autre part de la machine synchrone à aimants permanents, alimentée par un onduleur multicellulaire série, assurant à la fois, la précision, la robustesse et la stabilité du système. Ensuite et pour l'utilisation de la deuxième version de commande qui est l'approche hybride, pour alimenter la machine à courant continu à l'aide d'un onduleur multicellulaire série, nous avons constaté que la structure de ce type de convertisseur se prête naturellement bien au modèle hybride, à cause de la présence physique des variables continues et discrètes.

Par ailleurs, une mise en œuvre pratique par le biais d'un algorithme numérique est effectuée, pour la commande d'un système constitué par un moteur à courant continu et un convertisseur multicellulaire série doté de transistors MOSFET, connectés en antiparallèle aux diodes pour le contrôle des cellules de commutations. Cette mise en œuvre a été rendu possible grâce à la carte Spartan 3E FPGA.

Notre travail est structuré en quatre chapitres.

Le premier chapitre est consacré à l'état de l'art sur les différentes configurations des convertisseurs multiniveaux existants. Leurs propriétés seront analysées de manière à délimiter leurs champs d'applications respectifs, pour aboutir enfin à l'intérêt primordial des structures des convertisseurs multicellulaires dans les machines électriques.

Le deuxième chapitre est réservé à l'étude de deux types de commandes, qui appartiennent à la même famille. La commande prédictive généralisée qui est caractérisée par une loi de commande associée à la minimisation d'un critère quadratique, tandis que le second type est une commande prédictive généralisée polynomiale. Cette structure va nous permettre

prochainement de faire une identification en ligne des paramètres du régulateur à l'aide de la commande adaptative.

Dans le troisième chapitre, nous présentons la commande adaptative comme étant une commande permettant au régulateur de s'adapter automatiquement aux variations paramétriques. En effet, l'objectif de la commande adaptative est l'ajustement automatique en ligne et en temps réel des régulateurs des boucles de commande, afin de réaliser ou maintenir un certain niveau de performances, quand les paramètres du procédé à commander varient dans le temps. Et afin de pouvoir obtenir une commande performante avec une très grande robustesse nous avons combiné une méthode de commande prédictive avec un algorithme d'adaptation robuste. Le choix de la commande prédictive est motivé par sa généralité et sa simplicité de mise en œuvre. La robustesse de l'algorithme d'adaptation paramétrique est particulièrement requise pour préserver les performances du système de commande adaptative en présence de bruit de mesure, des perturbations de charge et des dynamiques variable ou fixe dans le temps.

Le quatrième chapitre, est consacré à la modélisation et l'analyse du comportement d'un convertisseur multicellulaire d'un point de vue hybride alimentant une machine à courant continu. Nous avons mis en évidence le fonctionnement de cette structure en utilisant le modèle des différents modes et en établissant un automate hybride pour représenter le convertisseur. La réalisation d'un banc d'essai avec ses différentes parties est aussi présentée dans ce dernier chapitre ainsi que les résultats d'expérimentation.

Chapitre 1

MODÉLISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS

Introduction :

Au cours de ces dernières années, La commande des machines électriques en général et les machines synchrones à aimants permanents en particulier a subi un grand essor sur les différents types de système d'alimentation . Ces machines nécessitent au faite une tension d'alimentation à fréquence variable. L'onduleur de tension à Modulation de largeur d'impulsions MLI, permet de reconstituer les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe. Dans cette partie, nous présentons la modélisation des différentes structures du convertisseur multiniveaux destiné à alimenter en tension un moteur synchrone à aimants permanents. [Tle-07]

I.1 Intérêt des convertisseurs multiniveaux

La motivation principale qui est à l'origine des onduleurs multiniveaux est de pouvoir générer une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages. D'une part les structures multiniveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension de bus continu que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multiniveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. L'amplitude des raies harmoniques est par conséquent moins élevée. Dans le cas plus précis d'un fonctionnement en modulation de largeur d'impulsion, le recours à un convertisseur multiniveaux associé à une commande judicieuse des composants de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies harmoniques [Aim-03] [Bar-96].

D'une façon générale, un convertisseur multiniveaux nécessite l'association de semi- conducteur et de sources de tensions capacitives. Le fonctionnement de ce type de convertisseur est alors basé sur l'idée de répartir les contraintes de tension (mise en série) ou de courants (mise en parallèle) sur les interrupteurs de puissance de façon à fournir en sortie des valeurs tensions / courants plus élevées. C'est là où réside l'un des majeurs avantages de l'utilisation des convertisseurs multiniveaux: les applications demandant de fortes puissances peuvent ainsi être réalisées avec des semi-conducteurs dimensionnés pour des puissances beaucoup plus réduites. Ainsi, la génération de plusieurs niveaux de tension permet de réduire considérablement le taux de distorsion harmonique en sortie du convertisseur. Dans le domaine de la variation de vitesse, ceci engendre une diminution des pertes harmoniques au niveau de la machine alimentée. D'autre part, ce type de topologie peut permettre d'éviter l'insertion d'un filtre en sortie du convertisseur statique ou tout au moins une réduction de son coût et de son volume puisque l'augmentation de la fréquence apparente de découpage permet d'augmenter la fréquence de coupure du filtre [Ben-03].

I.2 Etude des principales topologies des convertisseurs multiniveaux

Parmi les topologies d'onduleurs multiniveaux, on distingue l'onduleur multiniveaux en cascade et l'onduleur multiniveaux à potentiels distribués NPC (Neutral Point Clamped), et l'onduleur multiniveaux à cellules imbriquées, c'est ce dernier qu'on va traiter ultérieurement.

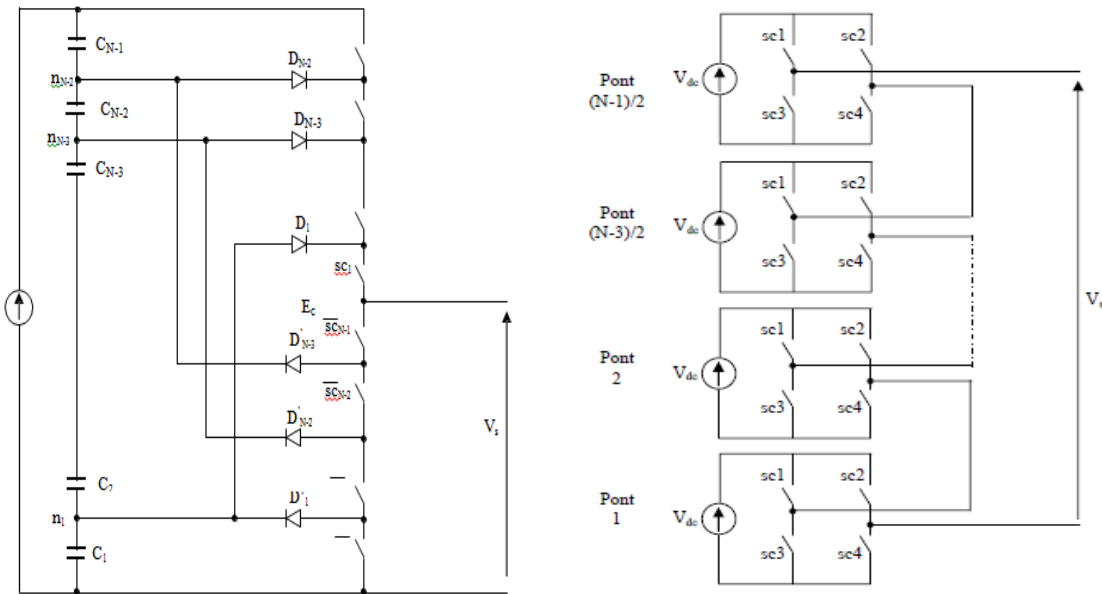
I.2.1 Etudes théorique et comparative des différentes topologies des convertisseurs multiniveaux

Généralement pour les convertisseurs multiniveaux, on trouve le nombre de niveaux N qui est donné par $N = P + 1$, avec P le nombre de paires d'interrupteurs complémentaires par phase. Le nombre de niveaux se calcule dans le cas d'onduleur NPC par $N = m/2 + 1$, avec m le nombre d'interrupteurs par phase; et dans le cas d'onduleur à ponts en H cascade par $N = 2NH + 1$, avec NH nombre de ponts par phase. Figure (I.1) :

Le tableau I.1 résume les résultats de comparaison coté structure de ces deux types de topologies d'onduleur multiniveaux [Mog-04] [Che.06].

Tableau I -1 Nombre de composants pour chaque convertisseur

Topologie	NPC	Cascade en pont H
Nombre d'interrupteurs	$2(N - 1)$ par phase	$2(N - 1)$ par phase
Diodes de maintien	$2(N - 2)$ par phase	0
Condensateurs de bus CC	N-1	$(N - 1)/2$ par phase



a) Onduleur NPC à N niveaux b) –Onduleur à N niveaux en cascade

Figure I.1 : Structure d'un convertisseur à N niveaux

I.2.2 Les avantages et les inconvénients de chaque structure ;

Le tableau I.2 regroupe Les avantages et les inconvénients les plus importants de chaque structure.

Tableau I -2 Avantages et les inconvénients pour chaque convertisseur

Topologie	NPC	Cascade en pont H
Avantages	- Tension et puissances de sortie élevées	- Modularité - Faibles pertes de commutation - Absence de diodes de maintien
Inconvénients	- Pertes de commutation élevée - Commande complexe - Nombre de diodes de maintien élevé.	- Alimentation isolée pour chaque pont - Tension et puissance de sortie moins élevées.

I.2.3 Onduleur à trois et cinq niveaux de tensions de type NPC :

Cette structure d'onduleur multiniveaux a été proposée par A. Nabae et H.Akagi en 1981. L'objectif était de réduire l'amplitude des harmoniques injectés par l'onduleur dans la charge pour des applications de type alimentation des moteurs. L'onduleur NPC à trois et cinq niveaux est illustré dans la figure (I.2). [Aug.07]:

I.2.3.1 Configuration :

Les deux onduleurs NPC sont représentés sur la figure (2.2). Le bus continu d'entrée de l'onduleur à trois niveaux figure (I.2.a) est composé de deux capacités en série (C1 et C2), La tension totale du bus continu vaut E; dans les conditions normales de fonctionnement, celle-ci est uniformément répartie sur les deux capacités qui possèdent alors une tension E/2 à leurs bornes. Tandis que l'onduleur à cinq niveaux figure (I.2.b) est alimenté par une source continue E, que quatre condensateurs (C1, C2, C3, C4), de valeurs égales se partagent la tension d'alimentation pour donner quatre sources distinctes de tension E/4.

Chacun des trois bras (A, B et C) de l'onduleur est composé de quatre interrupteurs commandés (sc1, sc2, sc3 et sc4 pour le bras A) et deux diodes de maintien connectées au point milieu du bus continu, pour l'onduleur à trois niveaux, Néanmoins l'onduleur triphasé à cinq niveaux de tensions est composée de huit interrupteurs commandés. (sc1, sc2, sc3 et sc4 sc5, sc6, sc7 et sc8 pour le bras A). Les interrupteurs commandés sont unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant : il s'agit d'associations classiques d'un transistor et d'une diode en antiparallèle.

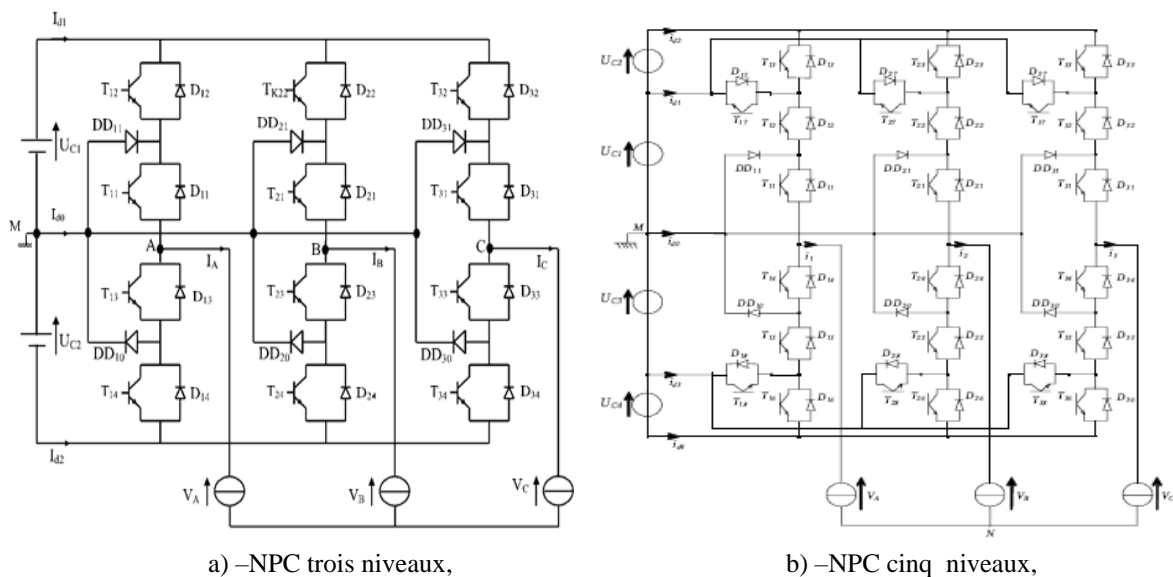


Figure I.2: Onduleur triphasé à structure NPC

I.2.3.2 Principe de fonctionnement

Pour des raisons de simplicité, nous limiterons l'étude à un bras d'onduleur NPC figure (I.3). L'objectif visé est de déterminer les valeurs que peut prendre la tension Vao pour les différents états possibles des interrupteurs statiques, de montrer les séquences de conductions des interrupteurs.

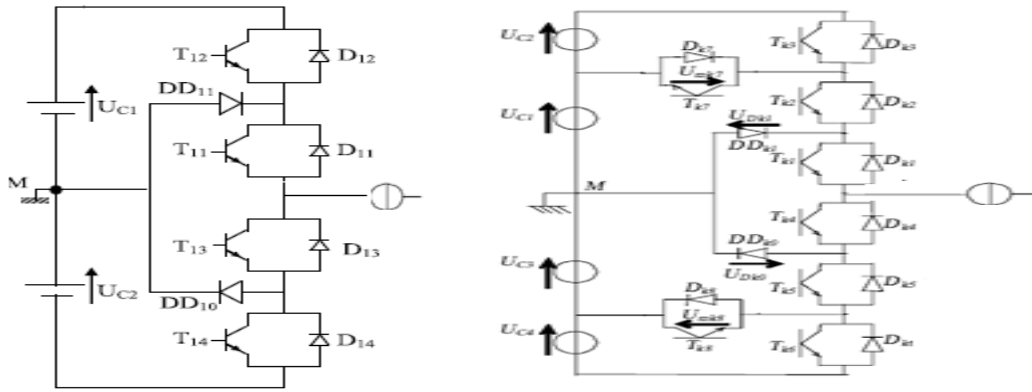


Figure I.3: Configuration d'un bras d'onduleur NPC

Pour un convertisseur NPC à N-niveaux de tensions, nous avons N séquences de fonctionnement possible permettant de générer les N niveaux de tensions. On peut résumer les séquences de fonctionnement de chaque onduleur figure (I.3.a.b) au tableau suivant (I-3) :

Tableaux I-3 États possibles des onduleurs.

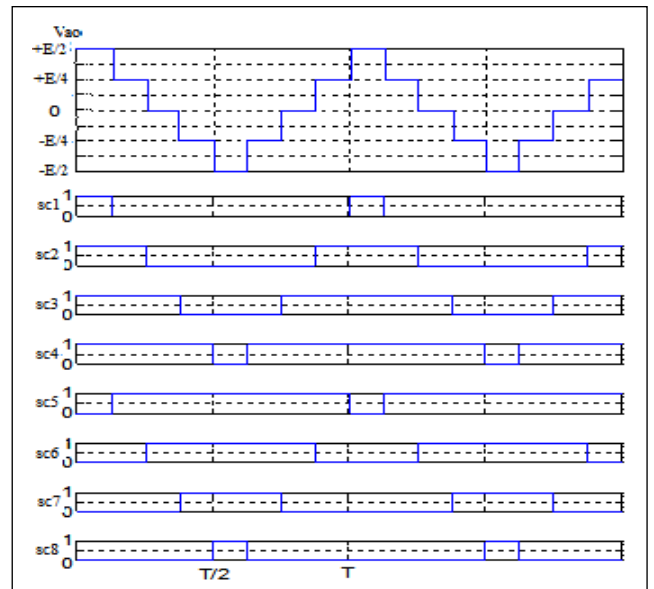
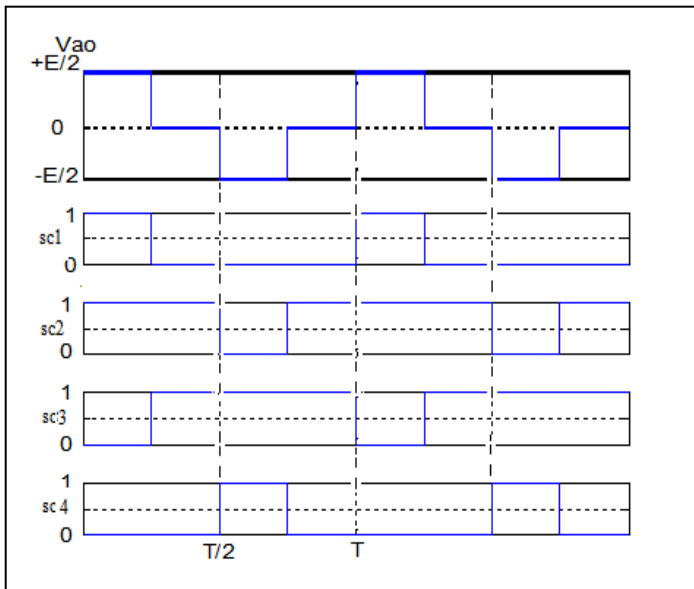
a) –NPC trois niveaux,

b) –NPC cinq niveaux,

sc1	sc2	sc3	sc4	Vao
1	1	0	0	E/2
0	0	1	1	0
0	1	1	0	-E/2

sc1	sc2	sc3	sc4	sc5	sc6	sc7	sc8	Vao
1	1	1	1	0	0	0	0	E/2
0	1	1	1	1	0	0	0	E/4
0	0	1	1	1	1	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	-E/4
0	0	0	0	1	1	1	1	-E/2

Les figures suivantes illustrent les séquences de fonctionnement et les formes d'onde de la tension de sortie Vao, ainsi que les signaux de commande de chaque interrupteur sont représentés sur la figure I.4.



a) –NPC trois niveaux,

b) –NPC cinq niveaux,

Figure (I.4): Formes d'ondes d'un bras d'onduleur triphasé

Interprétation : On remarque que plus le nombre de niveaux augmente, la tension de sortie en forme d'escalier possède des paliers. Dans notre cas, la tension de sortie du convertisseur NPC à 5 niveaux est meilleure du point de vue taux de distorsion harmonique que celle d'un NPC à trois niveaux. Donc, plus on augmente le nombre de niveaux de l'onduleur, plus on se rapproche de la sinusoïde parfaite.

I.2.4 Onduleur à trois et à cinq niveaux de tensions de type cascade en pont H :

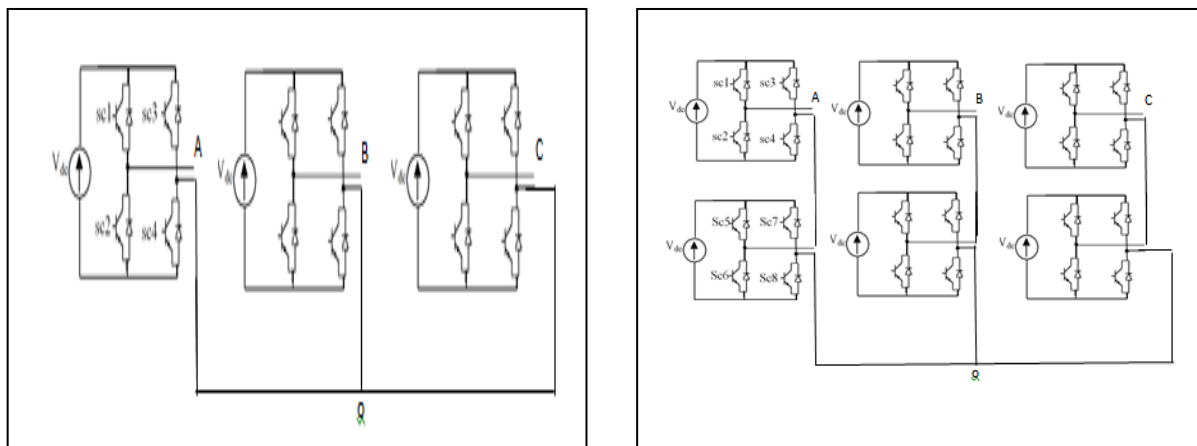
La structure d'un convertisseur multiniveaux basée sur la mise en série d'onduleurs monophasés (ou pont en H) est montrée sur la figure I.1.b.

En 1975, dans [Bak-75] les auteurs ont proposé un convertisseur multiniveaux en cascade qui consistait à mettre en série plusieurs ponts à deux niveaux monophasés; ces ponts étant connectés à des sources de tension continues séparées. La figure I.1.b montre le schéma de base d'un convertisseur N niveaux en cascade formé par l'association en série de $(N-1)/2$ ponts à deux niveaux. La tension V_s en sortie d'une telle structure est donnée par la somme des $(N-1)/2$ tensions en sortie de ces ponts.

Il est à noter cependant que pour cette structure, l'encombrement (et par conséquent l'augmentation du coût) de l'installation restent des handicaps pénalisants. En effet, pour l'obtention d'une tension de sortie à N niveaux, il faudra disposer de $(N-1)/2$ pont monophasés par bras. Chaque pont doit être dimensionné pour le courant de charge et pour une tension continue égale à la valeur maximale de la tension en sortie du bras divisée par N.

I.2.4.1 Configuration :

Les deux onduleurs en cascade sont représentés sur la figure (I.5). La structure en pont à trois niveaux est constituée de cellules connectés en étoile, cependant il est également possible de les connecter en triangle. Chaque cellule de l'onduleur est alimentée par une source continue E et est composée de quatre interrupteurs (sc1, sc2, sc3 et sc4) qui sont unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant : il s'agit d'associations classiques d'un transistor et d'une diode en antiparallèle. Les sources doivent être galvaniquement isolées les unes des autres, afin d'éviter un court-circuit lors de leur mise en série [Son.2004]. Quant à la structure de l'onduleur cinq niveaux de type cascade en pont H est une association en cascade de deux onduleurs classiques monophasés en pont complet, de telle sorte que la tension à la sortie de l'onduleur obtenue est la somme des tensions de sortie des deux onduleurs classiques.



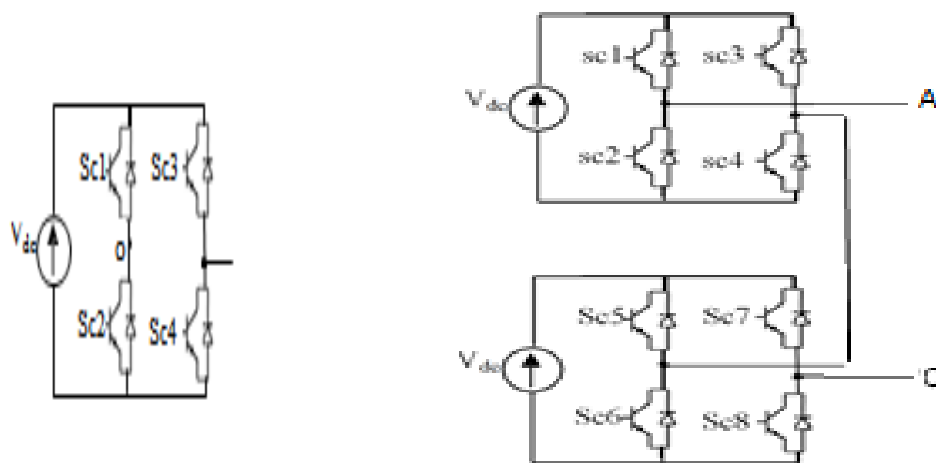
a) – Onduleur cascade en pont H à trois niveaux, b) – Onduleur cascade en pont H à cinq niveaux,

Figure I.5: Structure d'un onduleur triphasé multiniveaux en cascade en pont H

I.2.4.2 Principe de fonctionnement

Pour mieux comprendre le fonctionnement de la structure cascade en pont H à trois niveaux de tension, nous allons limiter notre étude à sa structure monophasée. La structure d'un bras d'onduleur trois niveaux de type cascade en pont H est identique à celle d'un onduleur classique monophasé en pont complet figure I.6.a. Cependant la technique de commande est différente ce qui permettra d'avoir les trois niveaux de tension.

La structure d'un bras d'onduleur cinq niveaux de type cascade en pont H est l'association en cascade de deux onduleurs classiques monophasés en pont complet, de telle sorte que la tension à la sortie de l'onduleur obtenue est la somme des tensions de sortie des deux onduleurs classiques figure I.6.b.



a) –Trois niveaux, b) –Cinq niveaux,
Figure I.6: Configuration d'un bras d'onduleur cascade en pont H

Comme pour un convertisseur NPC à N-niveaux de tensions, nous avons N séquences de fonctionnement possibles pour le convertisseur cascade en pont H à N niveaux de tensions. On peut résumer les séquences de fonctionnement de chaque onduleur figure (I.6.a,b) au tableau suivant (I-4) :

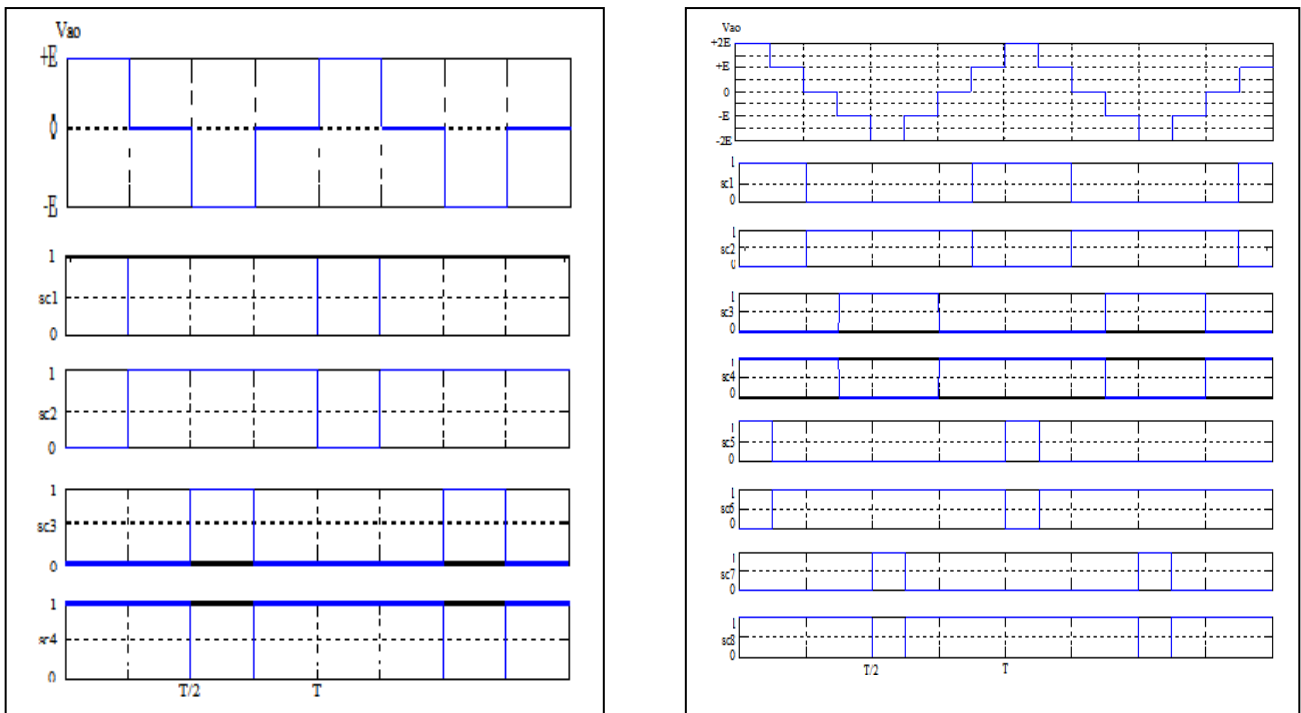
Tableaux I-4 États possibles des onduleurs.

a) – Onduleur cascade en pont H à trois niveaux b) – Onduleur cascade en pont H à cinq niveaux

sc1	sc2	sc3	sc4	Vao
1	0	0	1	+E
0	1	0	1	0
0	0	1	1	-E

sc1	sc2	sc3	sc4	sc5	sc6	sc7	sc8	Vao
1	0	0	1	1	0	0	1	+2E
1	0	0	1	0	1	0	1	E
0	1	0	1	0	1	0	1	0
0	1	1	0	0	1	0	1	-E
0	1	1	0	0	1	1	0	-2E

Les figures suivantes I.7 illustrent les séquences de fonctionnement et les formes d'onde de la tension de sortie V_{ao} , ainsi que les signaux de commande de chaque interrupteur.



a) – Onduleur cascade en pont H à trois niveaux

b) – Onduleur cascade en pont H à cinq niveaux

Figure (I.7): Formes d'ondes d'un bras d'onduleur triphasé

Interprétation : On remarque que plus le nombre de niveaux augmente, plus le signal de tension de sortie obtenue présente plus de paliers que dans le cas du trois niveaux. Ce qui implique un signal plus proche d'une sinusoïde. Un autre point important est qu'à chaque changement de niveau de tension, nous avons deux interrupteurs qui changent d'états alors que dans le cas de l'onduleur trois niveaux on a seulement une seule commutation à chaque changement de niveaux. Cependant, par période on a quatre (4) commutations dans le cas d'onduleur cinq niveaux et six commutations dans le cas cascade trois niveaux. Ainsi, il y aura plus de perte par commutation pour l'onduleur cascade en pont H. Il reste à signaler qu'on a moins de pertes par commutation dans le cas du convertisseur cascade en H que dans le cas de l'onduleur NPC. En effet, à chaque changement de niveaux dans le cas cascade trois niveaux, on a une seule commutation et deux commutations pour le cas NPC à trois niveaux. Et pour le modèle cinq niveaux, à chaque changement de niveaux de la tension de sortie, on a deux commutations dans les deux cas. Mais la présence des diodes (non idéales en pratique) de maintien pour le cas NPC redonne l'avantage au convertisseur cascade en pont H du point de vue pertes par commutation.

I.2.5. Présentation de l'onduleur hybride

L'alimentation est représentée ici par un onduleur multiniveaux comme source de tension, vu son intérêt porté par les chercheurs au cours de ces dernières années pour des applications à haute et moyenne puissance des moteurs à induction (IM). De nombreuses configurations d'onduleurs multiniveaux et des techniques de largeur d'impulsion (PWM) sont présentées afin d'améliorer le spectre d'harmonique de la tension de sortie [5] [6]. Certaines configurations à plusieurs niveaux sont populaires comme les onduleurs à potentiels distribués (NPC), qui sont reliés en série par un pont en H. Bien qu'ils puissent être configurés pour plus de deux niveaux et si le nombre de niveaux

augmente, le circuit de puissance et de commande devient plus compliqué en raison du grand nombre de composants. Une topologie optimale pour les onduleurs multiniveaux n'a pas été atteinte jusqu'à présent. Un convertisseur à plusieurs niveaux comporte quatre grands avantages par rapport à un onduleur bipolaire classique. Tout d'abord, la contrainte de tension sur chaque commutateur est diminuée en raison de la connexion en série des commutateurs. Par conséquent, ils pourraient fonctionner en toute sécurité si on augmente la tension nominale et par conséquent la puissance totale de l'onduleur. D'autre part, le taux de variation de tension (dv / dt) est diminué en raison de la plus faible oscillation de la tension pour chaque cycle de commutation. Troisièmement, la distorsion harmonique est réduite en raison de plusieurs niveaux de sortie. Quatrièmement, le bruit acoustique diminue ainsi que les interférences électromagnétiques. [9] [10].

I.3. Commande d'un onduleur triphasé piloté par MLI à structure multiniveaux.

La technique de modulation de largeur d'impulsion MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion ou PWM) est liée au développement des semi-conducteurs de puissance au cours des deux dernières décennies. Elle est le cœur du contrôle des convertisseurs statiques.

La modulation de largeur d'impulsions MLI, consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sorties et chaque alternance d'une tension de sortie est formée d'une succession de créneaux de la largeur convenable. Afin de générer une source de tension la plus sinusoïdale possible, différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsion ont été proposées par différents auteurs [Vee.00][Shy.02][Mar.01][Fèl.02][Cor.03]:

- la commande triangulo-sinusoïdale avec une seule porteuse.
- la commande triangulo-sinusoïdale avec N-1 porteuses triangulaires.
- la commande triangulo-sinusoïdale avec N-1 porteuses en dents de scie.
- la commande vectorielle.
- la commande à élimination d'harmoniques.
- la commande par hystérésis en courant.

Toutes les stratégies MLI destinées pour la commande de l'onduleur à deux niveaux sont applicables pour l'onduleur à trois et cinq niveaux après quelques modifications et adaptation. Le choix de la technique dépend du type de la machine à commander, du type des semi-conducteurs ainsi que la puissance mise en jeu et la simplicité ou la complexité d'algorithmes à implanter. La meilleure stratégie est la stratégie triangulo-sinusoïdale à (N-1) porteuses triangulaires à cause de ses caractéristiques appliqué à l'onduleur N niveaux. Dans ce qui suit, on va adopter cette stratégie pour la commande de l'onduleur de tension triphasé à trois et cinq niveaux, ceci dit cette stratégie peut être généralisée pour le cas à plusieurs niveaux.

I.3.1 Commande triangulo-sinusoïdale à N-1 porteuses triangulaires

Le principe de cette stratégie consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante généralement sinusoïdale, et (N-1) ondes de modulation ou porteuses, généralement triangulaire ou en dent de scie, d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale.

Cette technique est caractérisée par deux paramètres:

* L'indice de modulation « m » défini comme étant le rapport de fréquence de la porteuse (f_p) à celle de la tension de référence (f) : $[m=f_p/f]$;

* Le taux de modulation ou coefficient de réglage en tension « r » est défini comme étant le rapport de l'amplitude de la référence (V_m) à celle de la porteuse (V_{pm}) : $[r = V_m / V_{pm}]$;
 La modulation est dite synchrone quand « m » est entier, et asynchrone dans le cas contraire.
 En modulation synchrone, si l'indice de modulation m est impair le développement en série de fourrier de la tension de sortie ne comporte alors que les harmoniques impairs. Si l'indice m est pair, on trouve la composante continue ainsi que les harmoniques pairs et impairs. Si le maximum de la référence correspond au pic de la porteuse, on dit que le calage est optimal et la tension bénéficie d'une double symétrie par rapport au quart et au milieu de la période.
 Concernant l'onduleur triphasé à trois niveaux ces tensions de références ainsi que ces porteuses triangulaires sont donnés respectivement par les équations (1-1) et (1-2).

L'algorithme de commande de cette stratégie est une conséquence de la caractéristique d'un onduleur trois niveaux et une mise en série de deux onduleurs à deux niveaux.

Par contre pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux, ses tensions de références ainsi que ses porteuses triangulaires sont donnés respectivement par les équations (1-1) et (1-3).

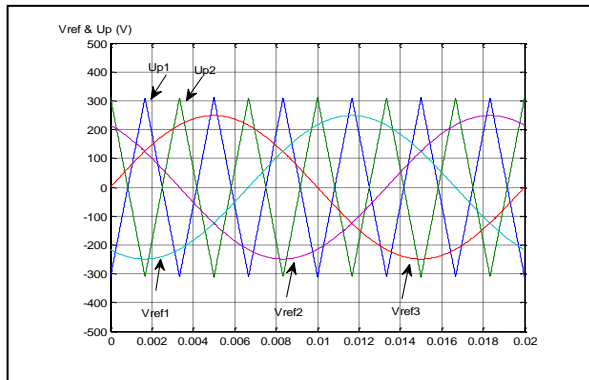
L'algorithme de commande de cette stratégie est une conséquence de la caractéristique d'un onduleur à cinq niveaux et une mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux.

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \sin \omega t \\ V_{ref2} = V_m \sin \left(\omega t - \frac{2}{3} \pi \right) \\ V_{ref3} = V_m \sin \left(\omega t - \frac{4}{3} \pi \right) \end{cases} \quad (1.1)$$

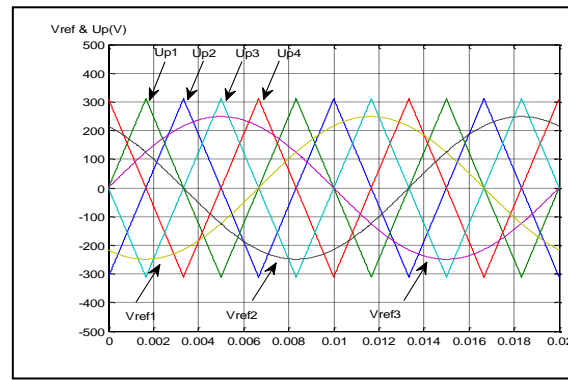
$$\begin{cases} U_{p1}(t) = \begin{cases} U_c \left(4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ U_c \left(-4 \frac{t}{T_p} + 3 \right) & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \\ U_{p2}(t) = U_{p1} \left(t + \frac{T_p}{2} \right) \end{cases} \quad (1.2)$$

$$\begin{cases} U_{p1}(t) = \begin{cases} U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} - 1 \right) & 0 \leq t < \frac{T_p}{4} \\ U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} + \frac{1}{2} \right) & \frac{T_p}{4} \leq t < \frac{T_p}{2} \\ U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} - \frac{3}{2} \right) & \frac{T_p}{2} \leq t < \frac{3T_p}{4} \end{cases} \\ U_{p2}(t) = \begin{cases} U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} - 1 \right) & 0 \leq t < \frac{T_p}{4} \\ U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} - 2 \right) & \frac{T_p}{4} \leq t < \frac{T_p}{2} \\ U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} - \frac{1}{2} \right) & \frac{T_p}{2} \leq t < \frac{3T_p}{4} \\ U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} - \frac{5}{2} \right) & \frac{3T_p}{4} \leq t < T_p \end{cases} \end{cases} \quad (1-3)$$

La figure (I.8) montre les différents signaux de commande de l'onduleur triphasé à trois et cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux et quatre porteuses triangulaires respectivement (algorithme 1).



a) – Onduleur triphasé à trois niveaux



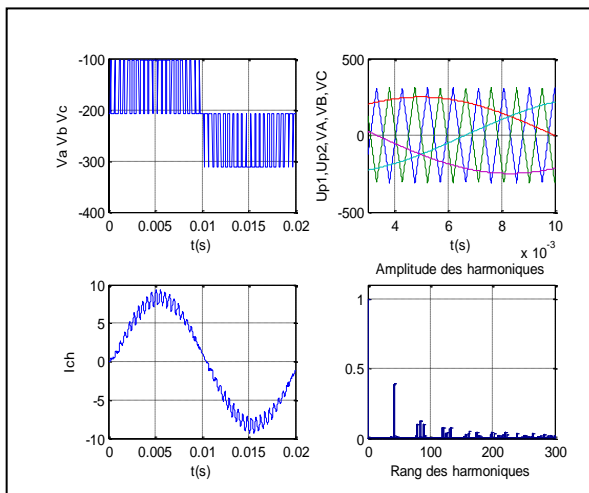
b) – Onduleur triphasé à cinq niveaux

à deux porteuse triangulaire avec ($m = 6, r = 0.8$)

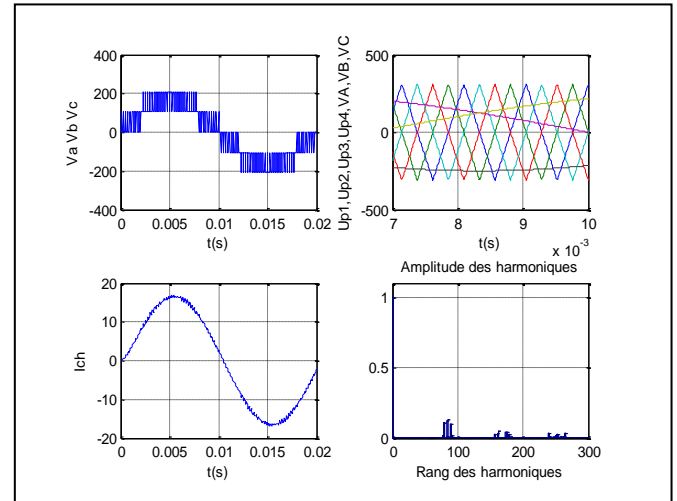
à quatre porteuses triangulaire avec ($m = 3, r = 0.8$)

Figure(I.8) : Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale

La Figure (I.9) représente la tension de sortie V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à trois et cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale.



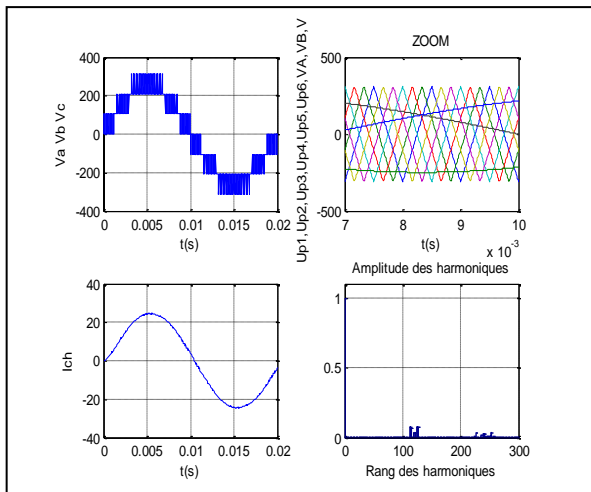
a) – Onduleur triphasé à trois niveaux



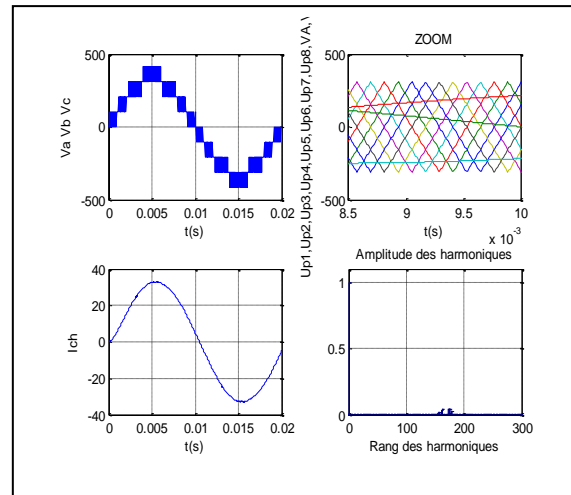
b) – Onduleur triphasé à cinq niveaux

Figure I.9 : Spectred'harmoniques et formes du courant et de la tension d'une charge R-L triphasée, alimentée par un onduleur triphasé

En termes de commande, les stratégies de type MLI appliquées aux cellules de commutation trois niveaux ont aussi été étendues aux structures de conversion multiniveaux.

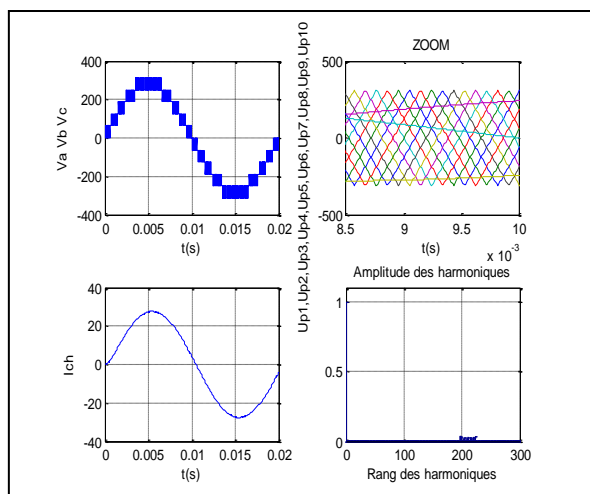


c) – Onduleur triphasé à sept niveaux

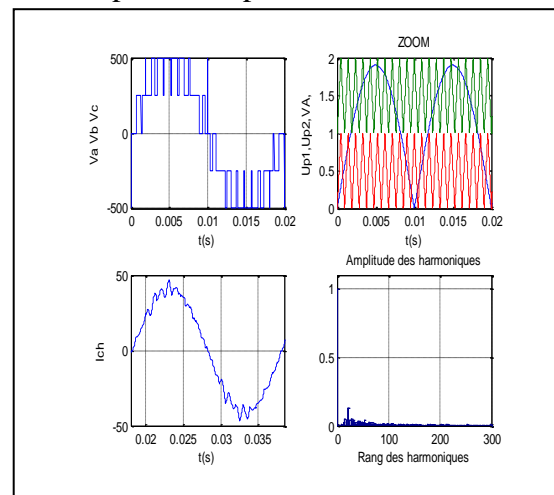


d) – Onduleur triphasé à neuf niveaux

Figure I.10 : Spectre d’harmoniques et formes du courant et de la tension d’une charge R-L triphasée, alimentée par un onduleur triphasé à sept et neuf niveaux



e- Onduleur triphasé à onze niveaux



f- Onduleur hybride triphasé à cinq niveaux

Figure I.11 : Spectre d’harmoniques et formes du courant et de la tension d’une charge R-L triphasée, alimentée par un onduleur triphasé.

I.3.2 Calcul du Taux de Distorsion Harmonique pour chaque structure :

Tableau I -5 Taux de Distorsion Harmonique TDH de chaque structure

Onduleur	Trois niveaux	Cinq niveaux	Cinq niveaux hybride	Sept niveaux	Neuf niveaux	Onze niveaux
THD	51.4489	23.2408	25.8184	1.4949	1.3346	0.9738

D’après les résultats obtenus lorsque le nombre de niveaux augmente le THD est diminué, la forme de la tension de sortie V_s et du courant s’améliorent et deviennent presque sinusoïdales tandis que l’amplitude des harmoniques indésirables s’abaisse. Mais le dilemme qui reste posé et qui nécessite une solution est celui de l’augmentation du nombre de niveaux avec le nombre de composants. Sans oublier bien sûr la nécessité d’équilibrer les tensions aux bornes des condensateurs du bus barre continu. C’est pour cette raison qu’on a proposé une autre structure qui va remédier à ce problème.

I.4. Les convertisseurs multicellulaires série.

Le convertisseur multicellulaire série ou à cellules imbriquées, a été introduit dans les années 90 par T. Meynard et H. Foch [Mey.92]. Cette structure est basée sur la mise en série de n paires d'interrupteurs à partir de $n-1$ sources de tension. Les sources de tension sont réalisées par des condensateurs flottants. La structure multicellulaire série peut être adaptée à toutes les configurations : montage en hacheur ou en onduleur (avec un point milieu capacitif), en demi pont ou en pont complet. La figure (I.12) montre le schéma de bras d'un convertisseur multicellulaire série à N niveaux, constitué de $p=N-1$ cellules. [Sae.14] [Tle-07].

Le premier avantage de ces convertisseurs est la réduction des contraintes en tension sur les interrupteurs. Les sources de tension flottantes imposent sur chaque cellule une contrainte en tension égale à E/P . Par contre, le calibre en courant des interrupteurs est identique à celui d'une structure classique : c'est le courant de la charge [Pin-00]. Les convertisseurs multicellulaires série permettent aussi d'améliorer la forme d'onde de la tension de sortie et permettent plus de flexibilité pour obtenir les différents niveaux de tension (par rapport à la structure NPC) [Gut-01]. D'autre part, la contrainte de ces convertisseurs est la nécessité d'un grand nombre de condensateurs, notamment pour une configuration triphasée. [Ben.09]

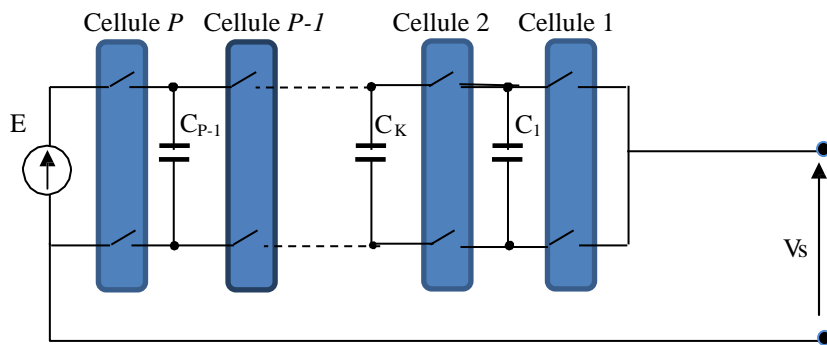


Figure 1.12 : Bras d'un convertisseur multicellulaire série à N niveaux

I.4.1 Principe de base d'un convertisseur série

Afin d'étudier les propriétés des convertisseurs multicellulaires série en régime établi, nous allons faire un certain nombre d'hypothèses sur les interrupteurs et les sources qui sont utilisées. [Ben.16b].

- les interrupteurs sont idéalisés (tension de saturation, courant de fuite et temps de commutation nuls).
- Les interrupteurs étant parfaits, les temps morts sont supposés nuls.
- Les sources de tension et courant sont supposées parfaites. Cela signifie que l'impédance série d'une source de tension est nulle et que celle d'une source de courant est infinie.
- Le courant est considéré comme constant pendant une période de commutation.

I.4.1.1 Définition d'une cellule élémentaire de commutation

La figure I.13 représente le schéma de principe d'une cellule élémentaire de commutation.

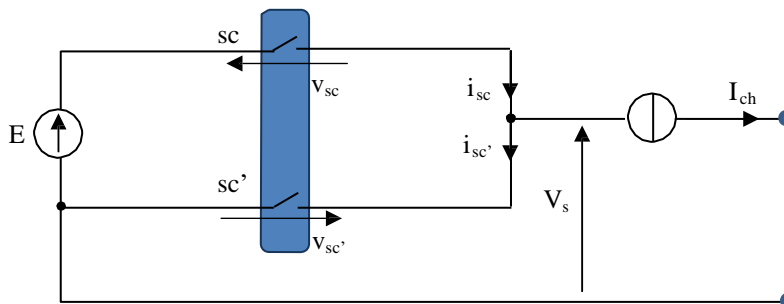


Figure I.13 : Cellule élémentaire de commutation.

Afin de respecter les règles d'interconnexion de sources, les signaux de commande des interrupteurs « sc » et « sc' » devront être de nature complémentaire. Ainsi, une cellule élémentaire de commutation ne peut présenter que deux états. Par convention, une cellule de commutation est dite à l'état « 1 » lorsque son interrupteur haut (respectivement bas) est passant (respectivement bloqué). Contrairement une cellule de commutation est dite à l'état « 0 » lorsque son interrupteur haut (respectivement bas) est bloqué (respectivement passant). [Tle.09].

Les équations électriques représentant la cellule élémentaire de commutation de la figure I.13 sont :

$$I_{ch} = i_{sc} - i_{sc'} \tag{I.4}$$

$$E = v_{sc} + v_{sc'} \tag{I.5}$$

$$v_s = E - v_{sc} \tag{I.6}$$

Le tableau I.6 résume les caractéristiques électriques de la cellule élémentaire de commutation de la figure I.13.

Tableau I.6 : Caractéristique électrique d'une cellule élémentaire de commutation.

Etat	Etat « sc »	Etat « sc' »	v_s	i_{sc}	$i_{sc'}$	v_{sc}	$v_{sc'}$
1	passant	bloqué	E	I_{ch}	0	0	E
0	bloqué	passant	0	0	$-I_{ch}$	E	0

I.5. Fonctionnement en hacheur

I.5.1 Modèle exact ou instantané

Le modèle exact ou instantané prend en compte les commutations des interrupteurs et les grandeurs instantanées des variables d'état du convertisseur. Il permet de représenter l'état de chacune des cellules de commutation du convertisseur à l'échelle de la période de découpage et les phénomènes harmoniques liés à la commutation des interrupteurs [Tac-98]. Ce modèle est utilisé pour valider en simulation des lois de commande mises en œuvre à partir du modèle moyen. La figure I.14 présente un convertisseur multicellulaire série fonctionnant en hacheur dévolteur associé à une charge R-L. Ce convertisseur représente une association de p cellules de commutation. Chaque cellule est formée d'une paire d'interrupteur (sw, sw') dont l'état est

complémentaire. L'ensemble des cellules constitue un bras. On remarque qu'entre chaque cellule est inséré un condensateur flottant. [Ben.09].

La mise en équation de cette structure, fait intervenir $(p-1)$ équations liées à l'évolution des tensions aux bornes des $(p-1)$ condensateurs flottants et une équation liée au courant de la charge.

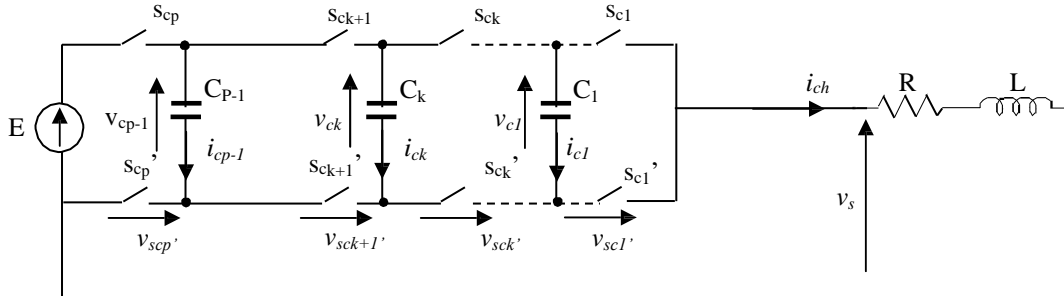


Figure I.14 : Hacheur dévolteur à p cellules associées à une charge R, L

Pour établir le modèle instantané du convertisseur, on prend deux cellules (sc_k-sc_k') et $(sc_{k+1}-sc_{k+1}')$ avec leur condensateur flottant (C_k) . L'évolution de la tension aux bornes du condensateur C_k est liée à l'évolution du courant i_{Ck} , ce dernier étant fonction de l'état des cellules adjacentes (cellule $k+1$ et cellule k) et du courant de charge i_{ch} . [Djo.15] Le courant de charge est fonction des signaux de commandes sc_{k+1} et sc_k

$$i_{Ck} = (sc_{k+1} - sc_k) i_{ch} \tag{I.7}$$

La tension aux bornes du condensateur C_k est liée au courant i_{Ck} par :

$$i_{Ck} = C_k \frac{dv_{Ck}}{dt} \tag{I.8}$$

Donc, il vient :

$$\frac{dv_{Ck}}{dt} = \frac{(sc_{k+1} - sc_k)}{C_k} i_{ch} \tag{I.9}$$

Cette équation est généralisable aux $(p-1)$ condensateurs flottants.

D'après la loi des mailles, la tension de sortie v_s est la somme des tensions aux bornes des interrupteurs «sc'». Ces tensions sont définies par :

$$v_{sc_k'} = (v_{Ck} - v_{C_{k-1}}) sc_k \tag{I.10}$$

D'où, la tension aux bornes de la charge v_s :

$$v_s = \sum_{k=1}^p v_{sc_k'} = \sum_{k=1}^p (v_{Ck} - v_{C_{k-1}}) sc_k \tag{I.11}$$

avec $v_{C_0} = 0$ et $v_{C_p} = E$.

L'évolution du courant dans la charge est donnée par l'équation suivante :

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{v_s}{L} - \frac{R}{L}i_{ch} \quad (I.12)$$

Par substitution de l'équation (I.11) dans l'équation (I.12), nous trouvons :

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{(sc_1 - sc_2)}{L}v_{C_1} + \frac{(sc_2 - sc_3)}{L}v_{C_2} + \dots + \frac{(sc_{p-1} - sc_p)}{L}v_{C_{p-1}} + \frac{sc_p}{L}E - \frac{R}{L}i_{ch} \quad (I.13)$$

Le modèle instantané représentant un bras multicellulaire série à p cellules fonctionnant en hacheur-dévolteur associée à une charge R-L est regroupé dans le système d'équations suivant:

$$\begin{aligned} \frac{dv_{C_1}}{dt} &= \frac{(sc_2 - sc_1)}{C_1}i_{ch} \\ \frac{dv_{C_2}}{dt} &= \frac{(sc_3 - sc_2)}{C_2}i_{ch} \\ &\vdots \\ \frac{dv_{C_{p-1}}}{dt} &= \frac{(sc_p - sc_{p-1})}{C_{p-1}}i_{ch} \\ \frac{di_{ch}}{dt} &= \frac{(sc_1 - sc_2)}{L}v_{C_1} + \frac{(sc_2 - sc_3)}{L}v_{C_2} + \dots + \frac{(sc_{p-1} - sc_p)}{L}v_{C_{p-1}} + \frac{sc_p}{L}E - \frac{R}{L}i_{ch} \end{aligned} \quad (I.14)$$

I.5.2 Modèle aux valeurs moyennes

Le modèle aux valeurs moyennes utilise le rapport cyclique comme seule information concernant la cellule de commutation, le déphasage du signal de commande n'étant pas pris en compte. Ceci implique que le modèle moyen ne permet pas de mettre en évidence les phénomènes harmoniques donc le phénomène de rééquilibrage naturel en boucle ouverte propre au convertisseur multicellulaire [Don.02][Car.96][Tac-98].

Les hypothèses supplémentaires à l'établissement de ce modèle par rapport au modèle instantané sont : [Djo.15]

- ✓ Tensions flottantes et tension de bus : Les tensions sont considérées constantes durant une période de découpage.
- ✓ Courants de phase : Le courant de charge est supposé constant sur une période de découpage et correspond à sa valeur moyenne sur cette même période.

I.5.3 Modèle harmonique

Le modèle harmonique repose sur la décomposition en série de fourrier des signaux de commande. Il permet d'obtenir une représentation dynamique d'un convertisseur multicellulaire série en prenant en compte tous les phénomènes harmoniques [Gat.97].

Pour pouvoir décrire le phénomène de l'équilibrage naturel (avec la MLI), ou considérer une commande jouant sur les déphasages, on ne peut pas utiliser le modèle moyen. Le modèle nécessaire ne doit plus se limiter aux composantes continues présentes sur les variables d'états,

mais doit tenir compte de l'ensemble des harmoniques. Le modèle harmonique est alors très bien adapté. Cette modélisation permet d'intégrer n'importe quelle charge linéaire grâce à sa réponse fréquentielle. Les hypothèses de cette modélisation sont les suivantes : [Djo.15]

- les interrupteurs sont parfaits (temps mort nul, temps de commutation nul, courant de fuite nul, pas de tension de saturation) ;
- les condensateurs sont supposés suffisamment bien dimensionnés pour la tension à leurs bornes soit constante sur période de découpage.
- la constante de la charge sera supposée inférieure à la période de découpage pour avoir à chaque période de découpage un courant en régime permanent.

Le modèle harmonique permet de fournir de nombreuses informations :

- en régime permanent : en fixant le rapport cyclique et le déphasage, il est possible d'extraire les points d'équilibre des tensions des condensateurs sans passer par une longue et fastidieuse simulation ;
- en transitoire avec la détermination des constantes de temps : les valeurs propres de la matrice dynamique élémentaire du système permettent de caractériser les différentes constantes de temps pour chaque tension. Les rapports cycliques appliqués aux cellules sont alors constants sinon le modèle devient non linéaire.
- en réponse fréquentielle (le Diagramme de Bode) : [Dav.97] contient les résultats sur le calcul et les propriétés des valeurs propres. Il montre que l'équilibrage naturel fonctionne uniquement pour un nombre premier de cellules. La commande fréquentielle basée sur ce modèle permet de réduire le nombre de filtres.

1.5.4 Commande des interrupteurs par modulation de largeur l'impulsion

La commande par MLI consiste à découper la tension de sortie générée par le convertisseur en une série de motifs élémentaires de période très faible [Aim-03]. Les ordres de commande de chaque cellule sc_k , dans le cas de la MLI naturelle, sont générés par l'intersection entre une porteuse triangulaire et le signal modulant (constant dans le cas d'un hacheur et sinusoïdal dans le cas d'un onduleur). La commande par MLI nécessite autant de porteuses triangulaires qu'il n'y a de cellules à commander. De plus, les porteuses sont toutes régulièrement déphasées entre elles par un angle δ . Les équations permettant de générer les signaux triangulaires notés tr_k évoluant sur l'intervalle $[0,1]$ sont [Tac-98] :

$$\begin{aligned}
 tr_1 &= \frac{\arcsin(\sin(2\pi f_p t - \varphi)) + \frac{\pi}{2}}{\pi} \\
 tr_2 &= \frac{\arcsin(\sin(2\pi f_p t - \varphi - \delta)) + \frac{\pi}{2}}{\pi} \\
 &\vdots \quad \quad \quad \vdots \quad \quad \quad \vdots \\
 tr_p &= \frac{\arcsin(\sin(2\pi f_p t - \varphi - (p-1)\delta)) + \frac{\pi}{2}}{\pi}
 \end{aligned} \tag{I.15}$$

Si l'angle φ présent dans le système d'équations (I.15) est égale à $\pi/2$, le signal triangulaire sera centré sur la demi période de la porteuse (donc sur la demi période de découpage) [Tac-98].

I.5.6 Equilibrage des tensions aux bornes des condensateurs

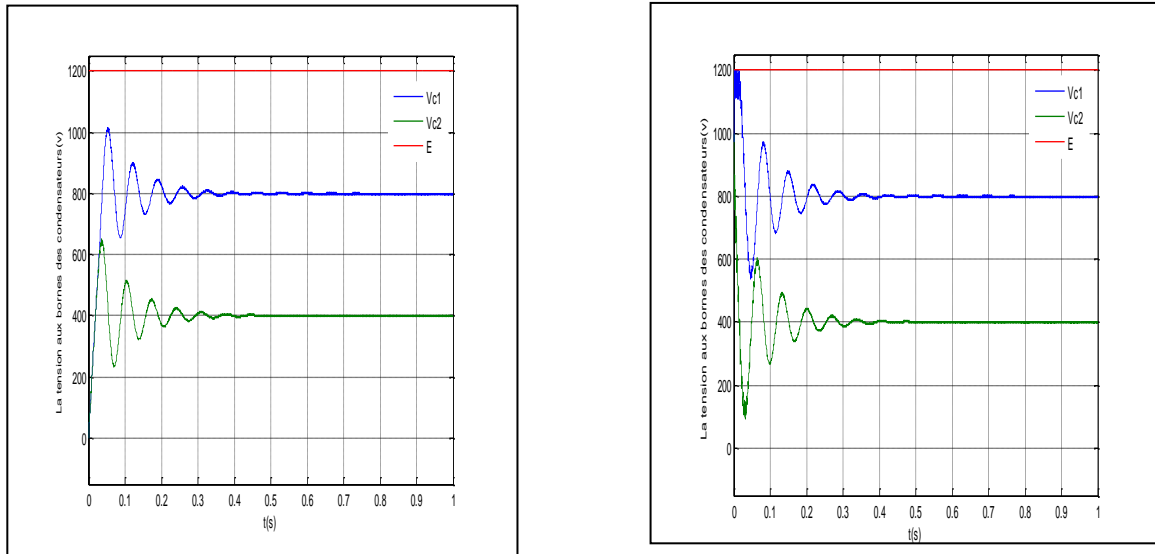
Pour que les sources de tension flottantes imposent sur chaque interrupteur bloqué une contrainte en tension égale à E/P , il faut que chaque condensateur C_k soit chargé à la tension $k(E/P)$ avec $k \in [1, \dots, p-1]$. Dans cette section on va voir comment assurer l'équilibrage en boucle ouverte de ces tensions.

I.5.6.1 Equilibrage naturel

Pour fonctionner correctement, le convertisseur multicellulaire a absolument besoin que les tensions aux bornes des condensateurs flottants soient équilibrées à leur juste valeur $k(E/P)$. Cet équilibrage des tensions flottantes s'effectue naturellement, selon un mécanisme qu'on va rappeler brièvement, à condition que les rapports cycliques soient identiques et que le déphasage entre les signaux de commande soit égale à $2\pi/p$. Supposons qu'au moins l'une des tensions flottantes s'écarte de sa valeur souhaitée, la conséquence immédiate sera une altération des niveaux intermédiaires de la tension de sortie. En effet, la tension de bras notée v_s est une combinaison linéaire de la tension de bus continu (E) et des tensions flottantes ($v_{C_1}, v_{C_2}, \dots, v_{C_{p-1}}$), (équation I.11). [Tle-07]. Dans un tel cas, le spectre de raies de la tension de sortie se trouve lui aussi dégradé. Il apparaît entre autres une raie harmonique à la fréquence f_{dec} , là où normalement la première famille harmonique se situe autour de $p \times f_{dec}$. Cette composante harmonique se retrouve dans le courant de sortie du convertisseur. C'est elle qui, en circulant à travers les condensateurs flottants, va rééquilibrer chaque tension flottante à $k(E/p)$ ($k = 1, 2, \dots, p-1$). Ceci permet de mettre en évidence l'équilibrage qui est lié à la composante alternative du courant de charge [Tac-98]. Bien sûr, pour que le phénomène de rééquilibrage se produise, il faut qu'il existe une relation de causalité entre la tension de sortie et le courant débité. Cet équilibrage n'est pas envisageable dans le cas d'un fonctionnement à vide. Dans le cas d'une charge R-L, la dynamique d'équilibrage est conditionnée en partie [Gat-97] par la valeur de la constante de temps L/R de la charge régissant l'évolution du courant de charge i_{ch} . De plus, pour une résistance donnée, une valeur importante (respectivement faible) de l'inductance de charge L entraîne une dynamique d'équilibre lente (respectivement rapide).

La figure (I.15) montre l'allure de la tension aux bornes des condensateurs flottants dans le cas d'un hacheur dévolteur à trois cellules ayant les caractéristiques suivantes :

- La tension du bus continu $E = 1200V$
- La fréquence de découpage $f_{dec} = 10kHz$
- La résistance de charge $R = 10\Omega$
- Les capacités des sources flottantes $C_1 = C_2 = 40\mu F$
- Le rapport cyclique (identique sur les trois cellules) $\mathfrak{R} = 0.5$



a- Conditions initiales nulles

b- Conditions initiales non nulles

Figure I.15 : Evolution des tensions aux bornes des condensateurs en boucle ouverte.

I.5.6.2 Equilibrage avec un circuit auxiliaire

Dans le paragraphe précédent, nous avons énoncé que l'équilibrage naturel n'est pas envisageable dans le cas d'un fonctionnement à vide. Pour assurer le rééquilibrage quel que soit le point de fonctionnement, un circuit auxiliaire a été mis en œuvre. Ce circuit, correspondant à un circuit RLC série résonnant, est placé en parallèle sur la charge et interviendra uniquement en cas de déséquilibre [Lav-94]. La fréquence de résonance du circuit auxiliaire f_{aux} est choisie telle que l'impédance du circuit soit minimale pour les harmoniques à $k f_{dec}$ (k entier positif non multiple de p) et maximale pour les harmoniques à $k p f_{dec}$ [Tac-98]. Ainsi lors d'un déséquilibre, les harmoniques à $k f_{dec}$ apparaissant sur la tension de sortie créent des harmoniques de courant aux mêmes fréquences et d'amplitudes importantes (en raison de la faible impédance du circuit RLC pour ces fréquences). Ceci implique un rééquilibrage avec une dynamique satisfaisante [Gat-97].

Le nombre de circuits auxiliaires à mettre en œuvre est fonction du nombre de cellules du convertisseur car ce nombre fixe la bande passante comprise entre f_{dec} et $p f_{dec}$. Ainsi pour un convertisseur à trois cellules, un circuit RLC série accordé à la fréquence de découpage f_{dec} est suffisant. Par contre pour un convertisseur à sept cellules, trois circuits RLC en parallèle sur la charge accordés à f_{dec} , $2 f_{dec}$ et $3 f_{dec}$ seront nécessaires [Dav-97].

Pour montrer l'apport du circuit auxiliaire en matière de dynamique d'équilibrage, nous présentons sur la figure I.16 un essai en boucle ouverte avec circuit auxiliaire dans le cas d'un hacheur à trois cellules ayant les caractéristiques suivantes :

- La tension du bus continu $E = 1200$ V
- La fréquence de découpage $f_{dec} = 20$ kHz
- La résistance de charge $R = 10\Omega$
- L'inductance de la charge $L = 0.5$ mH
- Les capacités des sources flottantes $C_1 = C_2 = 40$ μ F
- Le rapport cyclique (identique sur les trois cellules) $\mathfrak{R} = 0.5$

- La résistance du circuit auxiliaire $L_{aux} = 1.2 \text{ mH}$
- L'inductance du circuit auxiliaire $R_{aux} = 10 \Omega$
- Capacité du circuit auxiliaire $C_{aux} = 53 \text{ nF}$
- Fréquence propre $f_{aux} = 20 \text{ kHz}$
- Le facteur d'amortissement $\xi_{aux} = 0.03$.

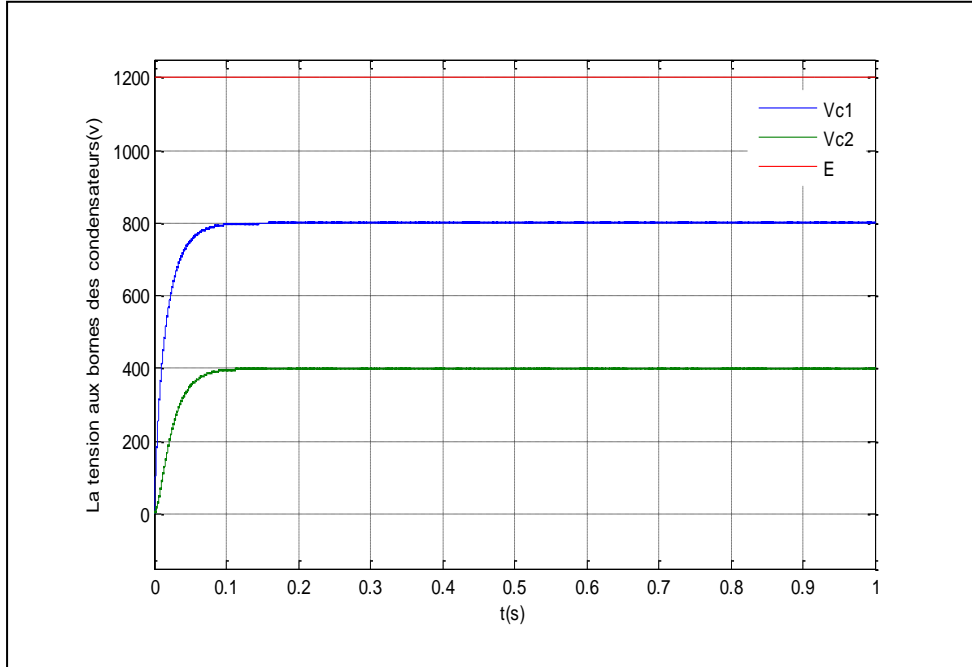


Figure 1.16 : Evolution des tensions aux bornes des condensateurs en boucle ouverte.

I.6. Fonctionnement en onduleur

I.6.1 Commande des interrupteurs par modulation de largeur l’impulsion

Comme on l’a vu dans le fonctionnement en hacheur, nous devons générer les ordres de commande pour les différentes cellules de l’association. Ces ordres de commande devront être déphasés entre eux de $2\pi p$ (pour avoir un fonctionnement optimal). Plusieurs solutions sont à notre disposition et nous allons présenter la plus simple et la plus facile d’utilisation en pratique, c’est la MLI naturelle.

Dans la MLI naturelle, les ordres de commande de chaque cellule sont générés par l’intersection entre une porteuse triangulaire de fréquence f_p et le signal modulant sinusoïdal de fréquence f_{mod} . Les équations permettant de générer les signaux triangulaires notés tr_k évoluant sur l’intervalle $[-1,1]$ sont :

$$\begin{aligned}
 tr_1 &= \frac{\pi}{2} \arcsin(\sin(2\pi f_p t - \varphi)) \\
 tr_2 &= \frac{\pi}{2} \arcsin\left(\sin\left(2\pi f_p t - \varphi - \frac{2\pi}{p}\right)\right) \\
 &\vdots \quad \quad \quad \vdots \quad \quad \quad \vdots \quad \quad \quad \vdots \\
 tr_p &= \frac{\pi}{2} \arcsin\left(\sin\left(2\pi f_p t - \varphi - (p-1)\frac{2\pi}{p}\right)\right)
 \end{aligned}
 \tag{I.16}$$

L'angle φ sera choisi égale à $\pi/2$ comme nous l'avons vu dans le cas d'un fonctionnement en hacheur. La comparaison entre les signaux triangulaires tr_k et les modulantes, notées mod_k , permet d'obtenir les ordres de commande sc_k :

- si $mod_k \geq tr_k \Rightarrow sc_k = 1$
- si $mod_k \leq tr_k \Rightarrow sc_k = 0$

I.6.1.1 Onduleur multicellulaire monophasé à point milieu

L'onduleur à point milieu capacitif est un cas intéressant puisqu'à partir d'une structure hacheur comme le montre la figure I.17, on alimente la charge par une entrée à point milieu ce qui nous permet cette fois de fonctionner en onduleur. Pour établir le modèle instantané on suppose que le point milieu est idéal (Ondulation de tension nulle).

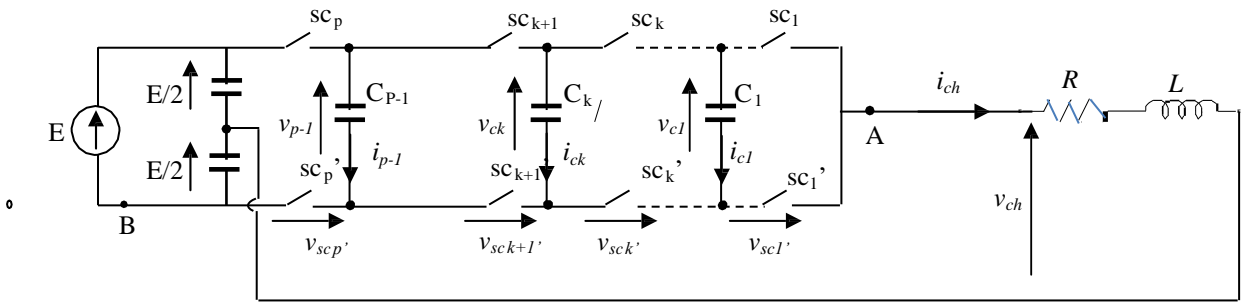


Figure I.17 : Onduleur multicellulaire série à point milieu capacitif.

La tension aux bornes de la charge v_{ch} s'écrit :

$$v_{ch} = v_s - \frac{E}{2} = R i_{ch} + L \frac{di_{ch}}{dt} \quad \text{I.17}$$

Avec $v_s = v_{AB}$.

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{v_s}{L} - \frac{R}{L} i_{ch} - \frac{E}{2L} \quad \text{I.18}$$

En tenant compte l'équation (1.11), l'expression de l'évolution du courant i_{ch} devient :

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{(sc_1 - sc_2)}{L} v_{c_1} + \frac{(sc_2 - sc_3)}{L} v_{c_2} + \dots + \frac{(sc_{p-1} - sc_p)}{L} v_{c_{p-1}} + \frac{sc_p}{L} E - \frac{R}{L} i_{ch} - \frac{1}{2L} E \quad \text{I.19}$$

L'évolution des tensions aux bornes des condensateurs est régie par l'équation (I.9). Ainsi le système d'équations représentant le modèle aux valeurs instantané d'un onduleur multicellulaire série à point milieu est donné par :

$$\begin{aligned} \frac{dv_{C_1}}{dt} &= \frac{(sc_2 - sc_1)}{C_1} i_{ch} \\ \frac{dv_{C_2}}{dt} &= \frac{(sc_3 - sc_2)}{C_2} i_{ch} \\ &\vdots \\ \frac{dv_{C_{p-1}}}{dt} &= \frac{(sc_p - sc_{p-1})}{C_{p-1}} i_{ch} \\ \frac{di_{ch}}{dt} &= \frac{(sc_1 - sc_2)}{L} v_{C_1} + \frac{(sc_2 - sc_3)}{L} v_{C_2} + \dots + \frac{(sc_{p-1} - sc_p)}{L} v_{C_{p-1}} + \frac{sc_p}{L} E - \frac{R}{L} i_{ch} - \frac{1}{2L} E \end{aligned} \quad \text{I.20}$$

Sur la figure 2.20 nous présentons les résultats de simulation concernant un onduleur multicellulaire série à 4 cellules à point milieu, alimentant une charge RL, dont les caractéristiques sont :

- La tension d'alimentation $E = 1200 \text{ V}$
- Les valeurs des condensateurs $C_1 = C_2 = C_3 = 40 \mu\text{F}$
- La fréquence de découpage $f_{dec} = 16 \text{ kHz}$
- La résistance de charge $R = 10 \Omega$
- L'inductance de charge $L = 0.5 \text{ mH}$
- La fréquence de la modulante $f_{mod} = 500 \text{ Hz}$

Les signaux de commande sont obtenus par modulation de largeur d'impulsions par la technique MLI naturelle et la modulante mod_k est sinusoïdale :

$$mod_k = r \sin(2\pi f_{mod} t) \quad \text{I.21}$$

Avec r représentant la profondeur de modulation comprise entre 0 et 1. Dans notre application nous avons choisi $r = 0.9$.

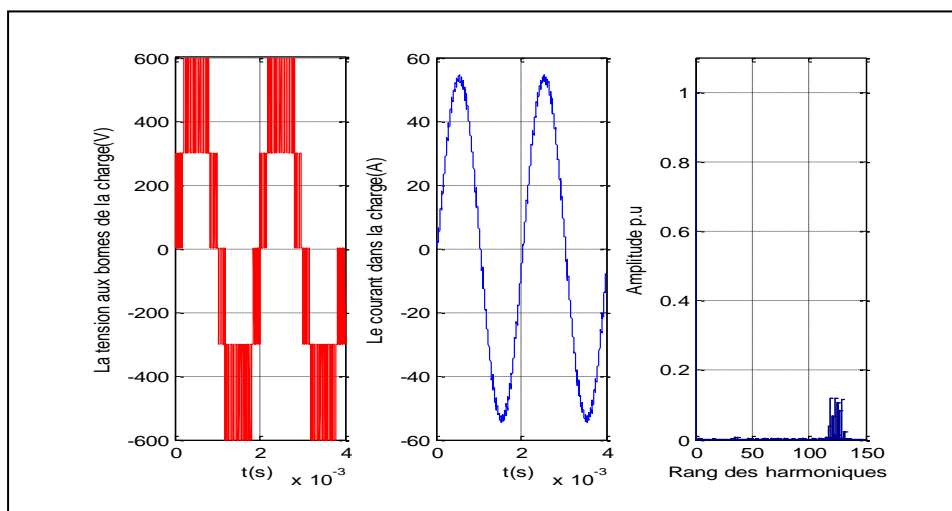


Figure I.18 : Spectre d'harmonique et l'évolution du courant et de la tension aux bornes de la charge.

On remarque que la tension aux bornes de la charge varie entre les tensions $-E/2$ et $E/2$.

L'inconvénient de ce type de structure est que la tension de sortie ne peut atteindre que la moitié de la tension d'entrée E , puisque la charge est connectée au point milieu de l'alimentation. Pour remédier à ce problème l'utilisation d'un onduleur en pont complet monophasé est envisagée.

I.6.1.2 Onduleur multicellulaire monophasé en pont complet

La structure d'un onduleur multicellulaire série monophasé en pont complet est représentée sur la figure I.19. Cette structure contient deux bras, le premier bras est caractérisé par les condensateurs $C_{1,1}, C_{2,1}, \dots, C_{p-1,1}$. Tandis que, le deuxième bras est caractérisé par les condensateurs $C_{1,2}, C_{2,2}, \dots, C_{p-1,2}$. Les équations qui régissent le fonctionnement du premier bras sont :

$$\begin{aligned} \frac{dv_{C_{1,1}}}{dt} &= \frac{(sc_{2,1} - sc_{1,1})}{C_{1,1}} i_{ch} \\ \frac{dv_{C_{2,1}}}{dt} &= \frac{(sc_{3,1} - sc_{2,1})}{C_{2,1}} i_{ch} \\ &\vdots \quad \quad \quad \vdots \quad \quad \quad \vdots \\ \frac{dv_{C_{p-1,1}}}{dt} &= \frac{(sc_{p,1} - sc_{p-1,1})}{C_{p-1,1}} i_{ch} \end{aligned} \quad I.22$$

Le fonctionnement du deuxième bras est décrit par le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned} \frac{dv_{C_{1,2}}}{dt} &= \frac{(sc_{2,2} - sc_{1,2})}{C_{1,2}} i_{ch} \\ \frac{dv_{C_{2,2}}}{dt} &= \frac{(sc_{3,2} - sc_{2,2})}{C_{2,2}} i_{ch} \\ &\vdots \quad \quad \quad \vdots \quad \quad \quad \vdots \\ \frac{dv_{C_{p-1,2}}}{dt} &= \frac{(sc_{p,2} - sc_{p-1,2})}{C_{p-1,2}} i_{ch} \end{aligned} \quad I.23$$

La tension aux bornes de la charge est exprimée par :

$$v_{ch} = v_{s1} - v_{s2} \quad I.24$$

Avec :

$$v_{s1} = v_{AM} = (sc_{1,1} - sc_{2,1})v_{C_{1,1}} + (sc_{2,1} - sc_{3,1})v_{C_{2,1}} + \dots + (sc_{p-1,1} - sc_{p,1})v_{C_{p-1,1}} + sc_{p,1}E \quad I.25$$

$$v_{s2} = v_{BM} = (sc_{1,2} - sc_{2,2})v_{C_{1,2}} + (sc_{2,2} - sc_{3,2})v_{C_{2,2}} + \dots + (sc_{p-1,2} - sc_{p,2})v_{C_{p-1,2}} + sc_{p,2}E \quad I.26$$

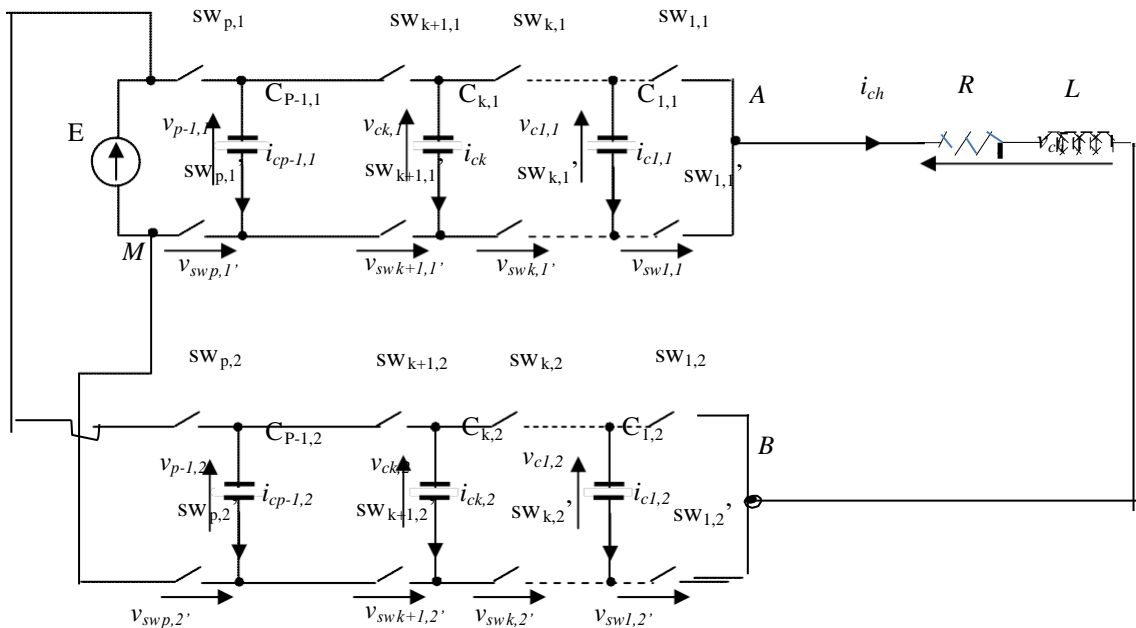


Figure I.19 : Onduleur monophasé multicellulaire série en pont complet.

La figure I.20 montre les résultats de simulation d'un onduleur monophasé multicellulaire série à 4 cellules en pont complet, alimentant une charge RL, dont les caractéristiques sont :

- La tension d'alimentation $E = 1200 \text{ V}$
- Les valeurs des condensateurs $C1 = C2 = C3 = 40 \mu \text{ F}$
- La fréquence de découpage $f_{dec} = 16 \text{ kHz}$
- La résistance de charge $R = 10 \Omega$
- L'inductance de charge $L = 0.5 \text{ mH}$
- La fréquence de la modulante $f_{mod} = 500 \text{ Hz}$

Les signaux de commande sont obtenus par modulation de largeur d'impulsions par la technique MLI naturelle. Les deux modulantes mod_1 (pour le premier bras) et mod_2 (pour le deuxième bras) sont données par:

$$mod_1 = 0.9 \sin(2\pi f_{mod} t) \tag{I.27}$$

$$mod_2 = 0.9 \sin(2\pi f_{mod} t - \pi) \tag{I.28}$$

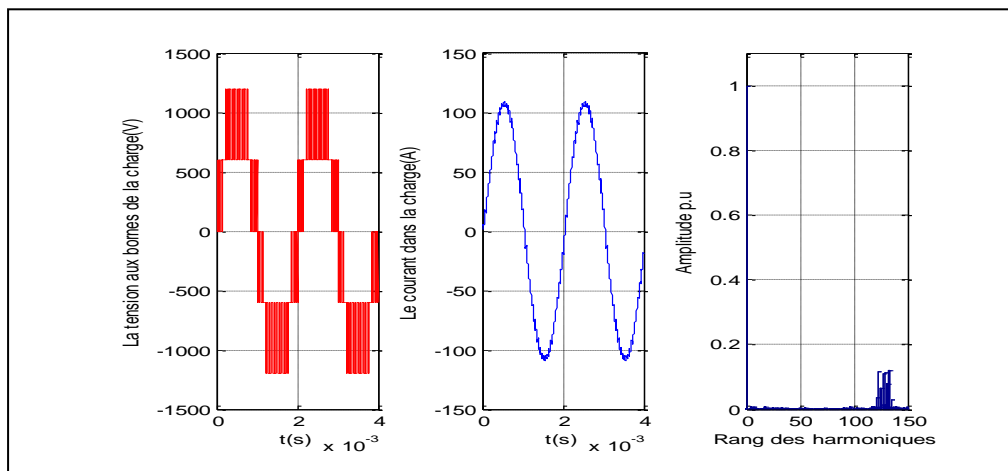


figure I.20 : Spectre d'harmoniques et l'évolution du courant et de la tension aux bornes de la charge

D'après la figure I.20 on remarque que la tension aux bornes de la charge varie entre les tensions $-E$ et E . Le fondamental de cette tension est en phase avec la modulante et sa fréquence est identique à la fréquence f_{mod} . Le courant dans la charge présente un déphasage par rapport à la modulante, ce déphasage dépend de la charge, et les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de pmf_{mod} .

I.6.1.3 Onduleur multicellulaire série triphasé

La structure d'un onduleur multicellulaire série triphasé est composée de trois bras multicellulaires, comme le montre la figure 1.21. En notant l'indice de la phase ' j ' ($j = a, b, c$), on a la notation suivante:

- $sc_{i,j}$ pour la commande de la cellule i du bras j
- $vc_{i,j}$ pour la tension du condensateur i du bras j

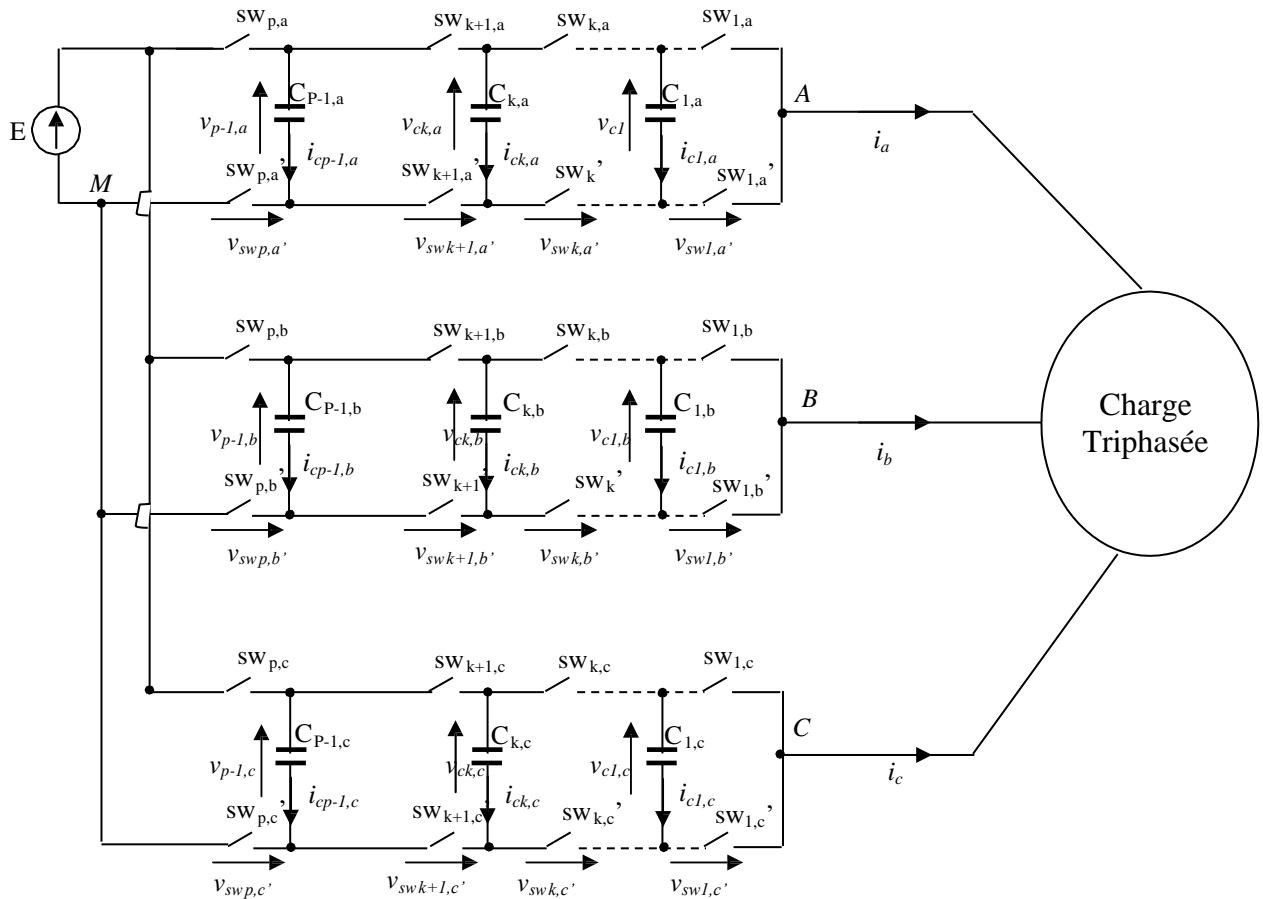


Figure I.21 : Structure d'un onduleur triphasé multicellulaire série.

Le fonctionnement des trois bras est régi par les équations suivantes :

- Pour le bras a :

$$\begin{aligned}
 \frac{d v_{C_{1,a}}}{dt} &= \frac{(sc_{2,a} - sc_{1,a})}{C_{1,a}} i_a \\
 \frac{d v_{C_{2,a}}}{dt} &= \frac{(sc_{3,a} - sc_{2,a})}{C_{2,a}} i_a \\
 &\vdots \quad \quad \quad \vdots \quad \quad \quad \vdots \\
 \frac{d v_{C_{p-1,a}}}{dt} &= \frac{(sc_{p,a} - sc_{p-1,a})}{C_{p-1,a}} i_a
 \end{aligned}
 \tag{I.29}$$

- Pour le bras b :

$$\begin{aligned}
 \frac{d v_{C_{1,b}}}{dt} &= \frac{(sc_{2,b} - sc_{1,b})}{C_{1,b}} i_b \\
 \frac{d v_{C_{2,b}}}{dt} &= \frac{(sc_{3,b} - sc_{2,b})}{C_{2,b}} i_b \\
 &\vdots \quad \quad \quad \vdots \quad \quad \quad \vdots \\
 \frac{d v_{C_{p-1,b}}}{dt} &= \frac{(sc_{p,b} - sc_{p-1,b})}{C_{p-1,b}} i_b
 \end{aligned}
 \tag{I.30}$$

- Pour le bras c :

$$\begin{aligned}
 \frac{d v_{C_{1,c}}}{dt} &= \frac{(sc_{2,c} - sc_{1,c})}{C_{1,c}} i_c \\
 \frac{d v_{C_{2,c}}}{dt} &= \frac{(sc_{3,c} - sc_{2,c})}{C_{2,c}} i_c \\
 &\vdots \quad \quad \quad \vdots \quad \quad \quad \vdots \\
 \frac{d v_{C_{p-1,c}}}{dt} &= \frac{(sc_{p,c} - sc_{p-1,c})}{C_{p-1,c}} i_c
 \end{aligned}
 \tag{I.31}$$

Les tensions aux bornes de la charge sont données par :

$$\begin{aligned}
 v_a &= (2v_{AM} - v_{BM} - v_{CM})/3 \\
 v_b &= (-v_{AM} + 2v_{BM} - v_{CM})/3 \\
 v_c &= (-v_{AM} - v_{BM} + 2v_{CM})/3
 \end{aligned}
 \tag{I.32}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
 v_{AM} &= (sc_{1,a} - sc_{2,a})v_{C_{1,a}} + (sc_{2,a} - sc_{3,a})v_{C_{2,a}} + \dots + (sc_{p-1,a} - sc_{p,a})v_{C_{p-1,a}} + sc_{p,a}E \\
 v_{BM} &= (sc_{1,b} - sc_{2,b})v_{C_{1,b}} + (sc_{2,b} - sc_{3,b})v_{C_{2,b}} + \dots + (sc_{p-1,b} - sc_{p,b})v_{C_{p-1,b}} + sc_{p,b}E \\
 v_{CM} &= (sc_{1,c} - sc_{2,c})v_{C_{1,c}} + (sc_{2,c} - sc_{3,c})v_{C_{2,c}} + \dots + (sc_{p-1,c} - sc_{p,c})v_{C_{p-1,c}} + sc_{p,c}E
 \end{aligned}
 \tag{I.33}$$

La figure I.22 présente les résultats de simulation d'un onduleur triphasé multicellulaire série à quatre cellules (cinq niveaux) alimentant une charge R-L triphasée ($R= 10\Omega$ et $L=1mH$). L'onduleur est caractérisé par :

- La tension d'alimentation $E = 1200\text{ V}$
- Les valeurs des condensateurs $C_1 = C_2 = C_3 = 40\ \mu\text{ F}$
- La fréquence de découpage $f_{dec} = 16\text{ kHz}$
- La résistance de charge $R = 10\ \Omega$
- L'inductance de charge $L = 1\text{ Mh}$

La fréquence des modulantes $f_{mod} = 500\text{ Hz}$. L'onduleur est commandé par la technique MLI naturelle, et les trois modulantes mod_1 (pour le premier), mod_2 (pour le deuxième bras) et mod_3 (pour le troisième bras) sont données par :

$$\begin{aligned}
 mod_1 &= 0.9 \sin(2\pi f_{mod} t) \\
 mod_2 &= 0.9 \sin\left(2\pi f_{mod} t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 mod_3 &= 0.9 \sin\left(2\pi f_{mod} t - \frac{4\pi}{3}\right)
 \end{aligned}
 \tag{I.34}$$

Le spectre d'harmonique présenté sur la figure I.22 montre que les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $p m f_{mod}$ (dans notre cas on a $m = 18000/500 = 36$ et $p = 4$, donc $p m = 144$).

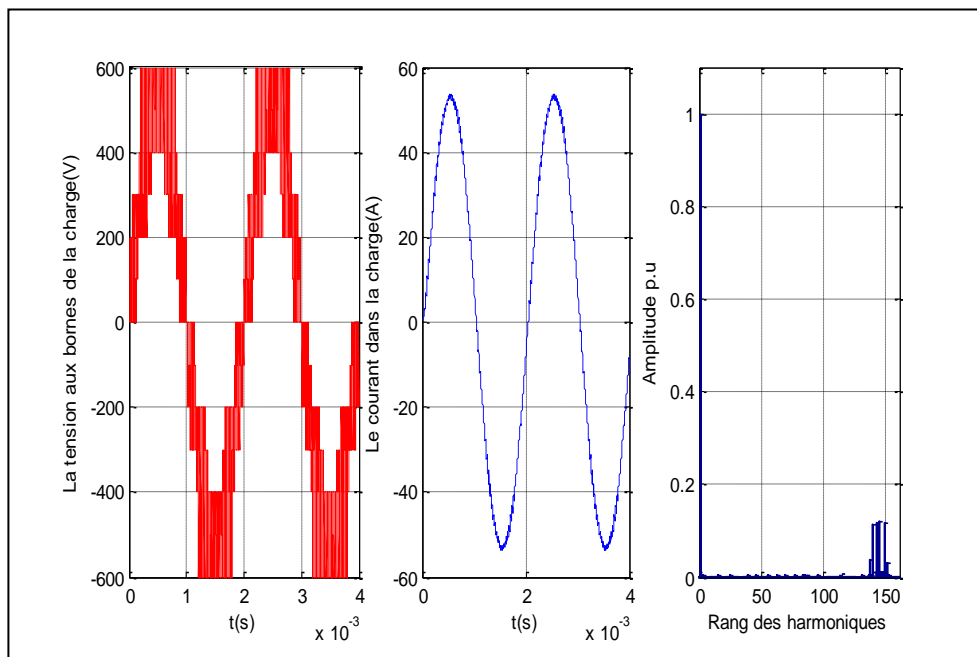


Figure I.22 : Spectre d'harmoniques et formes du courant et de la tension d'une charge R-L triphasée,

I.7 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons rappelé l'intérêt des convertisseurs statiques par ces principales topologies, dont chacun correspond à un type d'application déterminée ou permettant d'atteindre des performances recherchées. On a présenté les différentes structures de base d'onduleurs de tension multiniveaux où nous avons donné leurs avantages et leurs inconvénients. Partant de la structure cascade, et afin d'exploiter ses avantages, on a développé une version hybride mieux adaptée à notre système qui a pour but de diminuer la dépendance de la source par rapport au nombre de niveaux, grâce aux propriétés de "redondance" des séquences de configuration et qui présente de faibles pertes de commutation et une meilleure performance harmonique. De plus le convertisseur clampé par le neutre est très utilisé, car il est simple à mettre en œuvre et accessible pour les applications envisagées avec les gammes de tension actuelles des semi-conducteurs. Le contrôle du point milieu reste cependant contraignant. Un des inconvénients majeurs de ces structures est le nombre de composants qui composent ces structures.

Le modèle dynamique complet du convertisseur multicellulaire série est également présenté dans ce chapitre. Aussi sa modélisation, en boucle ouverte, et en boucle fermée, son fonctionnement comme hacheur et onduleur. Nous avons rappelé l'intérêt des convertisseurs multicellulaires : une diminution des contraintes en tension appliquées à chaque interrupteur permet l'utilisation de composants qui d'une part autorisent des fréquences de commutation plus élevées et d'autre part sont fabriqués en grand volume. Néanmoins, il faut signaler les différentes problématiques qui surgissent à ce type d'onduleur à savoir l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs flottants (équilibrage sans circuit auxiliaire et avec un circuit auxiliaire), le niveau de tension demandé en sortie doit être assuré. La mise en œuvre et la validation de cette technique proposée est ainsi possible, grâce au développement d'un algorithme de réglage des tensions. Dans le cadre de cette thèse, une approche hybride en vue de mettre en évidence les solutions de ces problèmes sera présentée au chapitre quatre avec un banc d'essai réalisé.

Chapitre 2

COMMANDE PRÉDICTIVE GÉNÉRALISÉE

Introduction :

La commande prédictive est un terme général qui comprend un ensemble de méthodes différentes (PFC, MPC, MPHC, GPC, DMC, EPSAC, NLPC...). Néanmoins, toutes ces techniques ont le même principe de fonctionnement et utilisent la même philosophie de commande.

La première génération de commande prédictive appliquée en milieu industriel a été initiée par Richalet [Ric.78] sous le nom de MPHC (Model Predictive Heuristic Control), qui fut connue plus tard sous le nom de commande algorithmique (MAC - Model Algorithmic Control) [Bru.84] ou commande matricielle dynamique (DMC - Dynamic Matrix Control) [Cut.80]. Dans ces approches, l'objectif est de poursuivre une référence mais les contraintes ne sont pas prises en compte. Ces algorithmes ont permis de définir l'essence même des stratégies prédictives et les applications nombreuses dans le milieu industriel ont assuré leur pérennité. La deuxième génération a fait son apparition au début des années 1980 permet en plus la prise en compte de contraintes sur les entrées et les sorties en posant un problème d'optimisation quadratique. Il s'agit de la commande prédictive généralisée (GPC - Generalized Predictive Control) [Cla.87] et la commande prédictive fonctionnelle (PFC - Predictive Functional Control) [Ric.93] [Alb-04].

La méthode GPC a été proposée par Clarke et al [Ric.78] et est devenue l'une des méthodes MPC les plus populaires, tant dans l'industrie que dans le milieu académique. Elle a été mise en place avec succès dans de nombreuses applications industrielles, présentant de bonnes performances et un certain degré de robustesse.

Cette partie a pour but tout d'abord, de préciser Les grandes propriétés communes qui existent dans les différentes méthodes prédictives, tous particulièrement de la Commande Prédictive Généralisée (GPC) qui nous intéresse dans notre travail pour la structure adaptative et de développer la mise en œuvre mathématique aboutissant à la synthèse d'un régulateur polynomial sous forme RST et voir ultérieurement l'intérêt primordial de la combinaison des deux commandes en même temps dans le prochain chapitre.

La commande prédictive (GPC) est née d'un besoin réel dans le monde industriel, il peut être utile maintenant de considérer l'intérêt de la MPC par rapport aux autres techniques de commande couramment utilisées, vu les performances souhaitées les plus élevées de cette commande vis-à-vis d'autres contrôleurs classiques à savoir les régulateurs classiques de type PID. Tout en respectant des contraintes de fonctionnement et de production les plus sévères.

La Commande Prédictive repose sur des idées relativement anciennes et intuitives, mais n'a connu un réel essor en tant que technique de commande avancée que depuis le milieu des années 80. Cet essor s'est réalisé principalement selon deux axes privilégiés : [Ram.01]

- ❖ Commande Prédictive Généralisée (G.P.C.) de D.W. Clarke : [Cla.87]
- ❖ Commande Prédictive Fonctionnelle (P.F.C.) de J. Richalet : [Ric.93]

Comme décrit dans les travaux de Clarke, la commande prédictive s'avère une structure suffisamment complète proposée pour résoudre un problème très général, fournissant un système asservi stable pour un jeu de paramètres de réglage donné. Cette stratégie permet de commander des processus à déphasage non minimal, avec des pôles instables ou mal amortis, avec des temps morts, constants ou inconnus, ou avec un modèle d'ordre inconnu. Elle a montré son efficacité, sa flexibilité et son succès dans des applications industrielles, même pour des systèmes à faible période d'échantillonnage. Les applications dans le domaine de la conduite des moteurs ont donné de bons résultats en termes de rapidité et de précision. [Ram.01]

La mise en œuvre de ce concept nécessite la considération des points suivants : [Kou-97]

- Une commande calculée en minimisant un critère quadratique sur un horizon futur, ce calcul étant effectué à chaque période d'échantillonnage.
- Un critère constitué en général de l'écart entre la consigne (ou la trajectoire issue de celle-ci) et la sortie prédite du système qui peut également inclure une pondération sur la commande ou son incrément.
- Un modèle de représentation nécessaire à la prédiction de la sortie du système, ce modèle est linéaire et peut être issu d'un calcul analytique ou d'une identification.
- Seul le premier élément de la loi de commande calculée est appliqué sur le système au coup d'horloge suivant. Toutes ces étapes se répéteront ensuite, c'est le principe de l'horizon fuyant. Cette notion de commande prédictive a été introduite par Richalet [Ric.78].

La (**figure II.1**) illustre le principe de la commande prédictive, où l'on observe les commandes $u(k)$ à appliquer au système pour obtenir le ralliement autour de la consigne $w(k)$.

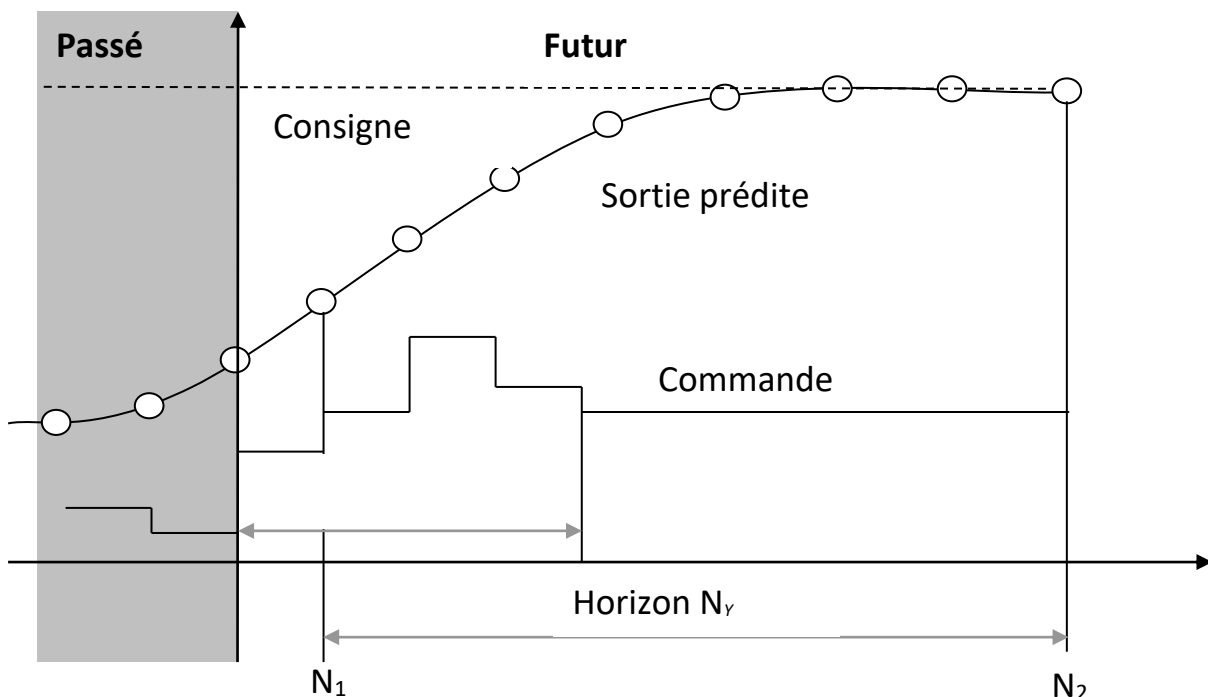


Figure II.1 : Représentation temporelle du principe de la commande prédictive

Les principes de la commande prédictive qui viennent d'être exposés permettent d'établir le schéma de fonctionnement de la (**figure II.2**).

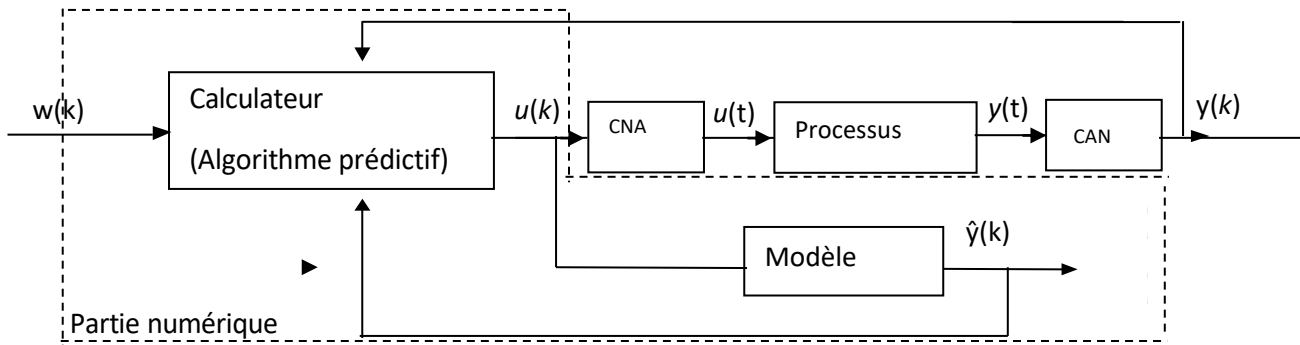


Figure II.2 : Schéma de principe de la GPC

Avec $w(k)$ consigne, $y(k)$ sortie du processus, $\hat{y}(k)$ sortie prédite, $u(k)$ commande appliquée sur le système.

II.1 Mise en œuvre de la commande GPC :

II.1.1 Description du modèle du processus :

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

Le modèle communément utilisé, est un modèle linéaire discret CARIMA (Controlled Auto-Regressive Integrated Moving Average) défini pour représenter le comportement dynamique d'un système autour d'un point de fonctionnement nominal. Il se présente sous la forme suivante:[Ram.01]

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

$u(t), Y(t), \xi(t)$, représentent respectivement la commande appliquée à l'entrée, la sortie, et la séquence aléatoire centrée, non corrélée avec l'entrée.

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

q^{-1} : est l'opérateur de retard.

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

Quant au polynômes A, B, C , ils sont définis par :

$$\begin{aligned} A(q^{-1}) &= 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_{na}q^{-na} \\ B(q^{-1}) &= q^{-d} (b_0 + b_1q^{-1} + \dots + b_{nb}q^{-nb}) \\ C(q^{-1}) &= 1 + c_1q^{-1} + \dots + c_{nc}q^{-nc} \end{aligned} \tag{II. 2}$$

II.1.2 Prédicteur optimal :

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

$$y(t+j) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})}u(t+j) + \frac{C(q^{-1})\xi(t+j)}{A(q^{-1})\Delta(q^{-1})} \quad (\text{II. 3})$$

Celle-ci est comparée au prédicteur générant les sorties estimées de la forme [Bou.96] [Dum.98].

$$y(t+j) = [F_j(q^{-1}).y(t) + H_j(q^{-1}).\Delta u(t-1)] + [G_j(q^{-1}).\Delta u(t+j) + J_j(q^{-1}).\xi(t+j)] \quad (\text{II.4})$$

Avec :

G_j, F_j, H_j, J_j sont respectivement des termes représentant le futur, le présent, le passé, et le terme lié aux perturbations. La première expression entre crochets de l'équation (II.4) représente la réponse libre, quant à la seconde expression, elle représente la réponse forcée.

On obtient à partir de (II.3) et de (II.4) : [Ben.15]

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

L'équivalence de l'équation de transfert est donnée par :

$$\begin{cases} A(q^{-1}).\Delta(q^{-1}).J_j(q^{-1}) = C(q^{-1}).(1 - F_j(q^{-1}).q^{-j}) \\ [[G_j(q^{-1}) + q^{-(j+1)}.H_j(q^{-1})]A(q^{-1}).\Delta(q^{-1}) = B(q^{-1}).(1 - F_j(q^{-1}).q^{-j}) \end{cases} \quad (\text{II. 6})$$

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

$$J_j(q^{-1}) = C(q^{-1}).E_j(q^{-1}). \quad (\text{II. 7})$$

On déduit donc l'équation de Diophantienne à partir de (II.6) ,(II.7) :

$$E_j(q^{-1}).A(q^{-1}).\Delta(q^{-1}) + q^{-j}F_j(q^{-1}) = 1 \quad (\text{II. 8})$$

Avec :

$$E_j(q^{-1}) = e_0 + e_1.q^{-1} + \dots + e_{j-1}.q^{-j+1} \quad (\text{II. 9})$$

En multipliant (II.3) par $E_j(q^{-1}).\Delta(q^{-1})$ et en remplaçant $E_j(q^{-1}).A(q^{-1}).\Delta(q^{-1})$ par son expression dans (II.8) on obtient :

$$y(t+j) = F_j(q^{-1}).y(t) + E_j.B(q^{-1}).\Delta u(t+j) + E_j(q^{-1}).C(q^{-1}).\xi(t+j) \quad (\text{II.10})$$

Dès lors que $E_j(q^{-1})$ est d'ordre $j-1$, les composantes du bruit sont dans le futur [Ben.10]

Le prédicteur optimal est donnée par la relation finale.

$$\hat{y}(t+j/t) = G_j(q^{-1}).\Delta u(t+j) + H_j(q^{-1}).\Delta u(t-1) + F_j(q^{-1}).y(t) \quad (\text{II. 11})$$

Avec :

$$G_j(q^{-1}) = J_j.B(q^{-1}) - q^{-(j+1)}.H_j(q^{-1}) \quad (\text{II. 12})$$

$$\text{degré}\{E_j(q^{-1})\} = j-1$$

$$\text{degré}\{F_j(q^{-1})\} = n_a$$

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

II.1.3 Résolution des équations de Diophantine :

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

Posons :

$$\alpha(q^{-1}) = A(q^{-1}) \cdot \Delta \quad \text{alors ;}$$

(II.8) devient alors à l'ordre j et $j+1$:

$$E_j(q^{-1}) \cdot \alpha(q^{-1}) + q^{-j} \cdot F_j(q^{-1}) = 1 \quad (\text{II. 13})$$

$$E_{j+1}(q^{-1}) \cdot \alpha(q^{-1}) + q^{-(j+1)} \cdot F_{j+1}(q^{-1}) = 1 \quad (\text{II. 14})$$

La différence (II.13)-(II.14) donne :

$$(E_{j+1}(q^{-1}) - E_j(q^{-1})) \cdot \alpha(q^{-1}) + q^{-j} \cdot (F_{j+1}(q^{-1}) - F_j(q^{-1})) = 0 \quad (\text{II. 15})$$

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

$$E_{j+1}(q^{-1}) - E_j(q^{-1}) = r_j \cdot q^{-j} \quad (\text{II. 16})$$

En remplaçant dans l'expression (II.14)

$$q^{-j} \cdot (q^{-1} \cdot F_{j+1}(q^{-1}) - F_j(q^{-1}) + r_j \cdot \alpha(q^{-1})) = 0 \quad (\text{II. 17})$$

$$\Rightarrow F_{j+1}(q^{-1}) = q \cdot (F_j(q^{-1}) + r_j \cdot \alpha(q^{-1})) \quad (\text{II. 18})$$

Sachant que :

$$F_{j+1}(q^{-1}) = f_{j+1,0} + f_{j+1,1} \cdot q^{-1} + \dots + f_{j+1,n_a} \cdot q^{-n_a}$$

$$r_j \cdot \alpha(q^{-1}) = (1 + \alpha_1 \cdot q^{-1} + \dots + \alpha_{n_a+1} \cdot q^{-(n_a+1)}) \cdot q \cdot r_j$$

Après identification dans (II.17), on obtient les relations récurrentes suivantes :

$$r_j = f_{j,0} \quad (\text{II. 19})$$

$$f_{j+1,i} = f_{j+1,i} - \alpha_{i+1} \cdot r_j \quad (\text{II. 20})$$

Avec : $i = 0, 1, \dots, n_a - 1$

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

Ces relations déterminent le polynôme F_{j+1} , nous retrouvons à partir de (II.11) et (II.16) :

$$E_{j+1}(q^{-1}) = E_j(q^{-1}) + q^{-j} \cdot r_j \quad (\text{II. 21})$$

$$G(j)(q^{-1}) = B(q^{-1}) \cdot J_j(q^{-1}) - q^{-(j+1)} \cdot H(q^{-1}) \quad (\text{II. 22})$$

Les conditions initiales étant pour $j=1$:

$$E_1(q^{-1})\alpha(q^{-1}) + q^{-1}.F_1(q^{-1}) = 1 \quad (\text{II. 23})$$

Le coefficient α étant égal à 1, l'identité (II.22) est vérifiée lorsque :

$$E_1(q^{-1}) = 1 \quad (\text{II. 24})$$

$$F_1(q^{-1}) = q(1 - \alpha(q^{-1})) \quad (\text{II. 25})$$

II.1.4 Fonction de coût quadratique :

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

$$J = \sum_{j=N_1}^{N_2} (\hat{y}(t+j) - w(t+j))^2 + \lambda \sum_{j=1}^{N_u} \Delta u(t+j-1)^2 \quad (\text{II. 26})$$

sous l'hypothèse $\Delta u(t+j) = 0 \quad \forall j \geq N_u$. (II. 27)

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

La relation II.27 signifie que lorsque le pas de prédiction j atteint la valeur fixée pour l'horizon de commande N_u , la variation de commande s'annule et donc la commande futur va se stabiliser. Cette hypothèse permettra par la suite de simplifier le calcul de la commande. Le critère nécessite la définition de quatre paramètres de réglage :

- N_1 : horizon de prédiction minimal sur la sortie
- N_2 : horizon de prédiction maximal sur la sortie
- N_u : horizon de prédiction sur la commande
- λ : coefficient de pondération sur la commande.

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

II.1.5 Prédicteur optimal sous forme matricielle :

La relation Eq. II.11 donnant le prédicteur optimal est utilisée dans le critère de l'équation. II.26 entre les horizons N_1 et N_2 . Pour simplifier les notations, il est possible d'utiliser une représentation matricielle de ce prédicteur.

Posons pour cela:

$$\mathbf{if}(q^{-1}) = [F_{N_1}(q^{-1}) \dots F_{N_2}(q^{-1})]', \mathbf{ih}(q^{-1}) = [H_{N_1}(q^{-1}) \dots H_{N_2}(q^{-1})]'$$

$$\tilde{\mathbf{u}} = [\Delta u(t) \dots \Delta u(t + N_u - 1)]', \hat{\mathbf{y}} = [\hat{y}(t + N_1) \dots \hat{y}(t + N_2)]', \mathbf{W} = [w(t + N_1) \dots w(t + N_2)]'$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_{N_1}^{N_1} & g_{N_1-1}^{N_1} & \dots & \dots \\ g_{N_1+1}^{N_1+1} & g_{N_1}^{N_1+1} & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{N_2}^{N_2} & g_{N_2-1}^{N_2} & \dots & g_{N_2-N_u+1}^{N_2} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 28})$$

Où G est de dimension $(N_2 - N_1 + 1) \times (N_u)$

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

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

$$\hat{y} = \mathbf{G} \tilde{\mathbf{u}} + \text{if}(q^{-1})y(t) + \text{ih}(q^{-1})\Delta u(t-1) \quad (\text{II. 29})$$

II.1.6 Critère quadratique matriciel :

Le critère quadratique de l'équation II.26 peut se combiner avec la relation II.29 pour obtenir l'expression matricielle de ce critère :

$$\mathbf{J} = \left[\mathbf{G} \tilde{\mathbf{u}} + \text{if}(q^{-1})y(t) + \text{ih}(q^{-1})\Delta u(t-1) - \mathbf{w} \right]'$$

$$\left[\mathbf{G} \tilde{\mathbf{u}} + \text{if}(q^{-1})y(t) + \text{ih}(q^{-1})\Delta u(t-1) - \mathbf{w} \right] + \lambda \tilde{\mathbf{u}}' \tilde{\mathbf{u}} \quad (\text{II. 30})$$

II.1.7 Minimisation de la fonction de coût :

La loi de commande est obtenue en minimisant le critère précédent, une condition nécessaire est donnée par $\frac{\partial J}{\partial \mathbf{u}} = 0$:

$$\tilde{\mathbf{u}} = \mathbf{M} \left[\mathbf{w} - \text{if}(q^{-1})y(t) - \text{ih}(q^{-1})\Delta u(t-1) \right] \quad (\text{II. 31})$$

Avec les matrices :

$$\mathbf{M} = \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{G}', \text{ de dimension } N_u \times (N_2 - N_1 + 1) \quad (\text{II. 32})$$

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

II.1.8 Stratégie de l'horizon fuyant :

De façon classique, en commande prédictive, seule la première valeur de la séquence de l'équation II.31 est finalement appliquée au système en accord avec la stratégie de l'horizon fuyant, l'ensemble de la procédure étant effectué de nouveau à la période d'échantillonnage suivante.

$$\Delta u_{opt}(t) = -m_1' \left[\text{if}(q^{-1})y(t) + \text{ih}(q^{-1})\Delta u(t-1) - \mathbf{w} \right] \quad (\text{II. 33})$$

Avec m_1' : première ligne de la matrice M

II.1.9 Etude de l'influence des paramètres de la GPC sur les systèmes académiques :

Pour mieux exploiter les résultats théoriques pour des fins pratiques, nous avons appliqué cette commande sur les différents systèmes académiques, et voir l'influence des paramètres de la GPC $N1$, $N2$, Nu , sur le comportement globale du système.

Ainsi, l'algorithme de commande GPC a été appliqué aux systèmes suivants :

- Système stable à phase minimale
- Système instable à phase minimale

II.1.9.1 Exemple de système stable du second ordre à phase minimale :

Considérons le système représenté par la fonction de transfert suivante :

$$G(q^{-1}) = q^{-1} \frac{1.2 + 0.72q^{-1}}{1 - 1.5q^{-1} + 0.54q^{-2}}$$

C'est un système qui représente deux pôles et un zéro comme montre la figure II. 3 (a), ainsi en appliquant un signal carré on s'attend à voir le comportement du système à travers l'action sur les différents paramètres de réglage.

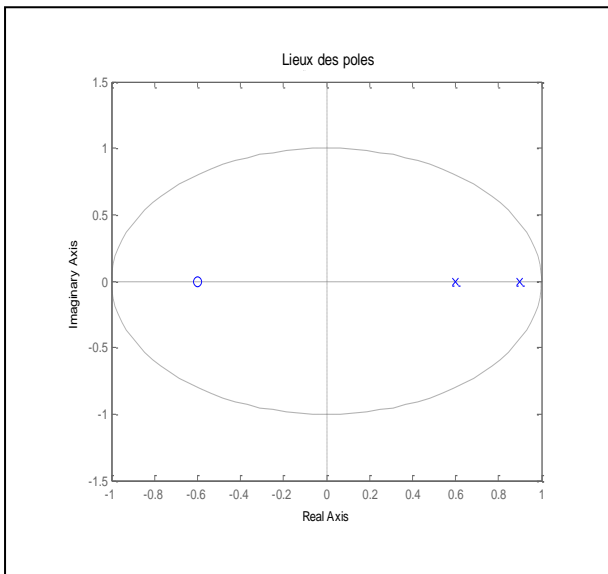
A la deuxième figure II. 3 (b), il est présenté le comportement du système en lui appliquant un signal carré, en fixant les paramètres de la GPC à $N1=1$, $N2=1$, $Nu=1$, $\lambda=0$. D'après les résultats obtenus nous constatons que le système répond très rapidement et en suivant exactement la consigne imposée mais avec des pics de commande.

La figure suivante II. 3 (c), représente l'influence de l'horizon maximum de prédiction $N2$ sur le comportement du système, en gardant les autres paramètres à $N1=1$, $Nu=1$, $\lambda=0$, et en jouant sur $N2$, qui prend les valeurs respectifs 4,9,15. Donc il en ressort qu'une forte augmentation de $N2$ se traduit par une lenteur dans la réponse du système, par contre elle diminue l'effort de la commande.

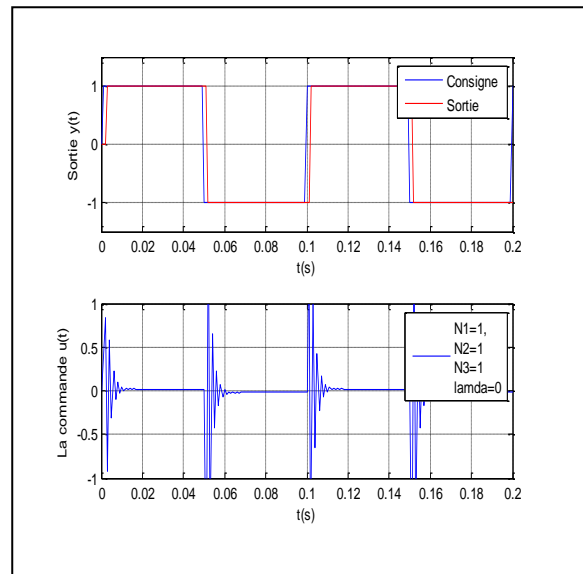
La figure II. 3 (d), représente l'influence du facteur de pondération λ sur le comportement du système, avec la fixation des autres paramètres à $N1=1$, $Nu=1$, $N2=2$, en faisant varier λ , nous

pourrons dire que l'augmentation de λ pondère la grandeur de commande donc plus λ est élevé plus on peut diminuer l'effort et les pics sur la commande.

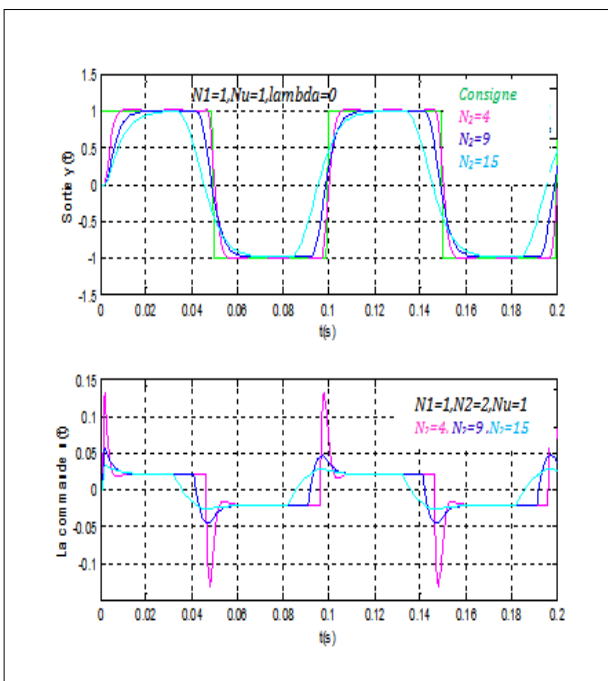
Quant à la figure II. 3 (e), elle représente l'influence de l'horizon minimum de prédiction $N1$ sur le comportement du système, en maintenant les paramètres $N2=15$, $Nu=1$, $\lambda=0$ et en fait varier $N1$, avec des valeurs respectifs 1, 5, 10,15. On peut dire que l'augmentation de $N1$ rend le système plus lent et diminue en même temps l'effort de la commande.



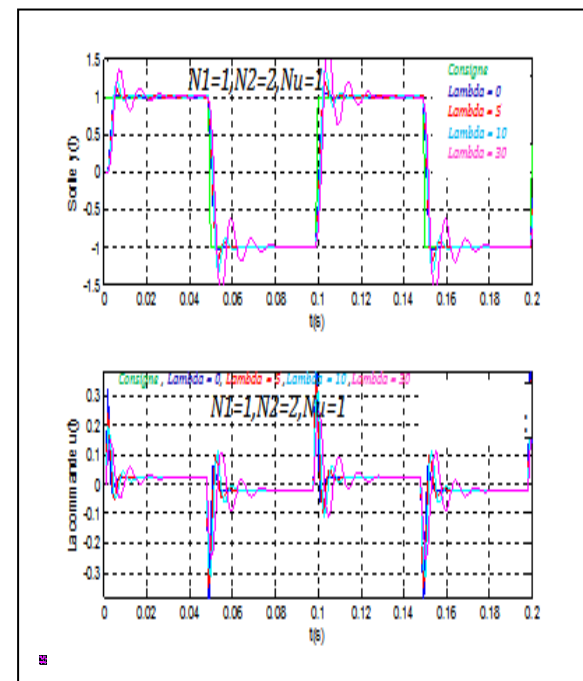
Fig(a)



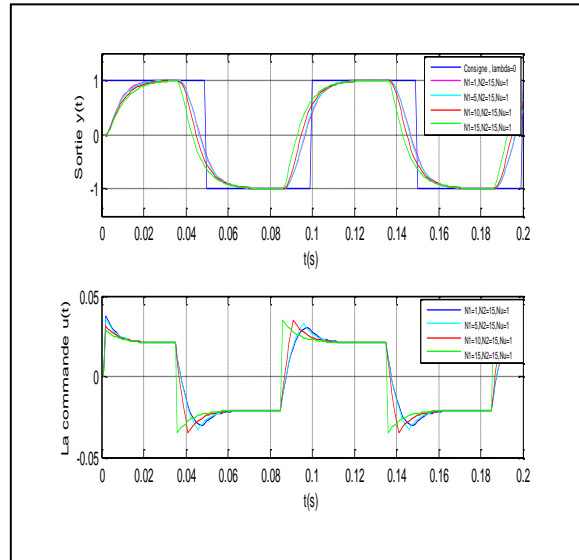
Fig(b)



Fig(c)



Fig(d)



Fig(e)

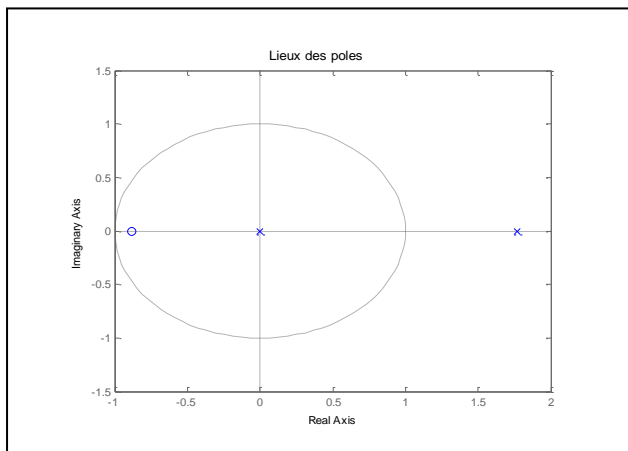
Figure II.3 : Evolution de la sortie et la commande d'un système stable à phase minimale pour différents paramètres de réglage.

II.1.9 .2 Exemple de système instable à phase minimale :

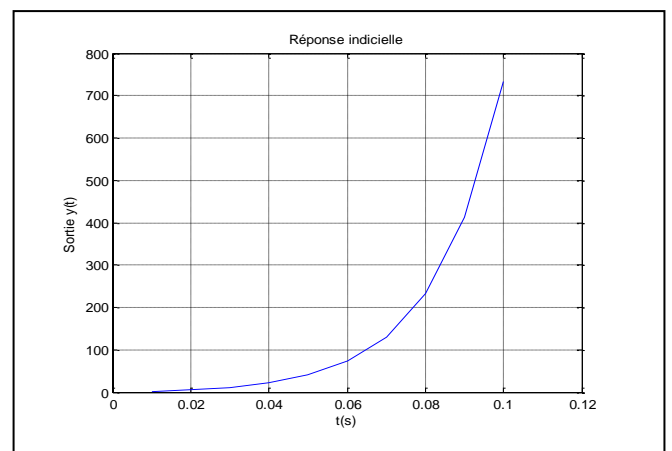
Considérons le système représenté par la fonction de transfert suivant

$$G(q^{-1}) = q^{-1} \frac{1 + 0.88q^{-1}}{1 - 1.77q^{-1}}$$

C'est un système qui représente un pôle instable et un zéro comme montre la figure II. 4 (a), et la réponse indicielle en boucle ouverte figure II. 4 (b).



Fig(a)



Fig(b)

Figure (II.4) Lieux des pôles et réponse indicielle en boucle ouverte d'un système instable

Pour étudier le système en boucle fermée en utilisant la commande prédictive et choisissant les paramètres de réglage convenable afin de rendre notre système stable, on doit pour cela imposer les jeux de paramètres suivants : $N_1=1, N_2=1, N_u=1, \lambda=0$ et $N_1=1, N_2=2, N_u=1, \lambda=5$.

Concernant les premiers jeux de paramètres, nous constatons que le système répond très rapidement en suivant exactement la référence imposée avec un effort de commande important. Pour remédier à ce problème et avec l'utilisation du deuxième jeu de paramètres on remarque que l'augmentation du N_2 fait augmenter le temps de réponse et les pics de commande diminuent avec l'augmentation de λ ceci va rendre le système stable.

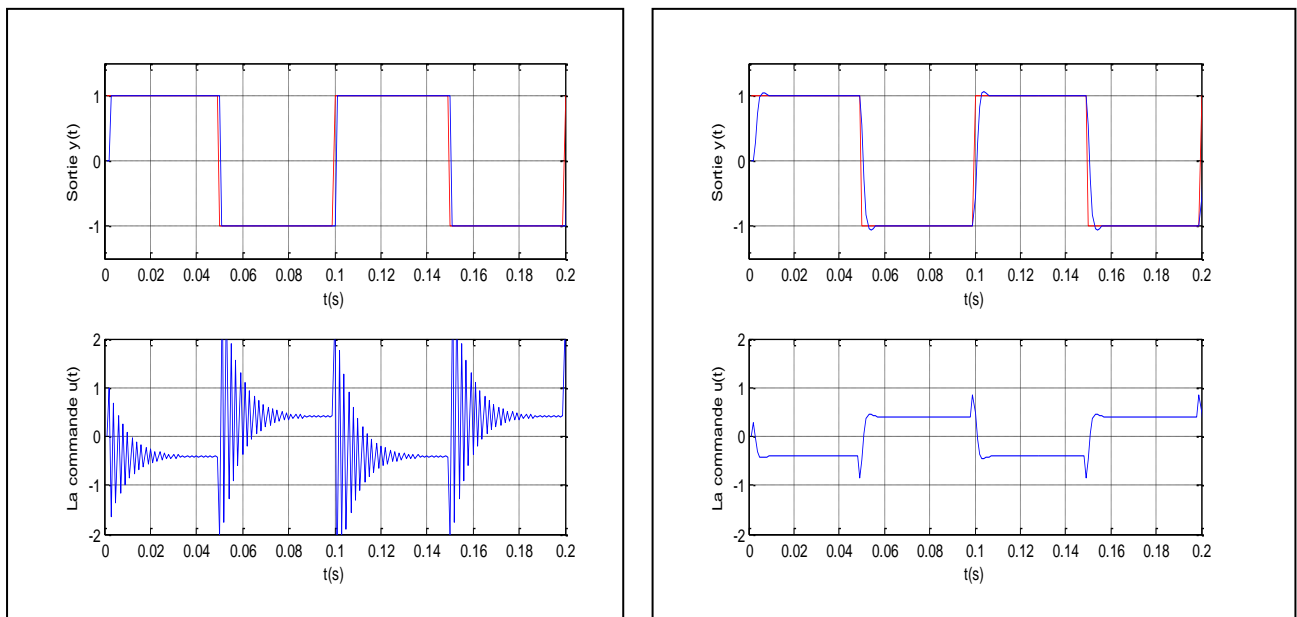


Figure (II.5) Evolution de la sortie et la commande d'un système instable à phase minimale pour différents paramètres de réglage.

II.1.10 Choix judicieux des paramètres de réglage :

La définition du critère quadratique a montré que l'utilisateur doit fixer quatre paramètres de réglage, Ce choix de paramètres s'avère cependant délicat pour une personne non spécialiste, car il n'existe pas des relations empiriques permettant de relier ces paramètres à des indicateurs classiques en automatique, tels que marges de stabilité ou bande passante.

Néanmoins les observations obtenues sur plusieurs systèmes quant à l'influence des paramètres GPC ont permis d'arriver aux conclusions suivantes :

N_1 : horizon minimum de prédiction, correspond au retard pur du système, si le retard est connu sinon il est convenu de l'initialiser à 1.

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

N_u : horizon de commande, il est judicieux de le choisir égal à 1 et n'excédant pas la

valeur deux.

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

II.2 Structure RST du régulateur :

En raison de certains avantages introduit par la structure polynomiale on à choisi la formulation de la loi de commande sous la forme canonique d'un régulateur RST, celle-ci est représentée par la (figure II.3) :

Donc il est possible, à partir de la relation (II. 33), de déduire la représentation polynomiale du régulateur équivalent, comme indiqué Figure 2.1. Cette structure permet l'implantation de la loi de commande par une simple équation aux différences :

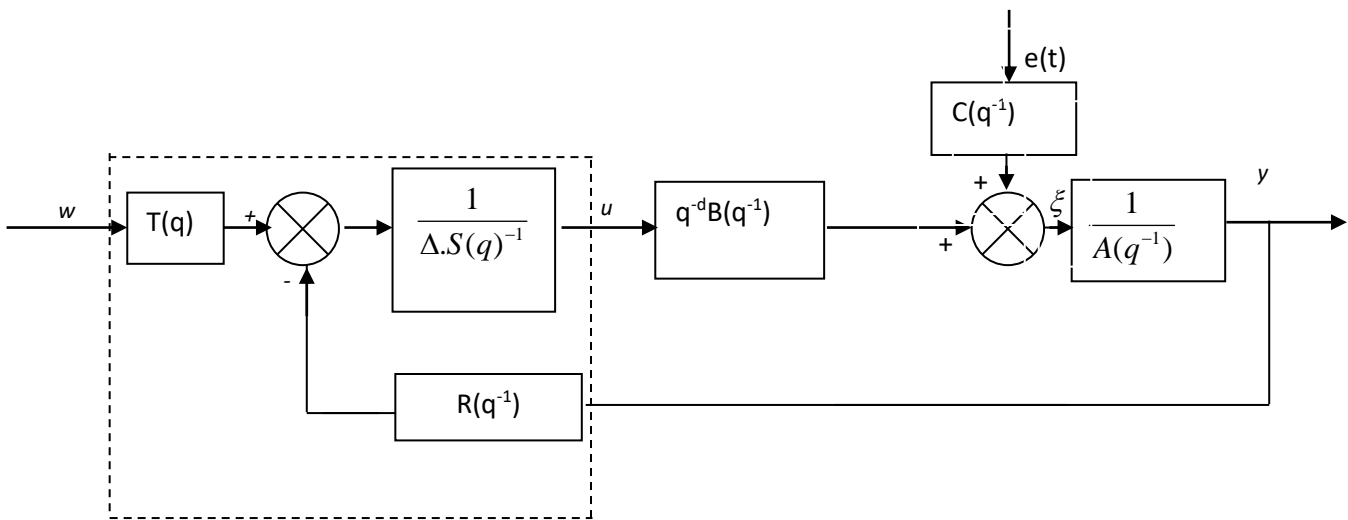


Figure II.3 : Structure RST de la commande GPC

À partir de la relation Eq. II.33, il découle :

$$\Delta u_{opt}(t) \left[1 + m'_1 i_h(q^{-1})q^{-1} \right] = -m'_1 i_f(q^{-1})y(t) + m'_1 \left[q^{N_1} \dots q^{N_2} \right] w(t) \quad (\text{II. 34})$$

Cette relation doit correspondre d'après la (figure II.3) à l'équation :

$$S(q^{-1})\Delta(q^{-1})u(t) = -R(q^{-1})y(t) + T(q)w(t) \quad (\text{II. 35})$$

Ce qui fournit par identification les trois polynômes R , S et T constituant le régulateur linéaire équivalent :

$$\begin{aligned} S(q^{-1}) &= 1 + m'_1 i_h(q^{-1})q^{-1} = 1 + S^*(q^{-1})q^{-1} & \text{degré}[S(q^{-1})] &= \text{degré}[B(q^{-1})] \\ R(q^{-1}) &= m'_1 i_f(q^{-1}) & \text{degré}[R(q^{-1})] &= \text{degré}[A(q^{-1})] \\ T(q) &= m'_1 \left[q^{N_1} \dots q^{N_2} \right]' & \text{degré}[T(q)] &= N_2 \end{aligned} \quad (\text{II. 36})$$

II.2.1 Application de la GPC à la MSAP pour la régulation de la vitesse :

La (figure II.4) représente la structure globale de réglage, elle montre l'allure de la commande de vitesse par la GPC muni du découplage vectoriel. A partir de la consigne de la vitesse, l'algorithme de commande calcule la tension V_q^* , et à partir de cette tension on fait l'estimation du courant i_q^* qui conduit au calcul de V_d^* .

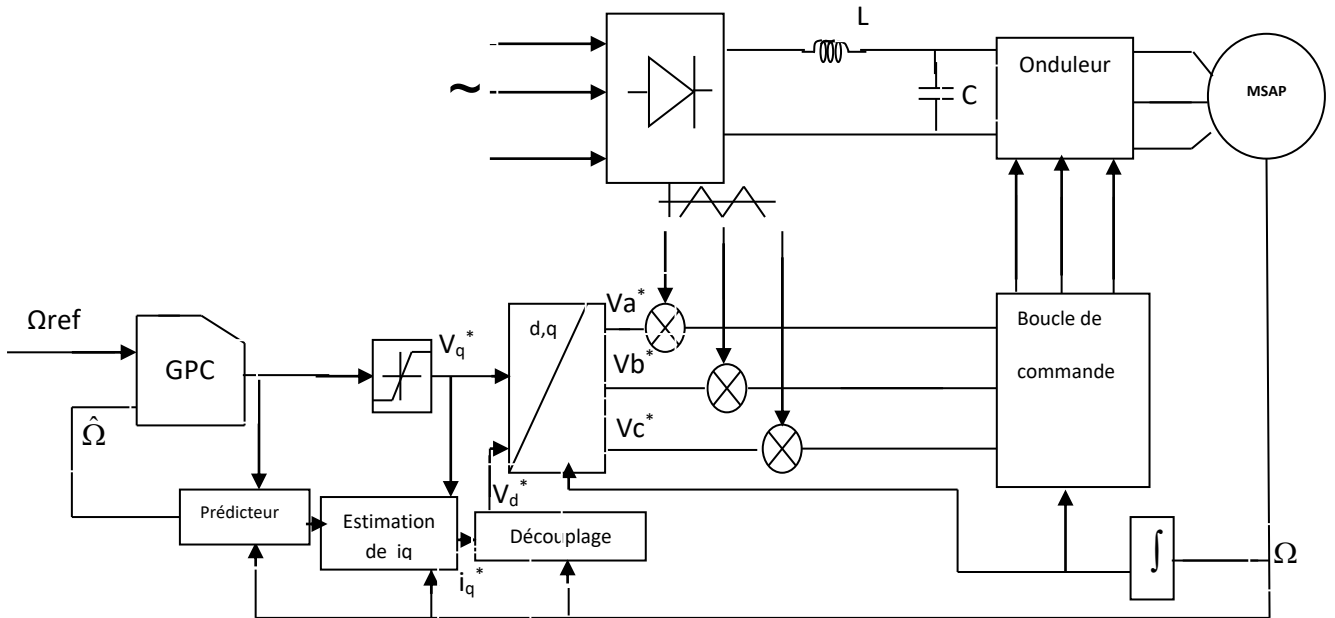


Figure II.3: Structure globale de réglage de la MSAP

II.2.2 Fonction de transfert du modèle simplifié de la MSAP :

Le modèle de la machine synchrone à aimants permanents dans le référentiel d-q est donné par le système d'équation suivant. [Err-010] :

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p\Omega i_q + \frac{1}{L_d} v_d \\ \frac{di_q}{dt} &= -\frac{R}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p\Omega i_d - \frac{\phi_f}{L_q} p\Omega + \frac{1}{L_q} v_q \\ \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{3p}{2J} (\phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - \frac{1}{J} T_r - \frac{F_c}{J} \Omega \end{aligned} \tag{II.37}$$

Le modèle simplifié après l'annulation du courant i_d , aura la même structure que celle d'un moteur à courant continu. (Commande vectorielle)

$$\begin{aligned} \frac{di_q}{dt} &= -\frac{R}{L_q} i_q - \frac{\phi_f}{L_q} p\Omega + \frac{1}{L_q} v_q \\ \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{3p}{2J} \phi_f i_q - \frac{1}{J} T_r - \frac{F_c}{J} \Omega \end{aligned} \tag{II.38}$$

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

$$\frac{\Omega(s)}{v_q(s)} = \frac{3p\phi_f}{(3p^2\phi_f^2 + 2F_cR) \cdot (1 + \frac{2(JR + F_cL_q)}{3p^2\phi_f^2 + 2F_cR}s + \frac{2LqJ}{3p^2\phi_f^2 + 2F_cR}s^2)} \quad (\text{II. 39})$$

On peut également l'écrire sous la forme :

$$F(s) = \frac{\Omega(s)}{v_q(s)} = \frac{K_0}{(1 + \tau_1 s)(1 + \tau_2 s)} \quad (\text{II. 40})$$

$$\text{Avec: } \tau_1 = -1/a, \quad \tau_2 = -1/b \quad \text{et} \quad K_0 = \frac{3 \cdot p \cdot \phi_f}{2 \cdot F_c \cdot R + 3 \cdot p^2 \cdot \phi_f^2} \quad (\text{II. 41})$$

où a, b sont les racines du polynôme du dénominateur de la fonction de transfert F(s).
Compte tenu des paramètres de la machine utilisée, on obtient :

$$K_0 = 32.9391, \quad a = -277.9715, \quad b = -3.5201.$$

$$F(s) = \frac{B_0(s)}{(1 + \tau_1 s)(1 + \tau_2 s)} \quad (\text{II. 42})$$

Dans la majorité des cas, le modèle utilisé est linéaire et discret. A partir de ce système continu (II. 42) qui est caractérisé par sa fonction de transfert F(s), nous écrivons leurs transformés en z compte tenu de l'interpolateur d'ordre zéro.

Donc leur transmittance en z s'écrit :

$$F(z) = \frac{b_1(z) + b_0}{z^2 + a_1 z + a_2} \quad (\text{II. 43})$$

L'application numérique conduit au résultat suivant :

$$F(z) = \frac{0.005915 z^{-1} + 0.005704 z^{-2}}{1 - 1.89035 z^{-1} + 0.89553 z^{-2}} \quad (\text{II. 44})$$

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

$$F(q^{-1}) = \frac{q^{-1}B(q^{-1})}{A(q^{-1})} \quad (\text{II. 45})$$

Il, s'ensuit :

$$A(q^{-1}) = 1 - 1.89035 q^{-1} + 0.89663 q^{-2}$$

$$B(q^{-1}) = 0.005915 q^{-1} + 0.005704 q^{-2}$$

L'algorithme de commande se décrit de la forme suivante :

Début

-Obtention des coefficients A et B du modèle de processus de type CARIMA

-Calcul du polynôme A. Δ

-Résolution de l'équation de Diophantine.

1- Définir les horizons de prédictions et de commande ainsi que du facteur de pondération.

2- Calcul des matrices polynomiales E_j et F_j

3- Calcul de la matrice G_j , formation de la matrice G .

4- Calcul de la matrice H_j .

5- Synthèse du correcteur **RST**

-Calcul de $[G^T G + \lambda I]^{-1} G^T$

Fin

II.2.3 Synthèse du régulateur GPC :

Le régulateur GPC est synthétisé pour le réglage suivant :

$N_1=1, N_2=8, N_u=1 \quad \lambda_{opt} = 0.1946$

Et se caractérise par les polynômes suivants:

$$R(q^{-1})= 60.9796 -102.0122 q^{-1} +43.5674 q^{-2}$$

$$S(q^{-1})=1 + 0.2772 q^{-1}$$

$$T(q)=0.0152q+0.0586 q^2 + 0.1269 q^3 + 0.2173q^4 + 0.3268q^5 +0.4528q^6 +0.5928 q^7+ 0.7444 q^8.$$

II.2.4 Résultats de simulation :

Afin de tester l'efficacité de l'alimentation et de la stratégie de commande proposée, nous avons opté d'utiliser deux types de machines, la première à faible puissance, l'autre à moyenne puissance. Et afin d'évaluer les performances de la commande de la machine synchrone à aimants permanents, quatre formes de test ont été proposées. Le premier et le deuxième test concerne un essai de changement de consigne. Plusieurs échantillons de vitesse ont été prises en compte grâce à des diagrammes de vitesse élaborés à cette fin. Les deux tests sont exécutés en absence de toute perturbation interne et externe. Le troisième test a pour but d'évaluer le niveau de robustesse de la commande vis-à-vis des perturbations externes (représentées par le couple résistant nominal). A cet effet, les perturbations sont appliquées durant 0.4 s entre les instants $t=0.8s$ et $t=1.2s$. Le quatrième test concerne les variations paramétriques qui constituent les perturbations internes, elles se font autour des valeurs nominales. Nous avons considéré des variations brusques à l'instant $t=1$ s entre les instants $t=1s$ et $t=1.5s$. Sur la résistance statorique (R_s), sur les inductances (L_d, L_q), ainsi que sur le moment d'inertie (J). La résistance statorique et le moment d'inertie sont variées de 100 %, les inductances sont variées de -50 %.

Les figures II.8, II.9, II.10 et II.11 donnent des résultats de simulations pour les quatre tests précédents. Nous pouvons constater que la vitesse suit parfaitement les références, le rejet de perturbation est rapide, et le vecteur courant statorique est parfaitement aligné sur l'axe q . En outre, l'erreur de poursuite de la vitesse demeure satisfaisante même pour les fortes variations paramétriques.

Avant de commencer les quatre tests de commande prédictive on commence tout d'abord avec l'essai d'une machine à faible puissance et puis avec machine à moyenne puissance, et afin de trouver les conditions favorables pour le bon fonctionnement de la machine. Donc le choix des paramètres de synthèses est indispensable en premier lieu pour que la machine fonctionne dans des conditions optimales. Pour renforcer le savoir sur l'utilité de cette technique, nous avons opté à

utiliser d'autres techniques de commandes. Et à la fin une étude comparative en la matière entre ces différentes techniques est requise afin d'identifier la meilleure technique possible dans ce sens.

II.2.5 Choix des paramètres de réglage pour la MSAP :

Comme il a été mentionné précédemment au paragraphe II.1.5 en maintenant $N1$, Nu , et λ_{opt} à des valeurs respectives de 1, 1, trace ($G'G$). Le problème posé c'est comment choisir l'horizon maximum de prédiction ?

La méthode classique consiste à faire varier $N2$ afin de concilier une réponse rapide et un courant de démarrage acceptable c'est-à-dire par tâtonnement, il est nécessaire de pouvoir trouver un jeu de paramètres qui puisse satisfaire ces exigences. Mais notre contribution c'est de mettre en œuvre un algorithme qui permet de minimiser l'erreur entre la consigne et la vitesse de rotation et c'est avec la minimisation de l'espace qui existe entre le graphe de la vitesse et le graphe de la référence, c'est-à-dire calculer la surface entre les deux à chaque horizon maximum de prédiction et puis on cherche le minimum des surfaces entre les différentes valeurs de $N2$. Le résultat de calcul après la simulation donne $N2=95$. Pour ce faire l'influence des paramètres sur les grandeurs de la MSAP est analysée à travers la figure suivante.

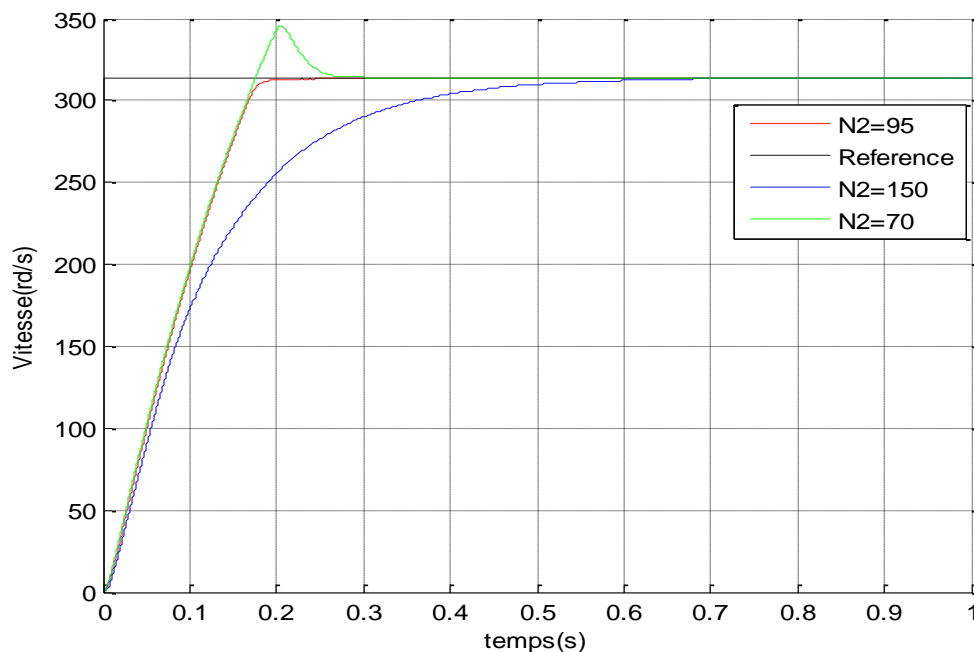


Figure II.4: Jeux de paramètres.

Il en ressort qu'une forte augmentation de $N2$ se traduit par une lenteur dans la réponse du système alors qu'une trop forte diminution se traduit par un très grand dépassement de la consigne (emballement). Sachant que lorsqu'on fait augmenter $N2$ le temps de réponse augmente d'où un temps de calcul supplémentaire qui, pour être diminué il doit être accompagné d'un dispositif anti-windup qui sert en premier lieu à limiter la vitesse autour de la valeur de consigne.

Donc les (figures II.5, figures II.6) montre l'évolution des grandeurs électriques de la MSAP en boucle fermée lors du fonctionnement à vide puis en charge pour différentes valeurs de consigne avec l'insertion d'un dispositif anti-windup et d'un limiteur de courant, pour une machine faible puissance et moyenne puissance.

a. Machine à faible puissance

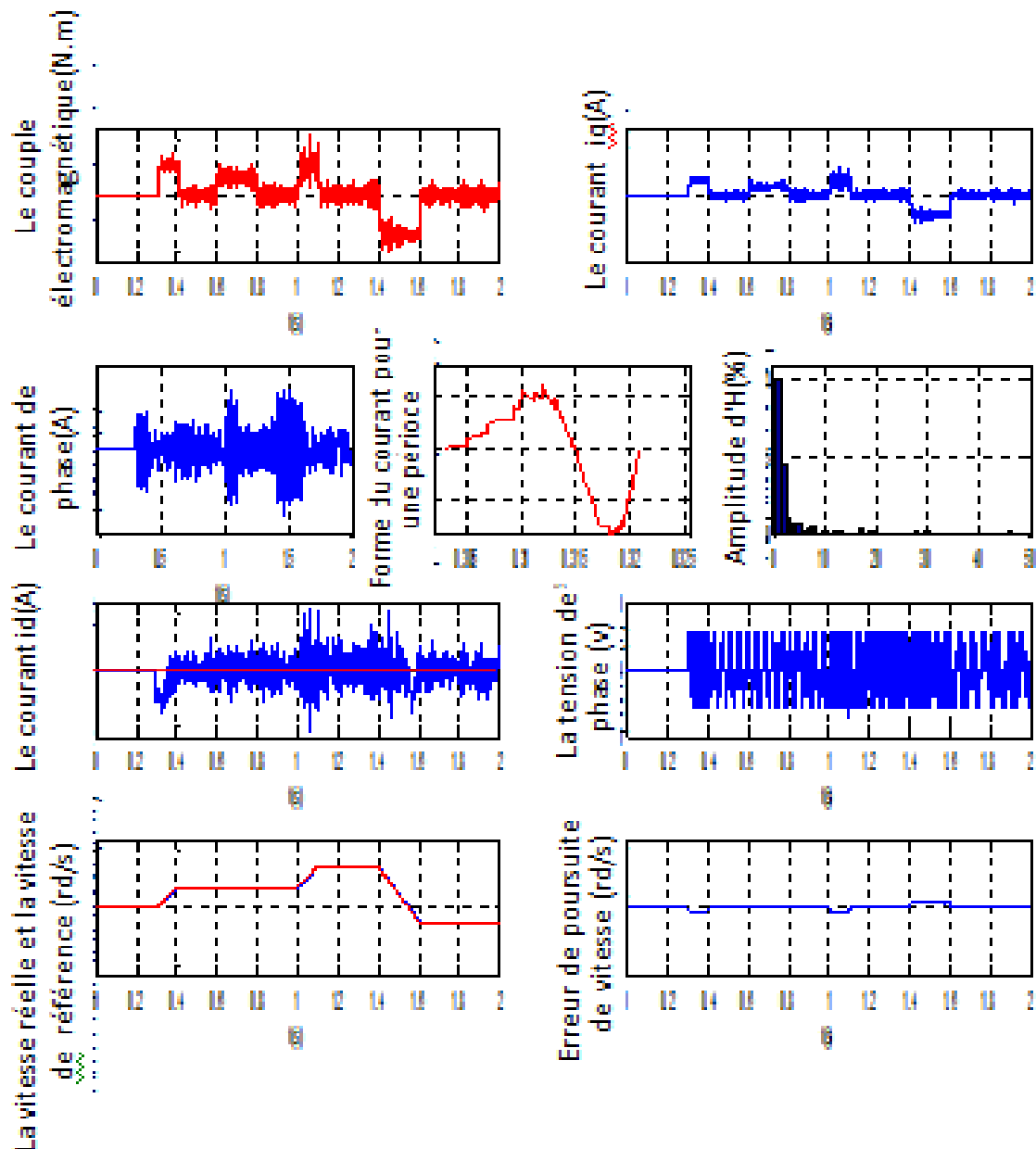


Figure II.5: Evolution des grandeurs électriques de la MSAP pour une machine à faible puissance

b. Machine à moyenne puissance

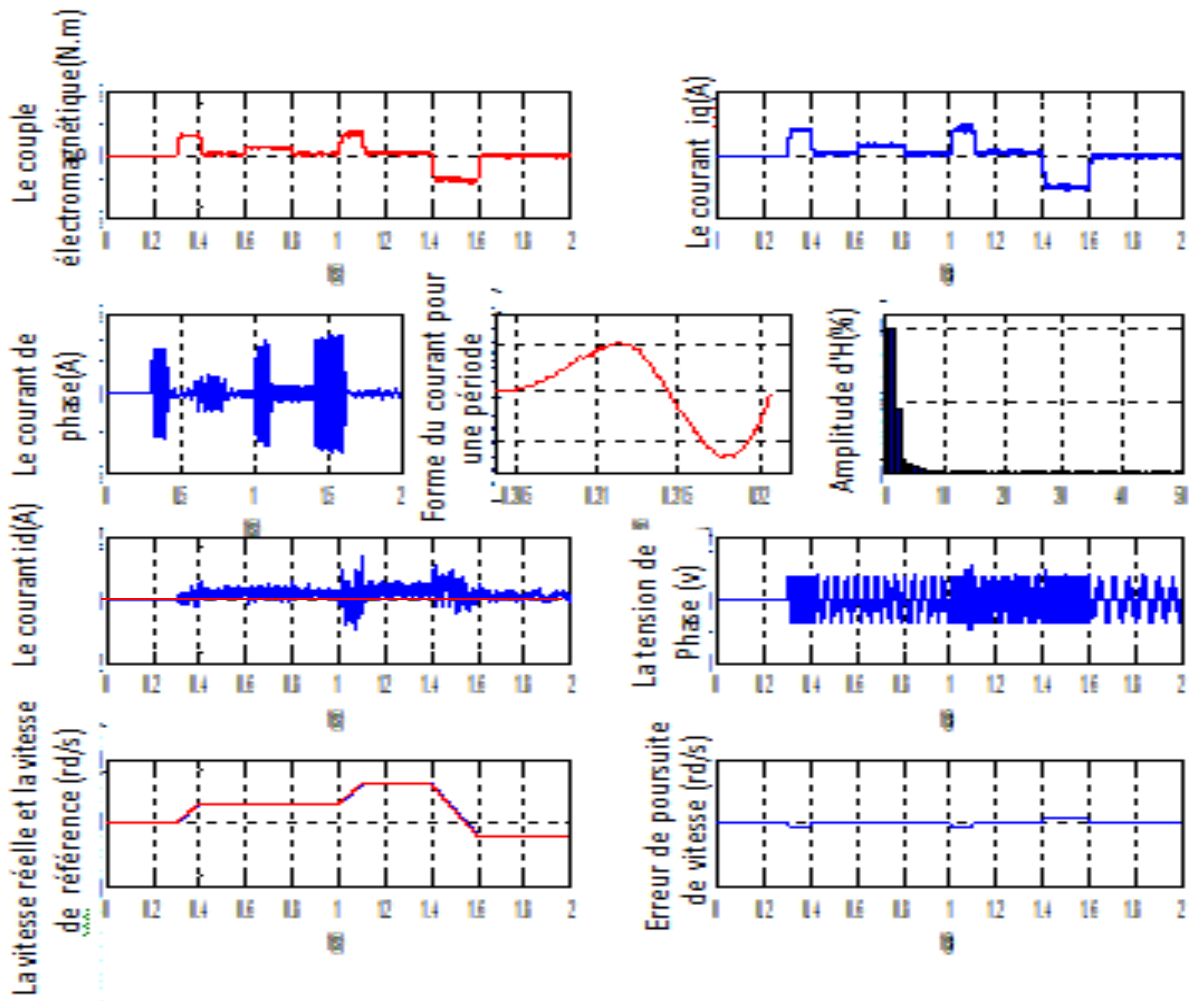


Figure II.6: Evolution des grandeurs électriques de la MSAP pour une machine à moyenne puissance

Comme l'indique les figures (II.5) et (II.6), il en ressort que pour les deux types de machines après avoir imposé plusieurs échantillons de vitesse de consigne et un couple résistant appliqué entre les instants 0.6s et 0.8s (0.05Nm pour la 1^{ère} machine et de 5Nm pour la 2^{ème} machine) ont entraîné une légère perte de vitesse qui est vite rétablie, notons par ailleurs que cette charge ne présente guère une influence sur la composante directe du courant, ce qui indique que la commande vectorielle est effective. Les performances obtenues (stabilité, temps de réponse, précision) sont satisfaisantes pour chaque machine. Cependant le couple peut présenter un dépassement important qui peut nuire au fonctionnement du système. Pour pallier à ce problème, nous pouvons introduire un dispositif anti-windup, ce dernier ne suffit pas pour limiter le couple et la vitesse, donc il est recommandé d'agir sur les paramètres de la GPC pour remédier à ce problème.

Les résultats pour les deux types de machines montrent que le courant i_d atteint rapidement la valeur nulle tandis que le couple électromagnétique est proportionnel au courant i_q . La vitesse suit la vitesse de référence rapidement et sans dépassement en utilisant le régulateur avec un anti-windup. En outre, l'erreur de poursuite de la vitesse demeure satisfaisante pour la première machine tandis que dans la deuxième machine et selon le tableau II.1, on trouve, aussi que l'erreur de poursuite de la vitesse et le taux de distorsion harmonique, est plus grande que dans le cas de la première machine cela est dû au fait que, lorsque la puissance de la machine augmente considérablement le couple électromagnétique présente des fluctuations plus importantes et les courants statoriques présentent des ondulations variables qui sont loin d'être sinusoïdales. Donc pour améliorer les performances du couple ainsi que le courant, l'association d'un onduleur multiniveaux est indispensable pour remédier à ce problème. C'est pourquoi nous avons eu recours à l'onduleur de tension triphasée multicellulaire trois et cinq niveaux que nous avons traité auparavant dans le premier chapitre, en montrant son utilité. Sachant que notre système et la source de la pollution harmonique qui va induire des effets indésirables, Cependant, on peut noter l'influence de ces harmoniques dans le comportement des machines électriques à moyen et long terme à savoir l'échauffement supplémentaire (effet Joule) dans les enroulements statoriques, les couples oscillatoires et l'augmentation du bruit. Il est intégré dans de nombreuses applications industrielles, surtout dans les systèmes de dépollution harmonique comme dans notre système.

Tableau II -1 Comparaison des performances des deux machines faible et moyenne puissance

Type de machine	Machine (1) faible puissance	Machine (2) moyenne puissance
L'erreur de poursuite de vitesse	0.4321	0.7471
Taux de distorsion harmonique	25.77	36.771

Donc au fur et à mesure, et avec l'augmentation des niveaux de l'onduleur on peut diminuer et l'erreur de poursuite de la vitesse et aussi le taux de distorsion harmonique, comme l'indique le tableau II -2.

Tableau II -2 Comparaison des performances de la deuxième machine alimentée par un onduleur multicellulaire

Type de machine	Machine (2). Onduleur deux niveaux	Machine (2). Onduleur trois niveaux	Machine (2). Onduleur cinq niveaux
L'erreur de poursuite de la vitesse	0.74710	0.6315	0.5262
Taux de distorsion harmonique	36.771	34.4921	32.3597

II.2.6 Comparaison des performances des différents régulateurs

Et pour mieux mettre en valeur l'utilité de la commande on peut la comparer avec les régulateurs classiques PI et RST numérique.

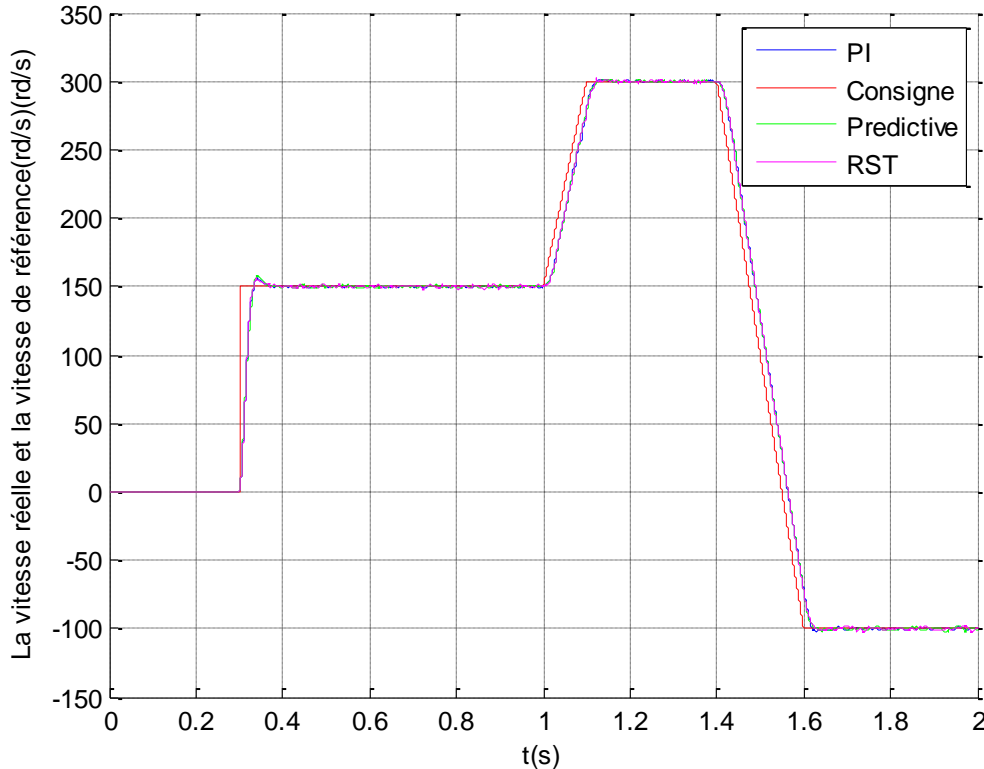


Figure II.7: Vitesse de référence et la vitesse réelle de chaque régulateur

Le tableau II.3 nous résume les différentes stratégies de commande et met en évidence les performances qui semblent préférable pour la commande prédictive aux deux autres cas de régulateurs.

Tableau II -3 Comparaison entre différents types de régulateurs

Type de commande	Prédictive	Régulateur RST	Régulateur PI
L'erreur de poursuite de vitesse	0.5262	0.7753	1.9231
Taux de distorsion harmonique	32.3597	38.5968	44.2978

Après avoir choisi les paramètres de synthèses de la commande prédictive généralisée et fait le choix préférable de notre alimentation, avec les avantages remarquables de cette stratégie devant les autres régulateurs, revenant maintenant au début du paragraphe où on a proposé différents tests pour commander la machine synchrone à aimants permanents, afin de mieux évaluer les performances de la commande de la machine avec son alimentation.

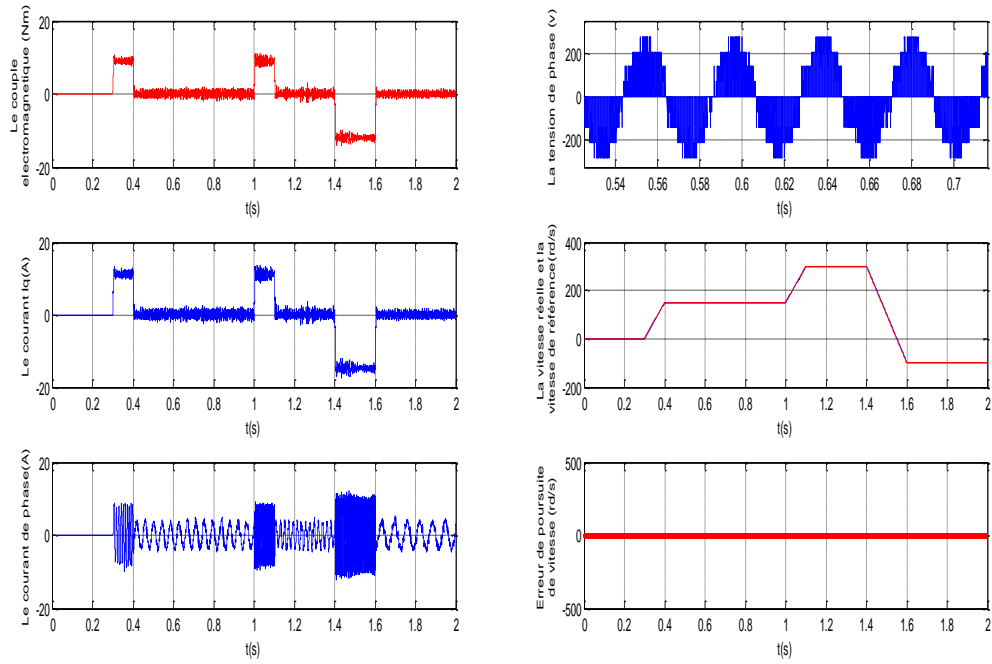


Figure II.8: Résultats de simulation de la MSAP commandée par la commande prédictive suite à l'application du premier test, un essai de changement de consigne(forme 1).

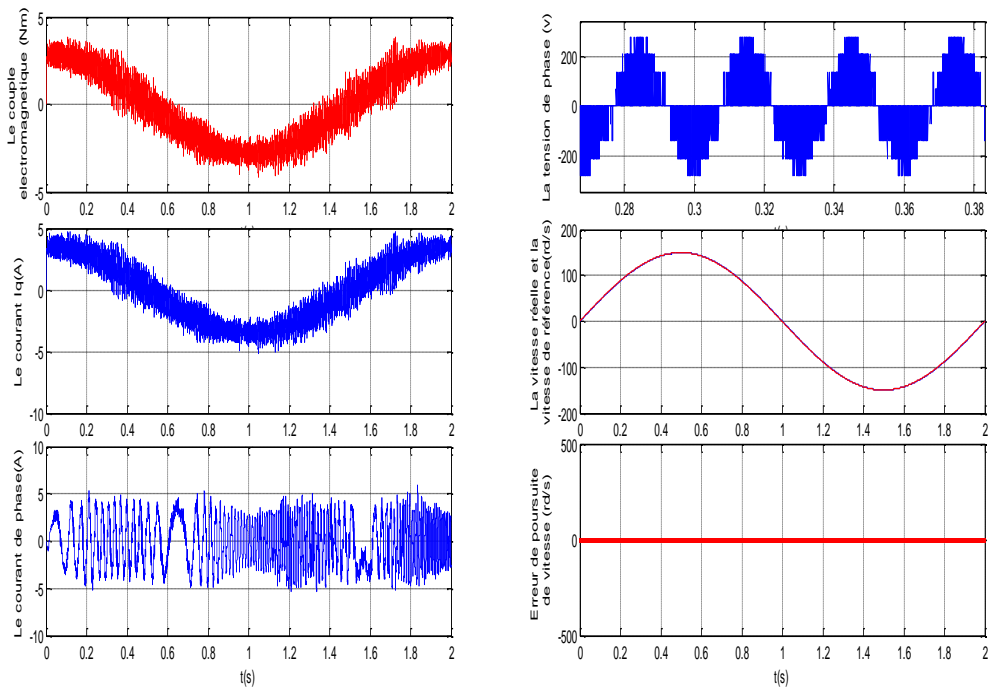


Figure II.9: Résultats de simulation de la MSAP commandée par la commande prédictive suite à l'application du deuxième test, un essai de changement de consigne(forme 2).

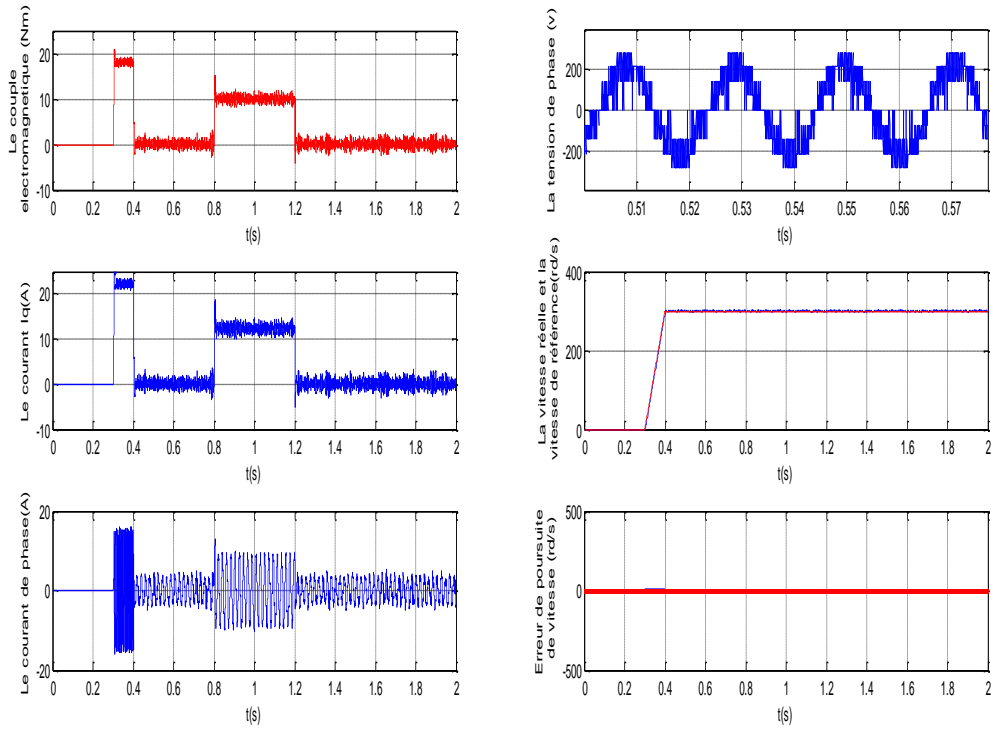


Figure II.10: Résultats de simulation de la MSAP commandée par la commande prédictive suite à l'application du troisième test , évaluation de niveau de robustesse.

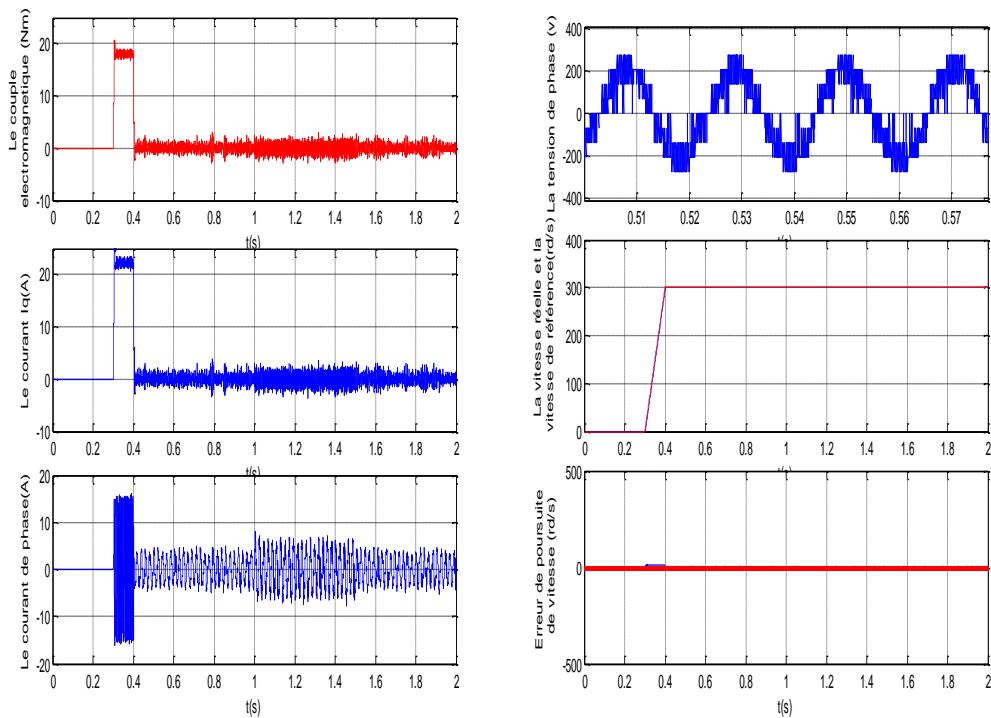


Figure II.11: Résultats de simulation de la MSAP commandée par la commande prédictive suite à l'application du quatrième test, variations paramétriques.

II.3 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principes généraux de la commande prédictive, détaillant plus spécifiquement ses deux variantes, faisant intervenir des fonctions de coût quadratiques et des contraintes linéaires pour la poursuite de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents. Nous avons tout d'abord explicité cette technique à travers des systèmes académiques où on a démontré l'influence des paramètres de synthèses sur chacun d'eux, de même que pour le choix adéquat de ces paramètres, afin de garantir la stabilité et la robustesse dans notre système. Ensuite nous avons aussi rappelé brièvement les caractéristiques et la procédure de réglage des commandes PI et les régulateurs RST, qui ont été comparées à la Commande Prédictive Généralisée lors de diverses trajectoires programmées en simulation. La méthode présentée ci-dessus, permet non seulement une utilisation plus simple de la commande prédictive principalement en vertu de son effet anticipatif, mais aussi un meilleur suivi de la consigne souhaitée.

De plus, l'ajustement automatique du facteur de pondération permet de palier aux problèmes de perturbations éventuelles durant l'évolution, en donnant plus de poids à la commande. Il on ressort à travers les analyses et constatations précédentes qu'une limitation avec limiteur muni du dispositif anti-windup procure de meilleures performances par rapport à la limitation par action sur les paramètres de la GPC, puisque pour le même objectif et une même limitation, il est constaté un temps d'établissement plus petit, un meilleur rejet de la perturbation, enfin le temps de calcul inhérent à l'algorithme est réduit.

En outre, on note une contribution de la GPC à la diminution du temps de réponse à travers l'action sur l'horizon maximum de prédiction. L'association de la GPC au dispositif anti-windup est très compatible, dans la mesure où le dispositif se charge de maintenir le courant dans une plage de valeurs, et le réajustement de jeu de paramètres de la GPC, à travers notamment les horizons de prédictions, permet d'améliorer le temps de réponse, ce qui représente un autre intérêt.

Par ailleurs l'analyse des résultats de simulations à travers les multiples tests effectués sur le modèle de la machine synchrone à aimants permanents, montrent que les performances dynamiques du système sont assez bien préservées lorsqu'on effectue une perturbation externe ajoutée au système sous la forme d'une variation de charges, où même une perturbation interne par l'introduction d'erreurs dans les valeurs des paramètres de la machine, ce qui nous a permis de juger positivement la stabilité et l'efficacité de cette commande.

En présence de variations importantes des paramètres du système, le maintien d'un haut niveau de performance est pratiquement impossible à atteindre avec un régulateur fixe (c'est pour cette raison que nous avons fait l'étude de la GPC sous sa deuxième version à savoir la GPC avec régulateur RST), même si la loi de commande prédictive assure de façon intrinsèque une certaine robustesse. Le maintien d'un niveau de performances correct est dès lors possible par le développement d'une version adaptative du régulateur prédictive. C'est l'objet de notre étude que nous allons aborder dans le prochain chapitre.

Noter aussi l'intérêt essentiel qu'apporte le choix de notre alimentation pour l'amélioration de la stabilité mécanique de la machine à savoir la diminution du couple oscillatoire, et la diminution du bruit. Donc pour améliorer les performances du couple ainsi que le courant, l'association d'un onduleur multiniveaux est indispensable pour remédier à ce problème.

Chapitre 3

LA COMMANDE PRÉDICTIVE ADAPTATIVE

Introduction :

Au début des années cinquante, il y avait des recherches approfondies sur la commande adaptative dans le cadre de la conception de pilotes automatiques pour les avions à haute performance. Ces avions fonctionnent sur une large plage de vitesses et altitudes. Il a été constaté que la commande en boucle fermée à gain constant linéaire pourrait bien fonctionner dans un état de fonctionnement bien défini, mais pas sur l'ensemble du régime de vol. Un contrôleur plus performant qui pourrait bien fonctionner sur une large gamme de conditions de fonctionnement a donc été nécessaire. Après un effort de développement considérable, il a été constaté que la commande à gain préprogrammé est une technique appropriée pour commander les systèmes de pilotage. La commande adaptative a été d'un moindre intérêt, car elle a été difficile à traiter avec la technologie de l'époque. [Nec.16]

Mais c'est seulement depuis une dizaine d'années, grâce à l'apport de nombreux résultats théoriques et aux progrès réalisés dans le domaine de la micro-informatique, que les techniques de commande adaptatives sont devenues vraiment crédibles et sont utilisées dans de larges domaines pour résoudre une variété importante de problèmes rencontrés en commande, identification et estimation d'état. Le caractère dual de cette technique permet son utilisation dans différentes applications.

La Commande Adaptative est définie comme une commande permettant au régulateur de s'adapter de lui-même aux changements du processus. En conséquence, l'objectif de la commande Adaptative est l'ajustement automatique en ligne et en temps réel des régulateurs des boucles de commande, afin de réaliser ou maintenir de façon identique un certain niveau de performances, quand les paramètres du procédé à commander varient dans le temps. Un système adaptatif peut s'envisager comme une structure à deux boucles, une boucle principale classique qui prend en compte les variations des signaux d'entrée et de sortie, et une boucle secondaire qui réagit aux variations des paramètres du processus : c'est elle qui rend le système adaptatif. Les différentes méthodes de commande adaptative se différencient par la structure choisie pour réaliser la mise à jour en temps réel des paramètres du régulateur en fonction des variations du processus à commander [Ise.92] [Dum.02].

Un schéma de commande adaptative sera donc constitué de deux boucles à contre-réaction

- Une boucle à contre-réaction classique, formée par le processus avec le régulateur
- Une autre boucle à contre-réaction imbriquée à la première et dont le rôle est d'adapter les paramètres du régulateur.

III.1 Présentation de différentes techniques de commande adaptative :

Les stratégies résultantes conduisent aux deux grandes techniques adaptatives simples à mettre en œuvre et largement utilisées à ce jour en pratique, en l'occurrence la commande adaptative directe et la commande adaptative indirecte.

III.1.1 Modélisation du processus et de son environnement :

La théorie de la commande adaptative utilise les modèles paramétriques linéaires et invariants décrits par l'équation aux différences suivante :

$$y(t) = \sum_{i=0}^{nb} b_i \cdot u(t-d-i) - \sum_{i=1}^{na} a_i y(t-i) + w(t) \quad (\text{III.1})$$

Où :

$y(t)$: sortie du procédé à l'instant t .

$u(t)$: entrée du processus .

d : retard pur du processus .

$w(t)$: représente l'ensemble des perturbations.

Ce type de modèle peut se réécrire, en utilisant la représentation polynomiale en terme de l'opérateur retard q^{-1} , défini par $q^{-1}y(t) = y(t-1)$, sous la forme :

$$A(q^{-1}) \cdot y(t) = q^{-d} \cdot B(q^{-1}) \cdot u(t) + w(t). \quad (\text{III.2})$$

Avec :

$$\begin{aligned} A(q^{-1}) &= 1 + a_1 \cdot q^{-1} + a_2 \cdot q^{-2} + \dots + a_{na} \cdot q^{-na} . \\ B(q^{-1}) &= b_0 + b_1 \cdot q^{-1} + b_2 \cdot q^{-2} + \dots + b_{nb} \cdot q^{-nb} . \end{aligned} \quad (\text{III.3})$$

Le système représenté par le modèle (III.2) est dit à phase non minimale si tous les zéros du polynôme $B(q^{-1})$ sont situés à l'extérieur du disque unité.

Le terme des perturbations $w(t)$ englobe généralement plusieurs composantes :

- Les perturbations mesurables, qui représentent l'effet des variables du processus qui ont été jugées secondaires lors de l'élaboration du modèle.
- L'erreur de modélisation (les modèles de commande conduisent nécessairement à une erreur de modélisation).
- Les perturbations aléatoires (des bruits de mesures et de quantification, influences de l'environnement etc ...).
- Les perturbations de charge qui peuvent changer si le point de fonctionnement change.
- Dans le cas des processus réels, une commande nulle ne conduit pas généralement à une sortie nulle. Cette constante est appelée la composante continue du processus.

III.1.2 Algorithme d'identification :

L'algorithme d'adaptation paramétrique (A.A.P) est un des éléments clé de la mise en œuvre de cette approche pour l'identification des modèles de procédés par des techniques récursives. Il pilote les paramètres du modèle ajustable de prédiction à partir des informations recueillies sur le système à chaque pas d'échantillonnage [Lan. 93] :

$$\begin{bmatrix} \text{Nouvel} \\ \text{estimé} \\ \text{des} \\ \text{parametres} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Estimé} \\ \text{précédent} \\ \text{des} \\ \text{parametres} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \text{Gain} \\ \text{d'adaptation} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \text{Fonction} \\ \text{de} \\ \text{mesures} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \text{Fonction} \\ \text{del'erreur} \\ \text{de} \\ \text{prédiction} \end{bmatrix}$$

L'objectif de l'algorithme du gradient est de minimiser un critère quadratique en terme de l'erreur de prédiction. Soit le modèle discrétisé :

$$y(t+1) = -a_1 y(t) + b_1 u(t) = \theta^T \phi(t) \quad (\text{III.4})$$

La sortie « a posteriori » de prédiction sera donnée par :

$$\hat{y}(t+1) = \hat{y}(t+1 | \hat{\theta}(t+1)) = -\hat{a}_1(t+1)y(t) + b_1(t+1)u(t) = \hat{\theta}(t+1)^T \phi(t) \quad (\text{III.5})$$

On définit une erreur de prédiction « a priori » :

$$\overset{\circ}{\varepsilon}(t+1) = y(t+1) - \hat{y}(t+1) \quad (\text{III.6})$$

Une erreur de prédiction « a posteriori » :

$$\varepsilon(t+1) = y(t+1) - \hat{y}(t+1) \quad (\text{III.7})$$

On cherche un A.A.P. récursif avec mémoire. La structure d'un tel algorithme est :

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + \Delta \hat{\theta}(t+1) \quad (\text{III.8})$$

Le terme de correction doit nous permettre de minimiser à chaque pas de critère :

$$\min_{\hat{\theta}(t)} J_{\hat{\theta}(t)}(t+1) = \left[\overset{\circ}{\varepsilon}(t+1) \right]^2 \quad (\text{III.9})$$

La solution s'obtient par la technique du gradient:

Si on présente les courbes isocritères ($J = \text{constante}$) dans le plan des paramètres a_1, b_1 , on obtient des courbes fermées concentriques autour de la valeur minimale du critère correspondant aux points a_1, b_1 , (les paramètres du modèle du procédé). Les courbes isocritères s'éloignent de plus en plus du minimum au fur et à mesure que J augmente.

Pour minimiser le critère, on se déplace dans la direction inverse du gradient de la courbe isocritère correspondante. Ceci va nous conduire sur une courbe correspondant à $J = \text{constante}$ de valeur plus petite (**figure III.1**).

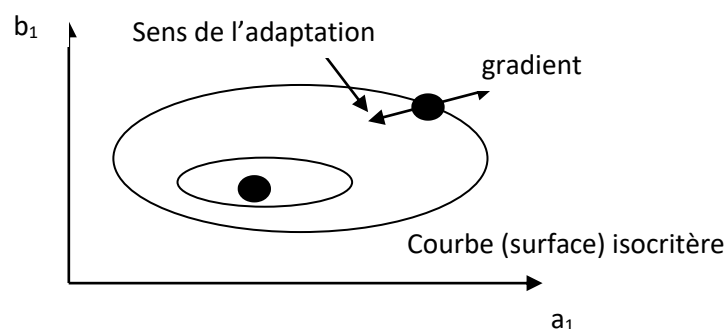


Figure III.1: Principe de la méthode du gradient

L'A.A.P. correspondant, prendra la forme :

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + F \frac{\partial J(t+1)}{\partial \hat{\theta}(t)} \quad (\text{III.10})$$

Où $F = aI$ ($a > 0$) est le gain d'adaptation matriciel (I est une matrice diagonale unitaire) et

$\partial J(t+1) / \partial \theta$ est le gradient du critère de l'équation (III.4) par rapport à $\hat{\theta}(t)$.

Au final l'A.A.P devient :

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + F\phi(t)\varepsilon^o(t+1) \quad (\text{III.11})$$

Toutefois, en utilisant l'algorithme du gradient, on minimise à chaque pas $\varepsilon^2(t+1)$, ou plus exactement, on se place dans la direction de croissance la plus rapide du critère, avec un pas dépendant de F . Cette minimisation n'entraîne pas forcément la minimisation de $\sum_{i=1}^t \varepsilon^2(i)$ sur un

horizon de t pas. Au voisinage de l'optimum, si le gain n'est pas assez faible, on peut avoir des oscillations. D'autre part, pour avoir une bonne vitesse de convergence au début, quand on est loin de l'optimum, il serait souhaitable d'avoir un grand gain d'adaptation. L'objectif est de trouver un algorithme récursif de la forme de l'équation (III.8) qui minimise le critère des moindres carrés. On parle de l'algorithme des moindres carrés récursifs :

$$\min_{\hat{\theta}(1)} J(t) = \sum_{i=1}^t \left[y(i) - \hat{\theta}(t)^T \phi(i-1) \right]^2 \quad (\text{III.12})$$

Après calcul, on peut démontrer que :

$$\hat{\theta}(t) = \left[\sum_{i=1}^t \phi(i-1)\phi(i-1)^T \right]^{-1} \sum_{i=1}^t y(i)\phi(i-1) \quad (\text{III.13})$$

$$\hat{\theta}(t) = F(t) \sum_{i=1}^t y(i)\phi(i-1) \text{ avec } F(t)^{-1} = \sum_{i=1}^t \phi(i-1)\phi(i-1)^T \quad (\text{III.14})$$

Pour obtenir un algorithme récursif, on considère l'estimation de $\hat{\theta}(t+1)$:

$$\hat{\theta}(t+1) = F(t+1) \sum_{i=1}^{t+1} y(i)\phi(i-1) \quad (\text{III.15})$$

$$\text{Avec } F(t+1)^{-1} = \sum_{i=1}^{t+1} \phi(i-1)\phi(i-1)^T = F(t)^{-1} + \phi(t)\phi(t)^T \quad (\text{III.16})$$

Après développement, il résulte l'A.A.P. :

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + F(t+1)\phi(t)\varepsilon^o(t+1) \quad (\text{III.17})$$

$$\text{avec } F(t+1) = F(t) - \frac{F(t)\phi(t)\phi(t)^T F(t)}{1 + \phi(t)^T F(t)\phi(t)} \quad \text{et} \quad (\text{III.18})$$

$$\varepsilon^o(t+1) = y(t+1) - \hat{\theta}(t)^T \phi(t)$$

Avec $\hat{\theta}$ le vecteur des paramètres estimés et $F(t+1)\phi(t)\varepsilon^o(t+1)$ représente le terme de correction. F est le gain d'adaptation, ϕ est le vecteur des observations (ou des mesures) et ε est l'erreur de prédiction (erreur d'adaptation), c'est-à-dire la différence entre la sortie mesurée du procédé et la sortie prédite.

III.1.2.1 Pilotage de la trace de la matrice de gain :

Dans l'algorithme des moindres carrés simples récursifs standard (III.17), la trace de la matrice du gain décroît vers zéro au fur et à mesure que de nouvelles « données » arrivent. Ce phénomène est intéressant dans le cas stationnaire où les paramètres du procédé sont invariants dans le temps. Par contre ceci devient un handicap pour la commande adaptative qui cherche justement à suivre d'éventuels changements de la dynamique propre du procédé.

La plupart des processus industriels sont non stationnaires. Pour assurer la capacité d'adaptation, on utilise les algorithmes à trace constante. Ce type de profil convient pour l'identification des systèmes à paramètres variables dans le temps [Lan. 93][Hal.12].

$$F(t+1) = \frac{1}{\lambda_1(t)} \left[F(t) - \frac{F(t)\phi(t)\phi(t)^T F(t)}{\frac{\lambda_1(t)}{\lambda_2(t)} + \phi(t)^T F(t)\phi(t)} \right] \quad (\text{III.19})$$

en fixant le rapport $\alpha(t) = \lambda_1(t) / \lambda_2(t)$ l'équation (III.20) est obtenue de l'équation (IV.19).

$$F(t+1) = \frac{1}{\lambda_1(t)} \text{tr} \left[F(t) - \frac{F(t)\phi(t)\phi(t)^T F(t)}{\alpha(t) + \phi(t)^T F(t)\phi(t)} \right] = \text{tr} F(t) \quad (\text{III.20})$$

Par cette méthode on se déplace à chaque pas dans la direction optimale des M.C.R, mais on maintient le gain approximativement constant.

III.1.3 Application de la commande adaptative à la MSAP :

III.1.3.1 Réglage de la vitesse :

La régulation de la vitesse peut aisément être déterminée à partir du modèle découplé de la machine. La (figure III.2) montre schématiquement la structure globale de réglage de vitesse de la MSAP par la commande adaptative.

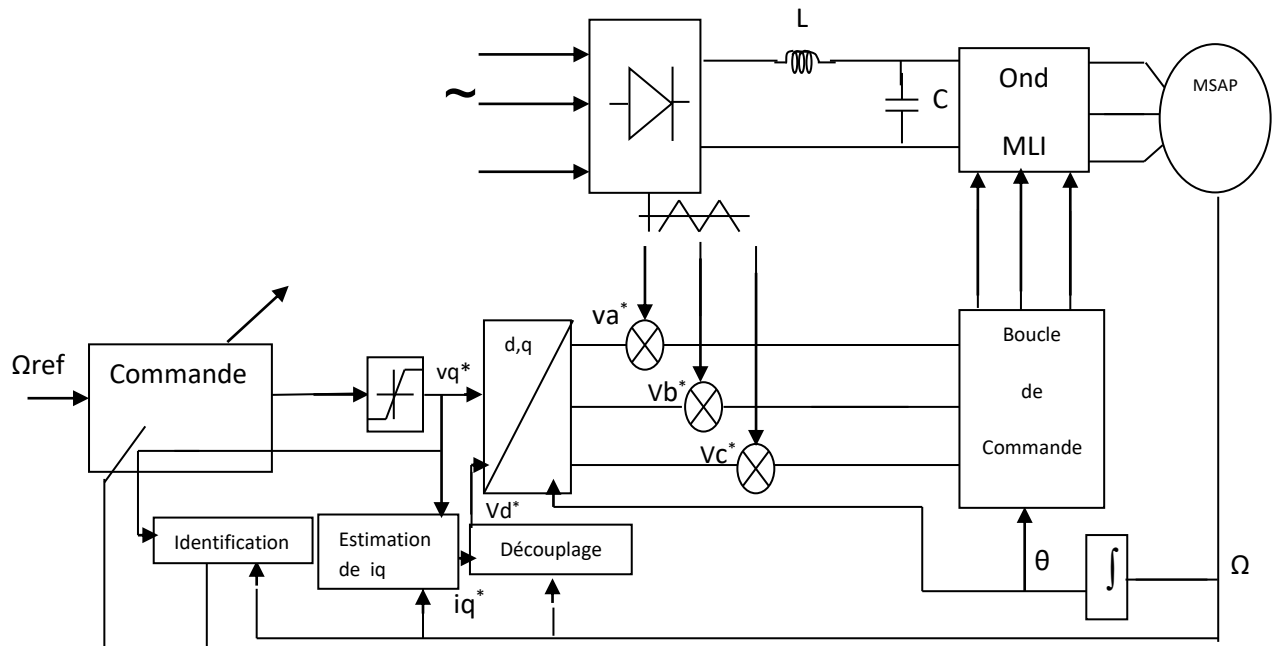


Figure III.2: Structure du réglage adaptatif indirect de vitesse de la MSAP

On considère le système linéaire stochastique en temps discret par le modèle de CARIMA suivant :

$$A(q^{-1}).y(t)=q^{-d} . B(q^{-1}).u(t)+ w(t). \tag{III.21}$$

Où :

$$\begin{aligned} A(q^{-1}) &= 1+a_1.q^{-1}+a_2.q^{-2}+\dots+a_{na}.q^{-na} . \\ B(q^{-1}) &= b_0+b_1.q^{-1}+b_2.q^{-2}+\dots+b_{nb}.q^{-nb} . \end{aligned} \tag{III.22}$$

w(t) : représente l'ensemble des perturbations, supposées bornées, qui affectent le système.

Nous choisissons de minimiser le critère à minimum de variance :

$$J(t) = E\left[\{y(t+d) - y_m(t+d)\}^2 + \lambda_0 \cdot \{u(t) - u(t-1)\}^2\right] \tag{III.23}$$

Le second terme du critère $\lambda_0 \cdot \{u(t) - u(t-1)\}^2$ représente la séquence des variations de la commande, pondérée par une séquence positive éventuellement variable λ_0 . Cette pondération est introduite pour contrôler des systèmes à phase non minimale.

III.1.3 .2 Détermination de la loi de commande :

Nous désirons calculer la commande $u(k)$ qui minimise la fonction de coût J , et pour cela nous avons utilisé la fameuse équation de Diophantine qui détermine les polynômes $F(q^{-1})$ et $G(q^{-1})$, si le polynôme $A(q^{-1})$ est connu.

Pour faciliter le développement de l'algorithme nous posons $C(q^{-1})=1$:

$$1=A(q^{-1}) F(q^{-1})+ q^{-d} G(q^{-1}) \quad (\text{III.24})$$

Sachant que

$$\begin{cases} F(q^{-1}) = 1 + f_1 q^{-1} + \dots + f_{d-1} q^{-(d-1)} \\ G(q^{-1}) = g_0 + g_1 q^{-1} + \dots + g_{n-1} q^{-(n-1)} \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

Multiplions l'équation (III.24) par $y(t)$

$$y(t)=A(q^{-1}) F(q^{-1}). y(t)+ q^{-d} G(q^{-1}) y(t) \quad (\text{III.26})$$

En remplaçant l'équation (III.21) dans (III.26)

On obtient :

$$y(t)= q^{-d} B(q^{-1}) F(q^{-1})u(t)+ F(q^{-1}) w(t)+ q^{-d} G(q^{-1}) y(t) \quad (\text{III.27})$$

$$y(t+d)= B(q^{-1}) F(q^{-1})u(t)+ F(q^{-1}) w(t+d)+ G(q^{-1}) y(t) \quad (\text{III.28})$$

On est ramené à un problème d'optimisation à caractère déterministe. La condition d'optimalité est donnée par l'annulation de la dérivée première du critère par rapport à la commande $u(t)$, il vient :

$$\frac{\partial I(t)}{\partial u(t)} = 2.(y(t+d) - y_m(t+d)). \frac{\partial y(t+d)}{\partial u(t)} + 2.\lambda.(u(t) - u(t-1)) \quad (\text{III.29})$$

Prenons ces hypothèses en considération : [22]

$$\frac{\partial y(t+d)}{\partial u(t)} = b_0 \quad \frac{\partial J}{\partial u(t)} = 0 \quad (\text{III.30})$$

Et la loi de commande minimisant le critère (III.23) est donnée par :

$$u(t) = \frac{y_m(t+d) - G(q^{-1})y(t) + \frac{\lambda}{b_0}u(t-1)}{B(q^{-1})F(q^{-1}) + \frac{\lambda}{b_0}} \quad (\text{III.31})$$

III.1.3 .3 Identification des paramètres de la MSAP :

La loi de commande adaptative est obtenue par l'utilisation simple du principe d'équivalence certaine qui consiste à remplacer le modèle du procédé $\theta(t)$ par son estimé $\hat{\theta}(t)$ lorsqu'on calcule la commande $u(t)$.

L'estimation du vecteur paramètre est donnée par l'équation (III.11). Avec l'utilisation de l'algorithme à trace constante pour la détermination du gain d'adaptation à l'instant t .

III.1.4 Résultats de simulation :

Nous utilisons toujours le modèle non linéaire de la MSAP muni de son découplage, comme il a été mentionné dans le chapitre précédent :

Les paramètres du modèle utilisés, sont :

$$A(q^{-1}) = 1 - 1.89035 q^{-1} + 0.89663 q^{-2}$$

$$B(q^{-1}) = 0.005915 q^{-1} + 0.005704 q^{-2}$$

L'algorithme de commande peut être présenté sous la forme suivante :

Début

1-Obtenir des coefficients A et B du modèle de processus de type CARIMA

2- Mesurer la sortie $y(t)$ et lire la consigne $y_m(t)$.

3- Estimer le vecteur des paramètres $\hat{\theta}(t)$ avec l'algorithme (IV.17)

4-Calculer les paramètres de la loi de commande

5-Calculer la loi de commande $u(t)$

Fin

Pour tester l'efficacité de la commande adoptée, et à la lumière des réponses enregistrées, plusieurs tests permettent de mettre en évidence les performances que l'on peut espérer obtenir d'un moteur synchrone à aimants permanents au moyen de ce type de commande en se basant sur le schéma de commande pour le réglage de la vitesse représenté par la (**figure III.2**). En effet, les multiples tests effectués sur le modèle de la machine synchrone à aimants permanents, ainsi que le tableau III.1 qui porte le calcul de l'erreur de poursuite de vitesse et le THD, nous ont permis de juger positivement la stabilité et l'efficacité de cette commande.

Tableau III.1 : Taux de Distorsion Harmonique TDH et L'erreur de poursuite de vitesse calculés pour ce type de commande.

L'erreur de poursuite de vitesse	Taux de distorsion harmonique
0.0782	11.5399

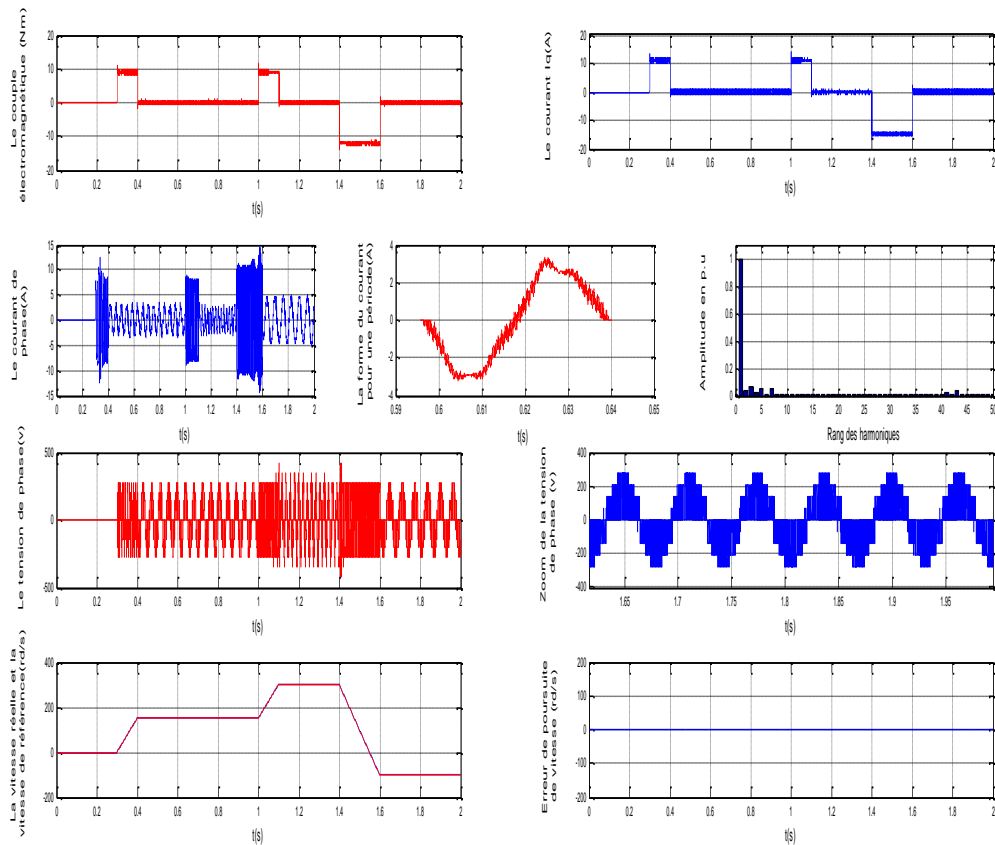


Figure III.3: Résultats de simulation de la MSAP commandée par la commande adaptative indirecte suite à l’application du premier test, un essai de changement de consigne (forme 1).

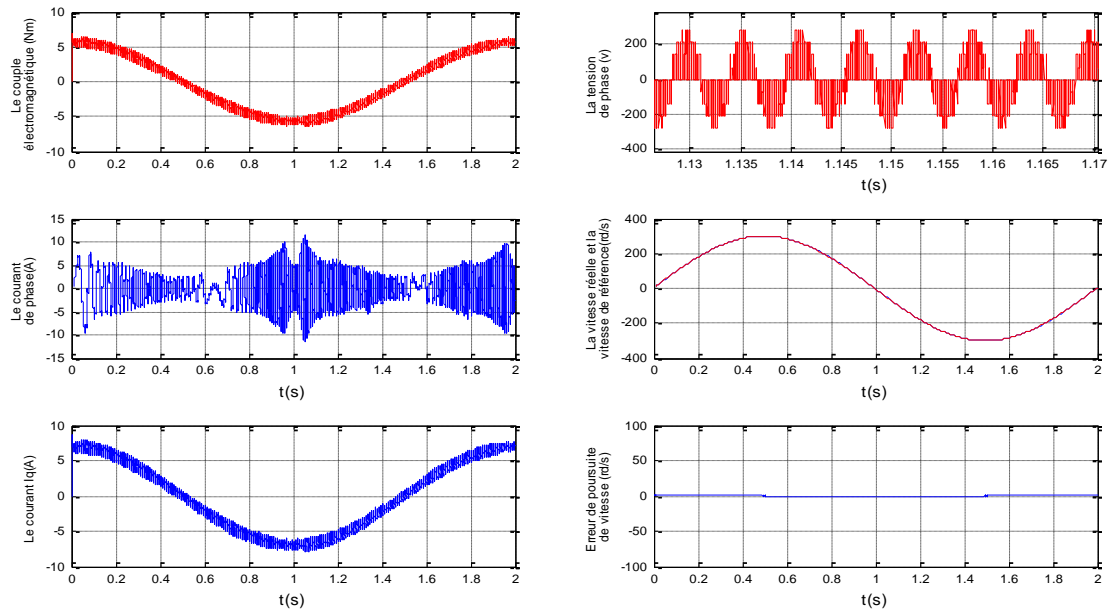


Figure III.4: Résultats de simulation de la MSAP commandée par la commande adaptative indirecte suite à l’application du deuxième test, un essai de changement de consigne (forme 2).

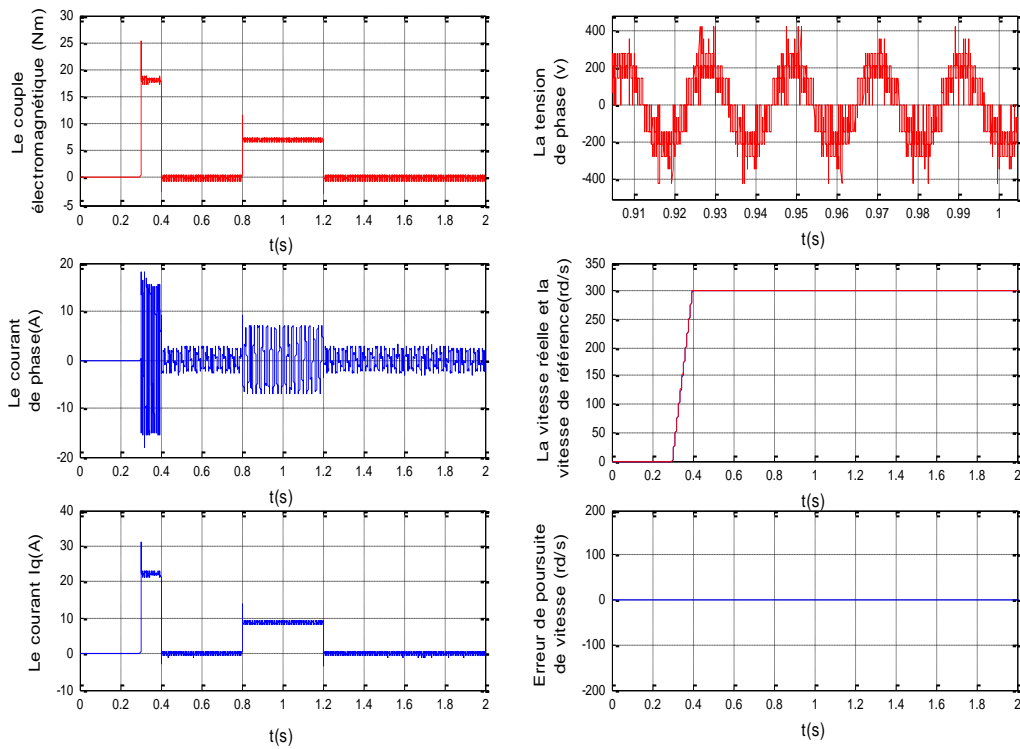


Figure III.5: Résultats de simulation de la MSAP commandée par la commande adaptative indirecte suite à l'application du troisième test, évaluation de niveau de robustesse.

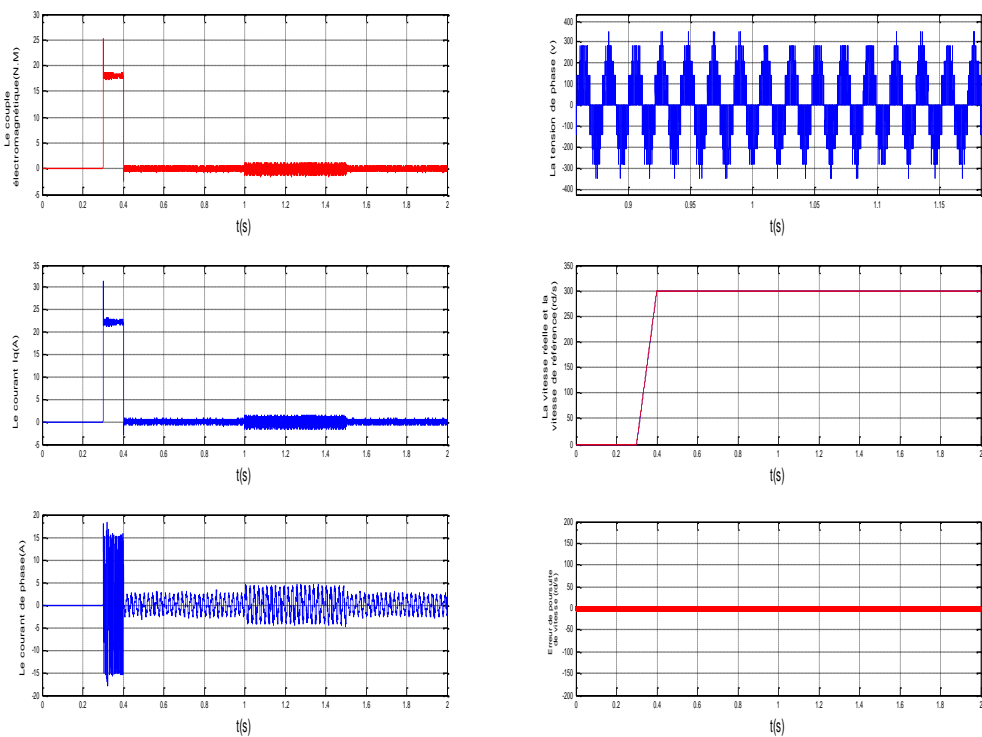
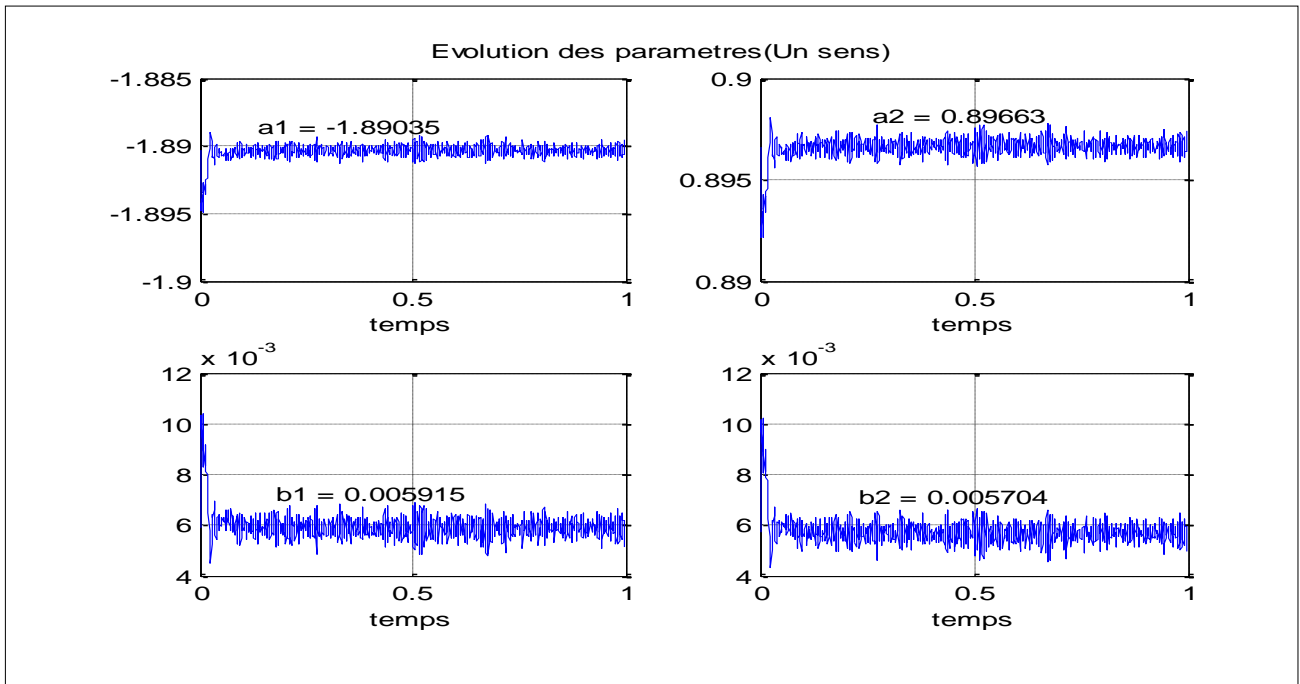
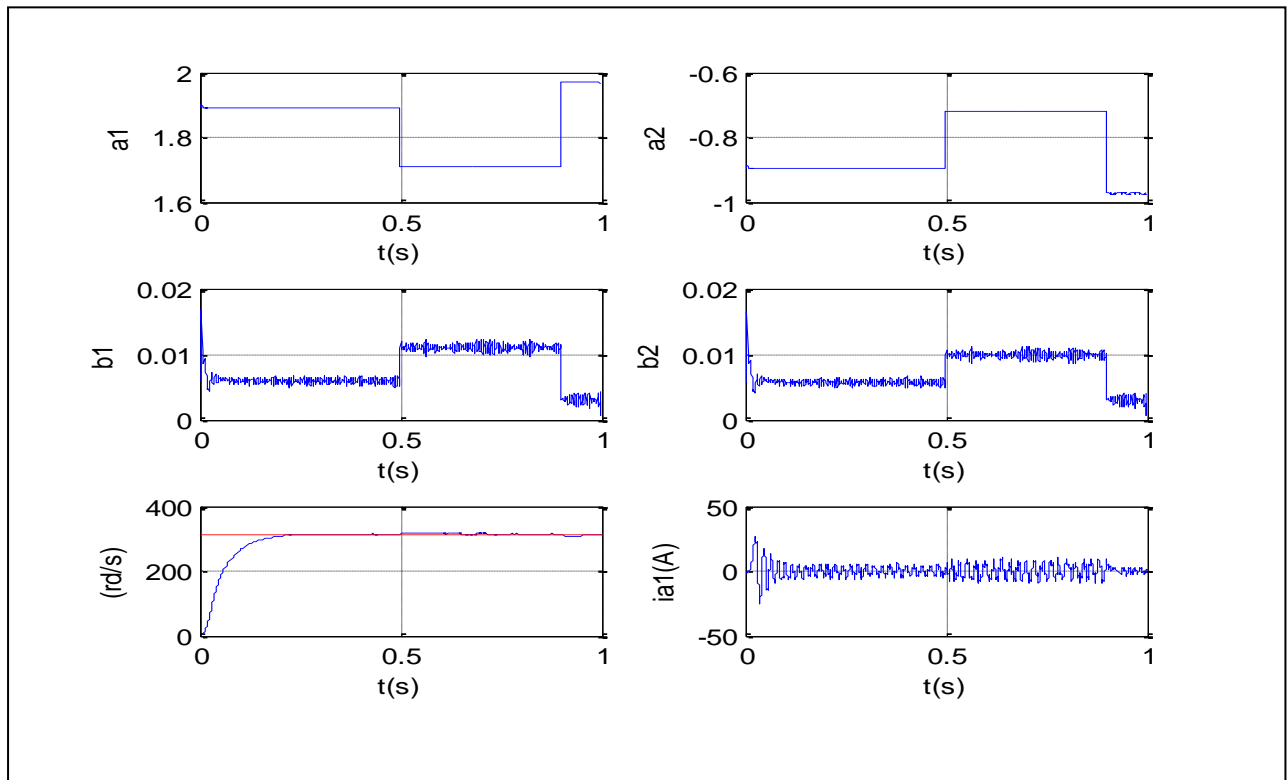


Figure III.6: Résultats de simulation de la MSAP commandée par la commande adaptative indirecte suite à l'application du quatrième test, variations paramétriques.

Les courbes des figures (III.7 et III.8) présentent l'évolution des paramètres estimés du modèle de commande.



Figures (III.7): Evolution des paramètres estimés pour un sens de rotation.



Figures (III.8): Evolution des paramètres estimés avec plusieurs échantillons de paramètres.

Malgré les résultats obtenus qui sont très satisfaisants on cherche toujours à améliorer les performances de cette technique, en exploitant au mieux les propriétés de l'effet anticipatif de la commande prédictive. Ce chapitre a donc pour but dans un premier temps de présenter l'algorithme GPC développé au chapitre II sous une forme adéquate pour les développements adaptatifs, puis d'envisager la remise à jour en temps réel des paramètres du régulateur.

L'objectif principal qui nous permettra par la suite d'envisager simplement l'aspect adaptatif consiste à transcrire la loi de commande sous une forme classique en identification, en faisant apparaître la notion de matrice 'paramètres' et de vecteur 'régresseur'. Cette matrice de 'paramètres' sera ultérieurement remise à jour en temps réel, le vecteur 'régresseur' contient quant à lui les informations sur les signaux entrée/sortie disponibles à l'instant considéré.

III.2 Technique prédictive adaptative

III.2.1 Reformulation de la commande GPC :

Le point de départ de cette reformulation est constitué de la mise en équation effectuée au chapitre précédent, en particulier des relations permettant d'obtenir la séquence de commande optimale.

III.2.1.1 Vecteurs paramètres et régresseur :

La loi de commande exprimée par l'équation. II.31 peut être transcrite sous la forme matricielle suivante :

$$Mw = \theta' \Phi(t) \quad (\text{III. 32})$$

dans laquelle on fait intervenir la matrice des paramètres θ de dimension $(n_a + n_b + N_u + 1) \times N_u$, avec n_a et n_b les degrés de $A(q^{-1})$ et $B(q^{-1})$ respectivement :

$$\theta' = [M \text{ if } I_{N_u} \text{ M ih}] \quad (\text{III. 33})$$

où if et ih sont des matrices formées des coefficients des polynômes contenus dans $\text{if}(q^{-1})$ et $\text{ih}(q^{-1})$, et le vecteur suivant appelé régresseur de dimension $(n_a + n_b + N_u + 1)$:

$$\Phi(t) = [y(t) \dots y(t - n_a) \quad \tilde{u}' \Delta u(t-1) \dots \Delta u(t - n_b)]' \quad (\text{III. 34})$$

La matrice de paramètres θ contient, sur sa première ligne, les coefficients des polynômes R et S^* . En effet, d'après l'équation. II.33, le polynôme $m_i' \text{if}(q^{-1})$ correspond à R et $m_i' \text{ih}(q^{-1})q^{-1}$ correspond à S^* . Le régresseur $\Phi(t)$ est le vecteur des sorties et commandes passées incluant les commandes inconnues \tilde{u} de dimension N_u . On remarque également que lorsque $N_u = 1$, la matrice θ se réduit à un vecteur incluant directement les coefficients des polynômes R et S^* .

III.2.1.2 Erreur de performance :

Introduisons maintenant le vecteur de prédiction suivant, composé des sorties prédites entre les horizons N_1 et N_2 et des valeurs des commandes futures sur l'horizon N_u :

$$X(t + N_2) = [\hat{y}' \tilde{u}]' \quad (\text{III. 35})$$

et le vecteur Xw , de même dimension ($N_2 - N_1 + N_u + 1$), appelé vecteur cible, en considérant le fait que le vecteur de sortie prédite \hat{y} doit converger vers le vecteur de consigne w et, dans le même temps, le signal de commande \tilde{u} doit tendre vers zéro, ainsi défini :

$$Xw(t + N_2) = [w' \ 0]' \quad (\text{III. 36})$$

Ceci permet de définir l'erreur en poursuite de trajectoire de référence' :

$$e_x(t + N_2) = [X(t + N_2) - Xw(t + N_2)]$$

Finalement, une matrice de pondération L de dimension $(N_2 - N_1 + N_u + 1) \times N_u$ est introduite afin de créer une dynamique d'annulation de l'erreur précédente. Ceci nous conduit à définir l'erreur suivante, appelée erreur de performance :

$$e_f(t + N_2) = L'e(t + N_2) = L'[X(t + N_2) - Xw(t + N_2)] = \quad (\text{III. 37})$$

$$= iP(t + N_2) - iPw(t + N_2)$$

III.2.1.3 Indicateurs de performance :

La relation donnée par l'équation (III.37), introduisant la notion d'erreur de performance peut également se traduire en terme d'indices de performance. En effet, $iP(t + N_2)$ apparaît comme l'indicateur des performances mesurées et $iPw(t + N_2)$ comme l'évaluation des performances espérées.

Il est donc possible d'utiliser ces entités comme indicateurs de mesure des changements du procédé au cours du temps. Dans le cas où le système n'a pas évolué, les deux indices coïncident car les performances sont maintenues et l'erreur d'atteinte de cible est nulle. Lorsque les paramètres varient au cours du temps, l'indicateur des performances mesurées est différent de celui qui, au même instant, mesurerait les performances d'un processus invariant et qui, lui, maintiendrait l'égalité avec l'indicateur des performances espérées [Gir.01].

La différence des deux indicateurs exprime le fait qu'il n'y a plus adaptation, c'est à dire que la commande générée par le régulateur n'assure plus l'obtention des mêmes performances. La performance espérée du processus doit donc être, à chaque instant, égale à l'initiale :

$$iPw(t + N_2) = Mw = \theta'\Phi(t) \quad (\text{III. 38})$$

L'équation (III.38) permet de mesurer le comportement du processus et, ainsi, de tester s'il y a changements du système. Si le système initial n'a pas évolué, alors l'identité de l'équation.

III.32 est toujours vérifiée. Mais si le système réel est différent du modèle initial, alors l'équation III.32 n'est plus valide. Dans le cas des systèmes dont les paramètres varient au cours du temps, le régulateur précédent doit donc être introduit dans une structure adaptative pour compenser ces variations.

III.2.1.4 Indice de performance :

L'indice de performance qui doit être minimisé est une fonction de coût \mathfrak{J} définie par :

$$\begin{aligned} \mathfrak{J}(t + N_2) &= e_f(t + N_2)' e_f(t + N_2) = \\ &= [X(t + N_2) - X_w(t + N_2)]' L L' [X(t + N_2) - X_w(t + N_2)] \end{aligned} \quad \text{(III. 39)}$$

Donc les paragraphes précédents ont permis de définir l'indicateur des performances espérées suivant :

$$iP_w(t + N_2) = L' X_w(t + N_2) = [M \quad \lambda Q] \begin{bmatrix} w \\ 0 \end{bmatrix} = M w = \theta \Phi(t)$$

ainsi que l'indicateur des performances mesurées du système, iP , qui s'exprime par :

$$iP(t + N_2) = L' X(t + N_2) = [M \quad \lambda Q] \begin{bmatrix} \hat{y} \\ \tilde{u} \end{bmatrix} = M \hat{y} + \lambda Q \tilde{u}$$

Où $L' = [M \quad \lambda Q]$ (III. 40)

À partir de ces notions, le schéma de principe de la commande adaptative directe s'explique dans notre démarche par la (figure III.9), dans le cas $N_u = 1$, où la matrice illustre la constitution de la boucle d'adaptation.

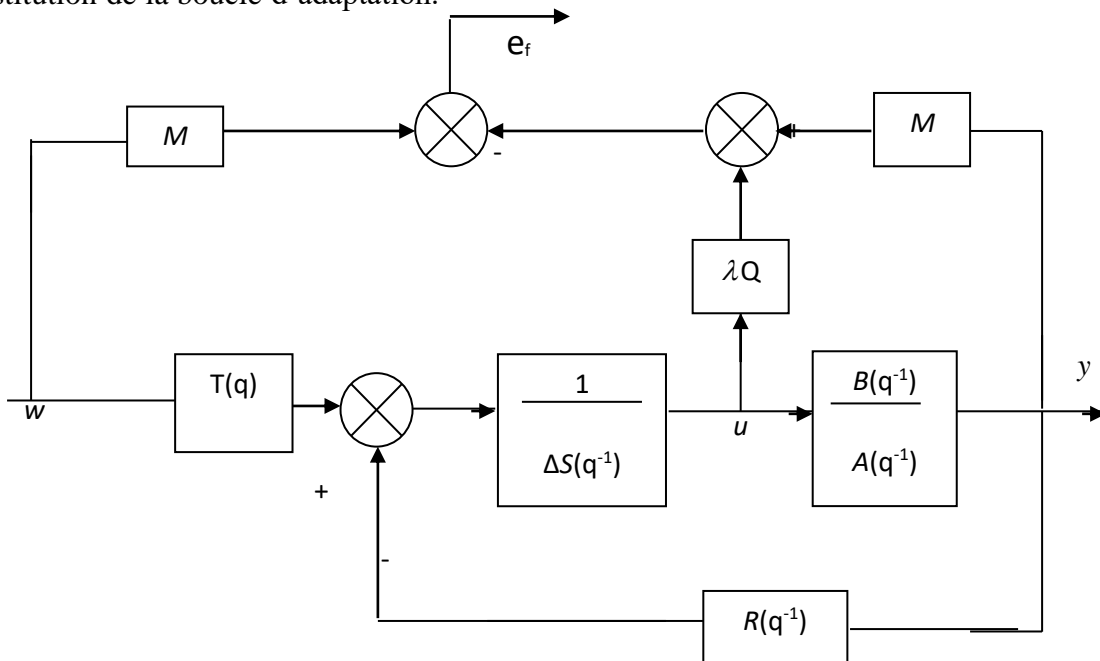


Figure III.9: Structure équivalente de la commande prédictive adaptative directe

Il reste désormais à exploiter cette notion d'erreur de performances pour un système à paramètres variant dans le temps et ainsi remettre à jour les paramètres du régulateur.

III.2.2 Stratégie de la mise à jour du régulateur :

Grace à l'algorithme d'adaptation paramétrique, l'adaptation paramétrique doit être faite de manière à assurer la stabilité du système de commande adaptative et éventuellement les performances requises. La commande prédictive peut être combinée avec un algorithme d'adaptation paramétrique robuste pour obtenir un système de commande adaptative, grâce au principe d'équivalence certaine qui consiste à remplacer le modèle de commande par son estimée à chaque période d'échantillonnage, [Msa.20].

Sachant que dans le cadre d'une commande adaptative directe, ce sont les paramètres du régulateur qui sont directement identifiés pour la remise à jour du régulateur, donc Il s'agit de développer un algorithme permettant de recalculer les polynômes R et S du régulateur RST pour maintenir les performances d'un processus, dont les paramètres sont variables dans le temps, au même niveau de spécifications que celles initialement imposées. Cette stratégie de commande adaptative directe impose, sans modifier la structure de la loi de commande, de développer un algorithme d'identification qui puisse mettre à jour le vecteur des paramètres du régulateur.

III.2.2.1 Mise à jour du régulateur :

L'objectif dans le cas adaptatif est de minimiser l'indice de performance \mathfrak{J} à chaque pas, de façon à atteindre asymptotiquement :

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} e_f(t) = 0 \quad (\text{III.41})$$

III.2.2 .2 Identification des paramètres du régulateur :

Il est nécessaire de valider l'expression issue des équations III.32 et III.38 :

$$M \hat{y} + \lambda Q \tilde{u} = \theta' \Phi(t) \quad (\text{III.42})$$

Où M et Q sont les matrices définies par les équations (III.40) et (II.32), λ est le coefficient de pondération de la commande, \hat{y} est le vecteur des sorties futures, \tilde{u} est le vecteur des commandes futures, Φ est le vecteur des mesures passées, θ est la matrice paramètres du régulateur, à mettre à jour.

Dans le cas des paramètres variant dans le temps, la matrice des paramètres du régulateur fixe θ doit être remplacée par son estimée $\hat{\theta}(t)$ pour assurer l'annulation du critère. Le processus de minimisation de l'équation (III.39) reste le même en incluant la matrice $\hat{\theta}(t)$ comme variable de minimisation :

$$\mathfrak{J}(t + N_2) = e_f(t + N_2)' e_f(t + N_2) =$$

$$[iP(t+N_2) - \hat{\theta}(t+N_2-1)\Phi(t)]' [iP(t+N_2) - \hat{\theta}(t+N_2-1)\Phi(t)] \quad (\text{III.43})$$

III.2.3 Structure de la commande prédictive adaptative :

La (figure III.10) ci-dessous résume la démarche adoptée lors de la mise en œuvre de la commande prédictive adaptative directe.

On retrouve tout d'abord la boucle d'asservissement classique, de la structure adaptative, incluant le régulateur prédictif sous forme RST standard.

On voit apparaître ensuite l'indicateur de performances espérées (terme $M w$) agissant comme le modèle de référence, et fixant les performances que l'on souhaite maintenir en boucle fermée. Notons que cette matrice M reste donc fixe même lorsque le processus évolue au cours du temps.

Cet indicateur de performances est enfin comparé à l'indicateur de performances mesurées, donnant l'erreur d'adaptation. On voit alors clairement la deuxième boucle de la structure adaptative, liée à l'adaptation proprement dite, et permettant au travers d'un mécanisme d'adaptation de type moindres carrés récursifs par exemple, de remettre à jour directement les paramètres des polynômes R et S du régulateur prédictif.

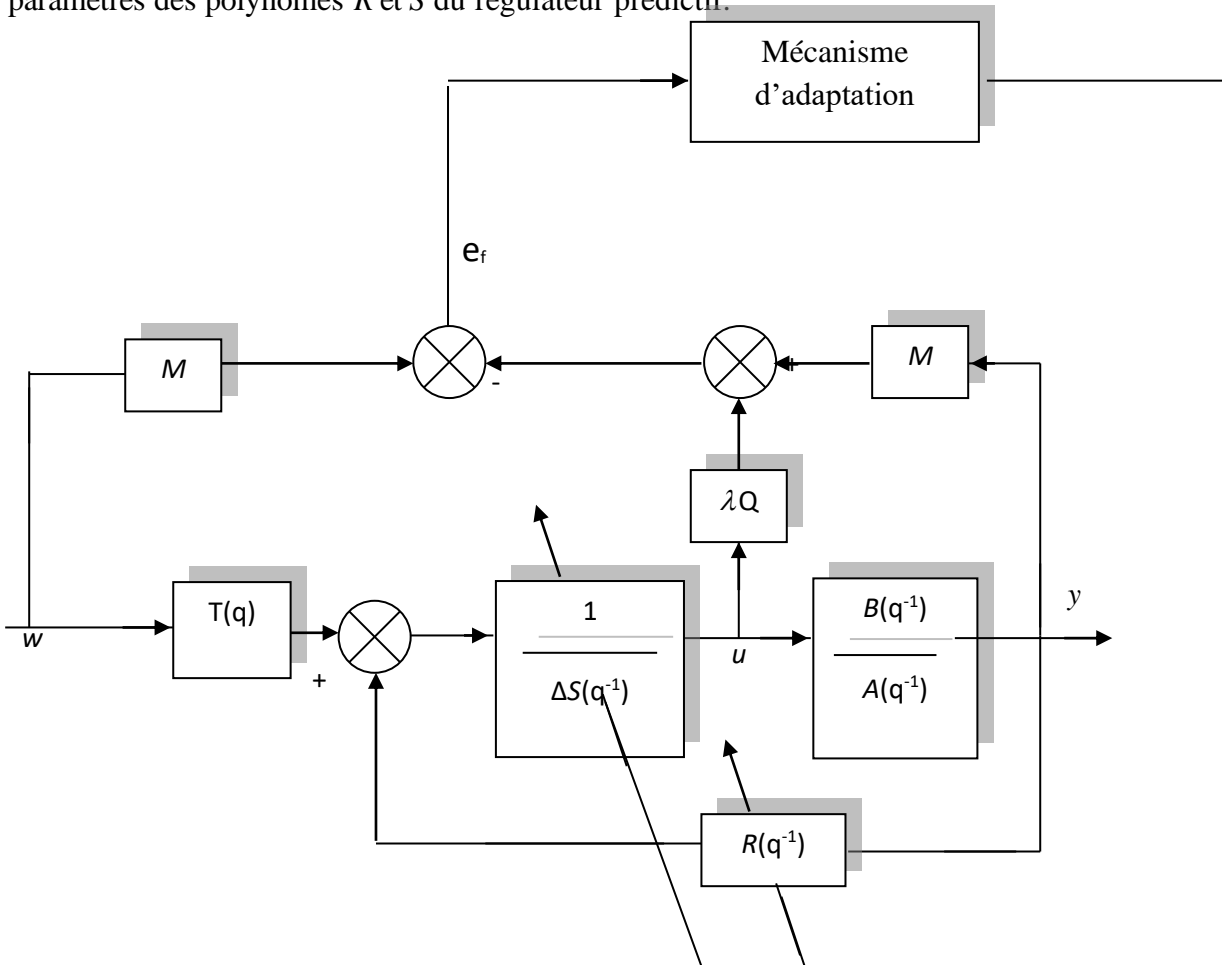


Figure III.10: Schéma global de la commande prédictive adaptative directe.

Boucle de commande RST et mécanisme d'adaptation

III.2.4 Résultats de simulation :

Comme auparavant, en suivant les mêmes démarches pour le choix du modèle non linéaire de la MSAP muni de son découplage, les paramètres du modèle utilisé, sont :

$$A(q^{-1}) = 1 - 1.89035 q^{-1} + 0.89663 q^{-2}$$

$$B(q^{-1}) = 0.005915 q^{-1} + 0.005704 q^{-2}$$

Dans notre cas, l'algorithme de commande est l'association des deux algorithmes, de prédiction et d'adaptation citée précédemment.

Toujours dans le même contexte les figures (III.11, III.12, III.13, III.14) donnent les résultats de simulation suite à l'exécution des mêmes tests présentés auparavant. Il apparaît clairement que la vitesse et le courant d'axe direct suivent leurs références avec une bonne précision puisque en régime perturbé les erreurs de poursuite demeurent faibles. Et en régime non perturbé ces erreurs se réduisent. Donc, la poursuite du courant d'axe direct et la vitesse révèle une bonne robustesse face à ces fortes perturbations. Les résultats de simulation effectuée sur la machine synchrone à aimants permanents ainsi que le tableau III.2 montrent les bonnes performances de poursuite de cette méthode. Ainsi le tableau III.3 montre bien l'efficacité de cette méthode par rapport à différentes méthodes proposées

Tableau III.2 : Taux de Distorsion Harmonique TDH et l'erreur de poursuite de vitesse calculée de ce type de commande.

L'erreur de poursuite en vitesse	Taux de distorsion harmonique
0.0389	4.1795

Tableau III.3 : Taux de Distorsion Harmonique TDH et l'erreur de poursuite de vitesse calculée des différents types de commande

Type de commande	L'erreur de poursuite en vitesse	Taux de distorsion harmonique
Régulateur PI	1.9231	44.2978
Régulateur RST	0.7753	38.5968
Commande prédictive	0.5262	32.3587
Commande adaptative	0.0782	11.5399
Commande prédictive adaptative	0.0389	4.1795

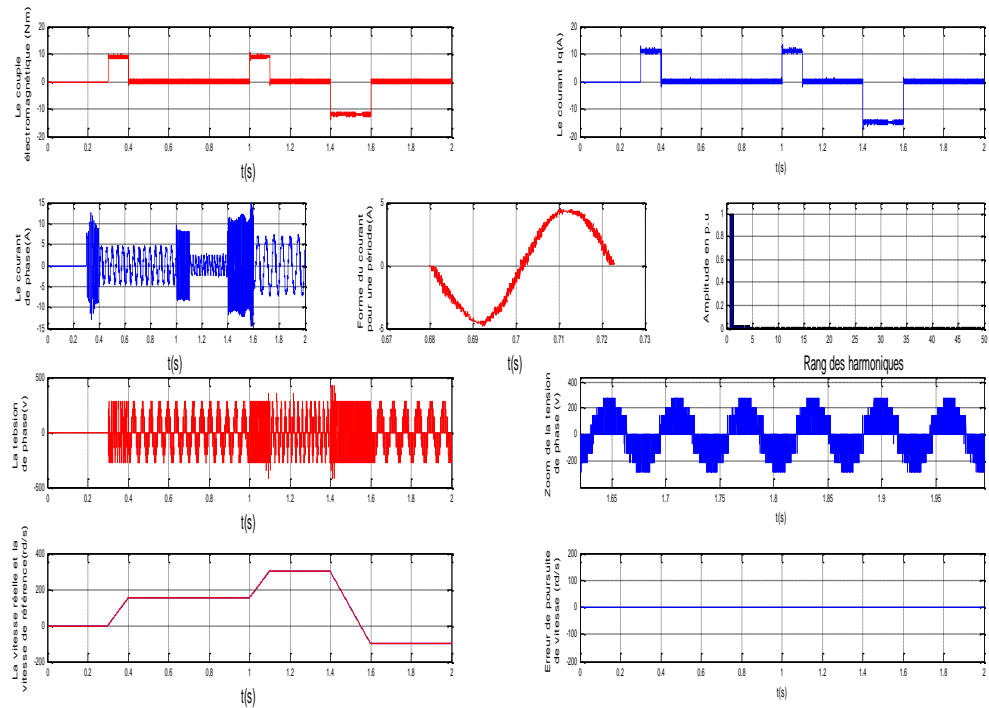


Figure III.11: Résultats de simulation de la MSAP commandée par la commande prédictive adaptative suite à l’application du premier test, un essai de changement de consigne (forme 1).

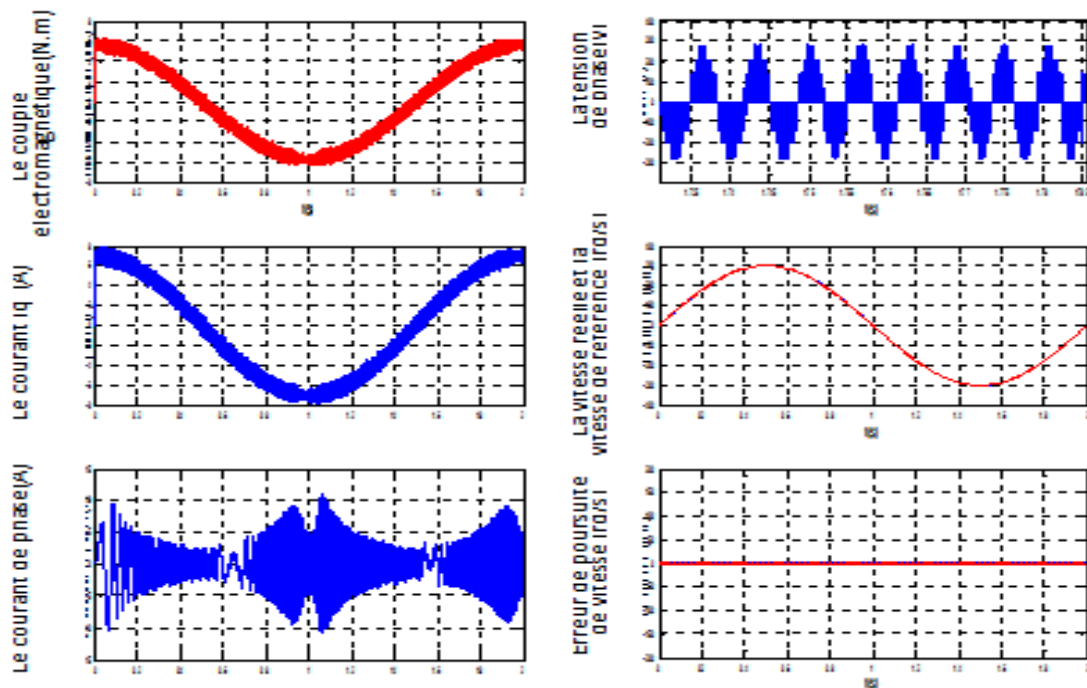


Figure III.12: Résultats de simulation de la MSAP commandée par la commande prédictive adaptative suite à l’application du deuxième test, un essai de changement de consigne (forme 2).

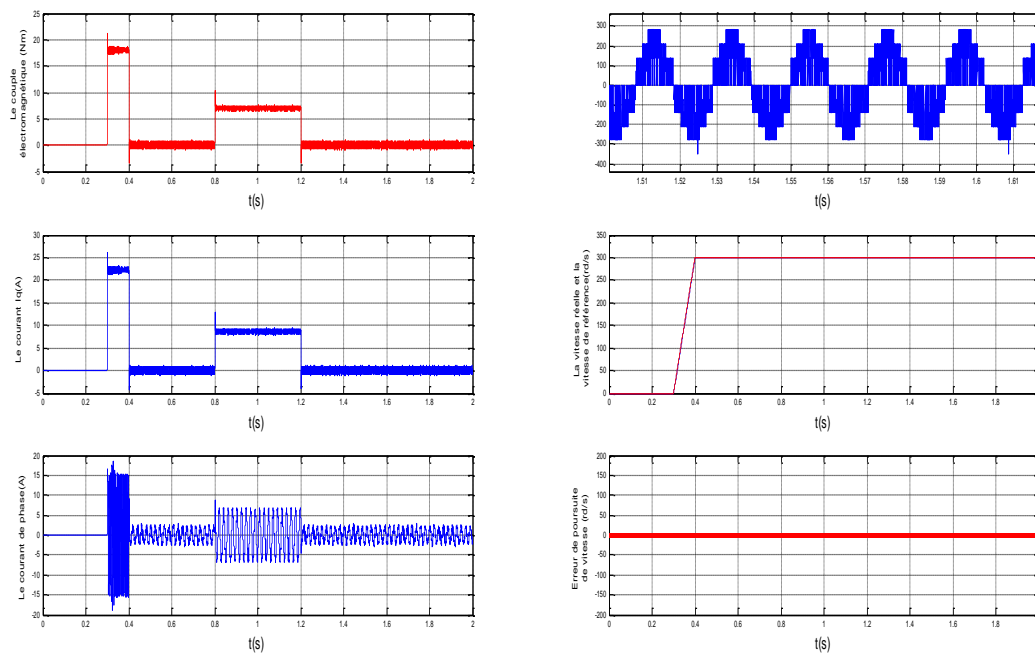


Figure III.13: Résultats de simulation de la MSAP commandée par la commande prédictive adaptative suite à l'application du troisième test, évaluation de niveau de robustesse.

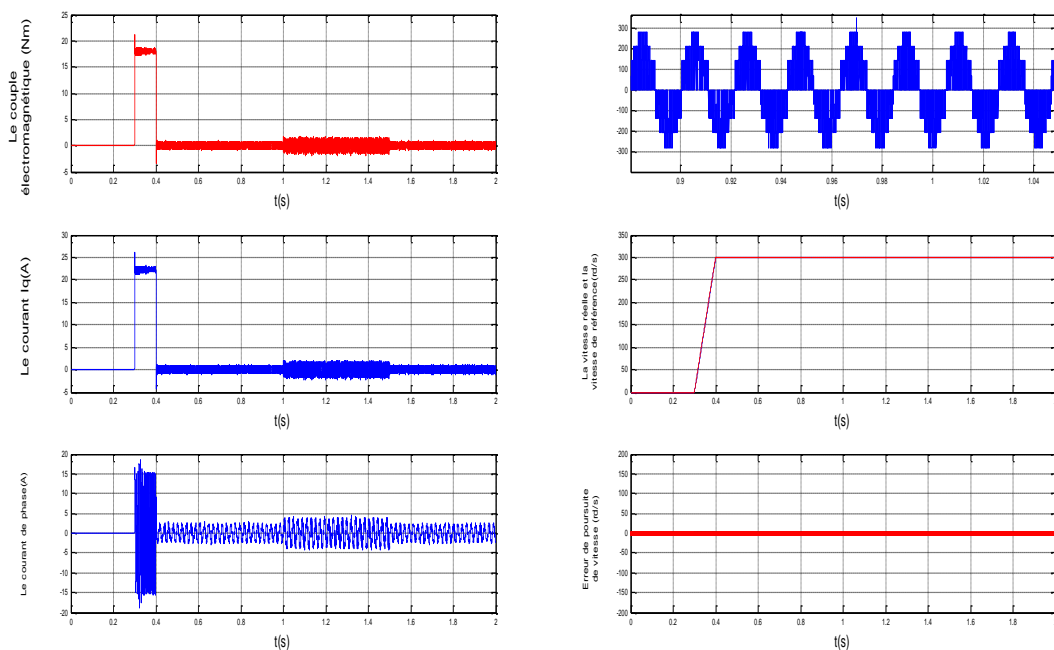


Figure III.14: Résultats de simulation de la MSAP commandée par la commande prédictive adaptative suite à l'application du quatrième test, variations paramétriques.

III.3 Conclusion :

Dans cette partie, nous avons appliqué en premier lieu la commande adaptative pour la poursuite en vitesse de la machine synchrone à aimants permanents. On a constaté que le problème de suivi de trajectoire est résolu par cette approche (faible erreur statique). Par la suite nous avons développé une stratégie de commande se basant sur une première boucle synthétisant le régulateur prédictif sous forme RST, puis une deuxième boucle, permettant à l'aide d'un mécanisme d'adaptation de type moindres carrés récursifs de réajuster en ligne les paramètres du régulateur. Il est aperçu que l'adaptation directe, a permis dans un premier lieu d'éviter un temps de calcul important lors de l'exécution temps réel, puis de stabiliser le système et lui préserver une bonne robustesse. Ainsi, désormais il n'est pas nécessaire d'envisager la réalisation de plusieurs régulateurs en chaque points de fonctionnement.

D'après les résultats obtenus, on constate dès lors, la bonne robustesse de ces lois de commande vis-à-vis de ces variations, ainsi que vis-à-vis des variations du couple de charge. Les simulations numériques montrent la robustesse des méthodes proposées, il apparaît, suite à l'étude de la robustesse que les résultats de simulations sont très encourageants, vu que le système n'est pas sensible aux variations paramétriques. De plus l'onduleur multicellulaire a permis de réduire notablement les effets indésirables des harmoniques.

Chapitre 4

COMMANDE HYBRIDE

Introduction :

Plusieurs approches des systèmes dynamiques continus, ont été appliquées aux classes particulières des systèmes hybrides. Branicky et Al [Bra.95] ont proposé des algorithmes pour trouver une trajectoire optimale pour la commande du SDH. Ils se sont basés sur la résolution de l'équation du Hamilton-Jacobi-Bellman qui est le résultat des développements précédents sur la théorie de programmation dynamique des systèmes à événements discrets et la diffusion de l'équation de Hamilton-Jacobi pour les systèmes à temps continu. D'autres travaux ont été réalisés pour étendre le principe du maximum de Pontryagin, par SDH [Man.02][Rie.99]. Cette approche a été exploitée pour un processus de mélange de produit. Pour les systèmes hybrides du type hystérésis, la méthode d'optimisation numérique pour calculer une commande optimale performante sous le cheminement contraint de trajectoire a été employée par Cébron et All [Céb.99]. Cette méthode est appliquée à un système de contrôle de température commandé par un thermostat.

Une autre alternative est l'extension de la commande prédictive classique au SDH, qui a été proposé par Bemporad [Bem.99]. La mise en œuvre de cette commande nécessite la solution d'un problème de programmation quadratique mixte, c'est-à-dire la résolution d'un problème d'optimisation incluant une fonction de coût quadratique, où le vecteur d'optimisation se compose de variables mixtes, et des contraintes linéaires. Cette technique a été appliquée à un processus dans trois réservoirs [Vil.03].

En 1987 les auteurs ont adopté l'approche de Bemporad pour surmonter le problème lié à la complexité du calcul. Une stratégie de commande basée sur les algorithmes génétiques est présentée pour réduire le temps de calcul. L'étude comparative entre cette stratégie et celle proposée par Bemporad [Bem.99], exécutée sur un banc d'essai de trois-réservoir, prouve que le temps de calcul au début a été réduit par environ deux minutes par itération. La deuxième stratégie est plus efficace quand les horizons de prévision sont grands.

Toutes ces méthodes ont une complexité de calcul qui nécessite généralement un temps de calcul considérable, ce qui réduit leur champ d'application que pour les processus lents tels que les processus chimiques ou thermiques. Par exemple les applications qui nous intéressent, sont situées principalement dans le domaine d'électromécanique, dont les valeurs électriques évoluent rapidement, et la mise en œuvre en temps réel de ces commandes n'est pas envisagée. Cette contrainte nous a menés à proposer une commande, qui peut tenir compte des contraintes de temps d'exécution, matérielle et de puissance de traitement, et nous emmène à des procédures d'exécution simples et efficaces.

D'un point de vue historique, l'étude des systèmes a été abordée avec une modélisation continue au moyen d'équations différentielles. Les progrès impressionnants ces dernières années, des micro calculateurs, et notamment l'utilisation d'ordinateurs, de plus en plus rapides ont motivé le développement d'outils théoriques permettant une description plus qualitative de la dynamique des systèmes, comme les automates finis. Cependant, dans de nombreux cas, une telle description ne permet pas de représenter la complexité et la richesse des comportements des systèmes. Ainsi, la connaissance d'une modélisation continue de la dynamique est souvent nécessaire à la synthèse d'une loi de commande représentée par un automate. Le modèle mathématique résultant du couplage des équations différentielles modélisant l'évolution du système et de l'automate implémentant la loi de commande forme ce que l'on appelle un automate hybride que l'on dénomme Systèmes Dynamiques Hybrides (SDH) [Dje_06][Saa_06][Ben_06].

IV.1 Définition d'un système dynamique hybride (SDH)

Les systèmes dynamiques hybrides [Lib.03][Sas.99][Zay.01] peuvent être définis comme des systèmes faisant intervenir explicitement et simultanément des phénomènes ou des modèles de type dynamique continu et événementiel. Ce terme hybride se réfère au couplage essentiel des phénomènes continus et discrets au sein d'un système dont l'évolution au cours du temps est décrite par un ensemble de lois mathématiques qui peuvent être de natures continues au sens classique d'équations différentielles ou équations aux différences soumis au éléments décisionnels discrets ou événementiels. [Ham.11].

L'état du système hybride peut être décrit par deux composantes complémentaires couplées : [Ben.06b]

- La première composante discrète, notée $q(t)$ à valeur dans Q , donnée par le couple (Q, E) , détermine la dynamique discrète du système. Elle est décrite par l'automate.
- La deuxième composante du système hybride est définie par le triplet (D, U, F) et décrit la dynamique continue du système, notée $x(t)$. Elle consiste en une collection de systèmes dynamiques indexés sur les éléments de Q . Ainsi, la valeur de la variable discrète $q(t)$ détermine l'équation différentielle gouvernant l'évolution de la variable continue $x(t)$.

Le couplage des deux composantes se fait par l'introduction de l'ensemble des gardes G . En effet, pour qu'une transition de l'automate $e \in \epsilon$ puisse se faire à un instant t , il est nécessaire que $x(t)$ appartienne à l'ensemble G_e . Ainsi, la composante discrète du système contrôle la composante continue qui, rétro-activement, détermine, à chaque instant, l'ensemble (qui peut être vide) des transitions possibles de l'automate. L'ensemble résultant constitue ce que l'on appelle l'automate hybride. Par contre, une définition unifiée des systèmes hybrides pouvant servir d'environnement théorique à la description de ces phénomènes est difficile. La définition suivante nous semble relativement générale ([Sim_00], [Gir04], [Bra_93] et [Bra_94]).

Avant de présenter les différentes définitions et les notions essentielles des systèmes dynamiques hybrides nous avons recours au schéma de principe suivant:

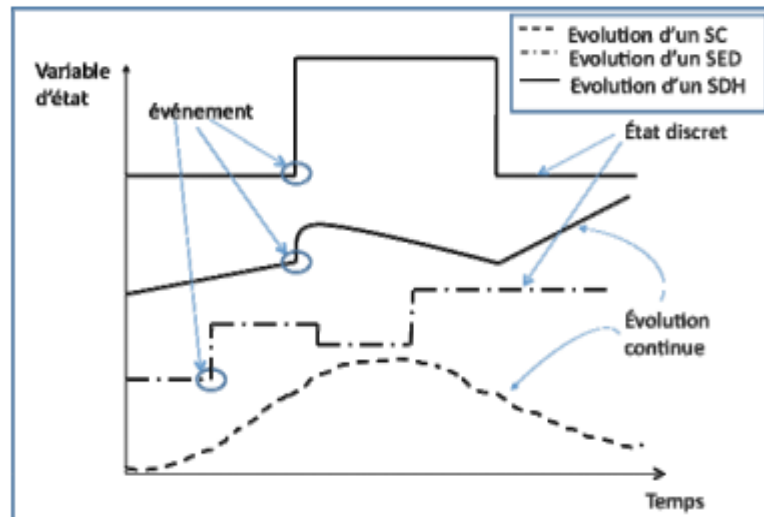


Figure. IV.1. Evolution d'un système dynamique selon sa nature [Ham.10].

IV.2. Présentation des systèmes dynamiques hybrides

En automatique, les systèmes physiques sont souvent représentés par un modèle dynamique continu ou par un modèle à événements discrets. La nature de chaque modèle est définie selon les variables utilisées pour décrire l'état du système et la variable caractérisant le temps. Il est important dans de nombreux cas d'utiliser l'une de ces deux catégories de modèles. Cependant la majorité des systèmes complexes réalistes mélangeant le continu et le discret ne peuvent pas être classés ni dans la catégorie "système continu (SC)" ni dans la catégorie "système discret (SD)". Il est nécessaire alors d'utiliser des modèles hybrides permettant la prise en compte à la fois des variables continues et des variables discrètes ainsi que l'interaction entre elles. Plusieurs modélisations hybrides ont été développées dans la littérature. Elles peuvent être classées en trois catégories principales [Zay, 01] :

- ✓ Les approches basées sur une extension de techniques de modélisation de systèmes continus comme le formalisme de bond-graph mixte. [Bir.06]. Un système continu, par définition, est un système dont l'évolution de ses variables est continue en fonction du temps. Ces variables prennent un nombre infini de valeurs. L'évolution de ces systèmes est modélisée, dans les cas classiques, soit par des équations différentielles, par des fonctions de transfert ou par des matrices, s'il s'agit d'un système linéaire et soit par les équations aux dérivées partielles (EDP) [Tra-09]
- ✓ Les approches basées sur l'extension de modèles de systèmes à événements discrets (SED), qui contrairement à un système continu, prend un nombre fini de valeurs ou d'états. Ces états représentent les modes de fonctionnement du système. Le passage d'un mode de fonctionnement ou d'une configuration à une autre constitue une séquence d'événements. Ces systèmes sont généralement modélisés par des réseaux de Petri, des automates à états ou par des GRAFCET.) [Tra-09]
- ✓ Les approches mixtes, dans une structure unique en combinant les changements de l'état continu, décrits par les équations différentielles, qu'on appelle les modes et les changements de l'état discret qui sont modélisés en utilisant les transitions, dépendant

des conditions, et des performances des actions possibles, entre les modes. [Ske.17] [Bir.06].

L'approche mixte repose sur une collaboration de deux modèles. Chaque aspect est décrit sous une forme classique et l'aspect hybride est pris en compte dans l'interface entre les deux modèles. La figure (IV.2) illustre la structure mixte d'un SDH où la partie événementielle est décrite par un automate à états finis et la partie continue est donnée par une collection de modèles. Chaque partie du SDH dispose des entrées (discrète σ , continue u) et des sorties (discrète ψ , continue y). L'état discret q détermine la dynamique continue spécifique de la partie continue du SDH par l'interface discret-continu (D/C). Par l'intermédiaire de l'interface continu-discret (C/D), les signaux provenant de la partie continue déterminent des événements permettant des transitions de l'état discret d'une situation vers une autre. Ainsi l'interface (D/C- C/D) permet l'interaction des variables discrètes, [Bir.06] [Mok07].

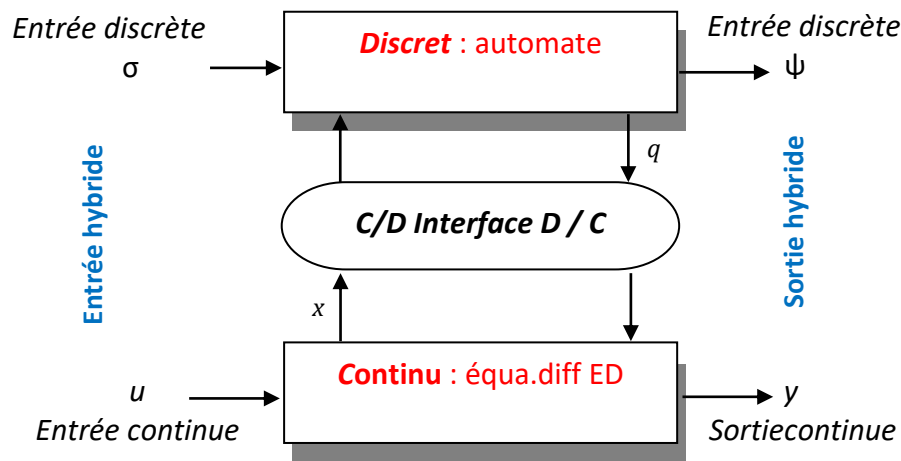


Fig. IV.2 – Système hybride : interaction du continu et du discret

IV.3. Description des systèmes hybrides

Un système hybride est décrit par l'interaction d'une dynamique continue dont le comportement est décrit par des équations différentielles continues et d'une dynamique à événement discret décrite par un automate ou à temps discret par des équations aux différences. Il est important alors d'utiliser des modèles dits hybrides permettant de prendre en charge à la fois des variables discrètes et des variables continues et aussi l'interaction entre ces deux dernières. La figure (Fig. IV.3) montre la structure mixte d'un modèle hybride.

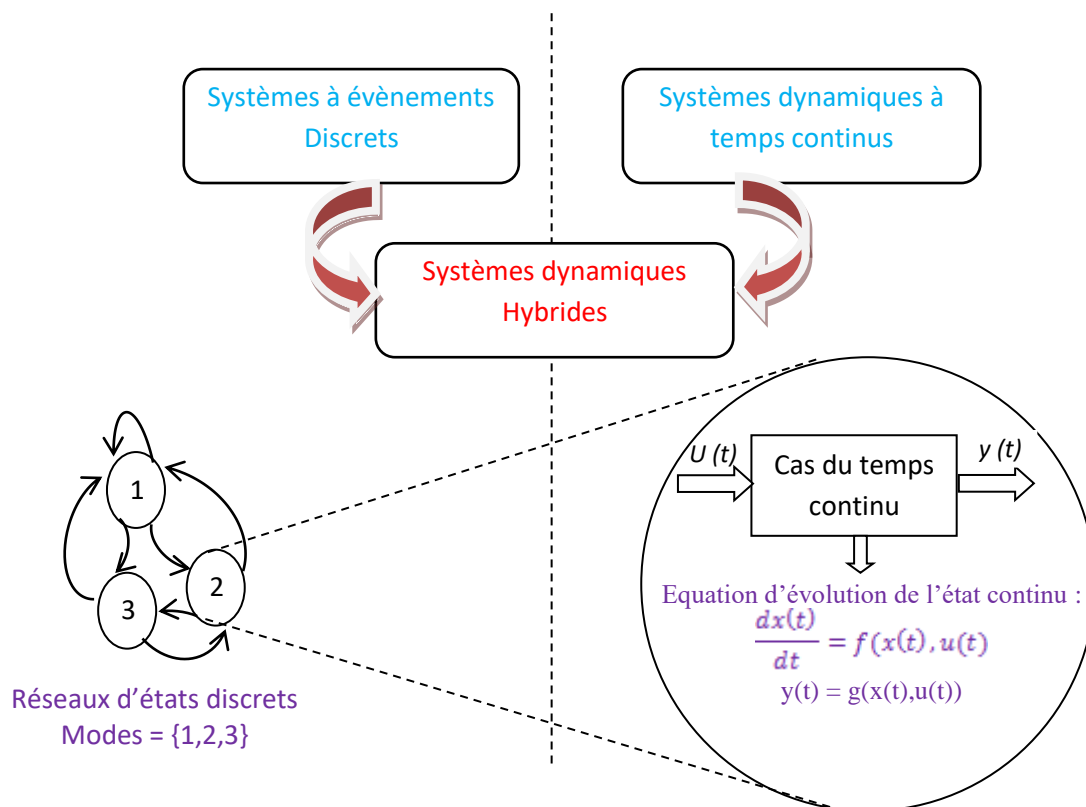


Fig. IV.3 – Couplage continu-discret d'un système hybride.

En principe, un système hybride présente un comportement caractérisé par plusieurs modes de fonctionnement. Dans chaque mode, l'évolution des états continus du système est décrite par une équation différentielle propre. Le système hybride commute entre les différents modes lorsqu'un évènement particulier se produit. Dans la Figure IV.4, des liens sont utilisés pour représenter les évènements qui provoquent les changements entre les dynamiques du système hybride. [Vla.13].

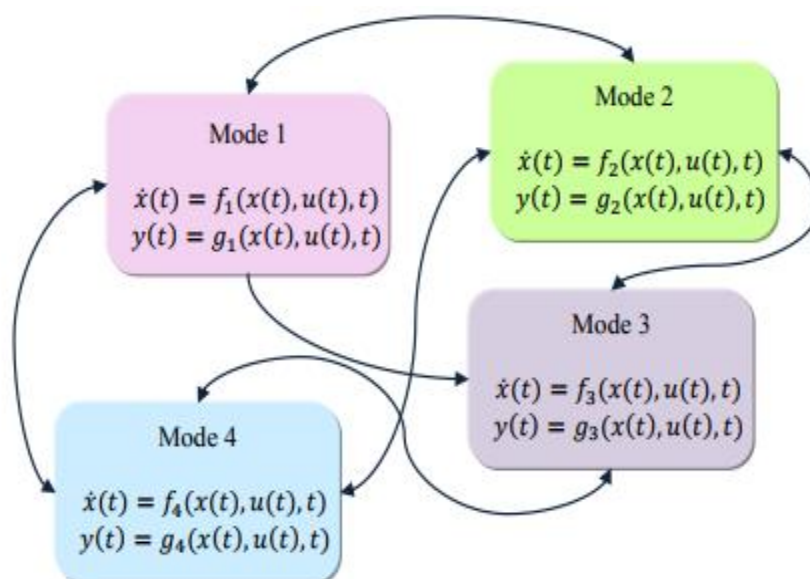


Fig. IV.4 – Système hybride avec 4 modes de fonctionnement. [Vla.13].

On obtient ainsi un automate hybride. Le modèle hybride est totalement décrit par la donnée de n-uplet suivant [Lyg_03] [Zai_05] [Ben.06b].

$$H = \{Q, X, Init, f, X_q, E, G, R, U\}; \quad \text{Où} \quad (\text{IV. 1})$$

- 1- $Q = \{q_1, q_2, q_3, \dots\}$ q est l'ensemble des états discrets,
- 2- $X = R^n$ la variété des états continus,
- 3- $Init \subset Q \times X$ est l'ensemble des états initiaux possibles,
- 4- $f(.,.) : Q \times X \rightarrow R^n$ est le champs de vecteur associé à chaque état discret,
- 5- X_q ou $(D_q) : Q \rightarrow P(X)$ associé un domaine invariant pour l'état discret q ,
- 6- $E \subset Q \times Q$ est l'ensemble des transitions possibles dans l'automate,
- 7- $G : E \rightarrow 2^X$ les contraintes dans le domaine continu pour valider une transition (Ensemble de garde),
- 8- $R : G(e) \rightarrow P(X)$ est la relation de réinitialisation des variables continues lors d'une transition discrète.
- 9- $U = \{U_q : q \in Q\}$: est l'ensemble des domaines de contrôle.

Remarque : Il arrive que les équations différentielles associées aux éléments de F soient autonomes (i.e. $f_q : D_q \rightarrow R^n$). Dans ce cas, la donnée des domaines de contrôle est superflue et le système hybride est alors défini par :

$$H = \{Q, X, Init, f, X_q, E, G, R\}; \quad (\text{IV. 2})$$

Intuitivement, l'état du système hybride peut être décrit par deux variables : la première discrète, notée $q(t)$ à valeur dans Q , la deuxième continue, notée $x(t)$ à valeur dans R^n .

Un exemple de fonctionnement (on parle d'exécution) est montré sur la figure V.5. A l'instant initial ($t = t_0$), $q(t_0) = q_0$ et la valeur initiale de la variable continue $x(t_0)$ est un élément du domaine D_{q_0} . Cette dernière évolue alors en suivant l'équation différentielle $\dot{x}(t) = f_{q_0}(x(t), u(t))$ où la fonction u prend ses valeurs dans le domaine de contrôle U_{q_0} .

Enfin, lorsque la trajectoire $x(t)$ atteint une garde G_e à l'instant t_1 (avec ici $e = (q_0, q_1)$), la variable discrète $q(t)$ peut alors prendre la valeur q_1 . La variable continue est alors réinitialisée à une valeur de l'ensemble $R_e(x(t_1^-)) \subseteq D_{q_1}$. On répète alors le même processus avec une nouvelle équation différentielle et de nouvelles gardes. [Gir 04] [Ben.06b]. Par la suite, nous définirons rigoureusement la notion d'exécution d'un système hybride.

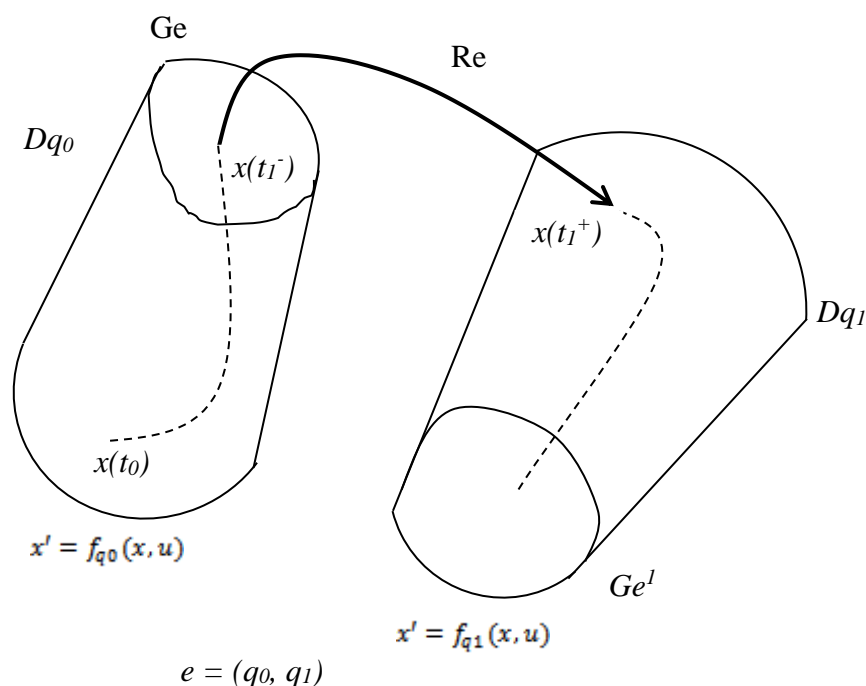


Fig (IV-5) : Exemple d'exécution d'un système hybride

IV.4 Classification des systèmes hybrides

Durant ces dernières décennies l'étude des SDH a connu une expansion très rapide, avec de nombreuses classes de SDH ont été traitées par la communauté des automaticiens. A titre d'exemple, citons les SDH stochastiques [Bou.05], les SDH impulsifs [Had.06] et les systèmes à commutations [Sch.00]; [Bou.07]. En effet, le formalisme des SDH est très général et regroupe plusieurs classes de modèle. Il est évidemment difficile de passer en revue la totalité des classes. Dans cette section, nous présentons certaines d'entre elles qui nous semblent les plus significatives. [Bel-11]

IV.4-1 Systèmes impulsionsnels (Systèmes à sauts)

Un système dynamique impulsionsnel [Sam.95] décrit l'évolution d'une variable continue $x(t)$ régie par une équation différentielle sous contraintes. Lorsque $x(t)$ vérifie certaines conditions, il est alors possible de lui donner une impulsion, c'est à dire de lui affecter une nouvelle valeur.

Dans le cadre des systèmes hybrides, les systèmes dynamiques impulsionsnels correspondent aux systèmes possédant un seul mode ($Q = \{q\}$) et une transition $E = \{e = (q, q)\}$ autorisant la réinitialisation de la variable continue via la fonction reset R . [Gir 04]

Et pour mieux comprendre l'aspect hybride des systèmes à évènement discret nous avons dans cette partie illustré notre propos par des exemples.

Exemple 1 (Balle bondissante):

Les phénomènes de discontinuités se produisent lorsque l'état passe instantanément de sa valeur courante à une autre valeur. Ce phénomène de commutation est illustré à travers l'exemple classique d'une balle en rebondissement [Bra.95][Joh.99]. Considérons une balle de masse m soumise à l'action de la gravité, figure IV-6. On la laisse tomber d'une altitude z_0 avec une vitesse initiale nulle. L'altitude $z(t)$ de la balle suit donc l'équation différentielle issue de la mécanique classique : [Ben.06b]

$$m\ddot{z}(t) = -mg$$

Quand $z(t) = 0$, la balle touche le sol et rebondit en perdant une fraction de son énergie :

$$\dot{z}(t^+) = -c\dot{z}(t^-), \quad \text{avec } c \leq 1$$

En posant $x_1(t) = z(t)$; $x_2(t) = \dot{z}(t)$.

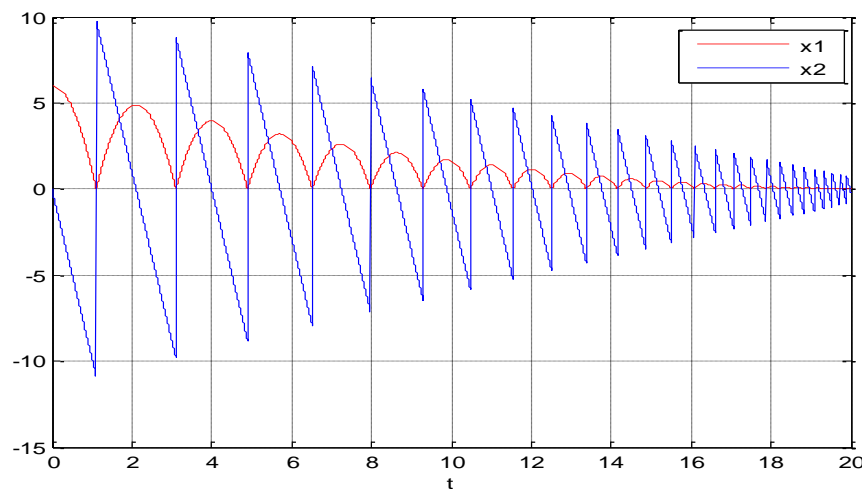


Fig. IV.6 Balle en rebondissement.

Et en utilisant le formalisme de la définition des systèmes hybrides le modèle hybride de la balle rebondissante est donné par:

- 1- $Q = \{q\}$
- 2- $E = \{e = (q, q)\}$
- 3- $D_q = \mathbb{R}^+ \times \mathbb{R}$
- 4- $f_q(x_1, x_2) = (x_2, -g)$
- 5- $G_e = \{x_1 = 0\}$
- 6- $R_e(x_1, x_2) = \{(x_1, -cx_2)\}$

$$x_1 = 0, \quad x_2 := -cx_2$$

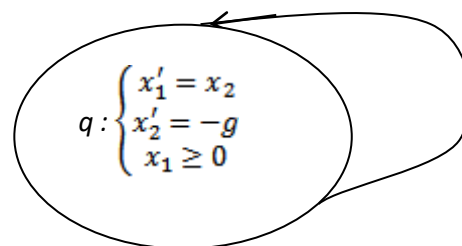


Fig (IV-7) : Automate hybride de la balle rebondissante.

IV-4-2. Systèmes dynamiques à commutations

Un système dynamique à commutation ou switched system (voir par exemple [Far.02]) est un système hybride où la variable discrète $q(t)$ n'est pas vue comme une variable d'état mais comme une variable de contrôle. Ainsi, l'évolution de $q(t)$ n'est pas contrainte par un système de gardes mais donnée par un individu extérieur. Par conséquent, d'après la définition des systèmes hybrides, les systèmes dynamiques à commutation vérifient la propriété suivante :

$$\forall e = (q, q') \in E, Ge = Dq. \text{ [Gir 04].}$$

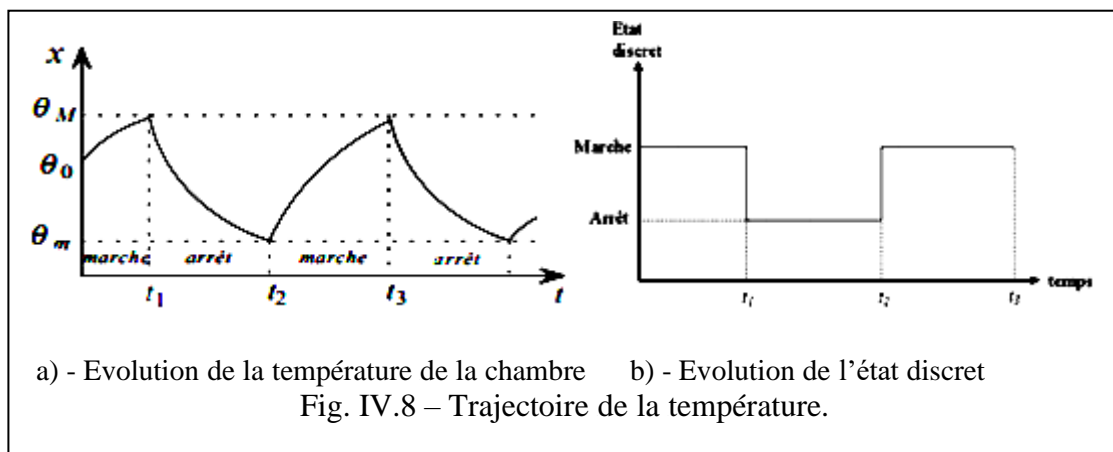
Exemple2 (Système de chauffage):

Le thermostat utilisé pour maintenir la température constante dans une chambre [Alur et al, 1995, est un exemple pratique explicite du Système Linéaire à Commutations (SLC)]. Ce système est composé d'un élément chauffant et d'un capteur de température. Les seuils inférieurs et supérieurs du thermostat sont fixés à des valeurs θ_m et θ_M avec ($\theta_m < \theta_M$). la nature hybride du système est imposée par la commande discrète et l'évolution continue de la température. [Kur.02].[Kar.11]

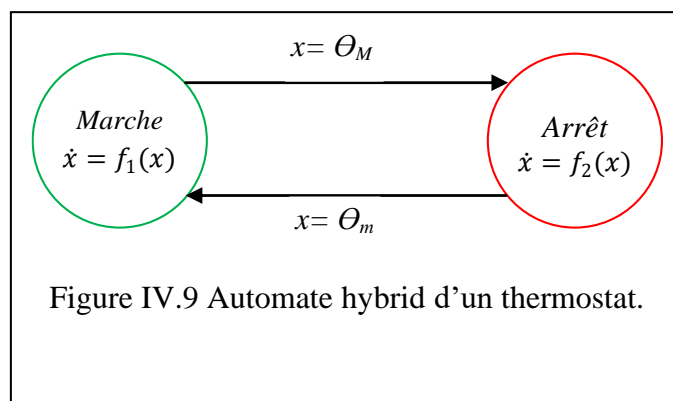
- **la commande discrète** : Il s'agit d'une commande Tout Ou Rien. L'élément chauffant est en marche tant que la température ne dépasse pas θ_M . Le chauffage est arrêté quand la température descend en dessous du seuil θ_m . Les états discrets du système correspondent aux états « marche » et « arrêt ». L'évolution discrète correspond aux transitions de l'état « marche » à l'état « arrêt » et inversement. figure IV.8.b.
- **L'évolution continue de la température** : La température de la chambre est une variable dont l'évolution est continue. L'évolution de la température peut être modélisée par les équations différentielles suivantes : figure IV.8.a.

$$\dot{x} = \begin{cases} f_1(x) = -x + \alpha & \text{si le chauffage est en marche} \\ f_2(x) = -x & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{IV. 3})$$

Où $\alpha \in R^+$ est une constante réelle positive.



D'une manière graphique le système considéré peut être représenté par un graphe orienté présenté dans la figure IV.9, les sommets du graphe correspondent aux dynamiques continues des états discrets du système. Notamment, la dynamique f_1 est associée au sommet modélisant l'état en marche du système de chauffage, et f_2 au sommet modélisant l'état d'arrêt. Le passage d'un état vers l'autre est modélisé par des arcs étiquetés.



Les transitions discrètes $E = \{e = (q_1, q_2)\}$ sont de type invariant ($inv(q_1) = (x < \theta_M), inv(q_2) = (x > \theta_m)$), les conditions de garde sont données par $G_{q_1} = \{x = \theta_M\}$ et $G_{q_2} = \{x = \theta_m\}$. Lors du franchissement des transitions aucune sortie discrète mesurable n'est émise et le vecteur d'état n'est pas réactualisé. L'évolution de la température est donnée par la figure IV.8.a.

IV-4-3. Systèmes dynamiques par morceaux

Les équations différentielles à second membre discontinu ou défini par morceaux interviennent dans de nombreux problèmes d'ingénierie ; notamment en électronique où les modèles de composants sont souvent linéaires par morceaux. Le domaine de définition D de l'équation différentielle est un sous-ensemble fermé et connexe de R^n . D est découpé en sous-domaines $\{D_q, q \in Q\}$, fermés, d'intérieur non vide et deux à deux disjoints, et tels que : [Ben.06b].

$$\bigcup_{q \in Q} D_q = D. \quad (\text{IV. 4})$$

Sur chaque domaine D_q , on définit un champ de vecteurs f_q .

Exemple 3 (Oscillateur électronique à valve ([Pon.62], [And.66]) :

L'oscillateur électronique à valve est un circuit composé d'une valve électronique, d'un circuit oscillant de type RLC et d'un dispositif de rétroaction par induction électromagnétique (voir figure (IV-10)). Une attention particulière a été portée à ce montage car c'est le circuit le plus simple exhibant des oscillations de type cycle limite. [Gir 04].

Le courant entrant à l'anode de la valve est donné par l'intensité i' et dépend exclusivement de la tension U appliquée à la grille. La caractéristique de la valve $i' = i'(U)$ est représentée en pointillé sur la figure (IV-10). Si les oscillations de la tension U sont d'amplitude suffisante, l'intensité i' est, la plupart du temps, égale soit à 0 soit à I_s . On peut alors, raisonnablement, représenter les propriétés d'une telle valve par la caractéristique idéale dessinée en gras sur la même figure. [Ben.06b].

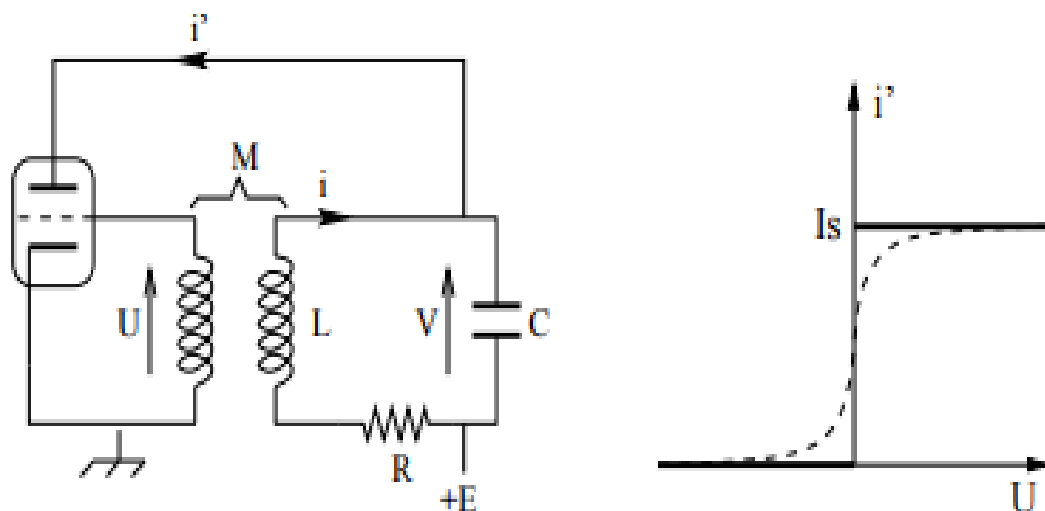


Fig (IV-10) : Oscillateur électronique à valve et la caractéristique de la valve. [Gir 04].

Avec l'application de la loi des mailles sur le circuit RLC et la loi des nœuds au point de branchement de la valve électronique et du circuit RLC, on obtient les équations suivantes

$$Ri + V + L \frac{di}{dt} = 0, \quad i = i' + c \frac{dV}{dt} \Rightarrow LC \frac{d^2i}{dt^2} + RC \frac{di}{dt} + i = i' \quad (\text{IV. 5})$$

$$LC \frac{d^2i}{dt^2} + RC \frac{di}{dt} + i = \begin{cases} 0 & \text{si } U < 0 \\ I_s & \text{si } U > 0 \end{cases} \quad (\text{IV. 6})$$

$$\text{En posant, } x_1 = i, \quad x_2 = \frac{di}{dt}$$

L'oscillateur électronique à valve peut être modélisé par le système dynamique par morceaux :

$$x_1'(t) = x_2(t)$$

$$x_2'(t) = \begin{cases} \frac{1}{LC} x_1(t) - \frac{R}{L} x_2(t) & \text{si } x_2(t) < 0 \\ -\frac{1}{LC} x_1(t) - \frac{R}{L} x_2(t) + \frac{I_s}{LC} & \text{si } x_2(t) > 0. \end{cases} \quad (\text{IV. 7})$$

L'automate hybride correspondant est représenté sur la figure (IV-11).

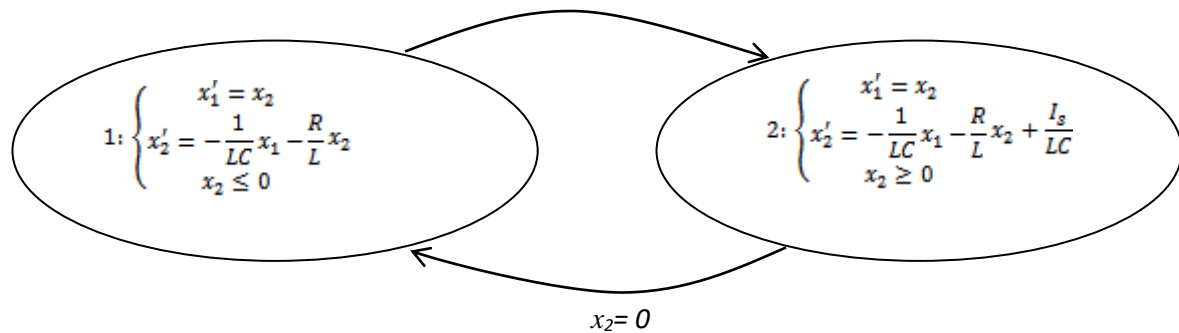


Fig (IV-11). Automate hybride de l'oscillateur électronique à valve [Gir 04].

IV.5. Modélisation des systèmes dynamiques hybrides

D'une façon générale, un système hybride sera modélisé par un ensemble de systèmes à dynamique continue interagissant avec un ou plusieurs systèmes à événements discrets.

Il existe plusieurs outils de modélisations permettant de représenter les systèmes dynamiques hybrides dans la littérature. Parmi ces outils on peut citer les automates hybrides [Alu.93], les automates hybrides rectangulaires [Hen.98], les automates hybrides linéaire [Mül.20], les réseaux de Petri hybrides [All.98]; [Dav.10], les Statecharts hybrides [Har.87], les bords graphes hybrides [Mos.97], [Bat.04]Le point commun entre ces différentes approches est que l'évolution continue est affectée par les événements discrets et les modèles nécessitent à la fois des variables d'état continues et discrètes [Kur.02]. Nous allons présenter quelques outils parmi ceux qui ont été cités et que nous avons trouvés aptes à résoudre notre problématique.

IV.5.1 Les approches de modélisation des systèmes dynamiques hybrides

Dans les travaux de thèse de Chombart [Cho97], les approches de modélisation sont regroupées en trois classes principales : [Kur.02]

- L'approche continue : il s'agit d'étudier le comportement des modèles continus en présence des discontinuités, et éventuellement, de définir un modèle "étendu".
- – L'approche événementielle : contrairement à l'approche continue, cette approche consiste dans l'approximation de la dynamique continue de telle manière que le système hybride ne soit représenté que par les événements qui le caractérisent.
- – L'approche mixte : cette approche repose sur la supposition que le fonctionnement d'un système dynamique hybride est une séquence de deux phases : une transformation continue de l'état continu suivie d'un changement discret instantané. L'approche conduit à rechercher des modifications dans les modèles discrets adaptées à la modélisation des phénomènes hybrides, en particulier en étudiant l'insertion des variables continues.

IV.5.2 Les outils de modélisation des systèmes dynamiques hybrides

La communauté des automaticiens a développé, pendant de nombreuses années, des outils et méthodes adaptés aux deux types de systèmes classiquement rencontrés à savoir les systèmes continus et les systèmes à événements discrets. Les variables utilisées pour décrire l'état d'un système sont les variables caractérisant le temps définissent différemment la nature de leurs modèles dynamiques associés. Il est nécessaire alors, d'utiliser l'une de ces deux catégories de modèle dans de nombreuses applications. Les systèmes continus font appel pour leur modélisation à des équations différentielles qui peuvent être discrétisées suivant une période d'échantillonnage pour donner des équations aux différences, alors que les systèmes à événements discrets sont des systèmes dynamiques dont l'espace d'état est un ensemble discret et dont les transitions entre états sont associées à des événements. Ces systèmes sont classiquement représentés sous forme graphique (Réseaux de Petri [Dav.97], Automates finis [San.03]). Cependant, la majorité des systèmes réels sont un mélange des dynamiques continues et événementielles et ne peuvent se contenter d'une représentation homogène purement continue ou purement événementielle. Il est important alors d'utiliser des modèles dits hybrides permettant de prendre en compte à la fois des variables continues et des variables discrètes ainsi que l'interaction entre ces deux dernières.

Il est bien évident que le formalisme mixte semble le plus précis dans l'interprétation du comportement hybride. En effet, ce dernier combine les modèles discrets et continus dans une même représentation. Chacune des deux parties (continue et discrète) est représentée de façon rigoureuse et explicite et leur interaction est traitée au sein de l'interface qui les relie. D'après la littérature, l'approche mixte se base sur deux aspects : [Ham.10]

1. Le premier aspect prend en charge l'aspect hybride sous plusieurs formes : la première forme se voit dans l'extension de l'automate à état finis en automate hybride [Hen.96], [Goe.09]. La deuxième forme se base sur l'extension des réseaux de Petri [Dem.96], [Kou.98], [Val.99] et [Ram.00].

2. Le deuxième aspect consiste à intégrer des variables binaires au sein du modèle continue. C'est le formalisme MLD « mixed logical dynamic » [Bem.99].

Ce qui nous intéresse dans notre étude c'est le premier aspect, par ces deux variétés automate hybride et réseau de petri.

IV.5.2.1 Les automates hybrides

Les automates hybrides [Alu.93], représentent une extension des automates à états finis. Ce sont des systèmes qui intègrent deux composantes :

- Une composante ayant un comportement discret, naturellement modélisée par un automate à états finis

- Une composante dont le comportement varie de façon continue dans le temps, modélisée par un système d'équations différentielles. L'évolution d'un automate hybride est caractérisée par une alternance de pas continus, où les variables d'état et le temps progressent de façon continue, et de pas discrets où plusieurs transitions discrètes et instantanées peuvent être franchies. Il est intéressant de noter qu'un automate temporisé [Alu.94], correspond à un automate hybride particulier où toutes les variables continues admettent des dérivées par rapport au temps égales à 1. Ainsi, d'un point de vue informel et général, un automate hybride apparaît ainsi comme un automate à états finis pilotant un ensemble d'équations différentielles qui modélise la dynamique continue du système. [Bat.13], La représentation graphique de l'automate hybride est formée d'un ensemble de sommets et d'arcs,

figure (IV-12). Les sommets définissent les états discrets du SDH contenant des jeux d'équations, décrivant la dynamique continue (équations différentielles ou de différences) auxquelles est associée la structure de commutation spécifiant le domaine d'invariant. Les sommets reliés par des arcs représentent les transitions liées à des conditions nommées garde. En général, la condition de garde d'une transition est exprimée en fonction de la région de l'espace d'état continu. Elle peut être représentée par des intervalles. Ainsi, une transition est franchie si la condition de garde correspondant est vérifiée par les valeurs des variables d'état continues du système à l'instant considéré. [Ham.10]

Sachant qu'un automate hybride est défini par la collection citée précédemment équation (IV. 1)

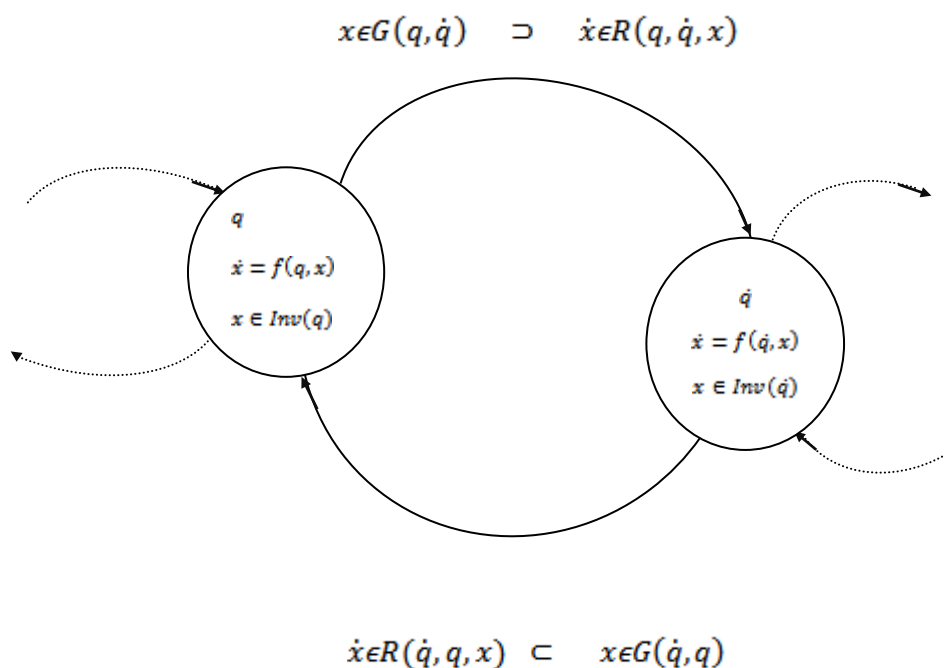


Fig (IV-12.) Automate hybride

IV.5.2.2 Réseaux de Petri hybrides

Les réseaux de Petri [Pet.62] ont été très utilisés comme outils de modélisation, analyse et synthèse pour les systèmes à événements discrets. Dans [Bai.91], les auteurs présentent une extension des réseaux de Petri (RdP), les réseaux de Petri hybrides. Un RdP hybride est composé par des places et des transitions continues (C-places et C-transitions) et des places et transitions discrètes (D -places et D-transitions). Le marquage d'une C-place est représenté par un nombre réel, dont l'unité est appelée marque, et le marquage d'une D -place est représenté par un nombre entier dont l'unité est appelée jeton. Le réseau de Petri hybride de la figure (IV-13), modélise un système de fabrication qui produit des pièces par lots de 5. A la fin de la production de 2 lots de 5 pièces, un nouveau cycle de production est entamé.

Le marquage de la place P1 (D-place) est associé au nombre de lots à l'entrée du système de fabrication. Les durées d1 et d2 sont les temps de chargement et déchargement des pièces (D-transitions). La transition T3 modélise une machine dont la vitesse de production est V3 (C-transition). Cette machine possède un stock d'entrée et un stock de sortie modélisé par les places P2 et P3 (C-places). Le franchissement continu de la transition

T3 correspond à une production continue à la vitesse V_3 quand la place P_2 n'est pas vide. Lorsque P_2 est marquée, le franchissement d'une quantité $V_3 dt$ de T_3 correspond à retirer $V_3 dt$ marques à P_2 et à ajouter la même quantité à P_3 .

Ce modèle hérite tous les avantages du modèle de réseaux de Petri tel que la représentation du parallélisme, de la synchronisation et des conflits (David et Alla, 2001). D'autres approches autour des RdP ont été proposées. Parmi ces approches, Petterson et Lennartson [PL95] utilisent les "bond graphs" pour la vérification de systèmes représentés par des RdP hybrides. Il s'agit d'étendre la représentation à des objets événementiels tout en gardant les propriétés des graphes. Les "High-Level Petri Nets" sont proposés par Giua et Usai [GU96], caractérisés par l'utilisation de jetons colorés dans la partie discrète du réseau. Pour l'analyse quantitative des réseaux de Petri hybrides périodiques, dans [All.98b] l'auteur propose un algorithme permettant de construire l'automate hybride décrivant l'évolution d'un réseau de Petri hybride. [Kur.02]

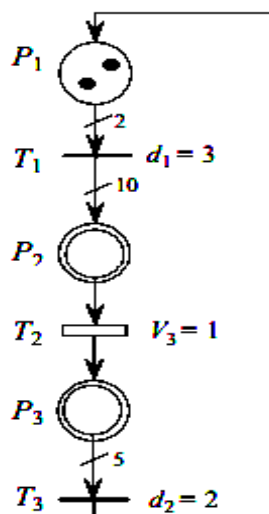


Fig (IV-13) Modèle de RdP hybride d'un système de fabrication par lots. [Kur.02]

IV.6 Stabilité des systèmes hybrides

L'étude de la stabilité des systèmes hybrides s'avère difficile par rapport à la stabilité classique des systèmes continus ou discrets, car, bien qu'étant constitués de sous-systèmes continus stables, le système hybride résultant peut être instable. Dans la littérature, l'analyse de la stabilité des systèmes hybrides [JR98], [MFM00], [Fen02], [FCMM02] et en particulier modèles affines par morceaux à temps discret est fondée sur des fonctions de Lyapunov quadratiques ou quadratiques par morceaux. Les différences principales par rapport aux modèles à temps continu réside d'une part dans le fait que la continuité des fonctions de Lyapunov n'est pas imposée, et d'autre part que les variables du modèle peuvent évoluer dans des régions non adjacentes de l'espace d'état. Généralement, l'analyse de la stabilité a été abordée pour des modèles affines autonomes qui ont l'origine comme point d'équilibre, Nous proposons donc le modèle linéaire à commutations suivant:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_q x(t) + B_q u_{in}(t), & q \in \{q_1, \dots, q_N\}, \quad N \in \mathbb{N} \\ x(t_q) = x(t_q^-) \\ y(t) = C_q x(t) \end{cases} \quad (\text{IV. 8})$$

IV.6.1 Stabilité au sens de Lyapunov

Dans cette partie, nous nous intéressons à la stabilité au sens de Lyapunov de systèmes dynamique du modèle (IV. 8) avec ($u_{in} = 0$) et donnés par :

$$\dot{x}(t) = A_q x(t), \quad q \in \{q_1, \dots, q_N\}, \quad N \in \mathbb{N} \quad (\text{IV. 9})$$

Une propriété importante à signaler dans les systèmes dynamiques est la stabilité asymptotique. La notion de la stabilité asymptotique uniforme globale est donc donnée ci-dessous :

IV.6 .1.1 Stabilité asymptotique uniforme globale [Hespanha and Morse, 99])

Soit le système linéaire à commutations (IV. 9) l'origine $x = 0$ est dite globalement uniformément asymptotiquement stable si :

$$\|x(t)\| \leq \beta(\|x(\tau)\|, t - \tau), \quad \forall t \geq \tau \geq 0, \quad \forall q \in \{q_1, \dots, q_N\} \quad (\text{IV. 10})$$

Avec $\beta(.,.)$ fonction de classe. \mathcal{KL} .

IV.6 .1.2. Fonction de Lyapunov commune [Liberzon, 2003])

Le système (IV.9) possède une fonction de Lyapunov commune à l'origine $x = 0$ s'il existe une fonction V continûment différentiable telle que :

$$\begin{aligned} -V(x) &> 0 \quad \forall x \neq 0, V(x_0) = 0 \\ -\|x(t)\| \rightarrow \infty &\Rightarrow V(x) \rightarrow \infty \\ -\frac{\partial V}{\partial x} A_q x(t) &< 0, \quad \forall x \neq 0, \quad \forall q \end{aligned} \quad (\text{IV. 11})$$

Donc à partir de ces équations, le théorème de stabilité s'énonce comme suit :

Théorème 1 : [Liberzon, 2003]

Si les sous-systèmes du système commuté (IV.9) possèdent une fonction de Lyapunov commune au point $x=0$, alors ce point d'équilibre est globalement uniformément asymptotiquement stable.

Le théorème suivant concerne le cas où le système commuté possède une fonction de Lyapunov commune quadratique. Ce cas est très intéressant pour des applications pratiques où la fonction de Lyapunov a un sens physique (fonction d'énergie pour certains systèmes passifs par exemple).

Théorème 2 [Liberzon and Morse, 1999] Si les sous-systèmes du système commuté (IV.9) possèdent une fonction de Lyapunov commune au point $x=0$ de la forme.

$$V(x) = x^T P x \quad (\text{IV. 12})$$

Telle que P est une matrice définie positive. L'existence d'une telle fonction peut être exprimée en termes d'inégalités matricielles linéaires (LMI).

$$P A_q + A_q^T P < 0, \forall q \quad (\text{IV. 13})$$

Alors, le point d'équilibre $x = 0$ est globalement uniformément asymptotiquement stable.

La fonction de Lyapunov $V(x) = x^T P x$ vérifie les conditions de IV.6 .1.2. D'après le théorème 2, le point d'équilibre $x = 0$ est donc globalement uniformément asymptotiquement stable.

Dont la solution peut être trouvée par des algorithmes d'optimisation convexe.

Exemple1: Système hybride instable avec modes de fonctionnement stables

Considérons l'automate hybride H de la figure suivante:

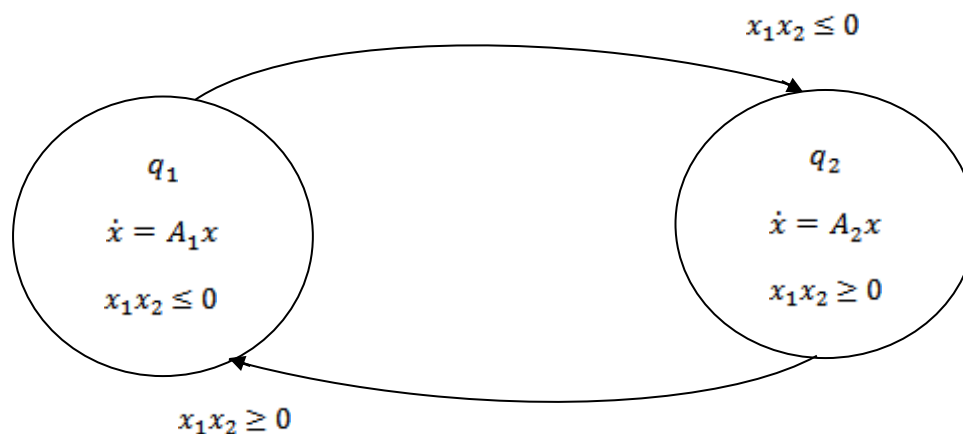


Fig (IV-14).

Exemple 1

avec :

$$\dot{x} = \begin{cases} A_1 x, & \text{if } x_1 x_2 \leq 0. \\ A_2 x, & \text{if } x_1 x_2 > 0. \end{cases} \quad (\text{IV. 14})$$

tel que :

$$A_1 = \begin{bmatrix} -1 & 10 \\ -100 & -1 \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} -1 & 100 \\ -10 & -1 \end{bmatrix}. \quad (\text{IV. 15})$$

Traçons les deux portraits de phase de chaque sous système A_1, A_2 .

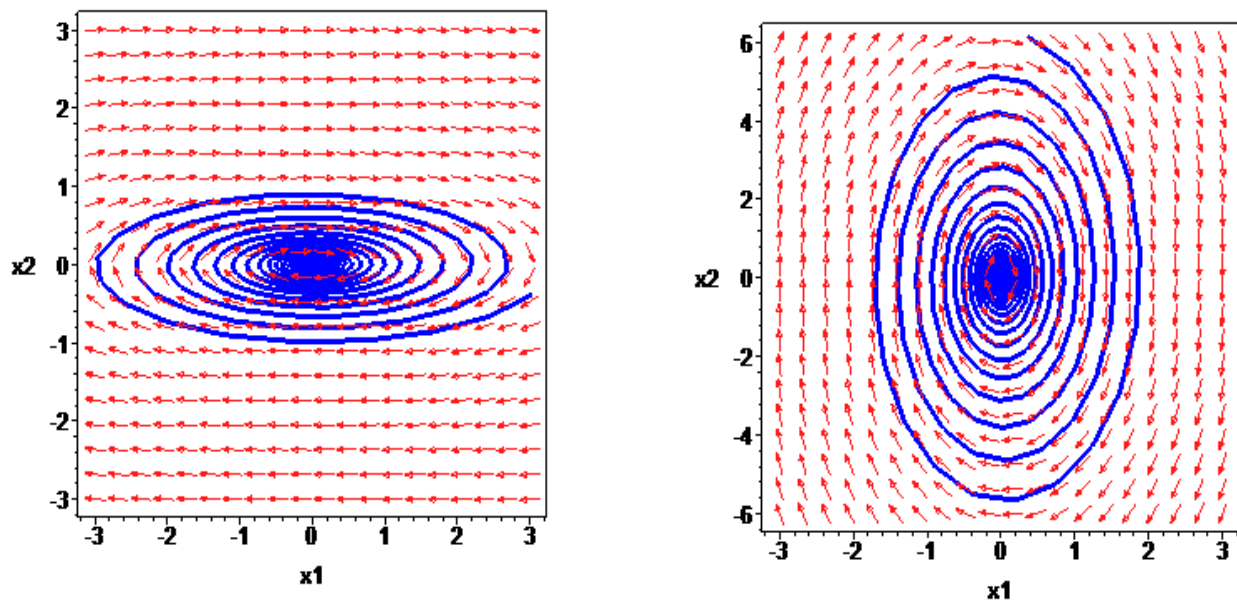


Fig (IV-15). Comportement des sous-systèmes linéaires stables.
Portraits de phase pour $\dot{x} = A_1x$ (gauche) et $\dot{x} = A_2x$ (droite)

En examinant les valeurs propres de A_1 et A_2 qui, pour les deux matrices, $\lambda_{1,2} \approx -1 \pm 31.62j$, on peut constater que les deux dynamiques sont stables (voir les portraits de phase sur la Fig. IV-15). Mais les systèmes commutés utilisant A_1 dans les deuxièmes et quatrième quadrants et A_2 dans les premier et troisième quadrants sont instables, comme le montre la figure Fig.IV-16.

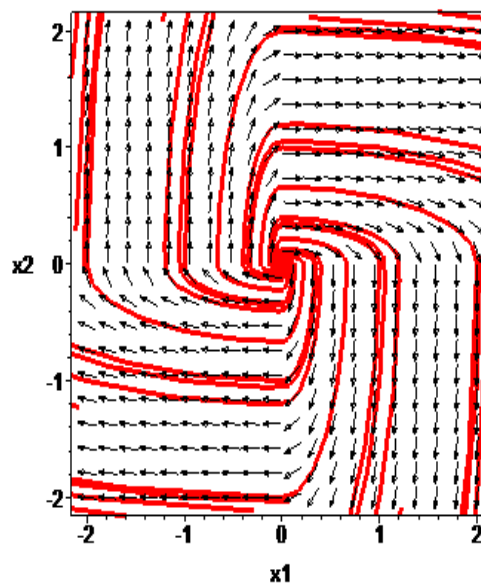


Fig (IV-16). Trajectoire instable d'un système commuté constitué de deux sous-systèmes stables

Exemple2: Système hybride stable avec modes de fonctionnement stables

Considérons l'automate hybride H de la figure suivante:

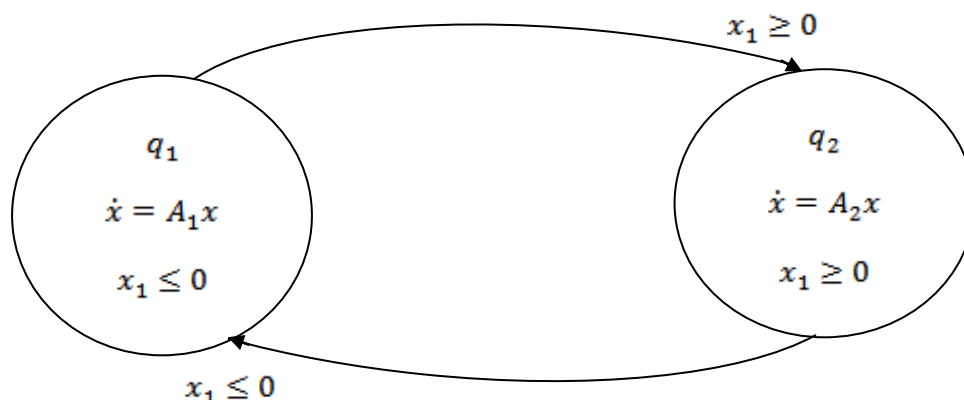


Fig (IV-17). Exemple 2

tel que :

$$A_1 = \begin{bmatrix} -1 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} -2 & 1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix}. \quad (\text{IV. 16})$$

Puisque les valeurs propres de A_1 sont $\lambda(A_1) = \{-1 \pm i\}$ et de A_2 sont $\lambda(A_2) = \{-2 \pm i\}$, les deux sous systèmes $\dot{x} = A_1 x$ et $\dot{x} = A_2 x$ ont un foyer asymptotiquement stable. H satisfait les hypothèses du théorème précédent; en effet, à $A_1^T + A_1 < 0$ et $A_2^T + A_2 < 0$, donc les inégalités dans les théorèmes sont satisfaites pour $P = I$. L'origine est donc asymptotiquement stable pour un point d'équilibre pour H. Fig (IV-18).

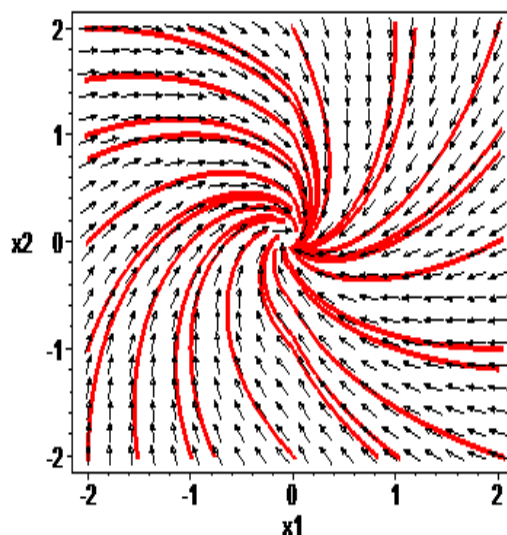


Fig (IV-18). Trajectoire stable d'un système commuté constitué de deux sous-systèmes stables

En fait, nous pouvons montrer en utilisant le théorème 2 qu'on peut chercher une fonction de Lyapunov commune au point $x=0$ de la forme $V(x) = x^T P x$ telle que P est une matrice symétrique définie positive et vérifie la condition $PA_q + A_q P^T < 0, \forall q$.

Avec l'utilisation des algorithmes d'optimisation convexe on peut trouver la solution suivante:

$$P = \begin{bmatrix} 13.1328 & 0 \\ 0 & 13.1328 \end{bmatrix}$$

Par contre dans le premier exemple il n'est pas possible de trouver une fonction de Lyapunov commune (quadratique).

IV.7. Application de la commande hybride au convertisseur multicellulaire

L'aspect hybride est décrit par la présence des variables discrètes et continues dans notre application, car un convertisseur multicellulaire contient à la fois des variables continues (tensions, courants), et des variables discontinues (états des interrupteurs). Il est alors tout à fait normal de les modéliser sous forme d'un système hybride. L'objectif de notre travail est de modéliser et d'analyser le comportement d'un convertisseur multicellulaire d'un point de vue hybride. Ainsi les ordres de commutations sont donnés par les évolutions du courant et de la tension dans le circuit. De plus, la succession des configurations doit être choisie de façon à garantir la condition d'adjacence c'est-à-dire faire une succession des commandes qui ne diffèrent entre elles que par une seule cellule de commutation [Ben-09].

Le convertisseur utilisé est un convertisseur à trois cellules qui alimente un moteur à courant continu figure (IV-19)

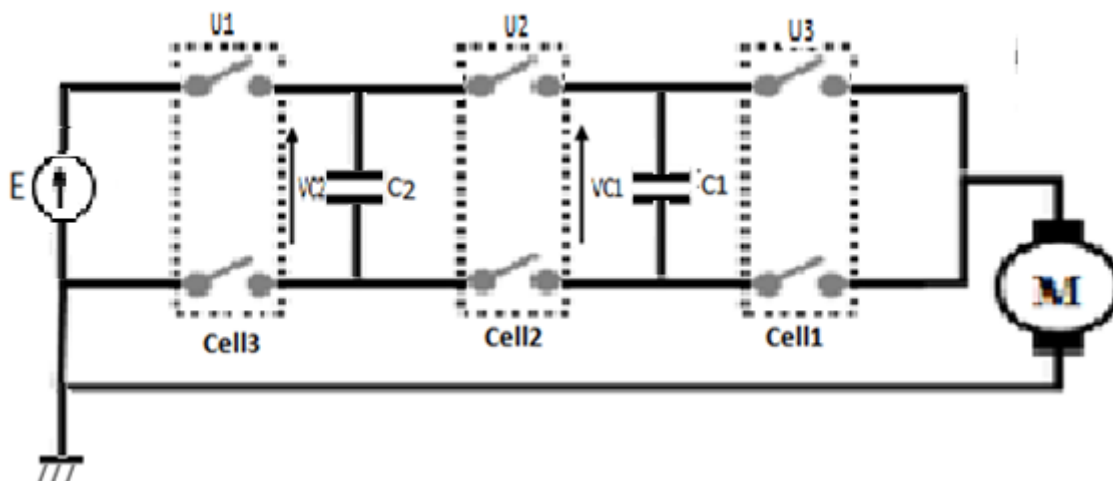


Fig (IV-19) Alimentation d'une machine à courant continu avec un convertisseur multicellulaire à 3 cellules

Pour simplifier l'étude et les notations, nous étudierons le fonctionnement d'un convertisseur et le comportement de ce dernier, avec 3 cellules. Pour cela, les équations différentielles suivantes décrivent notre système (convertisseur-charge). [Ben-17].

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dv_{c1}}{dt} = \frac{1}{c_1} (u_2 - u_1) i \\ \frac{dv_{c2}}{dt} = \frac{1}{c_2} (u_3 - u_2) i \\ \frac{di}{dt} = -\frac{R}{L} i + \frac{E}{L} u_3 - \frac{v_{c2}}{L} (u_3 - u_2) - \frac{v_{c1}}{L} (u_2 - u_1) - \frac{K_e}{L} w \\ \frac{dw}{dt} = \frac{K_c}{J_m} i - \frac{f_m}{J_m} w - \frac{C_r}{J_m} \end{array} \right. \quad (\text{IV. 17})$$

D'après les équations (IV. 17), nous pouvons déduire l'équation d'état de ce système:

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{c1} \\ \dot{v}_{c2} \\ \dot{i} \\ \dot{w} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & (u_2 - u_1)/c_1 & 0 \\ 0 & 0 & (u_2 - u_1)/c_2 & 0 \\ (u_2 - u_1)/L & (u_2 - u_1)/L & -R/L & -K_e/L \\ 0 & 0 & K_c/J_m & -f_m/J_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{c1} \\ v_{c2} \\ I \\ w \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 18})$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \left(\frac{E}{L}\right)u_2 \\ -C_r/j_m \end{bmatrix}$$

IV.7-1 Modélisation du convertisseur à base d'automates hybride

Le modèle hybride est complètement décrit par le système suivant ;

$$H = \{Q, X, Init, f, X_q, E, G, R, U\}; \quad \text{Où} \quad (\text{IV. 19})$$

- 1- $Q = \{q_1, q_2, q_3, \dots\}$ q est l'ensemble des états discrets,
- 2- $X = R^n$ la variété des états continus,
- 3- $Init \subset Q \times X$ est l'ensemble des états initiaux possible,
- 4- $f(.,.) : Q \times X \rightarrow R^n$ est le champ de vecteur associé à chaque état discret,
- 5- $X_q \text{ ou } (D.) : Q \rightarrow P(X)$ associé un domaine invariant pour l'état discret q,
- 6- $E \subset Q \times Q$ est l'ensemble des transitions possibles dans l'automate,
- 7- $G : E \rightarrow 2^X$ les contraintes dans le domaine continu pour valider une transition (ensemble de garde),
- 8- $R : G(e) \rightarrow P(X)$ est la relation de réinitialisation des variables continues lors d'une transition discrète.

IV.7-2 Modes de fonctionnement :

Notre système contient les variables discrètes, qui sont les commutateurs (supposé parfait), chaque commutateur prend deux valeurs 0 ou 1. Selon l'état des commutateurs, le convertisseur à trois cellules possède 2^3 configurations différentes appartenant à l'ensemble.

$Q = \{q_1, q_2, q_3, \dots, q_8\}$. Chaque mode est défini dans l'espace $X_{q_i} = R^3$, $\forall q_i \in Q$,

Ici, la dynamique continue peut être donnée pour chaque mode de la forme suivante :

$$f_q(X) = A(q)X + b(q) \quad (\text{IV. 20})$$

Où X est le vecteur d'état du système, regroupant les variables d'état :

$$X = [v_{c1} \ v_{c2} \ I \ w]^T. \quad (\text{IV. 21})$$

Les modes de fonctionnement ainsi que leur dynamique du système sont donnés par les figures suivantes :

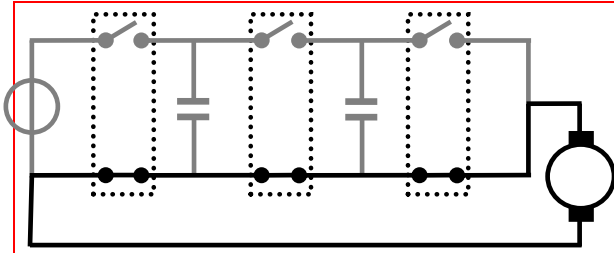


Fig.(20)..Mode $q=q_1$, with $(u=[u_1 \ u_2 \ u_3]^T = [0 \ 0 \ 0]^T)$.

$$f_{q_1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R/L & -K_e/L \\ 0 & 0 & K_c/J_m & -f_m/J_m \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -C_r/J_m \end{bmatrix}$$

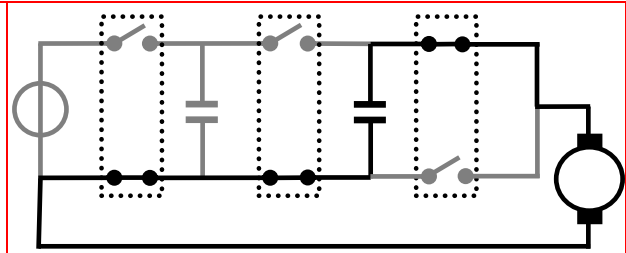


Fig.(21)..Mode $q=q_2$, with $(u=[u_1 \ u_2 \ u_3]^T = [1 \ 0 \ 0]^T)$

$$f_{q_2}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/C_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/L & 0 & -R/L & -K_e/L \\ 0 & 0 & K_c/J_m & -f_m/J_m \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -C_r/J_m \end{bmatrix}$$

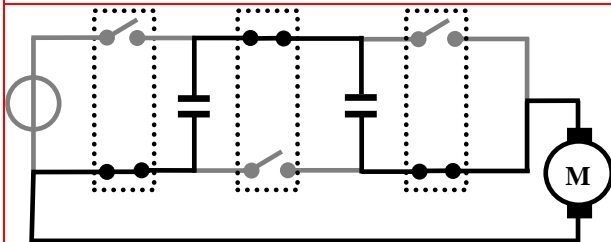


Fig (22)..Mode $q=q_3$, with $(u=[u_1 \ u_2 \ u_3]^T = [0 \ 1 \ 0]^T)$.

$$f_{q_3}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & +1/C_1 & 0 \\ 0 & 0 & -1/C_2 & 0 \\ -1/L & 1/L & -R/L & -K_e/L \\ 0 & 0 & K_c/J_m & -f_m/J_m \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -C_r/J_m \end{bmatrix}$$

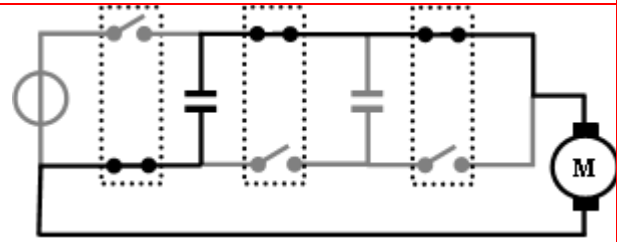


Fig.(23)..Mode $q=q_4$, with $(u=[u_1 \ u_2 \ u_3]^T = [1 \ 1 \ 0]^T)$.

$$f_{q_4}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/C_2 & 0 \\ 0 & 1/L & -R/L & -K_e/L \\ 0 & 0 & K_c/J_m & -f_m/J_m \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -C_r/J_m \end{bmatrix}$$

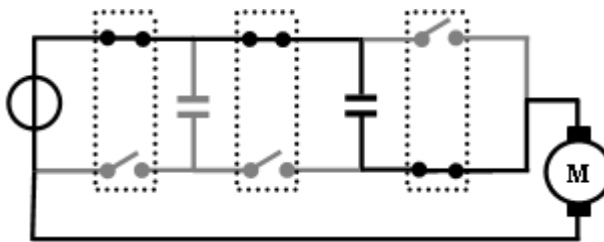


Fig.(24)..Mode $q=q_5$, with $(u=[u_1 \ u_2 \ u_3]^T = [0 \ 0 \ 1]^T)$.

$$f_{q_5}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & +1/C_2 & 0 \\ 0 & -1/L & -R/L & -K_e/L \\ 0 & 0 & K_c/J_m & -f_m/J_m \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ E/L \\ -C_r/J_m \end{bmatrix}$$

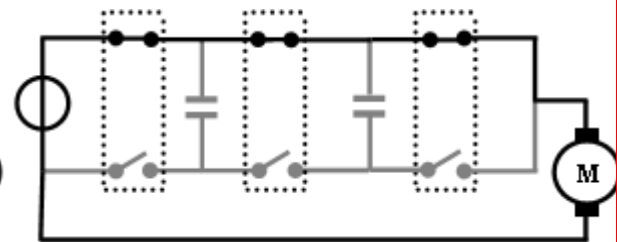


Fig.(25)..Mode $q=q_6$, with $(u=[u_1 \ u_2 \ u_3]^T = [1 \ 0 \ 1]^T)$.

$$f_{q_6}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/C_1 & 0 \\ 0 & 0 & +1/C_2 & 0 \\ 1/L & -1/L & -R/L & -K_e/L \\ 0 & 0 & K_c/J_m & -f_m/J_m \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ E/L \\ -C_r/J_m \end{bmatrix}$$

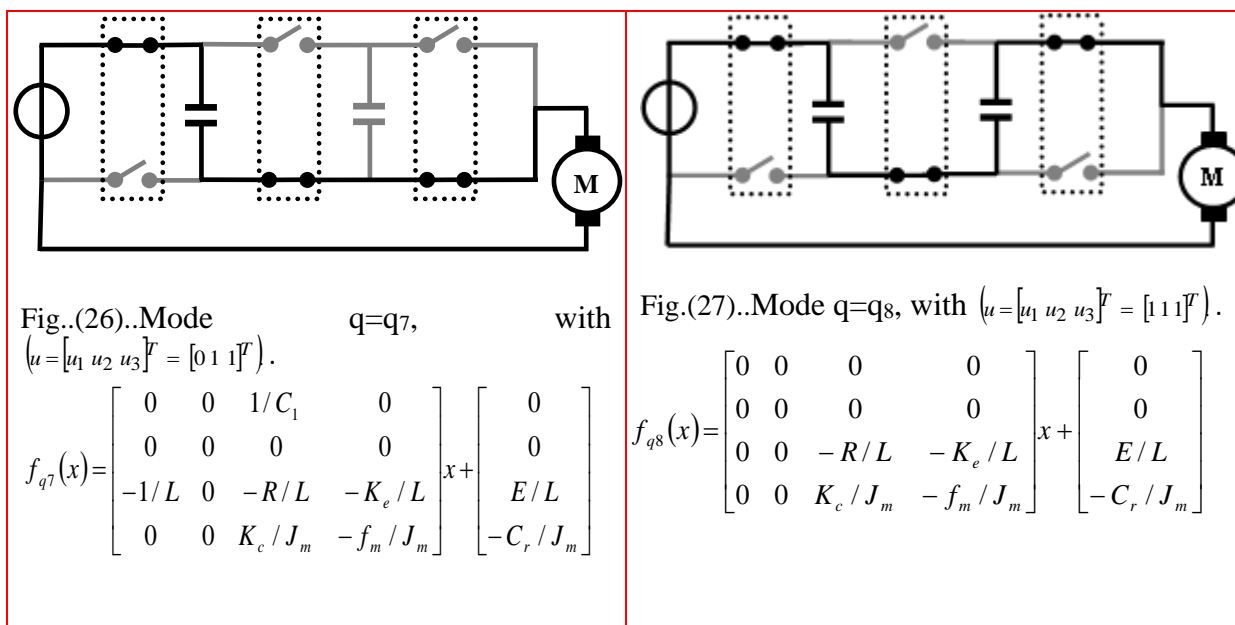


Fig. (IV-28) Les huit modes de fonctionnement d'un convertisseur à trois cellules avec une dynamique continue pour chaque mode.

Pour chaque mode on définit donc trois transitions. Le tableau suivant illustre les transitions possibles pour chaque mode

	q1	q2	q3	q4	q5	q6	q7	q8
q1	-	X	X	-	X	-	-	-
q2	X	-	-	X	-	X	-	-
q3	X	-	-	X	-	-	X	-
q4	-	X	X	-	-	-	-	X
q5	X	-	-	-	-	X	X	-
q6	-	X	-	-	X	-	-	X
q7	-	-	X	-	X	-	-	X
q8	-	-	-	X	-	X	X	-

Sachant qu'il faut contrôler les tensions des condensateurs et la vitesse du moteur autour des valeurs de référence comme suit :

$$w = w_{ref} \quad , V_{c1ref} = \frac{1}{3} E \quad , V_{c2ref} = \frac{2}{3} E \quad .$$

Pratiquement pour commander les tensions des condensateurs et la vitesse du moteur, il faut définir des seuils minimaux et maximaux des tensions et de la vitesse qu'il ne faut pas dépasser, (le choix de ces seuils est en fonction des caractéristiques physiques des éléments du convertisseur et de la fréquence de commutation). Ainsi les ordres de commutations ont donnés par les évolutions du courant et de la tension dans le circuit. De plus, la succession des configurations doit être choisie de façon à garantir la condition d'adjacence c'est-à-dire

faire une succession des commandes qui ne diffèrent entre elles que par une seule cellule de commutation [Ben-06].

Nous définissons alors les limites des variables d'état comme suit :

$$\left(V_{c1ref}^- < V_{c1} < V_{c1ref}^+ \right), \left(V_{c2ref}^- < V_{c1} < V_{c2ref}^+ \right), \left(w_{ref}^- < w < w_{ref}^+ \right)$$

tels que :

$$V_{c1ref}^+ = V_{cref} + \varepsilon$$

$$V_{c1ref}^- = V_{cref} - \varepsilon$$

$$w_{ref}^+ = w_{ref} + \Delta w$$

$$w_{ref}^- = w_{ref} - \Delta w$$

Les transitions entre les modes sont alors régies par ces conditions : Si l'un d'entre eux est violé pendant le fonctionnement d'un mode donné, le système doit passer à un autre mode pour retrouver l'équilibre, tout en respectant la règle d'adjacence.

Les conditions possibles des transitions entre les différents modes (en tenant compte des conditions de travail du convertisseur) sont définies par les ensembles de garde selon :

$$G(q_1, q_2) = \left\{ x \in R^3 : \left[(w < w_{ref}^-) \wedge (V_{c1} > V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref}) \right] \right\}$$

$$G(q_2, q_1) = \left\{ x \in R^3 : \left[(w > w_{ref}^+) \right] \right\}$$

$$G(q_1, q_3) = \left\{ x \in R^3 : \left[(w < w_{ref}^-) \wedge (V_{c1} < V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref}) \right] \right\}$$

$$G(q_3, q_1) = \left\{ x \in R^3 : \left[(w > w_{ref}^+) \right] \right\}$$

$$G(q_1, q_5) = \left\{ x \in R^3 : \left[\begin{array}{l} \left[(w < w_{ref}^-) \wedge (V_{c1} > V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref}) \right] \\ \vee \left[(w < w_{ref}^-) \wedge (V_{c1} < V_{c1ref}) \right] \end{array} \right] \right\}$$

$$G(q_5, q_1) = \left\{ x \in R^3 : \left[(w > w_{ref}^+) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref}) \right] \right\}$$

$$G(q_2, q_4) = \left\{ x \in R^3 : \left[(w < w_{ref}^+) \wedge (V_{c1} > V_{c1ref}^-) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref}^+) \right] \right\}$$

$$G(q_4, q_2) = \left\{ x \in R^3 : \left[(w > w_{ref}^-) \wedge (V_{c1} > V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref}^-) \right] \right\}$$

$$G(q_2, q_6) = \left\{ x \in R^3 : \left[(w < w_{ref}^+) \wedge (V_{c1} > V_{c1ref}^-) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref}^-) \right] \right\}$$

$$G(q_6, q_2) = \left\{ x \in R^3 : \left[(V_{c2} > V_{c2ref}^+) \right] \right\}$$

$$G(q_3, q_4) = \left\{ x \in R^3 : \left[\begin{array}{l} \left[(w < w_{ref}^+) \wedge (V_{c1} > V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref}) \right] \\ \vee \left[(w < w_{ref}^+) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref}) \right] \end{array} \right] \right\}$$

$$G(q_4, q_3) = \left\{ x \in R^3 : \left[(w < w_{ref}^+) \wedge (V_{c1} > V_{c1ref}^-) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref}^+) \right] \right\}$$

$$G(q_3, q_7) = \left\{ x \in R^3 : \left[\begin{array}{l} \left[(V_{c1} > V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref}) \wedge (w < w_{ref}^+) \right] \\ \vee \left[(V_{c1} < V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref}^+) \wedge (w < w_{ref}^+) \right] \end{array} \right] \right\}$$

$$G(q_7, q_3) = \left\{ x \in R^3 : \left[\begin{array}{l} \left[(V_{c1} > V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref}) \wedge (w > w_{ref}^-) \right] \\ \vee \left[(V_{c1} > V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref}^+) \wedge (w < w_{ref}^+) \right] \end{array} \right] \right\}$$

$$G(q_4, q_8) = \left\{ x \in R^3 : \left[\left[(W > W_{ref}) \wedge (V_{c1} < V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref}^-) \right] \vee \left[(V_{c2} < V_{c2ref}^-) \wedge (W < W_{ref}) \right] \right] \right\}$$

$$G(q_8, q_4) = \left\{ x \in R^3 : \left[\left[(W > W_{ref}^+) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref}) \right] \vee \left[(V_{c1} > V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref}) \wedge (W < W_{ref}^-) \right] \right] \right\}$$

$$G(q_5, q_6) = \left\{ x \in R^3 : \left[(V_{c1} > V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref}) \right] \right\}$$

$$G(q_6, q_5) = \left\{ x \in R^3 : \left[(V_{c1} < V_{c1ref}^-) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref}) \right] \right\}$$

$$G(q_5, q_7) = \left\{ x \in R^3 : \left[(W < W_{ref}) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref}^+) \right] \right\}$$

$$G(q_7, q_5) = \left\{ x \in R^3 : \left[(V_{c1} > V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref}) \right] \right\}$$

$$G(q_6, q_8) = \left\{ x \in R^3 : \left[(V_{c1} > V_{c1ref}^-) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref}) \right] \right\}$$

$$G(q_8, q_6) = \left\{ x \in R^3 : \left[\left[(V_{c1} > V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref}) \wedge (W > W_{ref}^+) \right] \vee \left[(V_{c1} > V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref}) \wedge (W < W_{ref}^+) \right] \right] \right\}$$

$$G(q_7, q_8) = \left\{ x \in R^3 : \left[(V_{c1} > V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref}) \right] \right\}$$

$$G(q_8, q_7) = \left\{ x \in R^3 : \left[\left[(V_{c1} < V_{c1ref}) \wedge (W < W_{ref}^-) \right] \vee \left[(V_{c1} < V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref}) \wedge (W > W_{ref}^+) \right] \right] \right\}$$

Remarque: les autres transitions (exemple: $G(q_1; q_4)$) ne sont pas tolérées car elles ne sont pas conformes à la règle d'adjacence.

Les conditions initiales du système sont définies par:

$$Init = \{q_8\}X \quad \left\{ x \in R^3 : \left[(V_{c1} < V_{c1ref}^-) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref}^-) \right] \vee \left[(W < W_{ref}^-) \right] \right\}$$

La dynamique de chaque mode est indiquée à l'intérieur de chaque cercle et les conditions de transitions ($T_{ij} = G(q_i; q_j)$): sont indiquées sur les flèches. Lorsqu'une condition de transition est vérifiée, le système commute vers un autre mode [Ben.07].

modéliser, simuler, et analyser le système Stateflow fournit clairement, des descriptions concises du comportement du système complexe en utilisant la théorie des automates, des notations d'organigramme, et des diagrammes à états. Il est facile de créer des conceptions, de considérer divers scénarios, et de les réitérer jusqu'à ce que le diagramme de Stateflow modélise le comportement désiré. La notation d'organigramme crée la logique de prise de décision comme pour des boucles et des constructions si-alors. Traditionnellement concepteurs savaient l'habitude des tables de vérité pour représenter des rapports parmi les entrées, les sorties, et les états d'une machine d'état fini. La table résultante décrit la logique nécessaire pour commander le comportement du système. Une autre approche pour concevoir les systèmes entraînés par les événements est de modéliser le comportement du système en le décrivant en termes de transitions parmi des états discrets, en utilisant Stateflow dans notre travail permettant de représenter les dynamiques discontinues du système en interaction avec l'outil Simulink qui permet de simuler les dynamiques continues

Le schéma Stateflow-Simulink est représenté dans la figure (IV-30). Ainsi que le Schéma de l'automate hybride sous Stateflow dans la figure (IV-31)

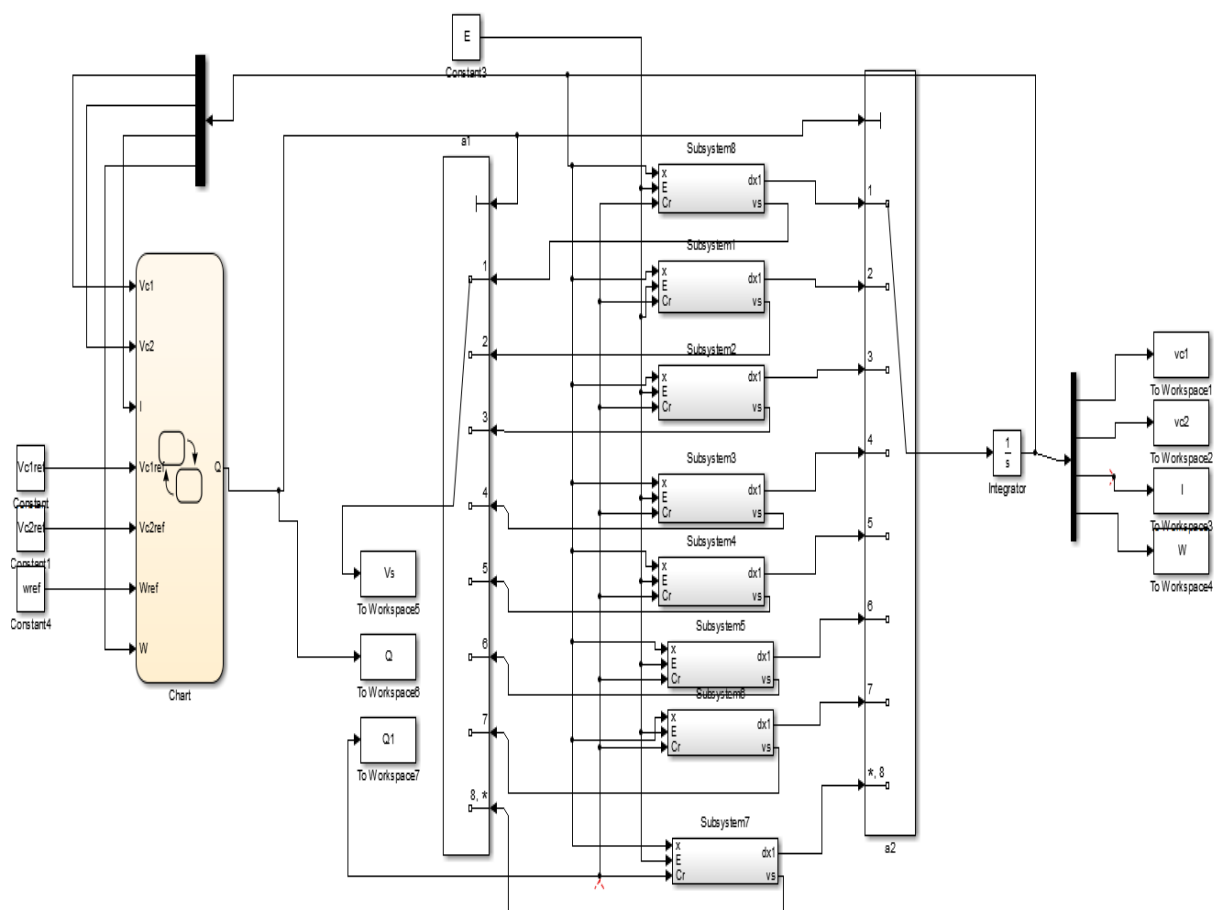


Fig. (IV-30). Schéma Stateflow-Simulink de la commande d'un convertisseur à trois cellules

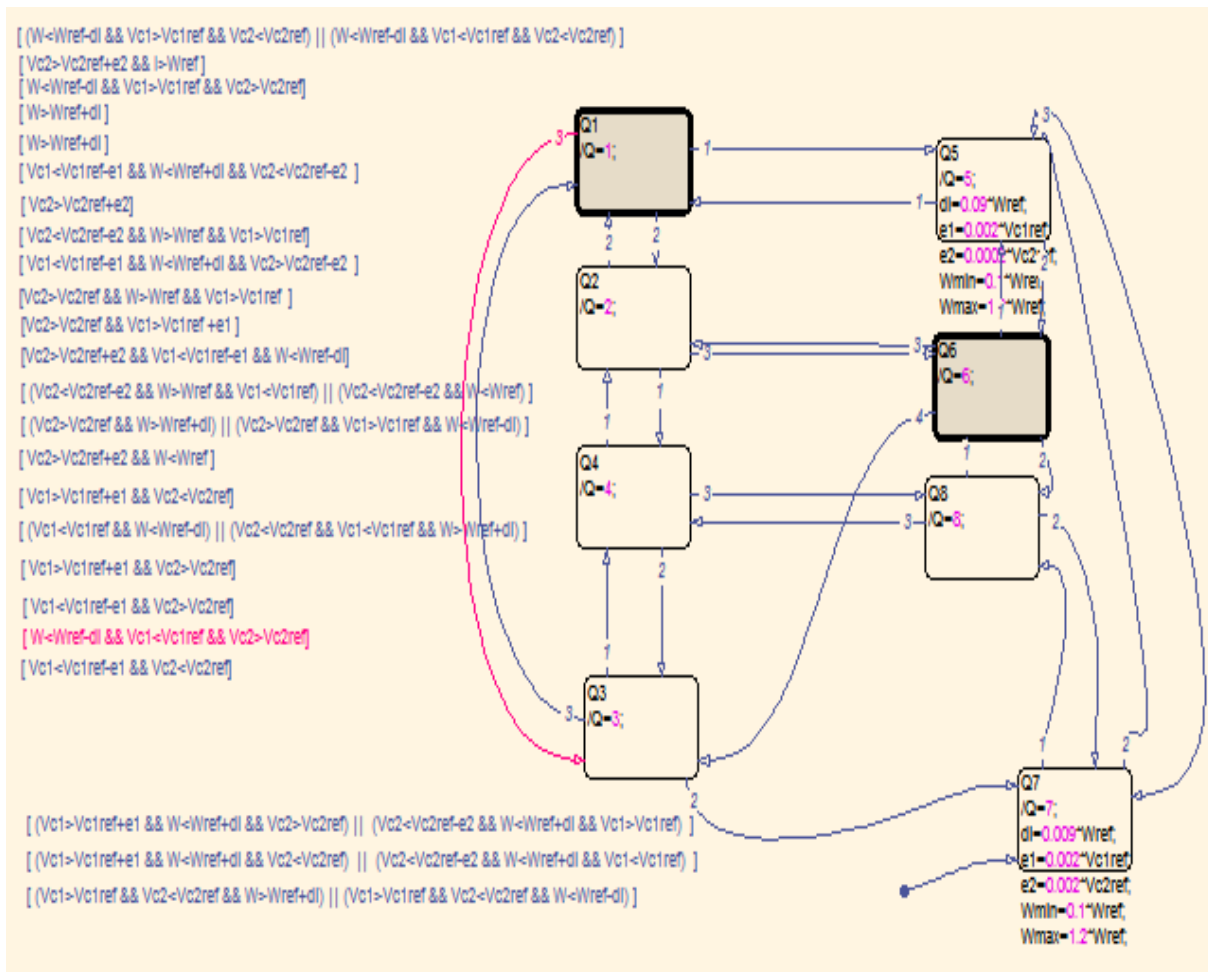


Fig. (IV-31). Schéma de l'automate hybride sous Stateflow

IV.7-4. Résultats de la simulation

Nous avons simulé le comportement du convertisseur à trois cellules avec Simulink - Stateflow, en premier lieu et aussi la charge qui est dans notre cas un moteur à courant continu en deuxième lieu.

Avec des valeurs de références suivantes :

$$V_{c1ref} = E/3; V_{c2ref} = 2E/3;$$

$$\varepsilon_1 = 0.02 V_{c1ref}; \varepsilon_2 = 0.02 V_{c2ref}; \Delta w = 0.09 w_{ref}.$$

Les figures (IV-32, 33,34).montrent respectivement l'évolution des tensions flottantes V_{c1}, V_{c2} La vitesse de rotation, la vitesse de référence et l'évolution des transitions.

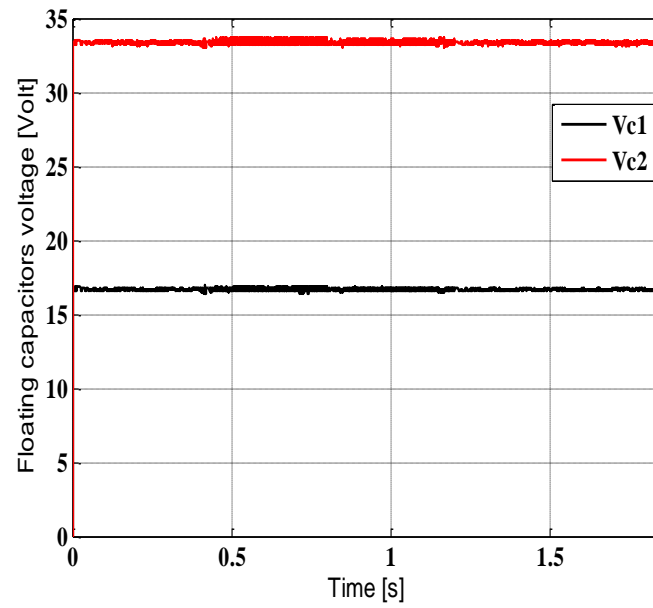


Fig. (IV-32). Evolution des tensions aux bornes des condensateurs Vc1 et Vc2

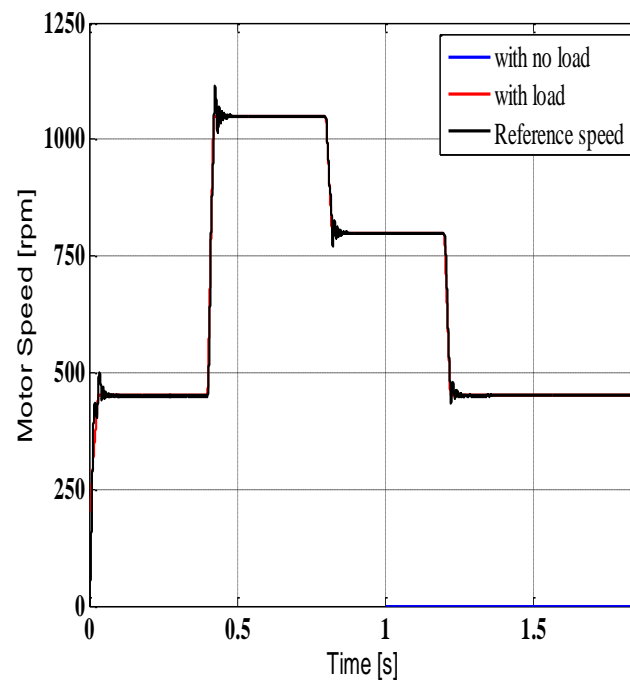


Fig. (IV-33). Evolution de la vitesse de rotation du MCC

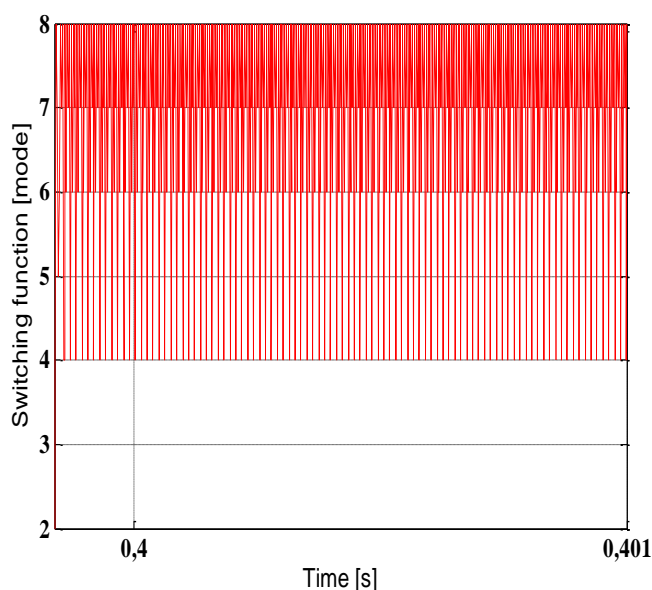


Fig. (IV-34). Évolution des transitions

Les tensions V_{c1} et V_{c2} augmentent et se stabilisent autour de leurs valeurs de références la valeur moyenne est égale à un tiers de la tension d'alimentation E au premier condensateur, et deux tiers pour le deuxième condensateur, où nous remarquons la répartition de la tension entre les deux condensateurs.

La vitesse augmente plus rapidement que les tensions flottantes et suit convenablement sa consigne, malgré l'introduction d'un couple de charge et l'utilisation de plusieurs échantillons de références de vitesse.

IV.7-5. Résultats expérimentaux :

IV.7-5-1 Description du banc d'essai

La mise en œuvre de la commande numérique du moteur à courant continu en contrôlant plus de cellules de commutation, est effectuée à l'aide de Spartan 3E FPGA. Il peut calculer et envoyer les signaux souhaités au contrôle et à l'électronique de puissance et il est spécifiquement conçu pour répondre aux besoins d'applications électroniques grand public à grande consommation. La famille de cinq membres offre des densités allant de 100 000 à 1,6 million de portes de système. Pour valider expérimentalement la mise en service du convertisseur, nous construisons un banc d'essai. Ce dernier consiste en bras multicellulaires en série avec trois cellules; Les commutateurs de chaque bras sont constitués de transistor MOSFET connecté antiparallèle aux diodes. Les MOSFET sont associés à des modules de commande gérant les temps morts et à la protection contre les courts-circuits. Les signaux de contrôle MOSFET proviennent d'une carte Xilinx Spartan 3E. La figure (IV-35).montre le banc d'essai réalisé, il se compose de:

- ❖ La partie de puissance qui inclut le conducteur, les interrupteurs et les condensateurs.
- ❖ La partie de mesure, composée de condensateurs flottants de capteurs de tension.

- ❖ La partie de commande, constituée d'une carte de contrôle à Spartan 3E FPGA et pilotée par ordinateur.



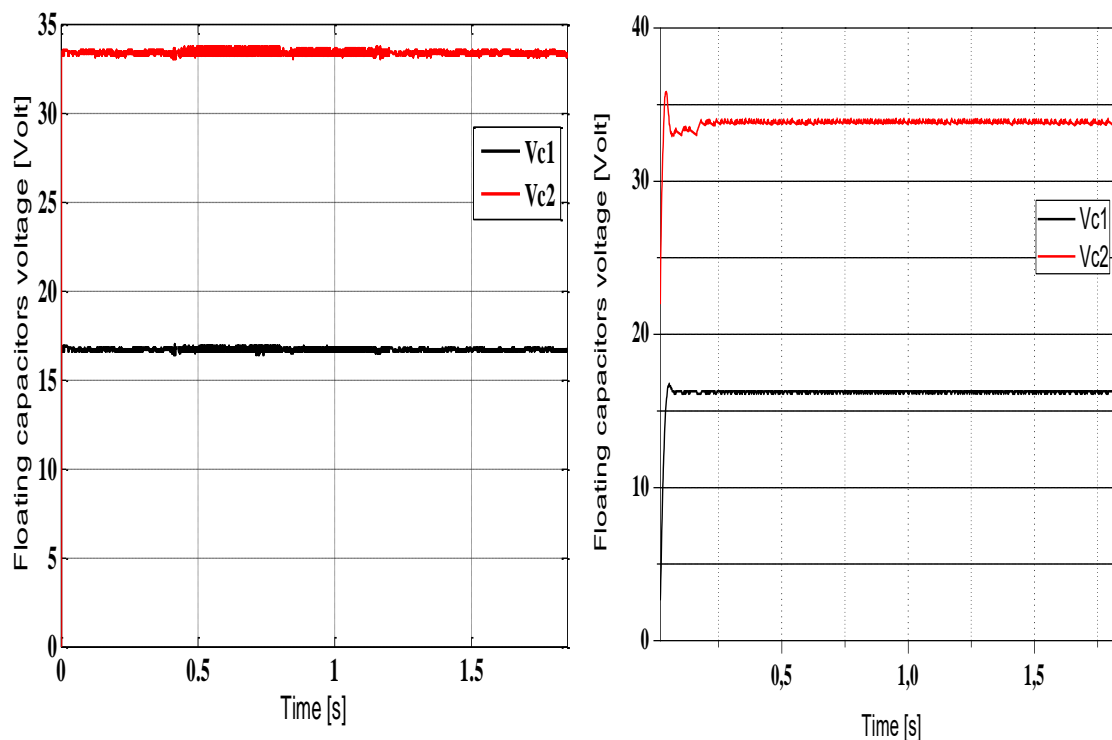
Fig (IV-35). Un synopsis du banc d'essai effectué.

Dans cette partie, nous présentons quelques résultats de simulations et expérimentaux obtenus en utilisant l'approche proposée. Afin d'illustrer les performances de cette approche, nous utilisons la commande hybride comme alternative pour commander la machine à courant continu avec un convertisseur à trois cellules et effectuer les tests nécessaires pour valider les résultats obtenus par simulation.

D'après les figures (IV-36, a, et b) respectivement de simulation et d'expérimentation, qui montrent l'évolution des tensions V_{c1}, V_{c2} aux bornes des condensateurs flottants,

l'augmentation de tension se stabilise autour de sa valeur de référence. Sa valeur moyenne est égale à un tiers de la tension d'alimentation E du premier condensateur, et deux tiers pour le deuxième condensateur, où l'on remarque la répartition de la tension entre les deux condensateurs à la fois par simulation et expérimental.

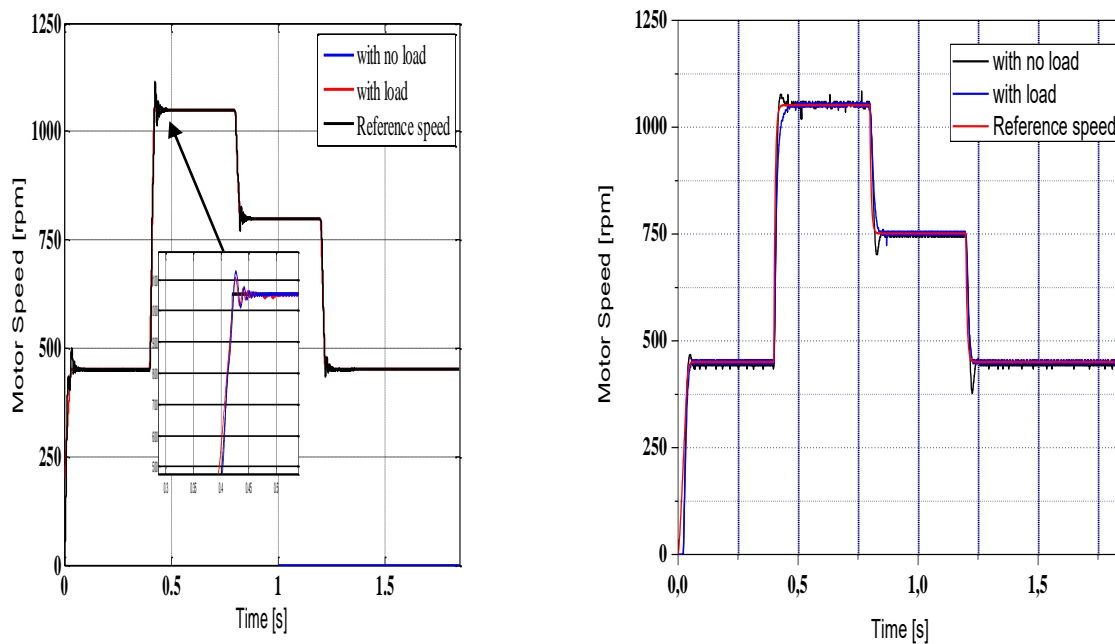
Et d'après les figures (IV-37, a, et b) respectivement de simulation et d'expérimentation, il en ressort qu'après avoir imposé plusieurs échantillons de vitesse de consigne et un couple résistant appliqué dans tous le parcours d'utilisation, nous avons remarqué que la vitesse suit convenablement sa consigne



(a). Test par simulation

(b) Test experimental

Fig (IV-36) .Evolution des tensions flottante V_{c1} et V_{c2} des condensateurs C_1 et C_2 .



(a). Test par simulation

(b) Test experimental

Fig (IV-37) .Evolution de la vitesse de rotation et de la vitesse de référence à vide et en charge. Test expérimental.

IV.7-6. Etude de la stabilité

Considérons notre systèmes, $\dot{x}(t) = A_q x(t)$, $q \in \{q_1, \dots, q_N\}$, $N \in \mathbb{N}$, composé par les différentes modes, tel que $N=8$ dans notre cas, avec les matrices d'état utilisé dans le paragraphe IV.7-2 , Et avec l'utilisation de (IV.6 .1.2) dans le theoreme1 et 2, la stabilité du système commuté est prouvée avec des signaux de commutation arbitraires et une matrice de Lyapunov quadratique commune est trouvée par des algorithmes d'optimisation convexe tel que :

$$P = \begin{bmatrix} 0.0605 & 0.0896 & 0.6587 & 0.2581 \\ 0.0354 & 0.0605 & 0.2587 & 0.2541 \\ 0.0251 & 0.8746 & 6.0512 & 0.2541 \\ 0.2587 & 0.9870 & 0.2587 & 6.1058 \end{bmatrix}$$

D'un point de vue pratique, la recherche numérique ou analytique d'une telle fonction n'est pas aisée. L'approche de la fonction de Lyapunov quadratique commune donne une solution générale au problème de stabilité d'un système commuté. Et puisque notre système s'avère stable à l'aide de cette méthode, donc il n'est pas nécessaire d'appliquer d'autres méthodes d'analyse de la stabilité. Par conséquent, l'analyse de la stabilité quadratique pour les systèmes commutés est plus intéressante que d'autres méthodes puisqu'une partition de cellule et une loi de commutation n'affecteront pas à la stabilité du système.

IV.7 Conclusion :

La première partie de ce chapitre présente une description générale des systèmes dynamiques hybrides qui sont la combinaison d'une partie discrète et une partie continue. Donc nous avons présenté dans une première partie les systèmes continus, les systèmes à événements discrets et les systèmes dynamiques hybrides, objet de notre recherche, et puis , nous avons illustré à travers des exemples les classes les plus utilisées dans la littérature, à savoir, les systèmes à commutations, les systèmes impulsionnels, les systèmes linéaires par morceaux.

Ensuite, nous avons montré les principales approches de modélisation de ces systèmes hybrides. Parmi ces approches, l'approche mixte est celle qui considère les comportements événementiels et continus dans une même structure. Enfin la présence naturelle des variables discrètes et continues dans notre système qui est le convertisseur multicellulaire, nous ont permis de proposer une modélisation hybride de ce convertisseur. Et pour valider notre approche nous avons procédé à la mise en œuvre d'un banc d'essai dont la partie essentielle est constitué d'une carte de commande à savoir de Spartan 3E FPGA qui est pilotée par ordinateur. Après les différents tests faits, on constate que les résultats expérimentaux coïncident convenablement avec les résultats de simulation et avec l'utilisation de la fonction de Lyapunov quadratique commune nous avons prouvé que notre système est asymptotiquement stable quelle que soit la fonction de commutation.

CONCLUSION GENERALE

Les résultats obtenus dans le cadre des travaux de cette thèse apportent une contribution à la commande hybride des actionneurs électriques par deux variantes. La première consiste à combiner deux commandes en même temps, en cherchant à exploiter les avantages de chaque commande. La deuxième est constituée de processus continus interagissant avec ou supervisés par des processus discrets. Aussi, nous avons mis en œuvre un banc expérimental qui est muni d'une carte de commande Spartan 3E FPGA pour l'application de cette dernière.

Ainsi, dans les systèmes d'entraînement électrique, la machine et le convertisseur sont construits séparément et doivent fonctionner ensemble pour garantir les performances les plus élevées possibles. En outre un grand effort a été investi pour développer un actionneur robuste, peu encombrant, exigeant très peu d'entretien et facilement commandable. La machine synchrone à aimants permanents se place comme un bon candidat pour jouer ce rôle. Et pour bien exploiter cette propriété il ne peut fonctionner seul qu'avec la connectique machine/onduleur. Dans notre cas et après avoir étudié en détail au premier chapitre les différentes structures des onduleurs multiniveaux, nous avons démontré que la meilleure structure qu'a connu un bon essor dans la pratique c'est la structure multicellulaire série, et il est montré qu'il est possible la mise en série d'un nombre important d'interrupteurs en associant des sources de tension avec des cellules de commutation imbriquées. En deuxième lieu la mise en œuvre des condensateurs flottants dont les tensions doivent être maîtrisées. Cette maîtrise peut être assurée sous certaines conditions en boucle ouverte. L'inconvénient de la commande en boucle ouverte nous a incités à chercher une autre commande permettant la régulation des tensions flottantes quelle que soit la charge initiale des condensateurs. Et puisque la structure de ce type de convertisseur se prête naturellement pour une modélisation hybride due à la présence naturelle de variables continues et discrètes. Nous avons proposé une approche qui met en évidence le fonctionnement de cette structure en utilisant le modèle des différents modes en choisissant une loi de commutation et en imposant des conditions de transition assurant la stabilité et la sûreté du convertisseur. Cette commande nécessite la connaissance à tout moment de la mesure de la tension flottante. Les résultats obtenus sont très satisfaisants aussi bien pour les résultats de simulation que pour les résultats expérimentaux.

Pour exploiter la deuxième variante de la commande nous avons décrit les régulateurs classiques tout en remarquant leurs limitations devant les préoccupations qui naissent d'un jour à l'autre dans le contrôle des processus récents. On cherche à exploiter des méthodes modernes pour un besoin pressant afin d'améliorer leurs performances de plus en plus élevées et pour améliorer ces performances, nous nous sommes intéressés dans ce travail à étudier la commande prédictive et la commande adaptative destinée pour la régulation de la vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents, sachant que cette machine trouve sa meilleure place dans le monde industriel grâce à sa flexibilité de variation de vitesse et sa stabilité de fonctionnement.

Pour ce, nous avons songé à différentes stratégies de commandes, dont la commande classique qui est représentée ici par les régulateurs PI que nous avons rappelé brièvement, où les résultats de simulations ont montré de bonnes performances puisqu'ils permettent une meilleure maîtrise du régime transitoire de la MSAP, avec un découplage assuré et une

dynamique de rejet de perturbation assez bonne. Néanmoins, l'étude de la robustesse montre que le temps de réponse est assez grand, aussi il y'a un dépassement remarquable de la vitesse par rapport à la consigne dans plusieurs cas de simulations, ce qui montre que le système n'est pas robuste vis-à-vis de certaines variations paramétriques. Malgré que les PI sont largement utilisés dans les domaines des entraînements à vitesse variable, ils sont inadéquats pour satisfaire les performances exigées car ils sont sujets à une détérioration des performances en présence des variations paramétriques et/ou environnementale. L'utilisation d'une commande moderne pour surmonter cette détérioration est plus que nécessaire. Les commandes prédictives et adaptatives sont bien adaptées pour résoudre ce type de problème, surtout lorsqu'on combine entre les deux méthodes.

Nous avons développé deux versions de la commande prédictive généralisée (GPC), où on a choisi la structure polynomiale car elle permet en outre de réduire considérablement le temps de calcul de la boucle temps réel (par rapport à la version algorithmique) et de l'utiliser afin d'exploiter la commande adaptative pour l'identification en ligne des paramètres du régulateurs RST. La simulation de la commande GPC polynomiale au modèle non linéaire de la MSAP muni de son découplage vectoriel en mode de variateur de vitesse en utilisant le jeu de paramètre de commande obtenu par définition, indique d'assez bonnes performances. L'étude de l'influence des paramètres de synthèse a permis de cerner l'influence de ces derniers sur le comportement général des grandeurs de la MSAP. L'étude précédente a permis de s'affranchir de trois paramètres de réglage et par conséquent d'axer essentiellement sur l'horizon maximum de prédiction pour le réglage de la GPC. Nous avons relevé que la réduction de l'horizon maximum de prédiction avec un facteur de pondération fixé par définition, permet d'avoir une dynamique de sortie et de rejet de perturbation assez rapide, avec un découplage effectif. Toutefois nous avons observé un courant de phase au démarrage trop important. L'introduction d'un limiteur muni d'un dispositif anti-windup a permis de garder un jeu de paramètres offrant de bonnes performances dynamiques et de maintenir un courant de phase appréciable au démarrage.

En ce qui concerne l'utilisation de la stratégie de commande adaptative pour commander la MSAP, l'idée principale consiste à estimer les paramètres de la loi de commande, puis à générer l'entrée de commande de la machine selon l'évolution des conditions opératoires. Les résultats de simulations obtenus montrent que les performances désirées du système sont obtenues. Ces performances sont traduites par la robustesse de la commande vis-à-vis de la variation des paramètres de la machine et du couple de charge.

Pour pouvoir obtenir de très bonnes performances, on combine les spécificités de la commande prédictive avec celle d'un algorithme d'adaptation paramétrique robuste pour obtenir un système de commande prédictive adaptative. On peut faire de l'auto-ajustement de régulateurs sous une certaine logique de supervision qui permet d'assurer l'intégrité du système de commande en utilisant l'algorithme de commande adaptative qu'on obtient sous la bénédiction du principe d'équivalence certain qui consiste à remplacer le modèle de commande par son estimé à chaque période d'échantillonnage. Les résultats de simulation ainsi que les tests de robustesses montrent l'efficacité de cette technique de commande.

Malgré que la commande des systèmes hybrides dans sa version continu-discret est une notion beaucoup plus large et le domaine de recherche correspondant n'en est qu'à ses débuts, l'analyse et la commande des systèmes hybrides s'appuient sur un ensemble de méthodes et de concepts dont l'efficacité, a été montrée par simulation et par validation expérimentale de l'algorithme de commande étudié, qui a été possible grâce à la disponibilité sans faille de Monsieur Halbaoui khaled du centre nucléaire d'el birine où nous avons réalisé un banc d'essai d'un convertisseur multicellulaires à trois cellules. Ce dernier consiste en un bras multicellulaires en série avec trois cellules; Les commutateurs de chaque bras sont constitués de transistor MOSFET connecté antiparallèle aux diodes, Les signaux de contrôle MOSFET proviennent d'une carte Xilinx Spartan 3^E qui est pilotée par ordinateur.

Notre travail, loin d'être achevé, pourra être prolongé dans plusieurs directions, en particulier

- Utilisation des algorithmes génétiques pour l'optimisation des paramètres de la commande prédictive
- L'association d'observateurs linéaires aux techniques de commande proposées. Ces observateurs seront utilisés pour estimer la vitesse de la machine.

A.1 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents : [Ben.10]

La machine étudiée dans notre thèse est un cas particulier des machines synchrones, elle est caractérisée par son circuit d'excitation utilisant un aimant permanent au lieu d'une source qui alimente l'inducteur, d'où l'appellation machine synchrone à aimant permanent MSAP qui a subi une très grande amélioration grâce à l'évolution spécifique d'aimants rigides performants tel que ferrites, terres rares-cobalt et, plus récemment, néodyme-fer-bore

A.1.1 Description de la machine synchrone à aimants permanents :

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés.

Sachant que le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) comporte au stator un enroulement triphasé représenté par les trois axes (A, B, C) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 120° électrique et au rotor des aimants permanents assurant son excitation (**figure A.1.1**). Afin de modéliser le MSAP, on adopte les hypothèses simplificatrices usuelles données dans la majorité des références [Bar.87] [Cle.97]: le moteur possède une armature symétrique non saturée, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants et une distribution sinusoïdal de la FMM créée par les enroulements au stator et les pertes fer et l'effet amortisseur sont négligés.

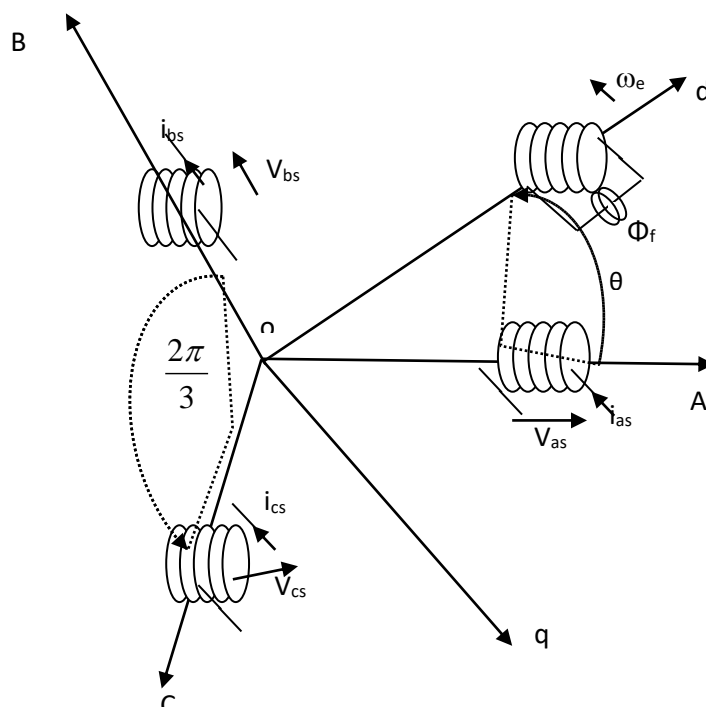


Figure A.1.1: Référentiel a,b,c et Référentiel d-q

A.1.2 Equation générale :

Le modèle mathématique du MSAP est similaire à celui de la machine synchrone classique. En considérant les hypothèses simplificatrices citées ci-haut, le modèle triphasé s'exprime par [A1]:

$$[V_{abc}] = [R][i_{abc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{abc}] \quad (\text{A.1})$$

$$\text{Avec : } [V_{abc}] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}, \quad [i_{abc}] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad [\phi_{abc}] = \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix}, \quad [R] = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix}. \quad (\text{A.2})$$

Avec $V_{abc}, i_{abc}, \phi_{abc}$ représentant respectivement les tensions, les courants de phases statoriques et les flux totaux produits par les courants statoriques. R indique la résistance d'une phase statorique.

Les flux totaux ϕ_{abc} sont exprimés par:

$$\phi_{abc} = [L][i_{abc}] + [\phi_{abc}] \quad (\text{A.3})$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{ss} & M_s & M_s \\ M_s & L_{ss} & M_s \\ M_s & M_s & L_{ss} \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

avec L_{ss} et M_s représentant l'inductance propre et l'inductance mutuelle entre les enroulements statoriques, la self-inductance est la somme de deux inductances

$L_{ss} = L_{ls} + \frac{3}{2}L_m$ ou L_{ls} l'inductance de fuite et L_m l'inductance de magnétisation et ϕ_{abc} sont

les flux rotoriques vus par les enroulements du stator. Ils représentent les amplitudes des tensions induites dans les phases statoriques à vide.

$$[\phi_{abc}] = \begin{bmatrix} \phi_m \cos(\theta) \\ \phi_m \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \phi_m \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

La substitution de (A.3) dans (A.1) donne:

$$[V_{abc}] = [R][i_{abc}] + [L]\frac{d}{dt}[i_{abc}] + [\phi_{abc}] \quad (\text{A.6})$$

A.1.3 Transformation de park :

Afin de supprimer la non-linéarité du système d'équations différentielles, on adopte des

changements de variables et des transformations qui réduisent la complexité du système. La majorité des travaux dans la Littérature préfèrent utiliser la dite transformation de Park qui, par une transformation appliquée aux variables réelles (tensions, courants et flux), permet d'obtenir des variables fictives appelées les composantes d-q ou les équations de Park du point de vue physique, cette transformation est interprétée comme étant une substitution des enroulements immobiles (a, b, c) par des enroulements (d, q) tournant avec le rotor. Cette transformation rend les équations dynamiques des moteurs à courant alternatif plus simples ce qui facilite leur étude et leur analyse. La transformation de Park est définie comme suit:

$$[X_{dqo}] = [P_\theta][X_{abc}] \quad (\text{A.7})$$

Où X peut être un courant, une tension ou un flux et θ représente la position du rotor. Les termes x_d, x_q représentent les composantes longitudinales et transversales des variables statorique tensions, courants, flux et inductances.

La matrice de transformation $[P_\theta]$ est donnée par [A8] :

$$[P_\theta] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

La transformation inverse de Park s'effectue par la matrice suivante :

$$[P_\theta]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

A.1.4 Modèle de la MSAP dans le référentiel de park :

En appliquant la transformation (A. 7) au système (A, 1), on aura:

$$[v_{dq}] = [P_\theta][v_{abc}] = [P_\theta][R][i_{abc}] + [P_\theta] \frac{d}{dt} [\phi_{abc}] \quad (\text{A.10})$$

Ensuite, en se basant sur (A.9) et (A.6) on obtient:

$$[v_{dq}] = [P_\theta][R][P_\theta]^{-1}[i_{dq}] + [P_\theta][P_\theta]^{-1} \frac{d}{dt} [\phi_{dq}] + [P_\theta] \left(\frac{d}{dt} [P_\theta]^{-1} \right) [\phi_{dq}] \quad (\text{A.11})$$

Du moment que $[R]$ est diagonale, alors :

$$[P_\theta][R][P_\theta]^{-1} = [R]$$

En utilisant :

$$[P_\theta] \frac{d}{dt} [P_\theta]^{-1} = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Et à l'aide de (A.11), on peut déduire les équations de Park sous une forme vectorielle comme suit :

$$[v_{dq}] = [R][i_{dq}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{dq}] + p\Omega[\varphi'_{dq}] \quad (\text{A.13})$$

Où :

$$[v_{dq}] = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}, [R] = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix}, [i_{dq}] = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, [\varphi_{dq}] = \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix}, [\varphi'_{dq}] = \begin{bmatrix} \varphi_q \\ -\varphi_d \end{bmatrix}.$$

Et la transformation (A. 8) appliqué à (A. 3) donne :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_f \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.14})$$

Où : ϕ_f, p désignent respectivement le flux crée par les aimants au rotor et le nombre de paires de pôles.

L'équation d'équilibre entre le couple moteur et le couple opposé par la partie mécanique du système à la forme suivante [Tle-07] ;

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_{em} - T_r - F_c \Omega \quad (\text{A.15})$$

Avec :

J : représente l'inertie

Fc : est le coefficient de frottement dynamique.

Tr : est le couple résistant.

Le couple électromagnétique (T_{em}) est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par les FMMs dans l'entrefer généré par les courants statoriques. Il est exprimé par ;

$$T_{em} = \frac{3}{2} p (\phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (\text{A.16})$$

En développant le système d'équations (A.13), on peut déduire la forme finale des équations du MSAP dans le référentiel d-q [Tle-07] :

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= -\frac{R}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}p\Omega i_q + \frac{1}{L_d}v_d \\ \frac{di_q}{dt} &= -\frac{R}{L_q}i_q - \frac{L_d}{L_q}p\Omega i_d - \frac{\phi_f}{L_q}p\Omega + \frac{1}{L_q}v_q \\ \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{3p}{2J}(\phi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) - \frac{1}{J}T_r - \frac{F_c}{J}\Omega \end{aligned} \tag{A.17}$$

Le schéma bloc représentant les équations (A.17) est illustré à la (figure A.1.2)

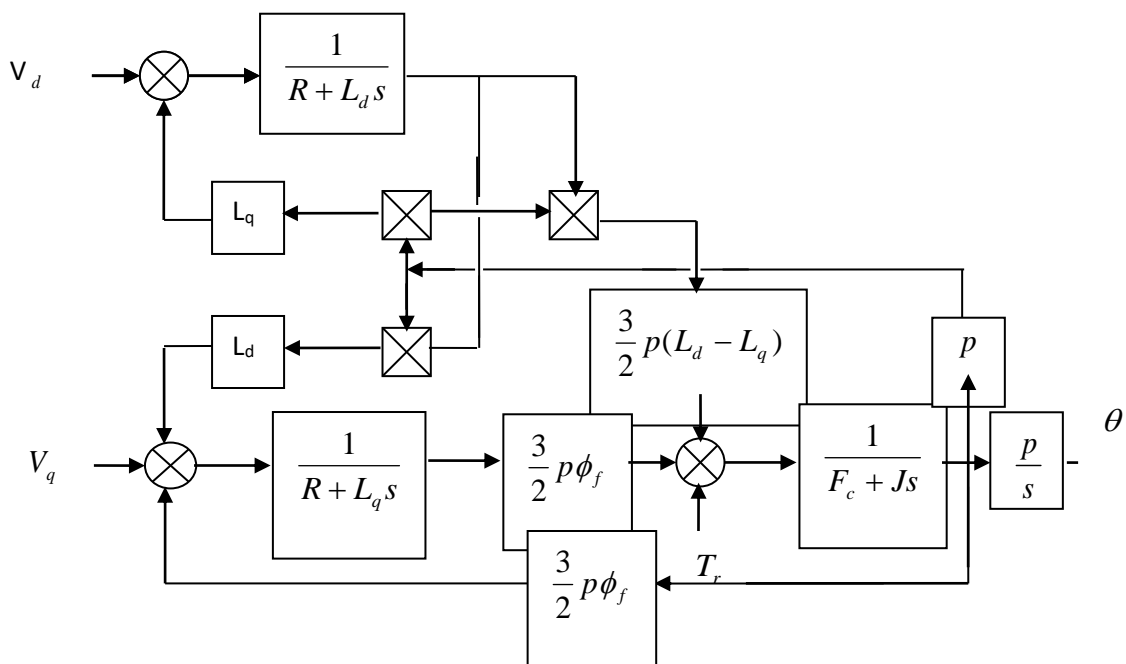


Figure A.1.2: Schéma bloc de la machine synchrone à aimants permanents.

A.2 Présentation de l'onduleur hybride

L'alimentation est représentée ici par un onduleur multiniveaux comme source de tension, il bénéficie de plus en plus l'attention des chercheurs au cours de ces dernières années pour des applications à haute et moyenne puissance des moteurs à induction (IM). De nombreuses configurations d'onduleurs multiniveaux et des techniques de modulation de largeur d'impulsion (PWM) sont présentées afin d'améliorer le spectre d'harmonique de la tension de sortie. Certaines des configurations multiniveaux les plus populaires sont les onduleurs à potentiels distribués (NPC), le pont H connecté en série et les onduleurs hybrides. Bien qu'ils puissent être configurés pour plus de deux niveaux, le nombre de niveaux augmente, le circuit de puissance et de commande est compliqué en raison d'un grand nombre de composants. Une topologie optimale pour les onduleurs

multiniveaux n'a pas été atteinte jusqu'à présent. Un convertisseur à plusieurs niveaux comporte quatre grands avantages par rapport à un onduleur bipolaire classique. Tout d'abord, la contrainte de tension sur chaque commutateur est diminuée en raison de la connexion en série des commutateurs. Par conséquent, ils pourraient être en toute sécurité si on augmentant la tension nominale et par conséquent la puissance totale de l'onduleur. D'autre part, le taux de variation de tension (dv / dt) est diminuée en raison de la plus faible oscillation de la tension pour chaque cycle de commutation. Troisièmement, la distorsion harmonique est réduite en raison de plusieurs niveaux de sortie. Quatrièmement, le bruit acoustique diminue ainsi que les interférences électromagnétiques.

En outre, le PDPWM hybride proposé offre de meilleures performances par rapport à son homologue conventionnel PWM, cette technique est proposé pour commander la MSAP.

Différentes types d'hybridation :

Les topologies hybrides permettant d'améliorer la qualité de puissance et l'augmentation de nombre de niveau de la tension en utilisant moins de sources de tension continue à l'entrée et moins de commutations. Trois types d'hybridation sont développés dans l'industrie :

- 1- Hybridation en pont, généralement entre onduleurs de même nature;
- 2-Hybridation en cascade, les topologies fournissent un effet multiplicateur du nombre de niveaux selon le modèle de structuration
- 3-Hybridation côte-à-côte pour alimenter deux charges

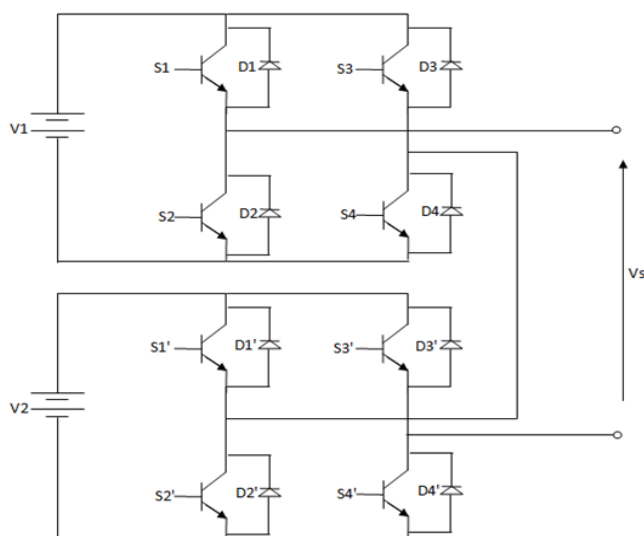


Figure A.2.1: Schéma de la topologie de l'onduleur utilisé pour vérifier les modulations hybrides proposées.

En outre, le PDPWM hybride proposé offre de meilleures performances par rapport à son homologue conventionnel PWM, cette technique est proposée pour commander la MSAP.

La modulation de largeur d'impulsion multiniveau est basée sur la comparaison du signal de référence sinusoïdal avec chaque porteuse pour déterminer le niveau de tension auquel l'onduleur doit passer. Le fonctionnement de niveau N à porteuse est constitué de N-1 porteuses différentes. Les porteuses ont la même fréquence f_c , la même amplitude crête à crête V, et sont disposées de façon à ce que les bandes qu'elles occupent soient contiguës. Ils sont définis comme si y_c est une porteuse triangulaire symétrique normalisée définie comme suit:

$$C_i = V \left((-1)^{f(i)} y_c(\omega_c, \varphi) + i - \frac{N}{2} \right)$$

$$C_i = V \left((-1)^{f(i)} y_c(\omega_c, \varphi) + i - \frac{N}{2} \right), i=1, \dots, N-1$$

où y_c est une porteuse triangulaire symétrique défini comme

$$y_c(\omega_c, \varphi) = (-1)^{[\alpha]} ((\alpha \bmod 2) - 1) + \frac{1}{2}$$

$$\alpha = \frac{\omega_c t + \varphi}{\pi}, \omega_c = 2\pi f_c$$

φ représente l'angle de phase de Y_C . Y_C est une fonction périodique de période $T_e = 2\pi / \omega_c$.

Il est démontré que l'utilisation de porteuse triangulaire symétrique génère moins de distorsion harmonique à la sortie de l'onduleur.

Alors que les techniques PWM à plusieurs niveaux développés jusqu'à présent ont été les extensions de méthodes PWM à deux niveaux, les multiples niveaux dans un onduleur en cascade offrent des degrés de liberté supplémentaires et plus de possibilités en termes de moyenne d'utilisation, les redondances d'état, et la fréquence de commutation efficace. Dans cette thèse, nous avons proposé cette méthode. Le système hybride PWM multiniveaux profitant des propriétés spéciales disponibles dans les méthodes conventionnelles de PWM et on minimisant les pertes par commutation et enfin avoir de meilleure performance harmonique. La Fig. A.2.2 montre les porteuses et les signaux de référence pour un PWM à cinq niveaux en utilisant la technique PD avec $m_i = 0,8$ et la fréquence porteuse $f_c = 1050$ hz.

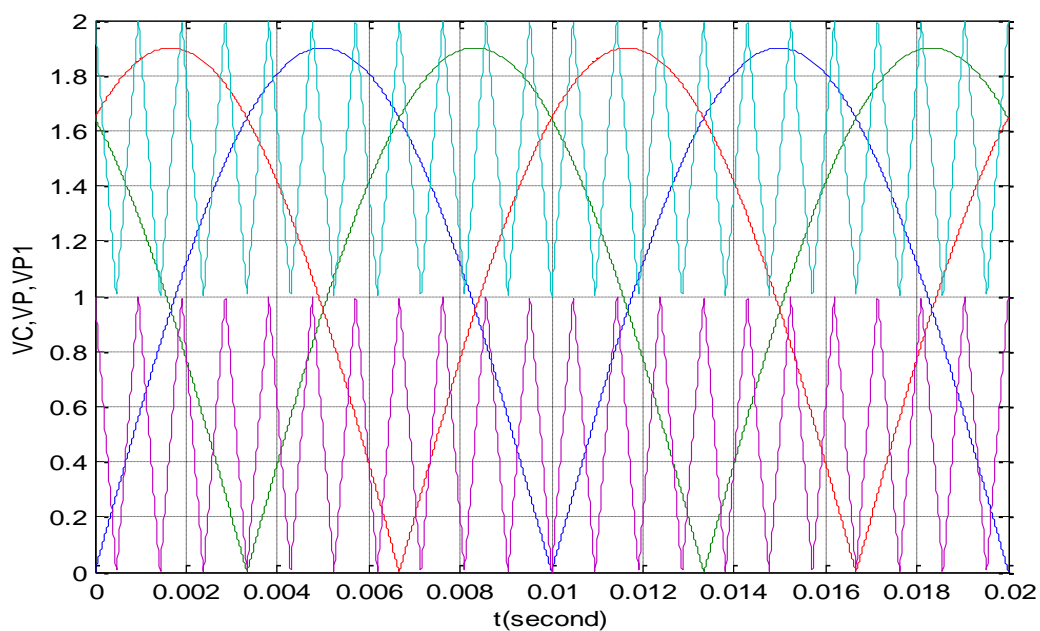


Figure A.2.2.: Les références et les porteuses (triangulaires) pour un onduleur à cinq niveaux.

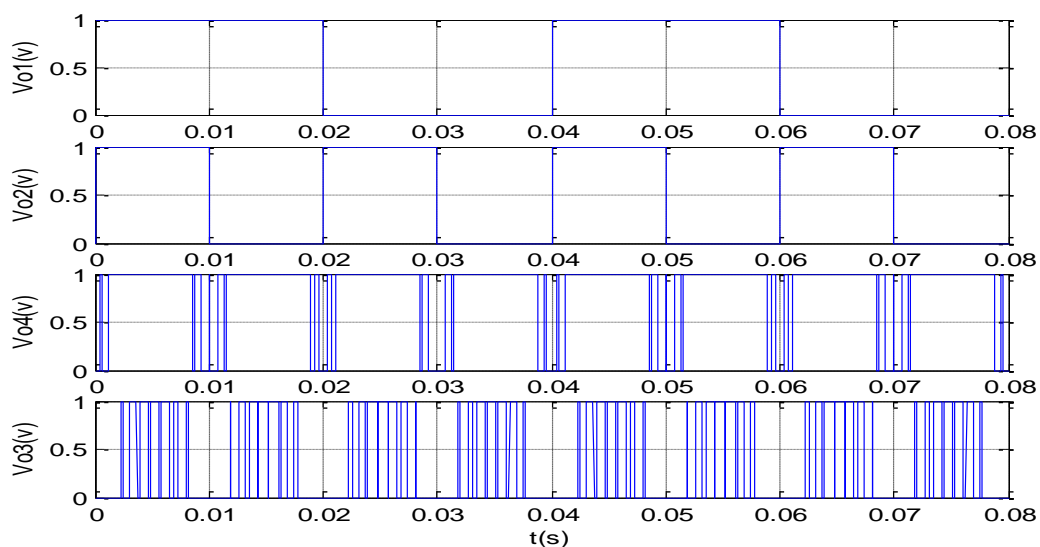


Figure A.2.3: les impulsions de faible et haute fréquence hybride à $m_i = 0,8$ et $c_f = 1050$ hz

Le PWM hybride proposé est la combinaison de PWM basse fréquence et SPWM haute fréquence. Dans chaque cellule de l'onduleur en cascade, les quatre dispositifs de puissance sont actionnés.

A deux fréquences différentes, deux sont commutées à basse fréquence, c'est-à-dire la fréquence fondamentale de la sortie tandis que les deux autres dispositifs de puissance sont modulés en largeur

d'impulsion à haute fréquence. Cette disposition provoque le problème des pertes de commutation différentielles parmi les commutateurs.

Pour surmonter ce problème un signal séquentiel optimisé ajouté aux impulsions PWM hybrides. Les signaux PWM basse et haute fréquence sont représentés sur la fig. A.2.3. Une méthode hybride PDPWM optimisée commute les commutateurs de puissance à haute fréquence et basse fréquence séquentiellement. Un signal séquentiel commun et des signaux PWM basse fréquence sont utilisés pour toutes les cellules de l'onduleur en cascade. Un SPWM à haute fréquence pour chaque cellule est obtenu en comparant la forme d'onde de modulation redressée avec le signal porteuse de disposition de phase correspondant. Le signal PWM basse fréquence doit être synchronisé avec la forme d'onde de modulation. Sur la figure A.2.4, les impulsions de la porte sont générées par un contrôleur PWM hybride. Ce contrôleur est conçu pour mélanger le signal séquentiel, le PWM basse fréquence et le PWM sinusoïdal de disposition de phase haute fréquence et pour générer les impulsions de grille appropriées pour l'onduleur en cascade.

La section précédente a présenté la formulation d'un modèle de commutation PDPWM hybride optimisé d'un onduleur à cinq niveaux. Donc on peut généralisée cette technique pour un 'onduleur de N niveau.

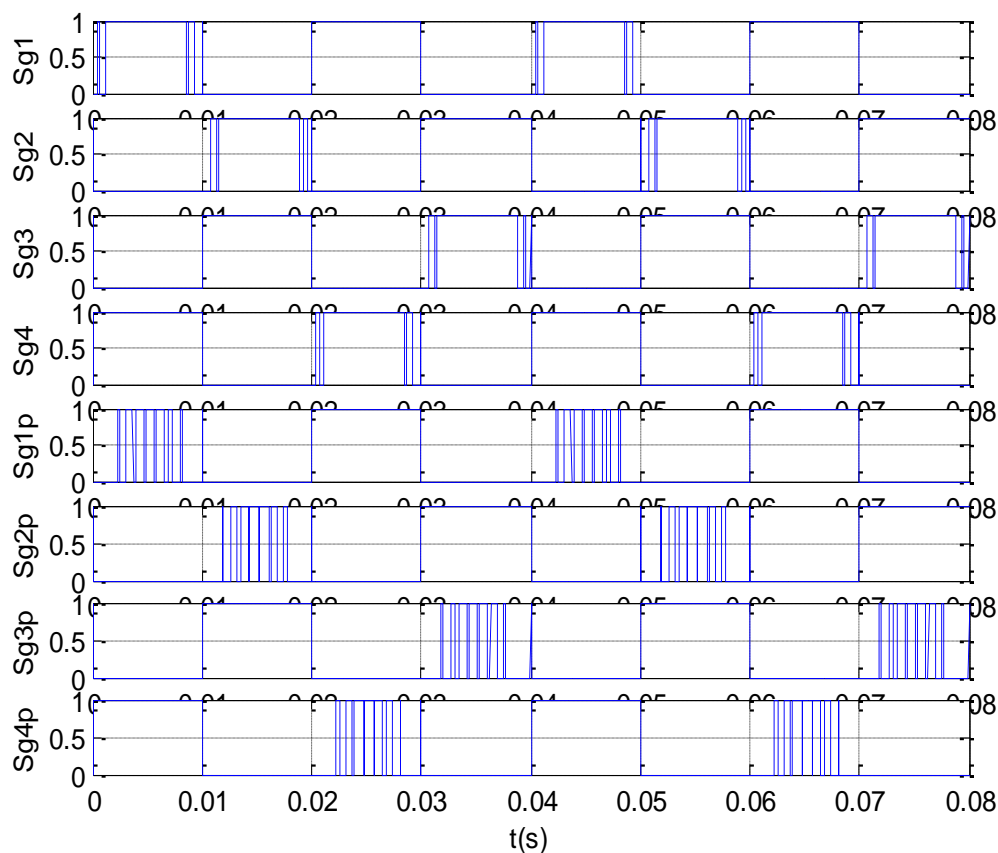


Figure A.2.4: Modèle de commutation PWM hybride optimisé pour onduleur multiniveau à cinq niveaux en cascade

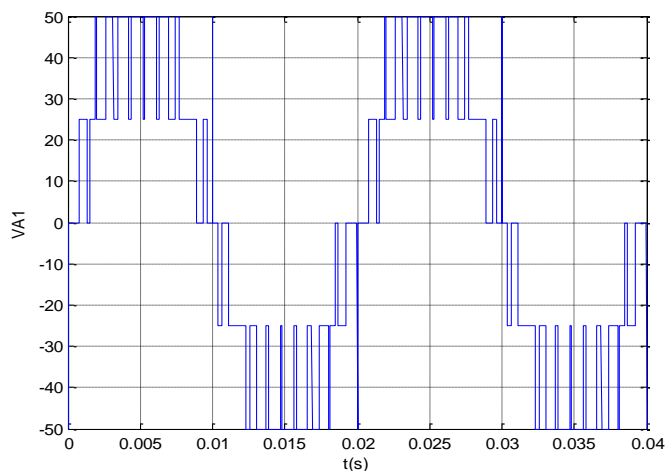


Figure A.2.5: La forme d'onde de tension de phase de sortie

A.3 Présentation d'un schéma de commande adaptative : [Ben.11]

Les stratégies résultantes conduisent aux deux grandes techniques adaptatives simples à mettre en œuvre et largement utilisées à ce jour en pratique, en l'occurrence la commande adaptative directe et la commande adaptative indirecte

A.3 .1 La Commande Adaptative Directe :

* La commande adaptative directe : Dans ce cas les paramètres du régulateur sont ajustés directement en temps réel à partir d'une comparaison entre les performances réelles et les performances désirées (c'est le cas en particulier de la commande adaptative à modèle de référence). La stratégie de commande adaptative directe est généralement utilisée dans la méthode d'identification [Zel. 01].

Le schéma de la (**figure A.3.1**). illustre ce type de commande, pour laquelle les performances de la boucle fermée sont spécifiées par l'intermédiaire d'un modèle de référence choisi par l'utilisateur de façon cohérente avec les possibilités intrinsèques du système.

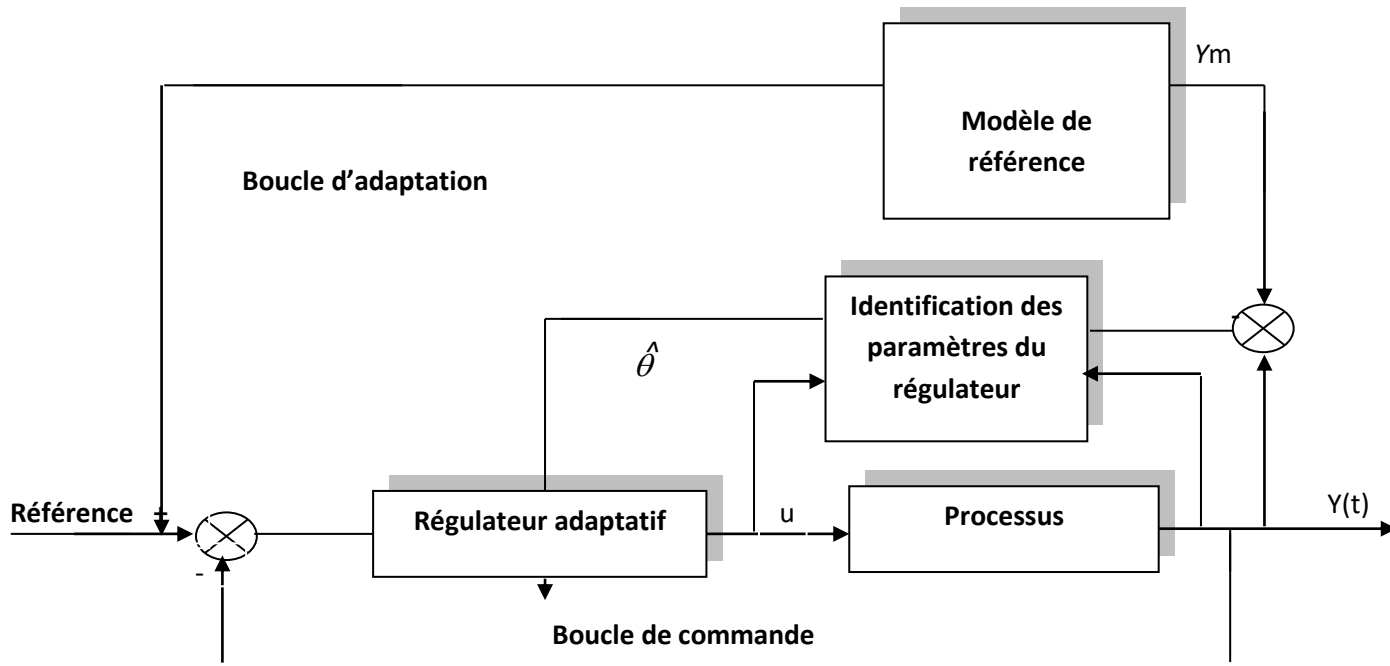


Figure A.3.1: Structure de la commande adaptative directe.

A.3 .2 La Commande Adaptative Indirecte :

* La commande adaptative indirecte : Elle suppose une estimation des paramètres du processus par une procédure d'identification (c'est le cas des régulateurs auto-ajustables. Ce dernier type de commande qui tient compte des caractéristiques d'évolution du processus, est en fait plus utilisé que le précédent [Zel.01]. Cette stratégie se base sur les principes de séparation et d'équivalence certaine. Elle permet de séparer totalement les deux étapes, identification puis commande, (justifiant par ailleurs la terminologie de commande adaptative indirecte). Le schéma de principe de ce type de commande est illustré à la (figure A.3.2).

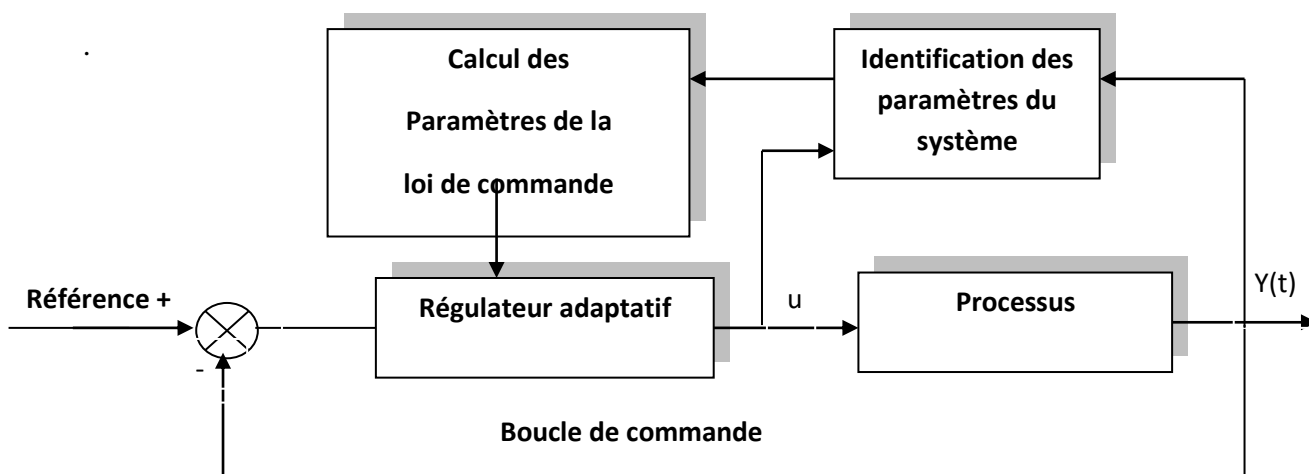


Figure A.3.2: Structure de la commande adaptative indirecte.

A.3.3 Méthodes utilisées dans l'estimation et la commande :

Pour la prédiction adaptative, il existe différentes structures de prédicteurs - La structure série-parallèle utilisée par les méthodes d'équation d'erreur (Moindres Carrés Récursifs MCR, Moindres Carrés Étendus MCE, Maximum de vraisemblance MVR . . .) qui sont basées sur la minimisation d'un critère d'erreur conduisant au blanchissement de l'erreur de prédiction (séquence d'innovation). La structure parallèle (utilisée par les méthodes d'erreur de sortie), basées sur le principe des systèmes adaptatifs avec modèle de référence (SAMR) (méthode du modèle d'estimation étendu, méthode d'erreur de sortie avec compensateur fixe ou avec compensateur ajustable). Ces méthodes sont basées sur le principe d'orthogonalité entre l'estimation optimale et l'erreur de prédiction.

A ses débuts, le développement des méthodes de commande adaptative était essentiellement limité au cas des systèmes mono-variable. L'extension au cas des systèmes multi-variables n'est apparue que plus tard et a rencontré rapidement des problèmes, notamment pour l'analyse de stabilité, l'évaluation des connaissances a priori nécessaires sur le système, la généralisation de la notion de retard pur, le problème de découplage...etc.

Parmi tous les schémas de commande adaptative rencontrés dans la littérature, on peut dégager quatre types :

- Loi de commande à variance de sortie minimale.
- Loi de commande à variance de sortie généralisée minimale.
- Loi de commande LQG.
- Loi de commande classique du type placement de pôle et des zéros du système en boucle fermée.

A.3.4 Méthode d'identification réursive :

Les stratégies de mise à jour des paramètres du régulateur font appel classiquement aux méthodes d'identification suivantes :

- Méthode du gradient : l'algorithme d'adaptation paramétrique du gradient a comme objectif de minimiser un critère quadratique en termes d'erreur. Les courbes iso- critères s'éloignent de plus en plus du minimum au fur et à mesure que la valeur de ce critère augmente. Pour minimiser la valeur du critère, on se déplace donc dans la direction inverse du gradient de la courbe iso-critère correspondante. La mise à jour du régulateur est effectuée dans la bonne direction à l'aide de fonction de sensibilité dépendante du critère.

- Méthode des moindres carrés : plus générale que la structure précédente, cette méthode introduit un gain d'adaptation variable dans le temps, fixant ainsi une vitesse de convergence variable, plus élevée lorsque l'on se trouve loin de l'optimum, plus lente lorsque l'on tend à se stabiliser vers l'optimum. On pallie ainsi les deux problèmes majeurs de la structure du gradient, d'une part un gain d'adaptation fixe et donc une vitesse de convergence fixe, d'autre part et de façon concomitante un manque de stabilité et des oscillations au voisinage de l'optimum si le gain d'adaptation n'est pas suffisamment faible.

A.4. PARAMÈTRES DES MACHINES ÉTUDIÉES:**Machine 1** : Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)

<i>Puissance nominale</i>	100 w
<i>Nombre de paire de pôle</i>	2
<i>Couple résistant nominal</i>	$Cr=0.05$ Nm
<i>Inductance cyclique</i>	$Ld=Lq=0.0121$ H
<i>Résistance d'une phase statorique</i>	$Rs=3.4\Omega$
<i>Flux des aimants</i>	$\Phi_f=0.013$ wb
<i>Moments d'inertie</i>	$J=0.0001$ N.m.S ² /rd
<i>Coefficients de frottements visqueux</i>	$Fc=0.00005$ N.S/rd
<i>Tension nominale</i>	28 v

Machine 2 : Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)

<i>Puissance nominale</i>	1Kw
<i>Nombre de paire de pôle</i>	3
<i>Couple résistant nominal</i>	$Cr=10$ Nm
<i>Inductance cyclique</i>	$Ld=Lq=0.011$ H
<i>Résistance d'une phase statorique</i>	$Rs=1.2\Omega$
<i>Flux des aimants</i>	$\Phi_f=0.18$ wb
<i>Moments d'inertie</i>	$J=0.006$ N.m.S ² /rd
<i>Coefficients de frottements visqueux</i>	$Fc=0.00013$ N.S/rd
<i>Tension nominale</i>	210 v

- [Aim.03] M. Aimé, “Évaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques : Application aux nouvelles structures multicellulaires,” *Thèse de Doctorat*, INPT, 2003.
- [Ale.03] C. Alex, H. MeVay, R. Sarpeshkar. “Predictive Comparators With Adaptive Control” *Transactions on circuits and systems- II: Analog and Digital Signal Processing*, Vol. 50, No. 9, September 2003. 1057-7130/03/2003 IEEE.
- [All.98] H. Alla, et al, 1998, Alla, H. et R. David. Continuous and hybrid petri nets, *Journal of Circuits, Systems and Computer*, 1998, vol. 8, no 1, p. 159 – 188.
- [All.98b] M. Allam. Sur l’analyse quantitative des RdP hybrides : une approche basée sur les automates hybrides. PhD thesis, Laboratoire d’Automatique de Grenoble - Institut National Polytechnique de Grenoble, 1998.
- [Alu.93] R. Alur, et al Alur, R., C. Courcoubetis, T. A. Henzinger et P.-H. Ho. «Hybrid automata : An algorithmic approach to the specification and verification of hybrid systems», *Hybrid Systems, LNCS*, 1993, p. 209 – 229.
- [Alu.94] R. Alur, et D. L. Dill., « A theory of timed automata », *Theoretical Computer Science*, vol. 126, p. 183-235.1994
- [Alu.95] R. Alur, , C. Courcoubetis, N. Halbwachs, T. A. Henzinger, P. h. Ho, X. Nicollin, A. Olivero, J. Sifakis et S. Yovine. «The algorithmic analysis of hybrid systems», *Theoretical Computer Science*, 1995, vol. 138, p. 3–34.
- [Akk.10] N. Akkari, “ Contribution à l’amélioration de la robustesse de la commande d’une machine asynchrone a double alimentation,” *Thèse de doctorat*, Université de Batna 2010
- [And.66] A.A. Andronov, A.A. Vitt, S.E. Khaikin, *Theory of oscillators*, Pergamon, 1966.
- [Aug.07] L. Augusto Serpa, «Current control strategies for multilevel grid connected inverters», *Thèse de Doctorat*, Institut de Technologie Zurich, 2007.
- [Ast.73] K.J.Aström ,B.Wittenmark “ On self tuning regulators ” *Automatica* , vol. 9, pp 185-199,1973.
- [Ezz.11] M.M.M.Ezzat “commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone a aimants permanents,” *Thèse de doctorat*, École Centrale DE Nantes 2011
- [Bar.87] P.Barret “ Régimes transitoires des machines tournantes électriques ” 2^e édition , Eyrolles , paris , 1987.
- [Bai.91] J. Le Bail, H. Alla, and R. David. Hybrid petri nets. In *Proceedings of the European Control Conference*, Grenoble - France, pages 1472–1477, 1991.
- [Bag.99] L. Baghli « Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, de Réseaux de Neurones et des Algorithme Génétiques, Thèse de doctorat, Université Hanri Poincari, Nancy- I 1999.
- [Bal-10] M. Baldé, “ Etude d’un compensateur statique pour éoliennes à vitesse fixe à base de génératrice asynchrone à cage,” *Comme Exigence Partielle de la Maîtrise en Génie Électrique, Mémoire Présenté À L’université du Québec à Trois-Rivières* 2010.
- [Bal-02] A. Balluchi. L. Benvenuti, S.M. Di Benedetto, A. Sangiovanni-Vincentelli “Design of observers for hybrid systems” In *Hybrid Systems: Computation and Control*, volume 2289 of LNCS, 2002.
- [Bat.13] S. Batis ” Commande d’une classe de systèmes hybrides par automates hybrides rectangulaires” *Thèse de doctorat*, Université de Grenoble 2013
- [Bel-11] D.E.C. Belkhiat “ Diagnostic d’une classe de systèmes linéaires à commutations : Approche à base d’observateurs robustes,” *Thèse de doctorat*, Université de Reims Champagne Ardenne 2011.
- [Bem.99] A. Bemporad M. Morari *Control of Systems Integrating Logic, dynamics, and Constraints. Automatica*, vol. 35, n°3, 1999, p. 407-427.

- [Ben.09] **I.Bentchikou**, N.Ould chercheli, D.Boukhetala, F.Boudjema “Etude de la Commande Prédicative Généralisée en Utilisant un Onduleur trois Niveaux à Structure NPC Application à la Machine Synchrone à Aimants permanents.” 4th INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL ENGINEERING. 10-11 novembre 2009. (ICEL'2009) Oran
- [Ben.11] **I.Bentchikou**, D.Boukhetala, F.Boudjema “Etude de la Commande Adaptative en Utilisant un Onduleur Deux Niveaux à Structure NPC Application à la Machine Synchrone à Aimants permanents ”2^{ème} CONFERENCE NATIONALE SUR LES SYSTEMES D'ORDRE FRACTIONNAIRE ET LEURS APPLICATIONS. 24-26 Octobre 2011. (SOFA 2011) Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou.
- [Ben.11] **I.Bentchikou**, F.Boudjema, N.Ould chercheli, D.Boukhetala, “Etude de la Commande Prédicative Adaptative en Utilisant un Onduleur Trois Niveaux à Structure NPC Application à la Machine Synchrone à Aimants permanents ”JOURNEES NATIONALES SUR LA CONCEPTION ET L'OPTIMISATION EN ELECTROTECHNIQUE. 15-16 novembre 2011. (JNCOE'2011). Université Mohamed Seddik Benyahia.JIJEL
- [Ben.15] **I.Bentchikou**, F.Boudjema D.Boukhetala, N.Ould chercheli, A.Tlemçani “ Study of Generalized Predictive Control by using five levels NPC topology inverter .Application for Permanent magnet synchronous machines ” l'International Conference on automatic control, Telecommunication and signals ICATS'15 . 16-18 Novembre 2015 à Annaba, Algérie,
- [Ben.15] **I.Bentchikou**, F.Boudjema, D.Boukhetala, N.Ould chercheli, A. Tlemçani, “ Contribution to the generalized predictive control applied to the MSAP” 3rd INTERNATIONAL Renewable and Sustainable Energy Conference . 10-13 December, 2015. (IRSEC) Marrakech & Ouarzazate, Morocco.
- [Ben.16] **I.Bentchikou**, F.Boudjema, D.Boukhetala, A.Tlemçani, N. Ould Cherchali “ Investigation in the Technique of Adaptive Predictive Control Fed by a Hybrid Inverter Applied to a Permanent Magnetic Synchronous Machine” An Internatinal Journal of Research and Surveys . Volume 16, Number 1, 2016. ISSN 1562-8353
- [Ben.17] **I.Bentchikou**, F.Boudjema, D.Boukhetala, A. Tlemçani, A. yousfi “ Hybrid Control of inductive load fed by a Multicellular Converter ” v. INTERNATIONAL ENERGY TECHNOLOGIES CONFERENCE 15-16 December, 2017. (ENTECH). ISTAMBUL, TURKYE.
- [Ben.16b] S.Bentouati ”Contribution à la Modélisation et à la Commande Neuro-Floue de la Machine Synchrone à Aimants Permanents à Commande Directe du Couple,” *Thèse de doctorat*, ENP Alger 2016.
- [Ben.06] K. Benmansour, A. Benalia, M. Djemai, J. de Leon, ‘Hybrid Control of a Multicellular Converter’, *Nonlinear Analysis Journal: Hybrid systems applications*, Elsevier Ed, 2006 (article soumis).
- [Ben.06b] K. Benmansour, ”Contributions à l'application des commandes robustes et intelligentes à une MSAP et de la théorie des systèmes dynamiques hybrides à un convertisseur,” *Thèse de doctorat*, ENP Alger 2006.
- [Ben.07] K. Benmansour, A. Benalia, M. Djemai, J. Leon, “Hybrid Control of a Multicellular Converter,Elsevier, *Nonlinear analysis: Hybrid systems*, **1**, 1, pp. 16–29, 2007.
- [Ben.09] K. Benmansour, ” Réalisation d'un banc d'essai pour la Commande et l'Observation des Convertisseurs Multicellulaires Série: Approche Hybride,” *Thèse de doctorat*, Université de Cergy Pontoise.2009
- [Bet.05] O. Bethoux, «Commande se detection de défaillance d'un convertisseur multicellulaire série >>. These de doctorat, Ecole Doctorale Sciences et

- Ingénierie,
Université de Cergy-Pontoise. 2005.
- [Bir.06] A.Birouche, "Contribution sur la synthèse d'observateurs pour les systèmes dynamiques hybrides," *Thèse de doctorat*, Ecole doctorale IAEM Lorraine 2006.
- [Bou.05] E.Boukas, Stochastic switching systems analysis and design. Control engineering series editor William S. Levine. 2005.
- [Bou.07] R.Bourdais, L.Hetel, J.Daafouz, , & perruquetti, W. Stabilité et stabilisation d'une classe de système dynamiques hybrides. *JESA*, vol. 41, pp. 819–853. Hermes. (2007).
- [Bou.96] P.Boucher , D.Dumur "La commande prédictive " Technip, Paris,1996.
- [Bra 93] M.S. Branicky, "Topology of Hybrid Systems ", 32nd IEEE International conference on Decision and Control, San Antonio, Texas, 1993.
- [Bra 94] M.S. Branicky, V.S. Borkar et S.K. Mitter, "A unified framework for hybrid control",33rd IEEE International Conference on Decision Control, Lake Buena Vista, FLorida, 1994.
- [Bra.95] M.S..Branicky, Mitter S. K. Algorithms for optimal hybrid control. 34rd IEEE Conference on Decision and Control (CDC95), New Orleans, 1995, p. 2661-2666.
- [Bru.84] P.M .Bruijn. et Verbruggen H.B., "Model algorithmic control using impulse response models", *Journal A*, Vol. 25, No. 2, pp. 69-74, 1984.
- [Car.96] P. Carrere, « Etude et réalisation des convertisseurs multicellulaires série a IGBT»
These de Doctorat, INPT, 1996.
- [Cas.93] C.G.Cassandras « Discrete Event Systems, Modeling and performance Analysis»,Aksen Associates and Irwin, 1993.
- [Céb.99] B.Cébron, M.Sechilariu, J .Burger. Optimal Control of Hybrid Dynamical Systems with Hysteresis. European Control Conference (ECC99), Karlsruhe, p. 260-266,1999.
- [Cer.95] E. Cerruto, A. Consoli, A. Raciti and A. Tesla, "A robust adaptive controller for PM motor drives in robotic applications," *IEEE Tran. on Power Electronics*, Vol. 10, no. 1, pp. 62-71, Jan. 1995.
- [Che.06] Y. Cheng, C. Qian, Mariesa L. Crow, Steve Pekarek, <<.A Compalison of Diode-Clamped and Cascaded Multilevel Converters for a ST A TCOM With Energy Storage» *Industrial Electronics*, IEEE Transactions on Volume 53, Issue 5, Oct. 2006 Page(s): 1512 - 1521.
- [Cla.87] D. Clarke., Mothadi C. et Tuffs P., "Generalized predictive control – Parts I and II", *Automatica*, Vol. 23, No. 2, pp. 137-160, 1987.
- [Cla.94] Chi. Ming, A. Kuznetsov, D. Clarke. " Application of Multivariable generalized predictive Control to the Simulink model of a paper machine." *Transactions on power electronics*. 0-7803-1872-2/94. 1994 IEEE.
- [Cle.97] G.Clerc , G. Grellet " Actionneurs électriques " Eyrolles , paris , 1997.
- [Cor.03] Corzine. K. A, Wielebski. M. K, Peng. F. Z, Wang. J « Control of multi-level inverter », IEEE, 2003
- [Cut.80] C.R.Cutler et Ramaker B.L., "Dynamic matrix control – a computer control algorithm", *Proceedings of the Joint Automatic Control Conference*, San Francisco, USA, 1980.
- [Dai.04] M. Dai, M.N. Marwali, J.W. Jung and A. Keyhani, «Power flow control of a single distributed generation unit with nonlinear local load» *Power SystemsConference and Exposition PES*, Vol. 1, PP 398-403, 10-13 October 2004.

- [Dav.92] R.David and H. Alla. Du Craftet au réseau de Petri. 2eme édition revue et augmentée, Hermes, Paris, 1992. 27
- [Dav.04] R.David et H. Alla., Discrete, Continuous, and Hybrid Petri Nets, Berlin, Heidelberg Springer, 2004.
- [Dav.10] R.David, et H. Alla. Discrete, Continuous and Hybrid Petri Nets, Springer, Berlin Heidelberg. 2010,
- [Dav.97] P. Davances and T. meynard, Etude des convertisseurs multicellulaires parallèles : Modélisation, Journal Physique III, pp. 143 - 160, 1997.
- [Dem.96] I.Demongodin, N.T. Koussoulas "Modeling Dynamic Systems through Petri Nets". Proc. IEEE-Systems, Man and Cybernetics CESA'96 (Computational Engineering in Systems Applications) IMACS Multiconference (Symp. on Discrete Events and Manufacturing Systems), Lille, France, July 1996, pp. 279-284. 1996
- [Djo.15] P.Djondiné "Étude des comportements chaotiques dans les convertisseurs statiques," *Thèse de doctorat*, Université de Cergy – Pontoise 2015
- [Dje.05] M. Djemai, 'Contribution aux systèmes singulièrement perturbés, chaotiques et hybrides', HDR en Automatique, ENSEA, Cergy –Pontoise, France, 2005.
- [Don.02] A. Donzel. "Commande des convertisseurs multiniveaux : Application à un moteur asynchrone " *Thèse de doctorat*, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2000.
- [Dum.02] D.Dumur "Contribution à l'analyse et au développement d'algorithmes de commande prédictive" Habilitation, Université paris XI 2002.
- [Dum.98] D.Dumur , P,Boucher " A review introduction to linear GPC and applications " Journal a ,vol 39 , n°4,pp21-35 ,1998.
- [Err.10] R.Errouissi, " Contribution à la commande prédictive non linéaire d'une machine synchrone à aimants permanents," *Thèse de doctorat*, Université du québec à chicoutimi2010.
- [Fad.96] M.Fadel. T.A.Meynard. « Equilibrage des tensions dans les convertisseurs statiques multicellulaires série: Modélisation >> EPF Grenoble, pp.115-120, 1996.
- [Far.02] N.H. El-Farra, P.D. Christofides, Switching and feedback laws for control of constrained switched nonlinear systems, Hybrid Systems : Computation and Control, C.J. Tomlin, M.R. Greenstreet (Eds), no. 2289 in LNCS, pp 164-178, Springer, 2002.
- [Fèl.02] J. P. Fèlix, « Modulation and Control of Three-Phase PWM Multilevel Converters», thèse Doctor of Philosophy, Technical University of Catalonia, Spain, 2002.
- [Fez.15] A.Fezzani, " Commande Robuste de la Machine Synchrone à Aimants Permanents," *Thèse de doctorat*, Université de Batna 2015.
- [Gao.04] Wei Gao, Miao-Lei Zhou, Yuan-Chun LI, Tao Zhang " An adaptive Generalized Predictive Control of Time-Varying Delay System " Proceeding of the third International Conference on Machine, Learning and Cybernetics, Shanghai, 26-29 August 2004. 0-7803-8403-2/04/2004 IEEE.
- [Gat.97] G.Gateau, «Contribution à la commande des convertisseurs statiques multicellulaires Série," *Thèse de doctorat*, I.N.P. Toulouse.1997
- [Gba.17] F. A. R. GBAGUID " Approche Prédictive de l'Efficacité Energétique dans les Clouds Datacenters," *Thèse de doctorat*, Ecole doctorale Informatique, Télécommunications et Electronique (Paris) 22 Décembre 2017
- [Gir.01] R.Gérard " Contribution à la commande predictive generalisée adaptative directe et application " *Thèse de Doctorat*, Université paris XI U.F.R Scientifique

- D'orsay. (28 septembre 2001).
- [Gir.04] A. Girard, "Analyse Algorithmique des Systèmes Hybrides", Thèse de doctorat en mathématiques Appliquées, INPG, Grenoble, Septembre 2004.
- [Giu.96] A. Giua and E. Usai. High-level petri nets : A definition. In Proceedings of the 35th Conference on Decision and Control, Kobe, Japon, 1996.
- [Goe.09] R.Goebel. A .Teel., R.Sanfelicce. "Hybrid dynamical systems". IEEE CONTROL SYSTEMS MAGAZINE April, 2009
- [Gut-01] M. F. E. Gutiérrez, "Contribution à la définition de structures optimales d'onduleurs pour la commande des machines à courant alternatif," Thèse de Doctorat, Supelec, 2001.
- [Guz-18] M. B. Guzman, "Novel Control Techniques in Multiphase Drives: Direct Control Methods (DTC and MPC) Under Limit Situations," Doctorat ParisTech le 21 Décembre 2018.
- [Had 06] W.Haddad, V.Chellaboina, & S. G.Nersesov, (2006). Impulsive and hybrid dynamical systems. Princeton Series In Applied Mathematics.
- [Hal.12] K.Halbaoui,"Commande hybride appliquée aux systèmes électromécaniques," *Thèse de doctorat*, ENP Alger 2012.
- [Ham.10] F.Hamdi "Contribution à la Synthèse d'Observateurs Pour les Systèmes Hybrides," *Thèse de doctorat*, Université de Batna. 2010
- [Ham.11] H.Hamiche, "Inversion à Gauche des Systèmes Dynamiques Hybrides Chaotiques Application à la Transmission Sécurisée de Données," *Thèse de doctorat*, Université mouloud mammeri de tizi-ouzou 2011.
- [Ham.13] "Contribution à la commande Neuro-floue de machines électrique," *Thèse de doctorat*, ENP Alger 2013.
- [Har.87] D. Harel, et A. Pnueli. «Statecharts : A visual formalism for complex systems», 1987.
- [Hen.96] T.HenZenger."The Theory of Hybrid Automata". Proceeding of the 11th Annual on Logic in Computer Science, IEEE Computer Society Press. pp; 278-292. 1996.
- [Ise.92] Isermann, R., K.-H. Lachmann et D. Matko (1992). Adaptive control systems. *Prentice Hall*.
- [Joh.99] K.H. Johansson, J. Lygeros, S. Sastry, M. Egerstedt, Simulation of Zeno hybrid automata, Proc. IEEE Conf. on Decision and Control, 1999.
- [Kar.11] M.F.Karoui, " Surveillance des processus dynamiques événementiels, " Université de Grenoble 2011.
- [Khe.04] R. Khereddine, " Méthode adaptative de contrôle logique et de test de circuits AMS/RF," *Thèse de doctorat*, Université de Grenoble 2004.
- [Kou.97] M.A.Koubaa, " Contribution a la commande prédictive : Mise en œuvre pour le pilotage d'un autoclave de teinture," *Thèse de doctorat*, Université des sciences et techniques de lille flandres artois 1997.
- [Kou.98] X.Koustoukous , P. J .Antsaklis, He. K. X, Lemmon. M. D. "Programmable Timed Petri Nets in the Analysis and Design of Hybrid Control Systems". Proceedings of the 37th IEEE Conference on Decision & Control Tampa, Florida USA December, 1998.
- [Kur.02] M.Kurovszky. "Etude des systèmes dynamiques hybrides par représentation d'état discrète et automate hybride," *Thèse de doctorat*, Université Joseph Fourier Grenoble 2002
- [Lav-94] J. P. Lavieville, O. Béthoux, P. Carrère, and T. Meynard, "Dispositif électronique de conversion d'énergie électrique," *Brevet français n°94.15865*, 1994.
- [Lan. 93] I.D.Landau " Identification et commande des systèmes " Hermès, Paris, 1993.

- [Lib.03] D. Liberzon, "Switching in Systems and Control, Systems and Control : Foundations and Applications", A Birkhauser, 2003.
- [Lyg.03] [Lygeros] J. Lygeros, K.H Johansson, S.N. Simié and S.S. Sastry. «Dynamical Properties modeling of Hybrid Automata >>, IEEE Transactions on automatic control V.48,No.1, pp.2-17, 2003.
- [Man.02] P.Manon, , C.Valentin-Roubinet, Gilles G. Optimal Control of Hybrid dynamical Systems: Application in Process Engineering. Control Engineering Practice, vol. 10, p. 133-149, 2002.
- [Mar.01] Mariusz ,M.Malinowski, « Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers » thèse de Doctor of Philosophy, Warsaw University of Technology, Pologne, 2001.
- [Mey] T. Meynard and H. Foch, Dispositif de conversion d'énergie électrique à semi – conducteur. Brevet français, No. 91,09582, Europe, Japon, USA, Canada, 92,00652.
- [Mey.92] T. Meynard and H. Foch, "Multi-level conversion : high voltage choppers and voltage source inverters," in , *23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1992 PESC '92 Record*, pp. 397 –403 vol.1, July 1992.
- [Mog-04] E. F. Mogos, X. Guillaud, V. Rogez, « A voltage regulation system for pitchcontrolled variable-speed wind turbine », Proceedings of the 2th International Conference on Securing Critical Infrastructures, CRIS 2004, Grenoble, 25- 27 octobre 2004.
- [Mok.07] A.Mokhtari , "Diagnostic des systèmes hybrides : développement d'une méthode associant la détection par classification et la simulation dynamique", Thèse de doctorat, Université de Toulouse,2007.
- [Mos.97] P.J, Mosterman, Hybrid Dynamic Systems: a Hybrid Bond Graph Modeling Paradigm and its Application in Diagnosis. Thèse de doctorat, Vanderbilt University, 1997.
- [Msa.20] M. M'saad, J. Chebassier "Commande adaptative des systèmes, Techniques de l'ingénieur," vol. 7426, pp. 1–25, 2000.
- [Mül.00] O.Müller, et T. Stauner. «Modelling and verification using linear hybrid automata - a case study», Mathematical and Computer Modelling of Dynamical Systems, 2000, vol. 6, no 1, p. 71 – 89.
- [Nak.03] K. Nakano, T. Yamamoto, T. Hamoto. " A Design of Robust Self-Tuning GPC-Based PID Controllers " 07803-7906-3/03/2003 IEEE.
- [Nec.16] A.Neçaibia, " Contribution à la commande PID adaptative et aux régulateurs auto-ajustables d'ordre fractionnaire," *Thèse de doctorat*, Université du 20 août 1955 de skikda 2016.
- [Ngo.17] V.Q. B. NGO "Algorithmes de conception de lois de commande prédictives pour les systèmes de production d'énergie ," *Thèse de doctorat*, L'Université Paris-Saclayle 22 Juin 2017.
- [Pet.62] C. Petri. Kommunikation mit automaten. PhD thesis, Univeristy of Bonn, Germany, 1962.
- [Pet.95] S. Pettersson and B. Lennartson. Hybrid modeling focused on hybrid petri nets. In Proceedings of the 2nd European Workshop on Real-Time and Hybrid Systems, Grenoble, France, pages 303–309, 1995.
- [Pin-00] D. Pinon, "Commandes des convertisseurs multicellulaires par mode de glissement," Thèse de Doctorat, INPT, 2000.
- [Pon.62] L.S. Pontryagin, Ordinary differential equations, A.W., Reading, Mass, 1962.
- [Ram.00] T.Ramirez, I.Rangel, L.Mellado "Observer Design for Discrete Event Systems modeled by Interpreted Petri Nets". Proceedings of the 2000 IEEE International

- Conference on Robotics & Automation San Francisco. April, 2000.
- [Ram.01] G.Ramond "Contribution à la commande prédictive généralisée adaptative directe et applications" Thèse de doctorat, Université Paris XI 2001.
- [Ric.78] J. Richalet, Rault, A., Testud, J. L. et Papon, J. (1978). Model Predictive Heuristic Control: Applications to Industrial Processes. *Automatica*, vol. 14, pags. 413-428. *Control Conference*, San Diego, 1999, p. 2466-2470.
- [Ric.78a] J.Richalet, A.Rault, L.Testud, J.Papon. " Model predictive heuristic control : Applications to industrial processes " *Automatica* , vol. 14, pp 413-428.1978
- [Ric. 87] J.Richalet, Abu E., Arber C., Kuntze H.B., Jacubasch A., et Schill W., "Predictive functional control. Application to fast and accurate robot", *10th IFAC World Congress*, Munich, Allemagne, 1987.
- [Ric.93] J. Richalet., "Pratique de la commande prédictive", Éditions Hermès, Paris, 1993
- [Rie99] P.Riedinger, C.Zanne, F.Kratz *Time Optimal Control of Hybrid Systems. American*
- [Saa.06] H. Saadaoui, M. Djemai, N. Manamani, K. Benmansour, 'Observateur non linéaire à modes glissants pour des systèmes à commutations autonomes', *Second International Symposium on Communications, Control and Signal Processing, ISCCSP, Marrakech, 2006.*
- [Sae.14] M.E.H.S.Saenz "étude des convertisseurs multicellulaires série parallèle et de leurs stratégies de commande, approches linéaire et prédictive " Thèse de doctorat, Université de Toulouse.2014
- [San.03] E. De Santis, M.D. Di Benedetto, and G. Pola. On observability and detectability of continuous-time linear switching systems. In *Proceedings of the 42nd IEEE Conference on Decision and Control*, 6 :5777-5782, dec. 2003. 27
- [Sas.99] S. S. Sastry, "Nonlinear systems : Analysis, Stability and Control, Springer-Verlag", New York, 1999.
- [Ske.17] M.R. Skender " Commandes non-linéaires et observations d'un convertisseur multicellulaire série : théorie et expérimentation", Thèse de doctorat I.M.D en électrotechnique, Université de Médéa.2017
- [Sch.00] V.D.Schaft, & H.Schumacher, *An introduction to hybrid dynamical systems.* Springer, Berlin. (2000).
- [Shy.02] F.S Shyu. & Y.S. Lai. «Virtual Stage Pulse-Width Modulation Technique for Multilevel Inverter/Converter », *IEEE, Transactions On Power Electronics*, VOL.17, NO. 3, MAY 2002, page(s) 332-341.
- [Son.04] J. Song Manguelle, «Convertisseurs multiniveaux asymétriques alimentés par transformateurs multi-secondaires basse-fréquence: réactions au réseau d'alimentation» Thèse n° 3033 (2004), École Polytechnique Fédérale de LAUSANNE, Suisse.
- [Tac-98] O. Tachon, "Commande découplante linéaire des convertisseurs multicellulaires série," *Thèse de Doctorat*, INPT, 1998.
- [Tak.13] H.A.Takrouni , " Surveillance par observateurs des systèmes dynamiques hybrides," Thèse de doctorat, Université de Lille 1 2013.
- [Tee.08] AR. Teel, R.G. Sanfelice, R. Goebel, "Hybrid Control Systems". *Encyclopedia of Complexity and Systems Science*, Springer, 2008
- [Tle-07] A. Tlemçani, " Contribution à l'application des commandes adaptatives par les systèmes flous à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un convertisseur multicellulaire série," Thèse de doctorat, ENP Alger 2007.
- [Tra-09] M.A.Trabelsi *Modélisation et Commande des Systèmes Physiques à Topologie Variable : Application au Convertisseur Multicellulaire,* Thèse de doctorat,

- 'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon 2009.
- [Val.99] R.Valantin. 'Hybrid Systems Modelling: Mixed Petri nets'. Proceedings of the 3rd IMACS/IEEE Conference CSCC'99, pp.223-228, Athens, 4-8 July 1999, session invitée
- [Vee.00] M.Veenstra, A. Rufer, « PWM-Control of Multi-Level Voltage-Source Inverters», IEEE, 2000.
- [Vil.03] J. L.Villa, M.Duque, A.Gauthier, Rakoto-Ravalontsalama N. MLD Control of Hybrid Systems: Application to the Three-Tank Benchmark Problem. *IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics*, vol. 1, 5-8 Oct, p. 666 – 671. 2003.
- [Vla.13] C.Vlad Commande prédictive des systèmes hybrides et application à la commande de systèmes en électronique de puissance linéaires,"Thèse de doctorat, Supélec2013.
- [Zay.01] J. Zayton, "Systèmes dynamiques hybrides, Edition Hermes, Paris", 2001.
- [Zel. 01] M. Zelmat « Automatisation des processus industriels Tome 2 Commande modale et adaptative » Office des Publications universitaires 03-2001
- [Zol-97] M. R. Zolghadri, "Contrôle direct du couple des actionneurs synchrones," *Thèse de doctorat*, INP Grenoble 1997.
- [Zou.13] T.Zouari, "Diagnostic des systèmes dynamiques hybrides à modes non linéaires," Thèse de doctorat, Université de Lille 1 2013.
- [Zaa.18] H. Zaatiti "Modélisation et simulation qualitative de systèmes hybrides" Thèse de doctorat de l'Université Paris-Saclay Thèse présentée et soutenue à Orsay, le 29 novembre 2018.
-

Membre au laboratoire : Laboratoire de l'Energie et des Systèmes Intelligents LESI de khémis miliana.

Projet CNEPRU AU LABORATOIRE LESI

Intitulé: Conception et commande des machines synchrones à aimants permanents ***Code de projet:*** A01L07UN440120140007

Chef de projet: Kamel Boughrara