

21/12/92

Ministère des Universités et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE DE BLIDA

INSTITUT D'ELECTRONIQUE - BLIDA

T H E S E

PRESENTE PAR :

SOUKAL Kouider

pour l'Obtention du Diplôme de Magister en Electronique

OPTION : Contrôle

S U J E T

**Etude par Simulation d'une Machine Synchrone
Autopilotée et son Asservissement**

Soutenue publiquement le 14 Juillet 1992 devant le Jury.

Messieurs :

A. GUESSOUM

PRÉSIDENT :

Y. PETRAKOV

RAPPORTEURS

A. BENBOUZID

A. BENKHROUF

EXAMINATEURS :

A. BENSENOUCI

A. REZINE

H. BENCHOUBANE

INVITÉ :

32-530-14-1

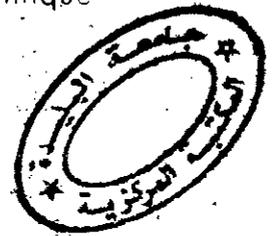
32-530-14-1

جمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère des Universités et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE DE BLIDA

INSTITUT D'ELECTRONIQUE - BLIDA



T H E S E

PRESENTE PAR :

SOUKAL Kouider

pour l'Obtention du Diplôme de Magister en Electronique

OPTION : Contrôle

S U J E T

**Etude par Simulation d'une Machine Synchrone
Autopilotée et son Asservissement**

Soutenu publiquement le 14 Juillet 1992 devant le Jury.

Messieurs :

A. GUESSOUM

PRÉSIDENT :

Y. PETRAKOV

RAPPORTEURS

A. BENBOUZID

A. BENKHROUF

EXAMINATEURS :

A. BENSENOUCI

A. REZINE

H. BENCHOUBANE

INVITÉ :

REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué aux Instituts d'Electronique et d'Aéronautique sous la direction de Messieurs BENBOUZID Boubakeur et PETRAKOV Youri auxquels je présente ici ma profonde gratitude.

Je remercie vivement Monsieur GUESSOUM Abderrezak, Maître de Conférence à l'Institut d'Electronique, qui me fait l'honneur d'assurer la présidence du Jury.

Mes sincères remerciements vont à :

- Monsieur A. BENKHROUF, Maître de Conférence à l'Université de Blida.
- Monsieur A. BENSNOUCI, Maître de Conférence à l'E.N.P.
- Monsieur A. REZINE, chef de chaire à l'E.N.I.T.A.
- Monsieur H. BENCHOUBANE, Maître de Conférence à l'Université de Blida.

pour l'honneur qu'ils me font en participant à ce jury.

Je ne peux manquer de remercier les collègues et mes amis qui ont, de près ou de loin, contribué à l'élaboration de cette étude.

- TABLES DES MATIERES -

Introduction.....1

CHAPITRE I.

Description de la machine synchrone autopilotée.

I.1- Introduction.....5

I.2- Principe de la machine synchrone alimentée en
tension.....6

I.2.1- Analogie avec la machine à courant continu..6

I.2.2- Dispositif expérimental.....6

I.2.3- Principe de fonctionnement.....9

I.3- Capteur de position.....13

I.4- Etude de la machine synchrone autopilotée....13

I.4.1- Hypothèses générales.....13

I.4.2- Détermination de la position du rotor.....14

I.4.3- Grandeurs de réglage.....16

I.5- Conclusion.....19

CHAPITRE II.

Modélisation.

II.1- Introduction.....21

II.2- Modèle de la machine synchrone.....22

II.3- Modèle de l'onduleur et sa commande.....28

II.4- Modèle du capteur de position.....29

IV.2- Système asservi à chaîne fermée.....	59
IV.2.1- Régulateur de la vitesse.....	59
IV.2.2- Régulateur du courant.....	61
IV.2.3- Fonctionnement stabilité.....	61
IV.3- Système asservi adaptatif.....	63
IV.3.1- Première variante.....	63
IV.3.2- Deuxième variante.....	70
IV.3.2.1- Modèle simulé.....	70
IV.3.2.2- Caractéristiques du démarrage.....	73
IV.3.2.3- Variations de la charge et de la commande.....	77
IV.4- Conclusion.....	87
CONCLUSION.....	89
ANNEXE I.....	92
ANNEXE II.....	100
ANNEXE III.....	101
ANNEXE IV.....	102
BIBLIOGRAPHIE.....	103

II.5- Modélisation de la source de tension.....	
continue	31
II.5.1- Redresseur commandé.....	31
II.5.2- Le filtre.....	33
II.6- Modèle de l'alimentation dans le plan d-q...34	
II.7- Conclusion.....	38

CHAPITRE III.

Caractéristiques de fonctionnement de la machine
synchrones autopilotée.

III.1- Introduction.....	40
III.2- Simulation numérique.....	41
III.3- Fonctionnement du convertisseur statique...41	
III.4- Caractéristiques moyennes en régimes.....	
établis.....	46
III.4.1- Fonctionnement à V_s et θ_0 constants.....	46
III.4.2- Fonctionnement à θ_0 et μ constants.....	48
III.4.3- Fonctionnement à V_s et μ constants.....	48
III.4.4- Caractéristiques du courant absorbé.....	50
III.5- Régimes transitoires.....	50
III.6- Conclusion.....	52

CHAPITRE IV.

Systeme asservi.

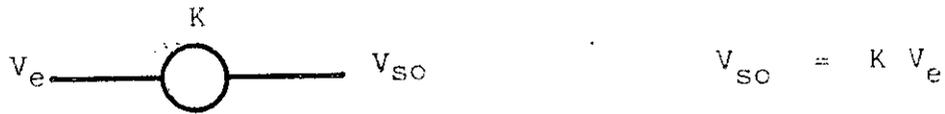
IV.1- Introduction.....	59
-------------------------	----

- PRINCIPALES NOTATIONS UTILISEES -

$V_{A' B' C}$:	Tensions instantanées par phase
V_C	:	Tension continue
V_S	:	Module du vecteur associé aux tensions $V_{A' B' C}$
V_m	:	Amplitude du fondamentale des tensions $V_{A' B' C}$
E_m	:	Amplitude de la f.e.m.
V_f	:	Tension de l'inducteur.
L	:	Inductance par phase.
L_m	:	Inductance mutuelle, stator- rotor.
L_f	:	Inductance de l'inducteur.
R	:	Résistance par phase.
R_f	:	Résistance de l'inducteur.
ω	:	Pulsation électrique.
$\Omega(N)$:	Vitesse mécanique angulaire (de rotation).
M_e	:	Couple électromagnétique.
M_u	:	Couple utile.
J	:	Moment d'inertie.
λ	:	Coefficient de frottement.
δ	:	Déphasage entre V_m et E_m .
θ	:	Déphasage entre V_S et E_m .
θ_0	:	Valeur minimale réglable de θ .
p	:	Nombre de paires de pôles.
U_x	:	Variable simulateur de la grandeur réelle "x".

- LISTE DES SYMBOLES -

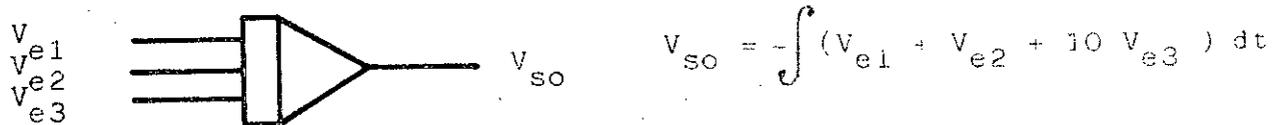
Potentiomètre



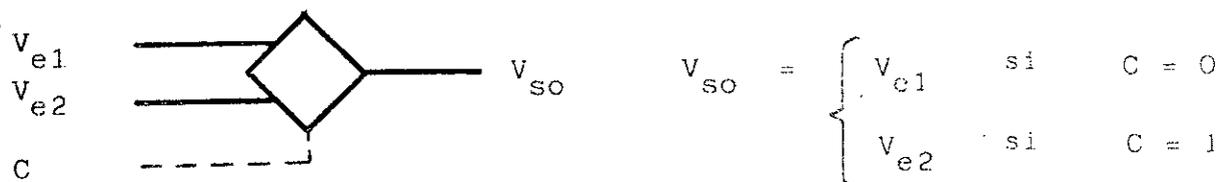
Sommateur - Inverseur



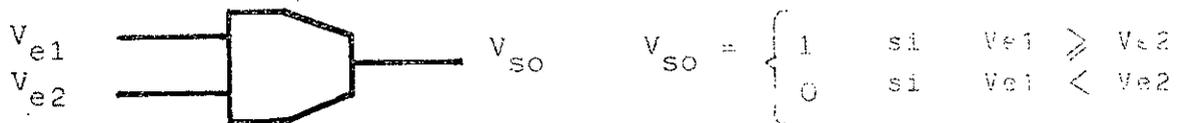
Intégrateur



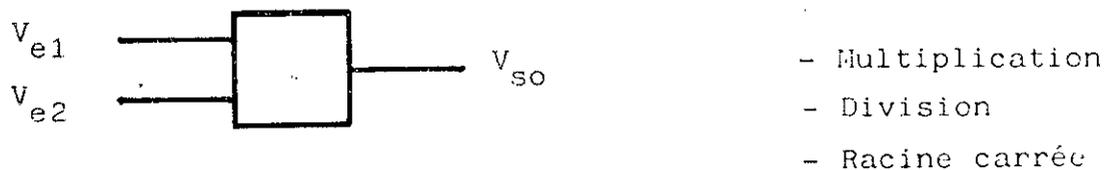
Commutateur électrique



Comparateur



Opérateurs



INTRODUCTION

Jusqu'à un passé récent, les dispositifs à vitesse variable étaient réalisés en grande partie, en utilisant des machines à courant continu. Mais la présence du collecteur mécanique limite leurs domaines d'application.

Le développement de l'électronique de puissance a rendu possible l'entraînement polyphasé à vitesse variable, avec un bon réglage de cette dernière. En effet, l'association convertisseurs statiques - machines à courant alternatif s'étant actuellement à des domaines d'application de plus en plus large (aviation, traction, ferroviaire) et répond à des exigences particulières: performances élevées, fiabilité, conditions sévères d'emploi (ambiance explosives, corrosives, poussiéreuses) [1,2,3,10].

Parmi ces solutions, celles qui s'apparentent le plus dans leur principe de fonctionnement avec les machines à collecteur, sont les machines synchrones autopilotées. (M.S.A) . Au convertisseur statique commandé par un capteur de la position relative rotor - stator, est dévolu le rôle du commutateur mécanique. Cela justifie l'appellation de "machine à courant continu sans collecteur" qui leur est également donnée [8].

Notre travail consiste, en l'étude par simulation d'une machine synchrone autopilotée à commutation forcée. Dans une première partie, nous déterminons ses caractéristiques de fonctionnement, sans qu'elle n'est fait l'objet d'aucune régulation. Cela donne lieu à une seconde partie consacrée à la définition et mise en oeuvre, de son asservissement à chaîne fermée [7,9].

Pour une meilleure perception des phénomènes physiques, la simulation analogique nous paraît être le moyen adéquat; dans ce sens qu'elle permet la résolution d'une manière continue des équations différentielles régissant le fonctionnement de la machine. De même, elle offre la possibilité de tester les schémas cablés, notamment de la commande du convertisseur statique.

Le premier chapitre donne, après un aperçu sur les associations convertisseurs statiques- machines synchrones, la description du montage étudié et les ondes des tensions mises en jeu; puis les grandeurs qu'il est nécessaire de contrôler pour être maître du fonctionnement.

Le second chapitre est consacré à la modélisation. Celle-ci, consiste à définir pour chaque sous ensemble du système, un modèle représenté par un schéma de câblage. La machine synchrone, étant considérée dans la configuration diphasée équivalente, un modèle se substituant aux transformations classiques de PARK est conçu.

Dans le troisième chapitre, sont donnés les résultats de simulation de la première partie. Après les vérifications de fonctionnement de chaque organe modélisé, le comportement de l'ensemble est ensuite abordé. Dans ce sens, différents essais, aussi bien en régimes établis que transitoires sont examinés.

Le quatrième chapitre traite, la régulation de la vitesse et du courant ainsi que la stabilité de la M.S.A. à chaîne fermée. Le système asservi adaptatif auquel nous sommes parvenus et les modèles préalablement essayés sont décrits. Les résultats obtenus mettent en évidence les performances de la M.S.A. grâce à la régulation adoptée.

- CHAPITRE I -

DESCRIPTION DE LA MACHINE

SYNCHRONE AUTOPILOTEE

I.1- INTRODUCTION:

La commande à vitesse variable des machines à courant alternatif est réalisée à l'aide de convertisseur statique de la fréquence. De nombreux schémas, de structures différentes, ont été expérimentés, mais beaucoup moins sont développés [1,2,3].

L'alimentation de la machine synchrone autopilotée (M.S.A.) ou autosynchrone, peut être réalisée avec des convertisseurs directs ou indirects.

Les convertisseurs directs ou cycloconvertisseurs, généralement à commutation naturelle, sont utilisés pour les entraînements à vitesses lentes car leur fréquence de sortie est inférieure à celle de l'entrée [4].

Les convertisseurs indirects avec étage intermédiaire à courant continu connaissent quant à eux un succès grandissant. Le type d'alimentation à réaliser dépend principalement de la taille de la machine. C'est ainsi que l'alimentation en courant est la plus employée pour les puissances élevées (500 kw à 30 mw) [5, 6].

Par contre, pour les petites et moyennes puissances (< 100 kw) on préfère l'alimentation en tension qui est plus performante [7, 9]. D'ailleurs, pour les entraînements multimoteurs avec des vitesses ou des rapports de vitesse rigoureusement identiques, l'alimentation en tension à partir d'un seul onduleur est nécessaire. Notre étude s'inscrit dans le cadre de ce second type d'alimentation.

I.2- PRINCIPE DE LA MACHINE SYNCHROME ALIMENTEE EN TENSION:

I.2.1- Analogie avec la machine à courant continu:

La machine synchrone pilotée par un capteur de position fonctionne selon un principe identique à celui d'une machine à courant continu. L'ensemble convertisseur-capteur (fig.I.1) a un rôle correspondant à celui de l'ensemble collecteur-balais, dans ce sens qu'il assure les mêmes fonctions.

- Transformation réversible courants continus-courants alternatifs polyphasés à fréquence variable.
- Asservissement fréquence - vitesse.

De même lorsque l'alimentation de la machine est en tension, ses caractéristiques mécaniques sont analogues à celles du moteur à excitation série [8].

I. 2.2- Dispositif expérimental:

La configuration spécifique dans laquelle, la machine autosynchrone est alimentée en tension par convertisseur direct à commutation forcée est représentée par la figure I.2 .

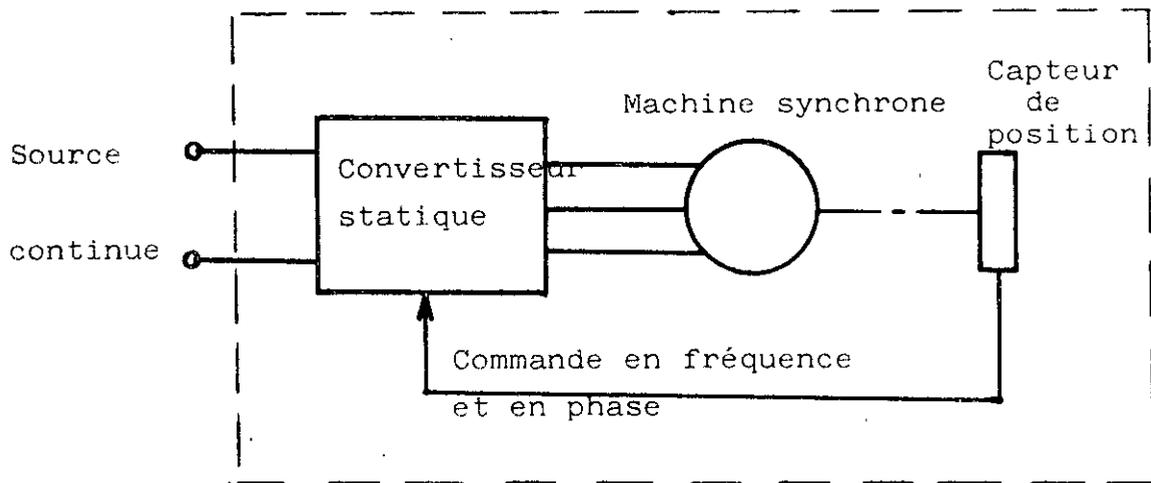


FIG I.1 - Schéma de principe de la machine synchrone autopilotée.

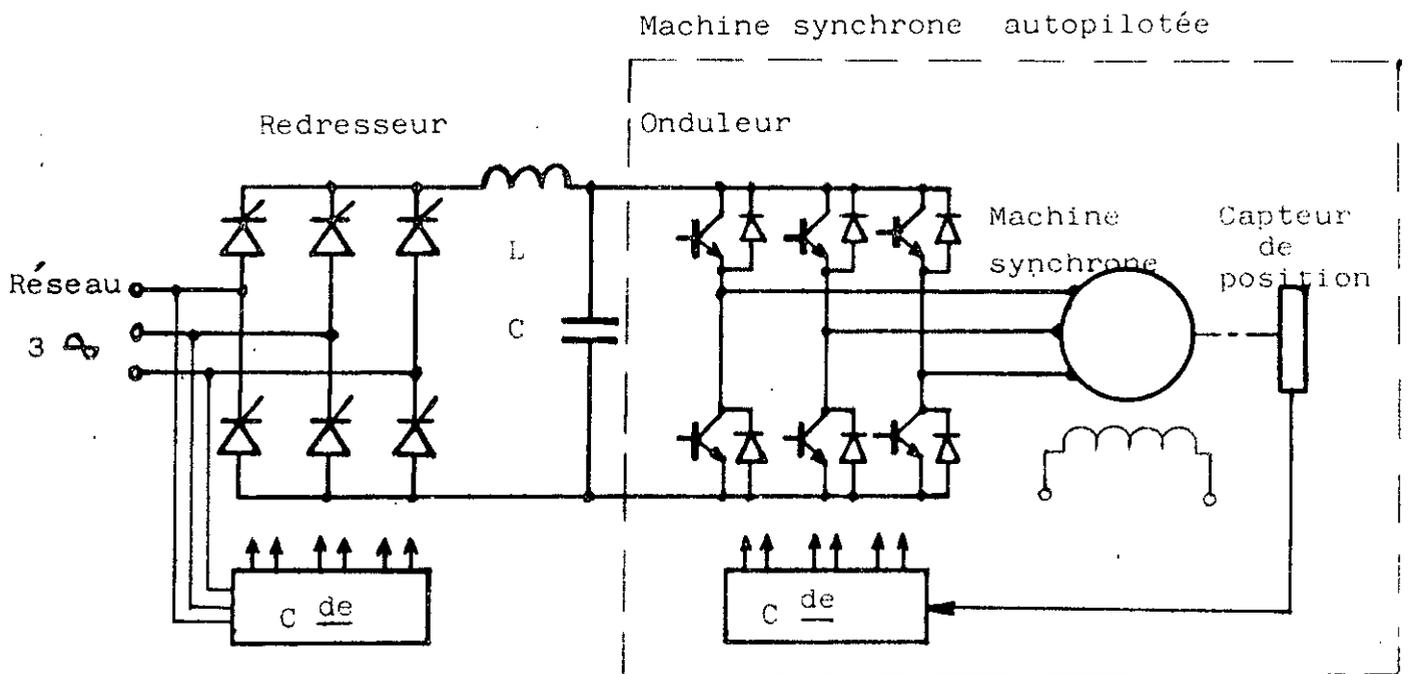


FIG I.2 - Schéma du montage étudié.

La structure de l'alimentation comprend deux convertisseurs statiques reliés par un étage à courant continu. Dans le fonctionnement en moteur, le pont à thyristors opère en redresseur commandé. Il délivre, à l'entrée de l'onduleur par l'intermédiaire du filtre LC, une tension continue réglable donnée par la relation classique :

$$V_c = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot V \cos \alpha \quad (I.1)$$

où V est la valeur efficace de la tension simple du réseau et α l'angle de retard à l'amorçage.

Pour réaliser l'alimentation par des tensions, celles-ci doivent être imposées aux bornes des enroulements de la machine, quelque soit le sens des courants qui les parcourent. Pour cela, nous considérons l'onduleur à commutation forcée, composé de transistors de puissance et de diodes montées en antiparallèle, permettant d'assurer la réversibilité du courant dans chaque bras de l'onduleur.

Avec ce convertisseur, il est possible d'obtenir un système triphasé de tension, dont la forme d'onde est, soit rectangulaire, soit modulée en largeur (procédé M.L.I.) [9].

Dans notre cas, qui consiste en l'alimentation de la machine par des tensions rectangulaires, le capteur de position doit seulement fournir des impulsions permettant les séquences de conduction des transistors.

I. 2.3- Principe de fonctionnement:

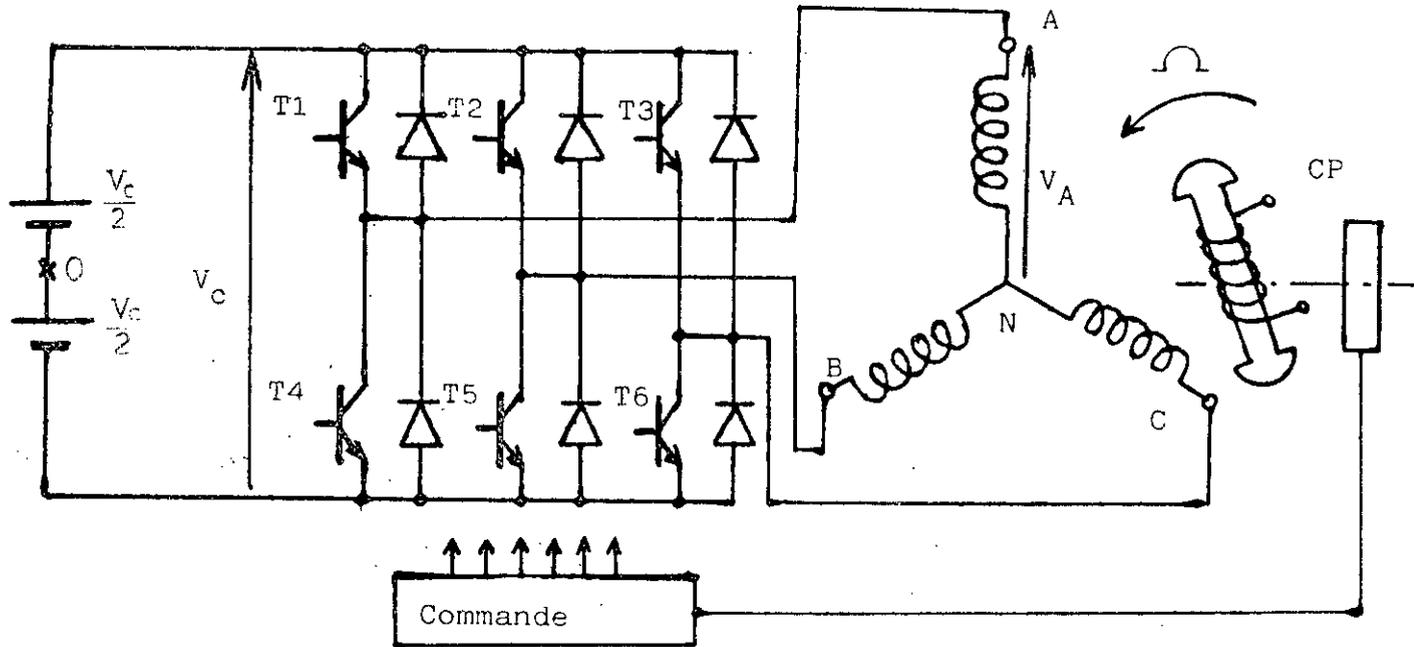
Pour obtenir à partir d'une machine synchrone, un dispositif à vitesse variable, il suffit de l'alimenter à fréquence réglable. Pour un fonctionnement autopiloté, cette dernière est asservie à la vitesse de rotation et la phase à la position relative rotor-stator.

Le capteur détecte cette position et fournit une impulsion qui est traitée par la commande de l'onduleur. Celle-ci délivre à son tour, les signaux nécessaires à la commutation des transistors selon les séquences données à la figure I.3, décrivant une commande adjacente ou à 180°.

En régime stationnaire, les phénomènes électriques se répètent chaque $\frac{\pi}{3\omega}$ secondes. Cette période est composée de deux intervalles correspondant à deux modes de fonctionnement différents:

- Intervalle de conduction : trois transistors sont en conduction avec, dans chaque configuration, deux d'un même groupe:
P (T1, T2, T3) ou N (T4, T5, T6).

- Intervalle de commutation: au début de chaque période, une commutation entre deux transistors d'un même bras a lieu. Pendant cet intervalle, le courant ne change pas de sens dans la phase considérée. La diode associée en transistor qui s'amorce assure la continuité du courant.



	T1			T4	
T5			T2		T5
T3		T6		T3	

FIG I.3 - Boucle d'autopilotage et séquences de commande.

Dans ce fonctionnement, la boucle capteur-convertisseur statique est dite d'autopilotage. Cette solution écarte les risques de décrochage; tout ralentissement de la machine lent ou brusque s'accompagne automatiquement d'une diminution de la fréquence d'alimentation qui reste parfaitement synchrone de la vitesse.

Les ondes théoriques des différentes tensions mises en jeu sont représentées à la figure I.4. L'analyse en série de FOURIER de la différence de potentiel entre phase qui présente un palier nul entre 120° et 180° , conduit à l'expression :

$$V_{AB} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} V_C \left(\sin wt - \frac{1}{5} \sin 5wt - \frac{1}{7} \sin 7wt + \frac{1}{11} \sin 11wt + \dots \right) \quad (I.2)$$

La tension simple a une forme différente mais contient les mêmes harmoniques.

$$V_A = \frac{2}{\pi} V_C \left(\sin wt + \frac{1}{5} \sin 5wt + \frac{1}{7} \sin 7wt + \frac{1}{11} \sin 11wt + \dots \right) \quad (I.3)$$

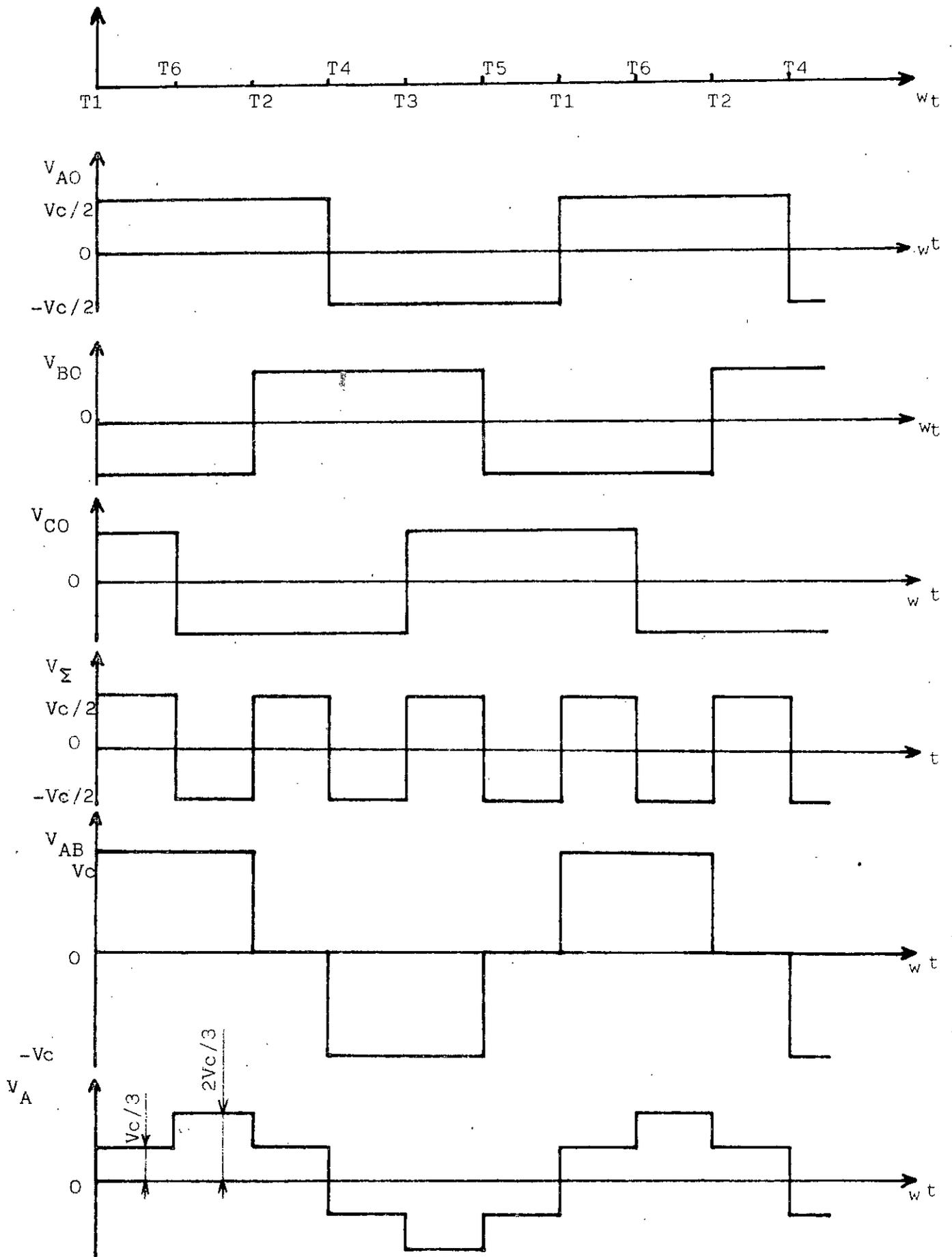


FIG I.4 - Forme d'ondes des tensions

I.3- CAPTEUR DE POSITION:

Le capteur de position a une double fonction : détection de la position relative rotor-stator et émission d'impulsion nécessaire à la commande de l'onduleur. En pratique, il peut être de conception assez simple, comprenant principalement deux parties: un disque fixé sur l'arbre de la machine, en liaison avec les pôles et comportant 6p encoches régulièrement réparties. Les ordres pour les commutations des tension statoriques sont obtenues lors du passage des encoches devant des cellules photo-électrique montées sur la seconde partie qui est immobile, mais décalable par rapport au stator. Ce décalage permet le réglage de la phase.

I.4- ETUDE DE LA MACHINE SYNCHROME AUTOPILOTEE:

I.4.1- Hypothèses générales:

L'étude exacte de l'association convertisseur statique machine synchrone est très complexe. Pour la réaliser, nous adoptons les hypothèses simplificatrices classiques ci- après:

- La force électromotrice est sinusoidale.
- La saturation n'intervient pas.
- La tension V_c est parfaitement continue.
- Les transistors sont les interrupteurs idéaux.

I.4.2- Détermination de la position du rotor:

La position du rotor par rapport au stator est définie par l'angle θ entre les deux vecteurs représentatifs des systèmes triphasés des tensions d'alimentation d'une part, et des f.e.m. développées d'autre part (fig.I.5).

Les commutations séquentielles des tensions de phase montrent que le vecteur statorique:

$$V_s = \frac{2}{3} (V_A + a V_B + a^2 V_C) ; \left(a = e^{j \frac{2\pi}{3}} \right) \quad (I.4)$$

tourne par pas de $\frac{\pi}{3}$ et n'occupe que des positions fixes entre deux commutations, qui sont aux nombres de $6p$ pour un tour complet du rotor d'une machine multipolaire. La figure I.5 décrit le cas d'une machine bipolaire alimentée par les tensions précédentes (fig.I.4). Dans ce cas nous obtenons:

$$V_s = \frac{2}{3} V_c e^{jk \frac{\pi}{3}} ; \quad K = 0, 1, 2 \dots \quad (I.5)$$

(rang de la position)

Lorsque le rotor tourne à vitesse constante, et par conséquent E_m aussi, le pseudo-angle interne θ de la machine varie de façon périodique entre un maximum et minimum (fig.I.6). Le choix d'un angle pour un fonctionnement donné revient donc à celui de sa valeur minimale θ_0 qui indique les positions du rotor, auxquelles ont lieu les commutations des tensions.

La relation qui traduit les variations de l'angle θ est fonction de la vitesse:

TRANSISTORS
EN CONDUCTION

POSITIONS
DU VECTEUR \vec{v}_s

T1	T5	T3
T1	T5	T6
T1	T2	T6
T4	T2	T6
T4	T2	T3
T4	T5	T3

P1
P2
P3
P4
P5
P6

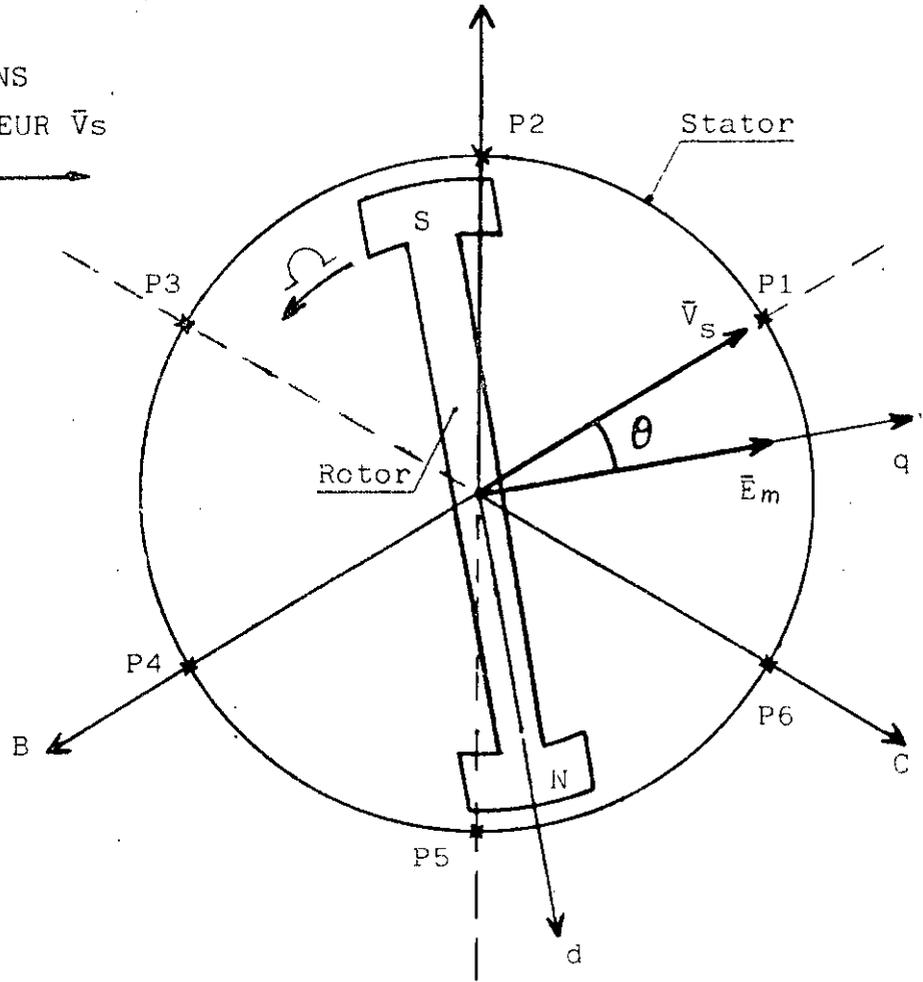


FIG I. 5 - Positions des vecteurs tension et f.c.m.

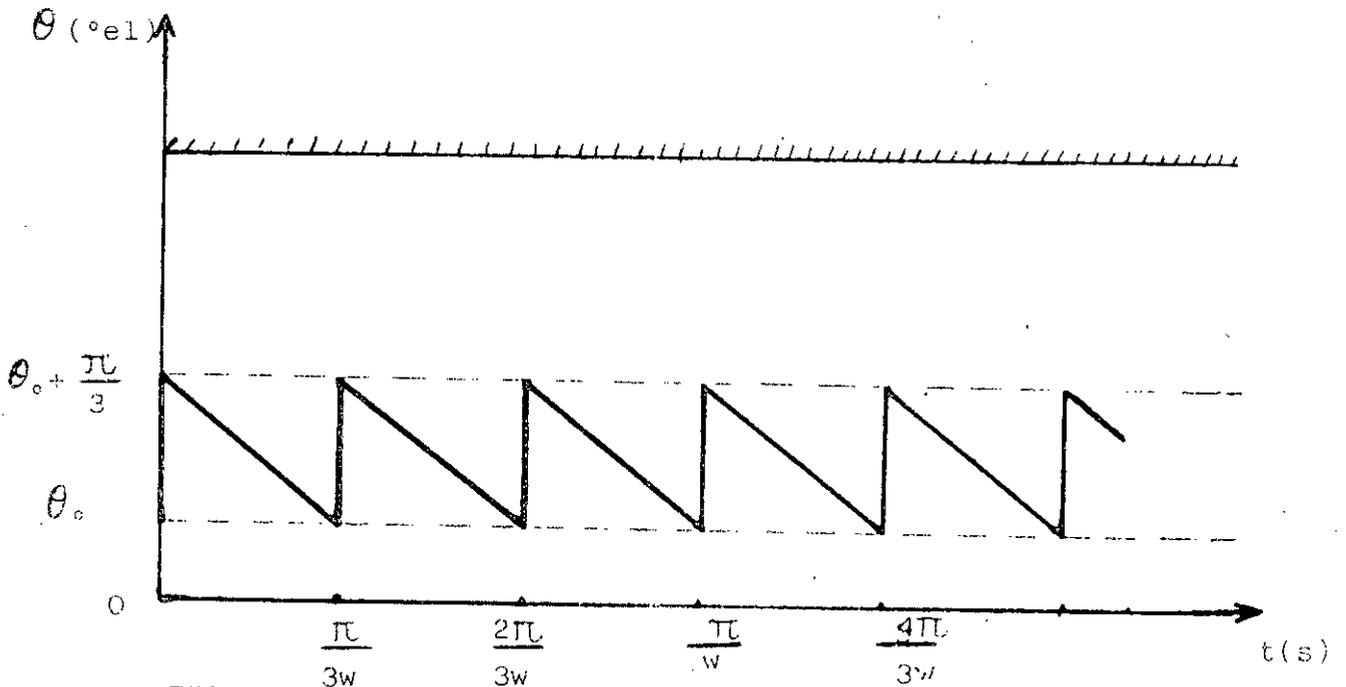


FIG I.6 - Variations périodiques de l'angle θ .

$$\theta = \theta_0 + \frac{(K+1)\pi}{3} - \omega t \quad (\text{I.6})$$

avec :

$$\frac{K\pi}{3\omega} \leq t \leq \frac{(K+1)\pi}{3\omega} ; \quad K = 0, 1, 2, \dots$$

(rang de la période)

I.4.3- Grandeurs de réglage:

L'étude générale de la machine synchrone autopilotée alimentée en tension montre qu'elle se comporte comme un système multidimensionnel:

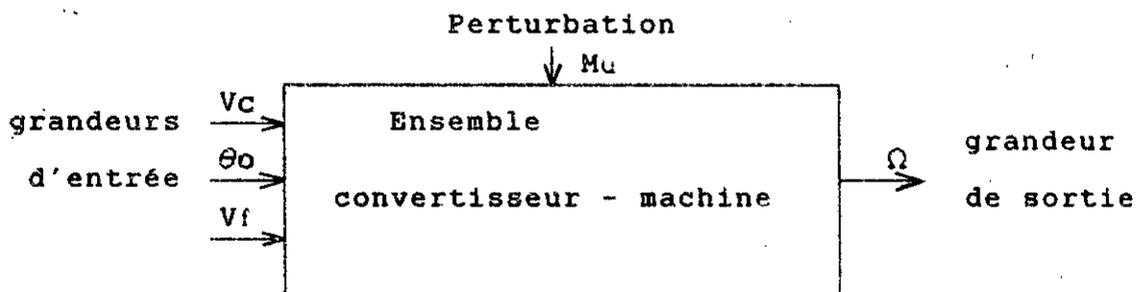


Fig. I.7- Grandeurs de réglage

Dans notre expérience, nous n'effectuons pas le réglage de l'excitation. Les possibilités d'interventions sur le système sont donc :

- La tension continue V_c , variable par action sur le redresseur commandé.

- L'angle de commutation θ_0 , réglable à l'aide du capteur de position.

- Le couple utile M_u qui ne dépend que de la charge entraînée par la machine.

L'influence de ces grandeurs sur le comportement du système étudié est mise en évidence dans le chapitre III. Cependant, faute de relations analytiques exactes, permettant l'interprétation du fonctionnement réel du système; on est conduit généralement à l'adoption de l'hypothèse sinusoidale afin de lever cette difficulté [10].

Dans ce sens, en considérant le fondamentale seulement de la tension d'alimentation, on en déduit du diagramme vectoriel (fig.I.8 et 9) la relation algébrique:

$$I_m \cos \varphi = \frac{1}{R^2 + L^2 \omega^2} [RV_m + Lm\omega I_f (L\omega \sin \delta - R \cos \delta)] \quad (I.7)$$

En confondant la puissance absorbée:

$$P = 3VI \cos \varphi = \frac{3}{2} V_m I_m \cos \varphi \quad (I.8)$$

avec la puissance électromagnétique; celle-ci peut s'écrire:

$$P_e = \frac{3 V_m}{2(R^2 + L^2 \omega^2)} [RV_m + Lm\omega I_f (L\omega \sin \delta - R \cos \delta)] \quad (I.9)$$

L'expression du couple correspondant est alors:

$$M_e = \frac{3 V_m}{2(R^2 + L^2 \omega^2)} \left[\frac{RV_m}{\Omega} + pLmI_f (L\omega \sin \delta - R \cos \delta) \right] \quad (I.10)$$

Si l'on néglige les pertes dans les enroulements statoriques, il en résulte :

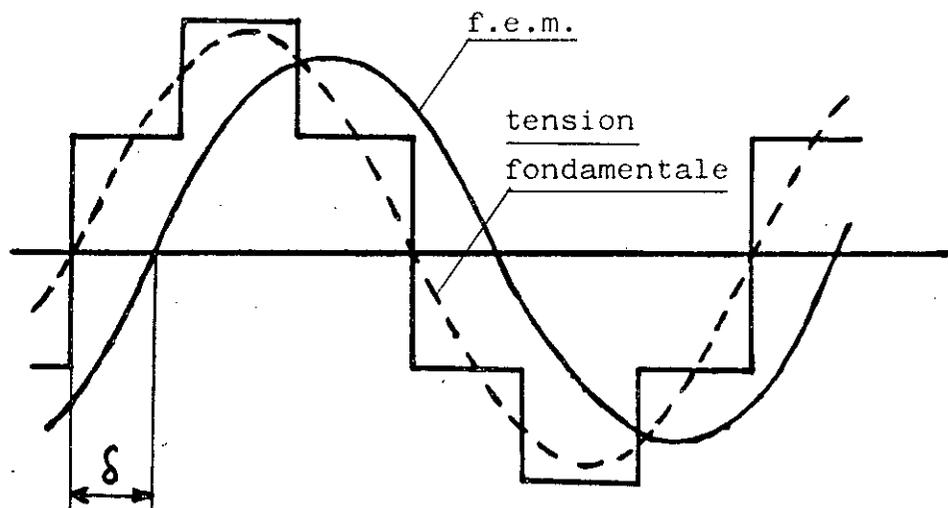


FIG I.8 - Ondes des tensions - Angle interne.

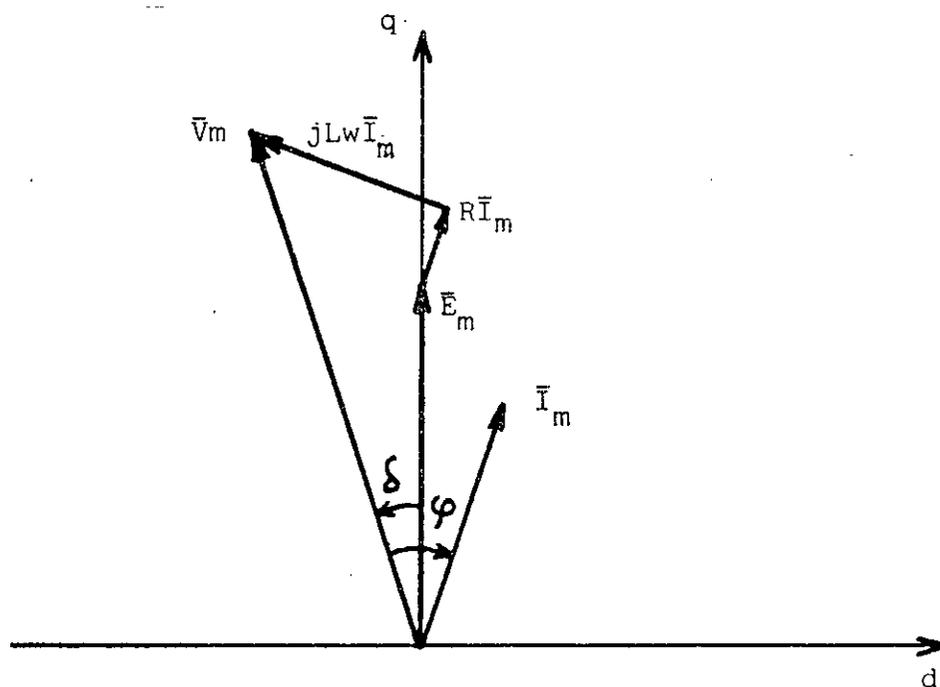


FIG I.9- Diagramme vectoriel

$$M_e = \frac{3L_m I_f}{2L} \cdot \frac{V_m}{\Omega} \sin \delta \quad (I.11)$$

Moyennant l'hypothèse sinusoidale, nous obtenons donc une expression du couple électromagnétique qui fait intervenir les grandeurs de réglage V_m et δ , variant dans le même sens avec leurs analogues réelles V_c et θ_0 respectivement.

I.5- CONCLUSION:

Après avoir situé la machine synchrone autopilotée alimentée en tension parmi d'autres solutions possibles, nous avons décrit la configuration dans laquelle elle est considérée dans cette étude, puis donnés son principe de fonctionnement.

Vu des bornes d'entrée de l'onduleur, la machine autosynchrone alimentée en tension se comporte comme une machine à courant continu à excitation série. La boucle d'autopilotage joue le rôle de l'ensemble collecteur-balais.

Bien que simplifiées, dans le cas d'une alimentation par convertisseur statique, les expressions analytiques du couple électromagnétique permettent d'expliquer l'évolution des caractéristiques obtenues expérimentalement. Mieux encore, la relation (I.11) fait souvent l'objet de loi de commande.

- CHAPITRE II -

MODELISATION

II.1- INTRODUCTION:

Comme nous l'avons déjà mentionné, l'objectif de cette étude est le développement d'un système de commande, de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone fonctionnant en autopiloté.

La mise en oeuvre de la simulation, passe nécessairement par une modélisation adéquate du sujet, en tenant compte du but fixé.

Du point de vue fonctionnel, la structure du système (fig.I.2.) se compose de quatre parties distinctes, qui sont: Le redresseur commandé suivi du filtre, l'onduleur, la machine synchrone et le capteur de position.

Cependant le modèle mathématique de la machine étant considéré dans le plan d-q lié au rotor, une cinquième partie est alors nécessaire pour réaliser les transformations de PARK (fig.II.1) .

Le présent chapitre est donc consacré à la modélisation de chacune de ces cinq parties; devant conduire à la conception de schémas à cabler et assembler sur simulateur analogique - digital. Nous commençons par le modèle de la machine synchrone qui représente, à ce stade de l'étude, l'objet commandé.

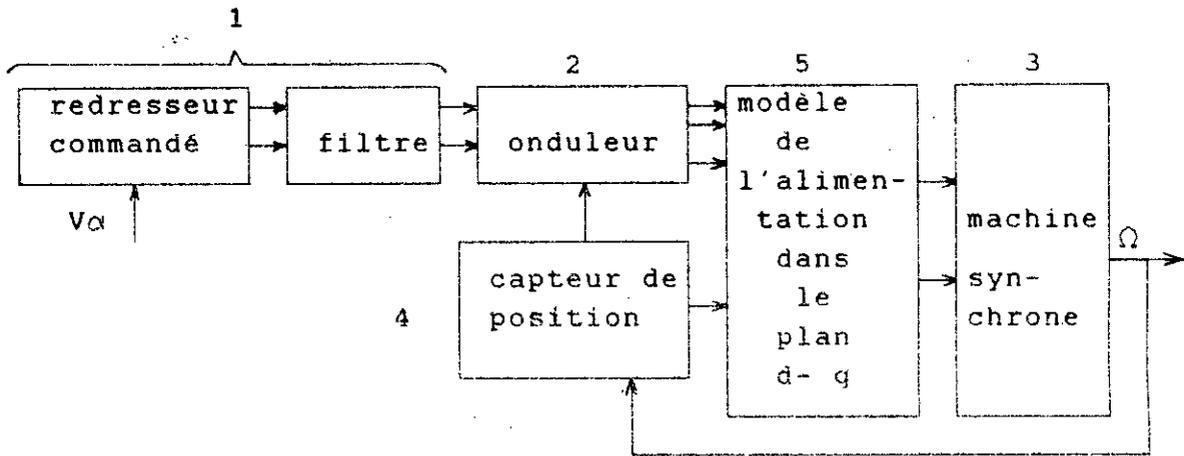


Fig.II.1- Structure du modèle simulé.

II.2- MODELE DE LA MACHINE SYNCHRONE:

Pour simplifier le modèle mathématique, nous avons choisi une machine synchrone à pôles lisses sans amortisseurs. Le modèle correspondant est indiqué par la figure II.2. Outre l'enroulement triphasé du stator, elle comporte un enroulement inducteur au rotor, considéré sur l'axe d.

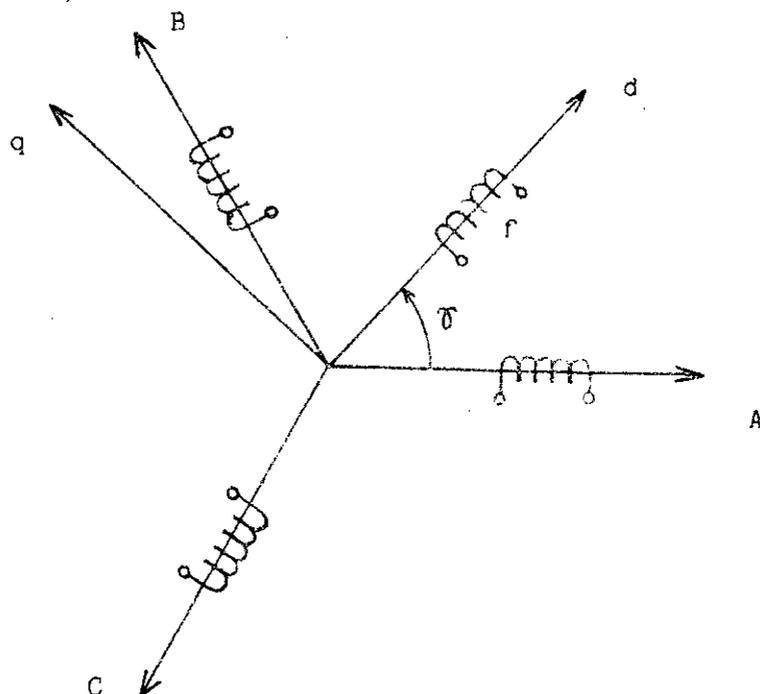


Fig. II.2- Localisation des enroulements.

Dans le plan d-q lié au rotor les équations électriques sont (annexe I):

$$V_d = R I_d + L \frac{dI_d}{dt} - L_p \Omega I_q + L_m \frac{dI_f}{dt}$$

$$V_q = R I_q + L \frac{dI_q}{dt} + L_p \Omega I_d + L_m p \Omega I_f \quad (II.1.)$$

$$V_f = R_f I_f + L_f \frac{dI_f}{dt} + \frac{3}{2} L_m \frac{dI_d}{dt}$$

L'équation mécanique complète le modèle mathématique régissant le fonctionnement de la machine synchrone choisie [11. 12].

$$J \frac{d \Omega}{dt} + \lambda \Omega + M_u = \frac{3}{2} p L_m I_f I_q \quad (II.2)$$

En vu de sa résolution par simulation, ce système d'équation mis sous la forme canonique s'écrit (avec $s = \frac{d}{dt}$):

$$s I_d = K_1 V_d - K_2 I_d - K_3 s I_f + K_4 \Omega I_q$$

$$s I_q = K_1 V_q - K_2 I_q - K_4 \Omega I_d - K_5 \Omega I_f$$

$$s I_f = K_6 V_f - K_7 I_f - K_8 s I_d$$

$$s \Omega = K_9 I_f I_q - K_{10} \Omega - K_{11} M_u \quad (II.3.)$$

Le tableau II.1. donne les formules et les valeurs calculées des différents coefficients, compte tenu des paramètres de la machine synchrone utilisée (annexe II).

TABLEAU II.1.

Coefficients	Formules	Valeurs
K ₁	1/ L	5,56
K ₂	R/ L	5,56
K ₃	Lm/ L	2,98
K ₄	F	2,00
K ₅	PLm/ L	5,96
K ₆	1/ Lf	0,28
K ₇	Rf / Lf	3,39
K ₈	$\frac{3}{2} Lm/ Lf$	0,225
K ₉	3pLm/ 2J	14,62
K ₁₀	λ / J	0,07
K ₁₁	1/J	9,09

Cependant le modèle définitif à simuler doit tenir compte des échelles, qui permettent la conversion des variables réelles en variables simulateur (tensions), d'une part et satisfaire les contraintes de fonctionnement de celui-ci d'autre part. De même, il est commode de ralentir de manière conséquente, l'évolution des processus réels afin d'assurer les conditions nécessaires à leurs observations et enregistrements lors des différents régimes de fonctionnement.

Les échelles sont déterminées en fonction:

- de la plus grande valeur du domaine de définition des variables simulateur soit $[-5,5]$ volt, correspondant à $[-1,1]$ unité sur le module d'affichage.

- et par le choix d'une valeur supérieure (ou égale) au maximum admissible de chaque variable réelle.

soient dans notre cas:

- échelle des tensions : $e_v = \frac{1 \text{ unité}}{500V} = 0,002 \text{ unité/V}$

- échelle des courants: $e_i = \frac{1 \text{ unité}}{50 A} = 0,02 \text{ unité /A}$

- échelle du couple : $e_m = \frac{1 \text{ unité}}{50 Nm} = 0,02 \text{ unité /Nm}$

- échelle de la vitesse: $e_\Omega = \frac{1 \text{ unité}}{200 \text{ rd/s}} = 0,005 \text{ unité/rd/s}$

- échelle du temps : $e_\tau = 50$

Le modèle définitif à simuler de la machine considérée est décrit par le système d'équations:

$$sU_{Id} = a_1 U_{vd} - a_2 U_{Id} - a_3 sU_{If} + a_4 U_\Omega U_{Iq}$$

$$sU_{Iq} = a_1 U_{vq} - a_2 U_{Iq} - a_4 U_\Omega U_{Id} - a_5 U_\Omega U_{If}$$

(II.4)

$$sU_{If} = a_6 U_{vf} - a_7 U_{If} - a_8 sU_{Id}$$

$$sU_\Omega = a_9 U_{If} U_{Iq} - a_{10} U_\Omega - a_{11} U_{Mu}$$

avec:

$U_{Id}, U_{vd}, \dots, U_{Mu}$; les variables simulateur et a_1, a_2, \dots, a_{11} , des coefficients constants dont les formules et les valeurs calculées sont données par le tableau II.2.

TABLEAU II.2.

Coefficients	Formules	Valeurs
a ₁	$K_{1e1}/e\omega\tau$	1,111
a ₂	$K_2/\omega\tau$	0,111
a ₃	K_3	2,980
a ₄	$K_4/e\Omega\omega\tau$	8,000
a ₅	$K_5/e\Omega\omega\tau$	23,840
a ₆	$K_{6e1}/e\omega\tau$	0,056
a ₇	$K_7/\omega\tau$	0,068
a ₈	K_8	0,225
a ₉	$K_{9e\Omega}/e^2\omega\tau$	3,660
a ₁₀	$K_{10}/\omega\tau$	0,001
a ₁₁	$K_{11}e\Omega/\omega\tau$	0,045

Le schéma de câblage équivalent est représenté à la figure II.3. Il se compose essentiellement de sommateurs, intégrateurs et de multiplieurs. Les entrées sont les tensions statoriques U_{vd} et U_{vq} , en quadratures ainsi que celle de l'excitation U_{vf} . Le couple de la charge est considéré comme une perturbation, tandis que la sortie est évidemment la vitesse de rotation $U\Omega$. Le câblage de ce schéma permet également d'observer et d'enregistrer l'évolution des courants absorbés par le moteur.

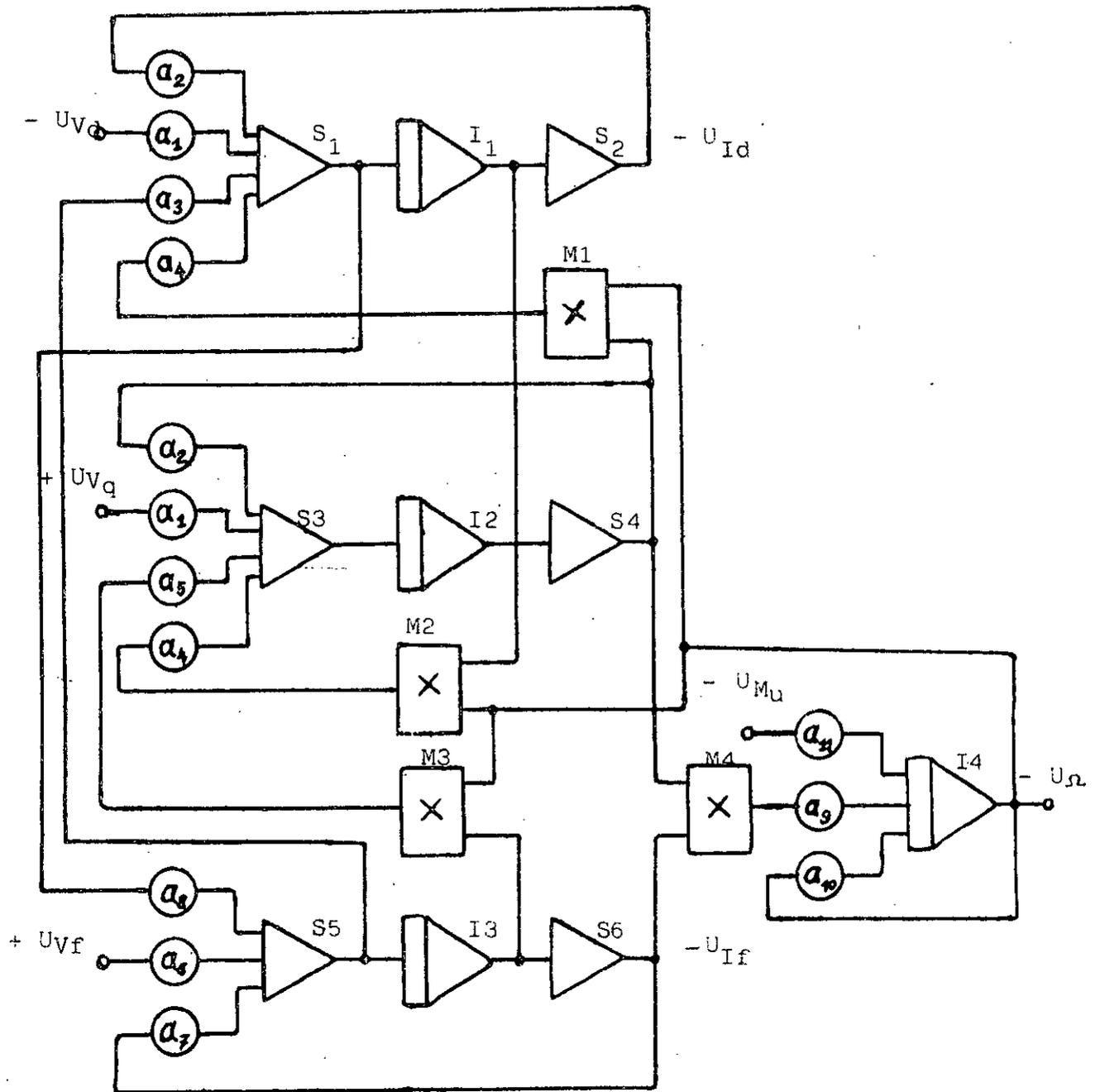


FIG II.3.- Schéma du modèle de la machine synchrone.

II.3- MODELE DE L'ONDULEUR ET SA COMMANDE:

L'onduleur et sa commande sont considérés comme un bloc dont le signal d'entrée est une succession d'impulsions émises par le capteur de position et la sortie un système de tensions triphasées dont les formes d'ondes sont décrites à la figure I.4.

Si dans le modèle, le rôle de chaque bras de l'onduleur peut être parfaitement accompli par un commutateur électronique (CM) à deux positions, la carte de commande est à concevoir au même titre qu'en vu de la réalisation pratique [13].

Dans ce sens, nous utilisons principalement un compteur binaire (CP) recevant les impulsions (I_m) du capteur et trois bascules RS (B_1 , B_2 et B_3). Les séquences de conduction des transistors de puissance (fig.I.3) conduisent à l'établissement des combinaisons:

$$S_1 = Q_A \bar{Q}_B \bar{Q}_C$$

$$R_3 = \bar{Q}_A Q_B \bar{Q}_C$$

$$S_2 = Q_A Q_B \bar{Q}_C$$

$$R_1 = \bar{Q}_A \bar{Q}_B Q_C$$

$$S_3 = Q_A \bar{Q}_B Q_C$$

$$R_2 = \bar{Q}_A Q_B Q_C$$

(II.5)

qui se réduisent après simplification à:

$$S_1 = Q_A \bar{Q}_C$$

$$R_3 = Q_B \bar{Q}_C$$

$$S_2 = Q_A Q_B$$

$$R_1 = \bar{Q}_A Q_C \quad (\text{II.6})$$

$$S_3 = Q_A Q_C$$

$$R_2 = Q_B Q_C$$

Ces combinaisons sont réalisées par des éléments logiques ET-NON. A la fin de chaque cycle de conduction, la remise à zéro du compteur est effectuée par la liaison de son entrée R à R₂ de la bascule B₂. La figure II.4 représente le modèle simulé de l'onduleur et sa commande.

II.4- MODELE DU CAPTEUR DE POSITION:

Le rôle du capteur de position est, rappelons-le, d'émettre une impulsion à chaque fois que le rotor tourne d'un angle de $\frac{\pi}{3}$ radians, qui est l'intervalle entre deux commutations.

Or, dans le modèle du moteur (fig.II.3) nous disposons de la vitesse angulaire $U\Omega$. Son intégration permet alors la reconstitution de l'angle de rotation du rotor. Il reste ensuite à détecter la position adéquate de ce dernier pour l'émission de l'impulsion.

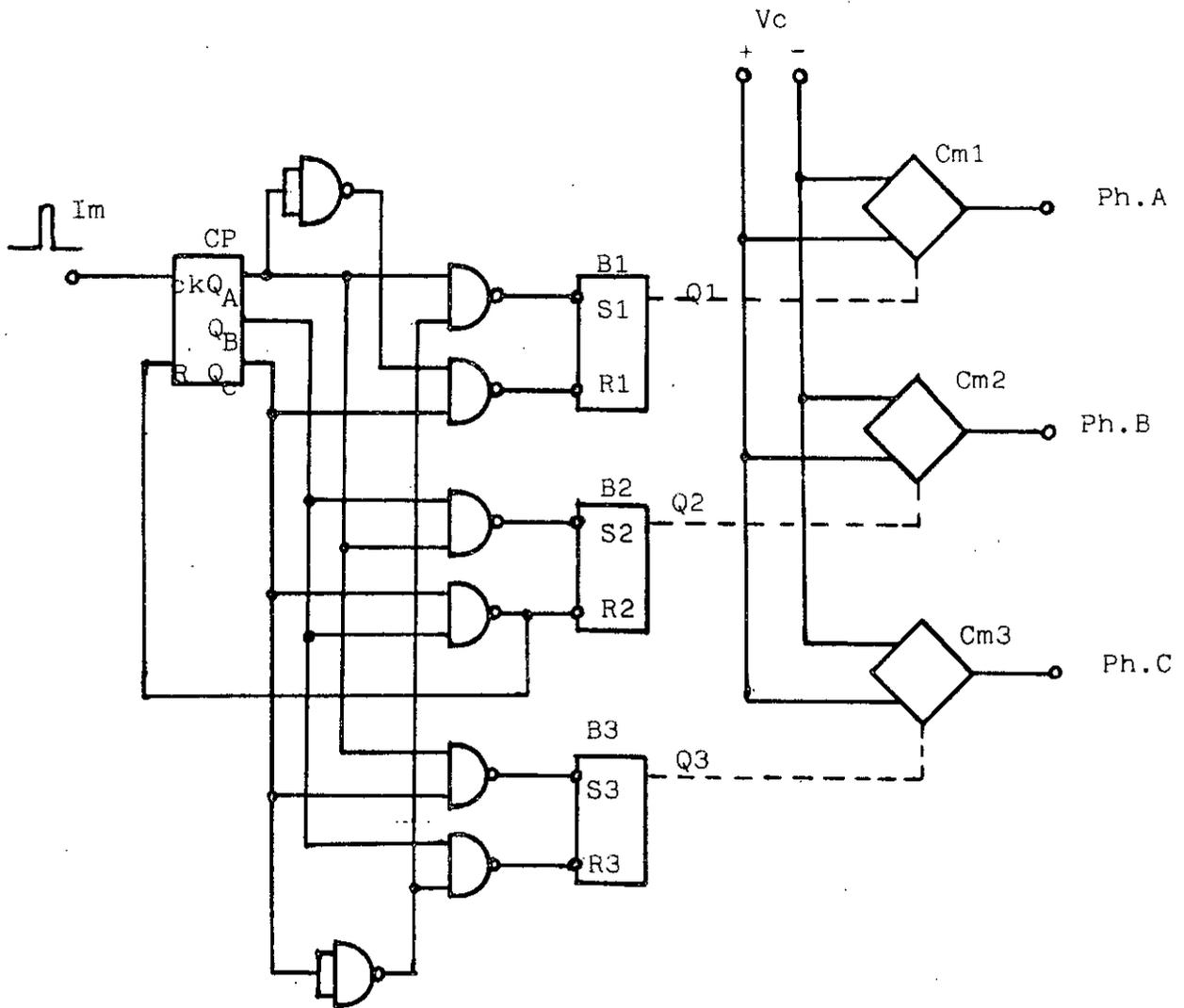


FIG II. 4 - Schéma du modèle de l'onduleur.

Sur le schéma du modèle simulé (fig.II.5), l'opération de détection est réalisée en comparant en permanence, l'angle de rotation U_{γ} délivré par l'intégrateur I_n à la valeur de consigne $U \pi/3$ fixée par le potentiomètre "a". Ainsi lorsque $U_{\gamma} > U \pi/3$ le comparateur Co donne un niveau à sa sortie, qui excite le monostable. Ce dernier délivre à la commande de l'onduleur, l'impulsion I_m .

Cette même impulsion est utilisée pour inverser le commutateur C_m , provoquant le court circuit de l'intégrateur qui se décharge. Le cycle se répète ensuite tel qu'il est décrit par les chronogrammes de la même figure.

II.5- MODELISATION DE LA SOURCE DE TENSION CONTINUE:

La source de tension continue est constituée par le pont redresseur à thyristors, qui délivre une tension ondulée et le filtre LC destiné à lisser ces ondulations. Dans la modélisation, nous considérons séparément chacun de ces deux organes.

II.5.1- Redresseur commandé:

Le redresseur commandé peut être considéré comme un élément à retard pur [14] dont l'entrée est la tension de commande des thyristors, la sortie est évidemment la tension redressée. Le temps de retard τ est donné par la relation:

$$\tau = \frac{1}{2.f.m} \quad (II.7)$$

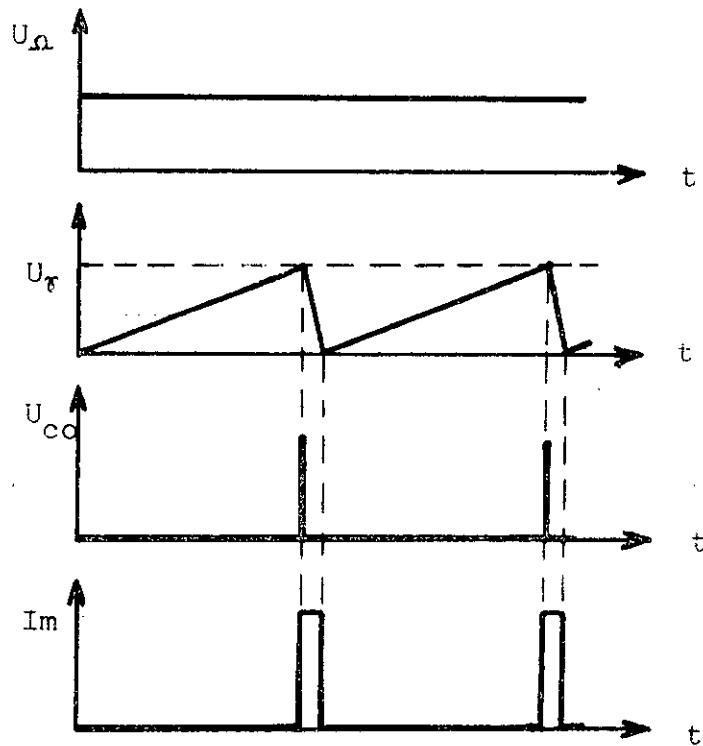
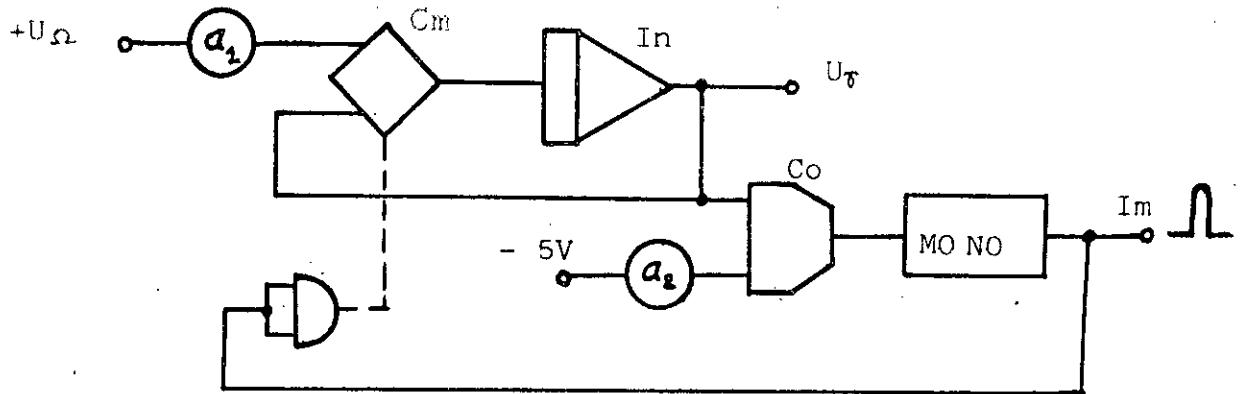


FIG II.5- Modèle du capteur de position et chronogrammes de fonctionnement.

où f est la fréquence et m le nombre de phases du réseau dans le cas général. Cependant τ est relativement faible devant les constantes de temps mises en jeu par le circuit en entier. On représente alors le redresseur commandé par un élément apériodique du premier ordre [15] dont la constante de temps est égale à τ ; soit 0,0033 seconde. La fonction de transfert est alors donnée par la relation générale.

$$W_1(s) = \frac{K}{\tau s + 1} \quad (\text{II.8})$$

Le modèle comprend donc un intégrateur I_{n_1} et deux potentiomètres : $a_1 = a_2 = 6$.

II.5.2- Le filtre:

La fonction de transfert du filtre, qui comprend une bobine de lissage (L, r) et un condensateur de capacité C est:

$$W_2(s) = \frac{1}{LCs^2 + rCs + 1} \quad (\text{II.9})$$

Mise sous la forme standard, elle s'écrit:

$$W_2(s) = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + 2 \zeta \frac{s}{\omega_0} + 1} \quad (\text{II.10})$$

avec:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{et} \quad \zeta = \frac{r}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (\text{II.11})$$

Pour une atténuation équivalente à -20 dB, des ondulations (300 Hz) de la tension redressée, on choisit un filtre dont les paramètres sont:

$$L = 0,04 \text{ H} ; r = 0,7 \Omega ; C = 4000 \mu \text{ F}$$

Les valeurs correspondantes de la fréquence propre ω_0 et du coefficient d'amortissement sont alors:

$$\omega_0 = 79 \text{ Hz}$$

$$\xi = 0,11$$

Le modèle du filtre nécessite donc deux intégrateurs Int_2 et Int_3 , un inverseur et trois potentiomètres:

$$a_3 = a_4 = 2,5 \quad \text{et} \quad a_5 = 0,348$$

Finalement, le schéma du modèle simulé de la source de tension continue est décrit par la figure II.6.

II.6- MODELE DE L'ALIMENTATION DANS LE PLAN d-q:

Dans le modèle mathématique rapporté au plan d-q, les tensions V_d et V_q constituent l'alimentation du moteur synchrone. Généralement, elles sont obtenues par l'application de la transformation classique de PARK.

Toutefois, compte tenu de la description de la position du rotor par rapport au stator, faite au chapitre premier (I.4.2), on peut en déduire des relations plus simples que celles de la transformation citée et par

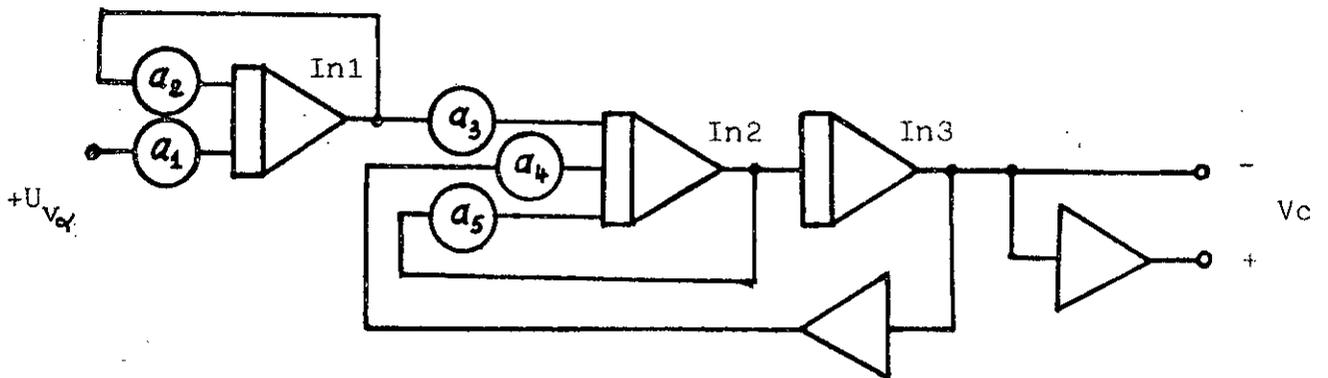


FIG II.6 - Schéma du modèle de la source de tension continue.

conséquent, moins encombrantes à réaliser par simulation analogique.

En effet, de la distribution des vecteurs tension et f.e.m. décrite par la figure I.5., et résultant du type d'alimentation adoptée, on en déduit:

$$\begin{aligned} V_d &= - V_s \sin \theta \\ V_q &= V_s \cos \theta \end{aligned} \quad (\text{II.12})$$

Dans ces relations, les grandeurs qui interviennent sont facilement déductibles des modèles précédents. C'est ainsi que la valeur absolue V_s du vecteur tension statorique est obtenue à partir de la somme:

$$V_s = \frac{4}{3} | V_{\Sigma} | = \frac{4}{3} | V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} | \quad (\text{II.13})$$

Les variations de l'angle θ sont données par le modèle du capteur de position, tandis que les fonctions trigonométriques sont réalisées en utilisant le développement en série:

$$\sin \theta = \theta - \frac{\theta^3}{6} \quad (\text{II.14})$$

Le modèle conçu (fig.II.7) comprend finalement quatre parties fonctionnellement distinctes:

- La première effectue la somme (II.13) à l'aide notamment de l'intégrateur I_n et le sommateur S_2 .

- La seconde qui comprend les sommateurs S_3 et S_4 reconstitue l'angle θ .

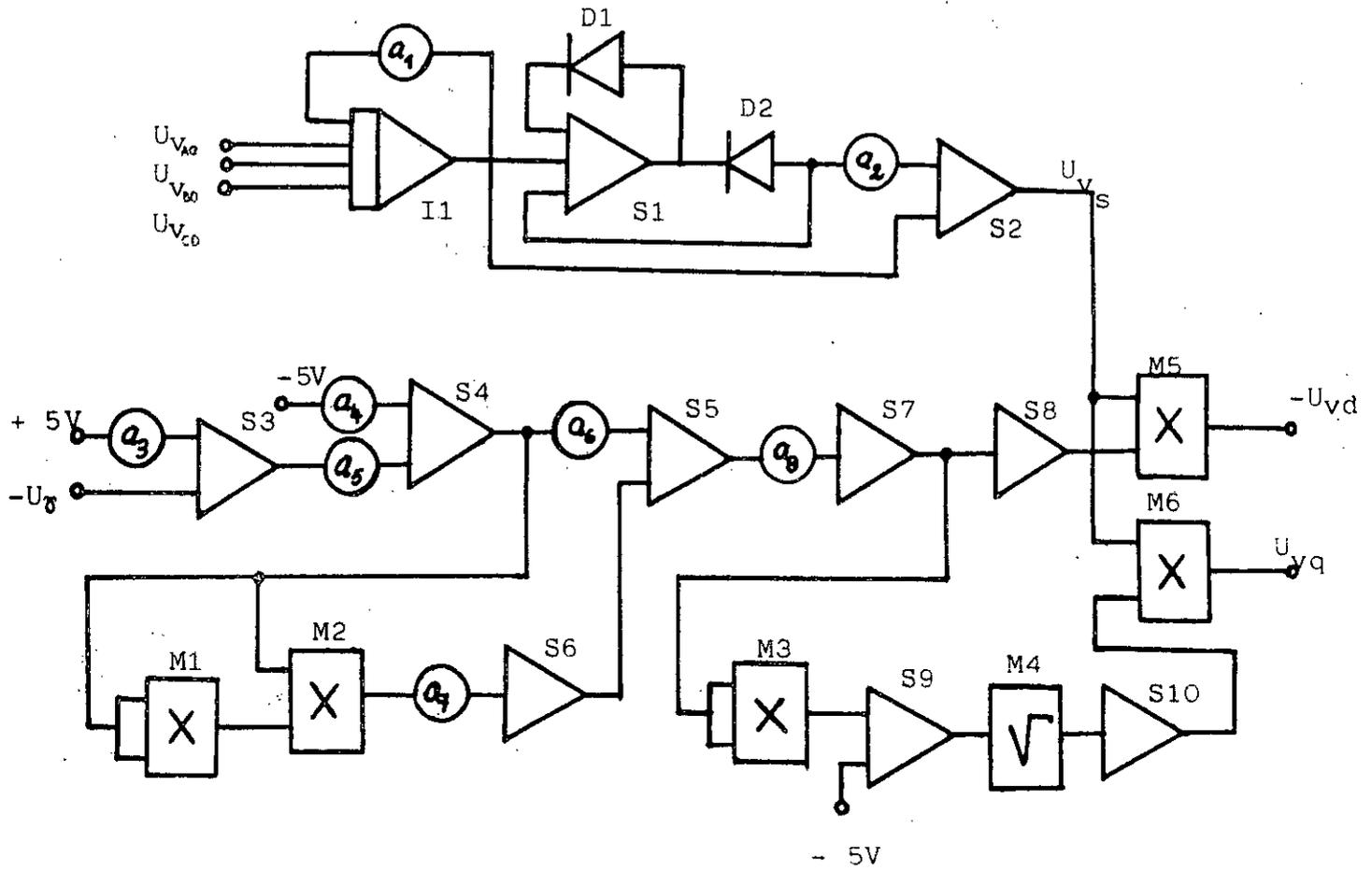


FIG II.7 - Schéma du modèle de l'alimentation dans le plan d-q :

- Les multiplieurs M_1 , M_2 et le sommateur S_5 réalisent la relation (II.14.), tandis que M_3 et M_4 en déduisent la fonction cosinus.

- Les relations (II.12) sont alors exécutées par les multiplieurs M_5 et M_6 .

II.7- CONCLUSION:

La modélisation est représentée par plusieurs schémas à cabler sur simulateur analogique-digital. Chacun d'eux, doit réaliser les mêmes fonctions, que l'organe du montage réel, qu'il représente.

Toutefois, pour des raisons d'encombrement, le redresseur commandé est modélisé par un élément apériodique du premier ordre. Un bloc original se substituant la transformation de PARK a été conçu, sur la base des développements théoriques effectuées dans le chapitre précédent.

La connexion de ces différents schémas entre eux, constitue le modèle de la machine synchrone autopilotée.

Cette simulation offre l'avantage d'effectuer le même câblage que dans le cas réel, du convertisseur statique. D'ailleurs, le schéma de la carte de commande de l'onduleur peut être exploité pour une réalisation pratique.

- CHAPITRE III -

CARACTERISTIQUES DE FONCTIONNEMENT
DE LA MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE

III.1- INTRODUCTION:

Dans ce chapitre, nous présentons les résultats de la simulation concernant la première partie de notre étude. Celle-ci, est consacrée à la détermination des caractéristiques de la machine synchrone fonctionnant en autopilotée, sans aucune loi de commande particulière.

A défaut d'un montage pratique permettant d'effectuer des expériences réelles afin de confronter les différents résultats obtenus, nous avons procédé à une seconde simulation, numérique cette fois-ci, du modèle considéré. Nous comparons, alors, les principales caractéristiques de fonctionnement, en régimes établis, obtenues par les deux méthodes, analogiques et numériques. Les réponses de l'autosynchrone en régimes transitoires dues au démarrage et à l'accroissement brusque de la tension d'alimentation ou du couple utile sont obtenues par la simulation analogique.

D'autre part, étant donné la composition du système qui se résume à deux parties distinctes fonctionnellement liées: la machine synchrone et le convertisseur statique qui l'alimente, nous vérifions d'abord, en régime établi, le fonctionnement de ce dernier. Mais auparavant, nous donnons une brève description de la simulation numérique effectuée.

III.2- SIMULATION NUMERIQUE:

Dans le cadre de notre étude, la simulation numérique est destinée à relever une seconde fois, les caractéristiques statiques de la machine synchrone autopilotée. Cependant, même dans ce régime de fonctionnement, il est nécessaire de simuler le modèle mathématique en entier du système, étant donné les grandeurs variables en fonction du temps, qui le composent.

Le programme écrit en Basic comprend, entre autre, deux sous-routines respectivement d'intégration et des équations du système. Pour l'intégration, nous utilisons la méthode de ROUNGE-KUTTA du quatrième ordre, tandis que le modèle mathématique, du huitième ordre est présenté sous la forme canonique. Le choix automatique du pas d'intégration prévu dans le programme, en fonction de la vitesse de rotation du moteur accélère les processus de calcul (annexe IV).

III.3- FONCTIONNEMENT DU CONVERTISSEUR STATIQUE:

Sur le schéma structurel du modèle de l'autosynchrone simulé (fig.II.1), le convertisseur statique comprend les éléments 2 et 4. Sa mise en service est réalisée par l'application des tensions continues V_c à l'entrée de l'onduleur et $U\Omega$ l'analogue de la vitesse sur celle du capteur de position.

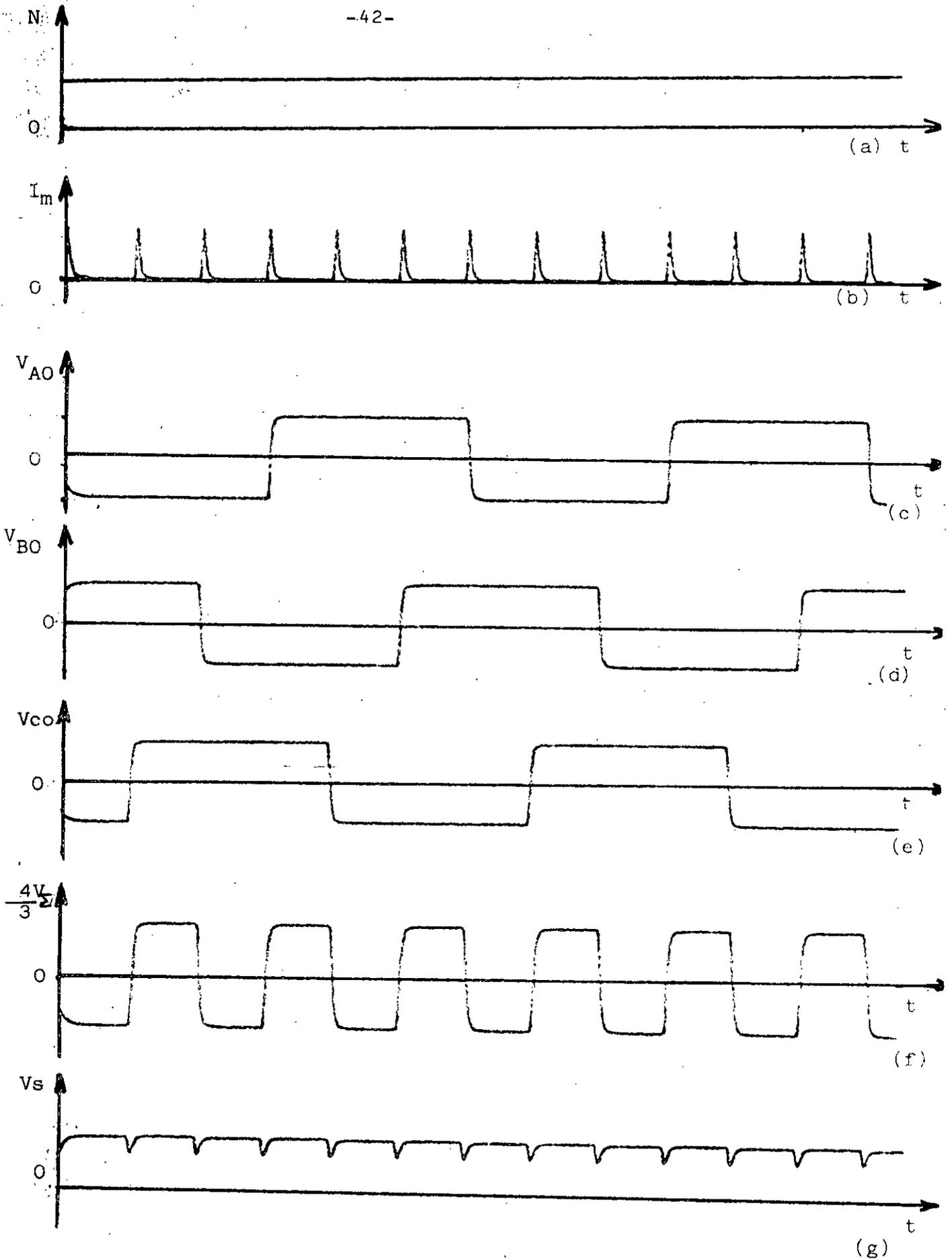


FIG III.1. - Enregistrements : a) vitesse- b) Impulsions du CP
c,d,e) Tensions - f) $V_{\Sigma} = (V_{AO} + V_{BO} + V_{CO})$
- $V_S = \frac{4}{3} |V_{\Sigma}|$

A vitesse constante, nous avons enregistré sur leurs sorties, d'une part un train d'impulsions (fig.III.b) d'autre part, un système triphasé de tensions rectangulaires d'amplitudes réglables (fig.III.1.c,d,e,).

Le branchement du modèle de l'alimentation de la machine dans le plan d-q (élément 5), permet également de faire les enregistrements (fig.III.f,g) de la somme donnée par la relation II.13 et sa valeur absolue.

Dans ce sens, notons que l'utilisation d'un intégrateur dans le rôle de sommateur, offre la possibilité de tenir compte de la diminution de V_s , due à l'interruption de conduction des transistors d'un bras de l'onduleur (temps mort), lors de chaque commutation.

Ces expériences permettent d'en déduire aussi les systèmes triphasés des tensions simples et composées (fig.III.3,4) moyennant les réalisations des relations:

$$V_A = V_{AO} - V_{NO} = V_{AO} - \frac{1}{3} V_{\Sigma} \quad (\text{III.1})$$

$$V_{AB} = V_{AO} - V_{BO} \quad (\text{III.2})$$

Les différentes ondes ainsi enregistrées et dont la fréquence ne dépend que de la vitesse de rotation de la machine, sont parfaitement conformes avec celles prévues dans le chapitre I.

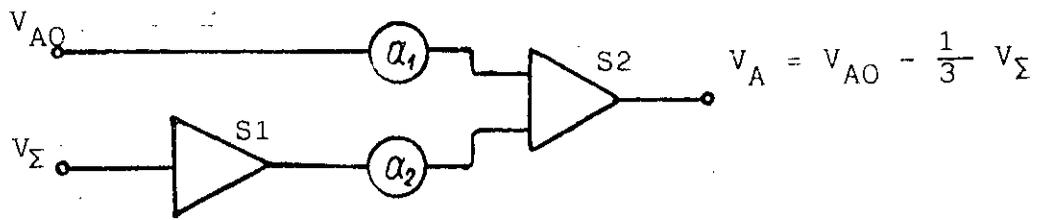


FIG III. 2.a - Réalisation des tensions simples.

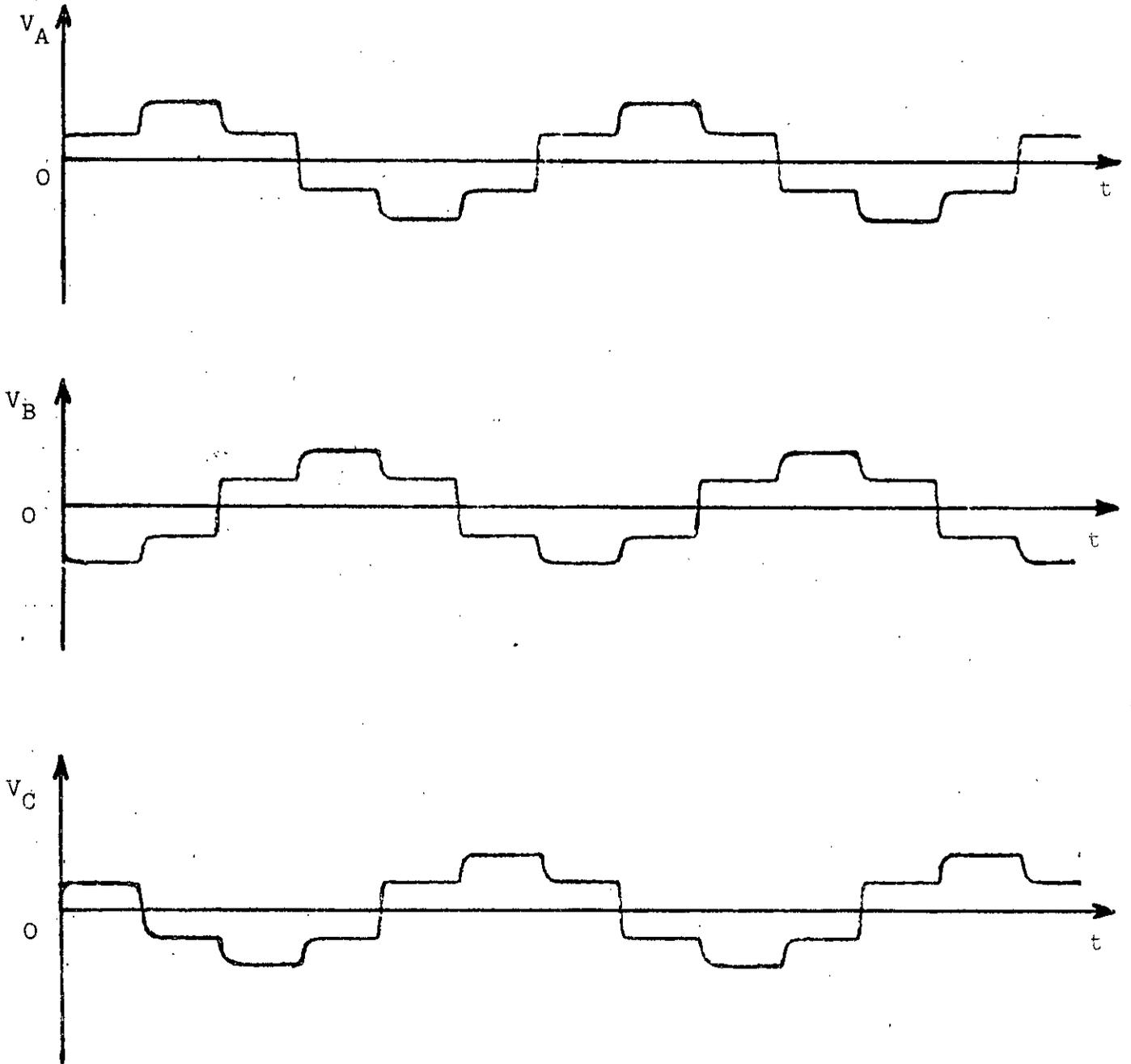


FIG III.3- Ondes des tensions simples .

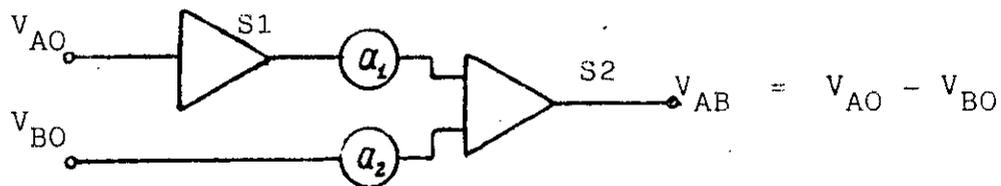


FIG III.2, b - Réalisation des tensions composées.

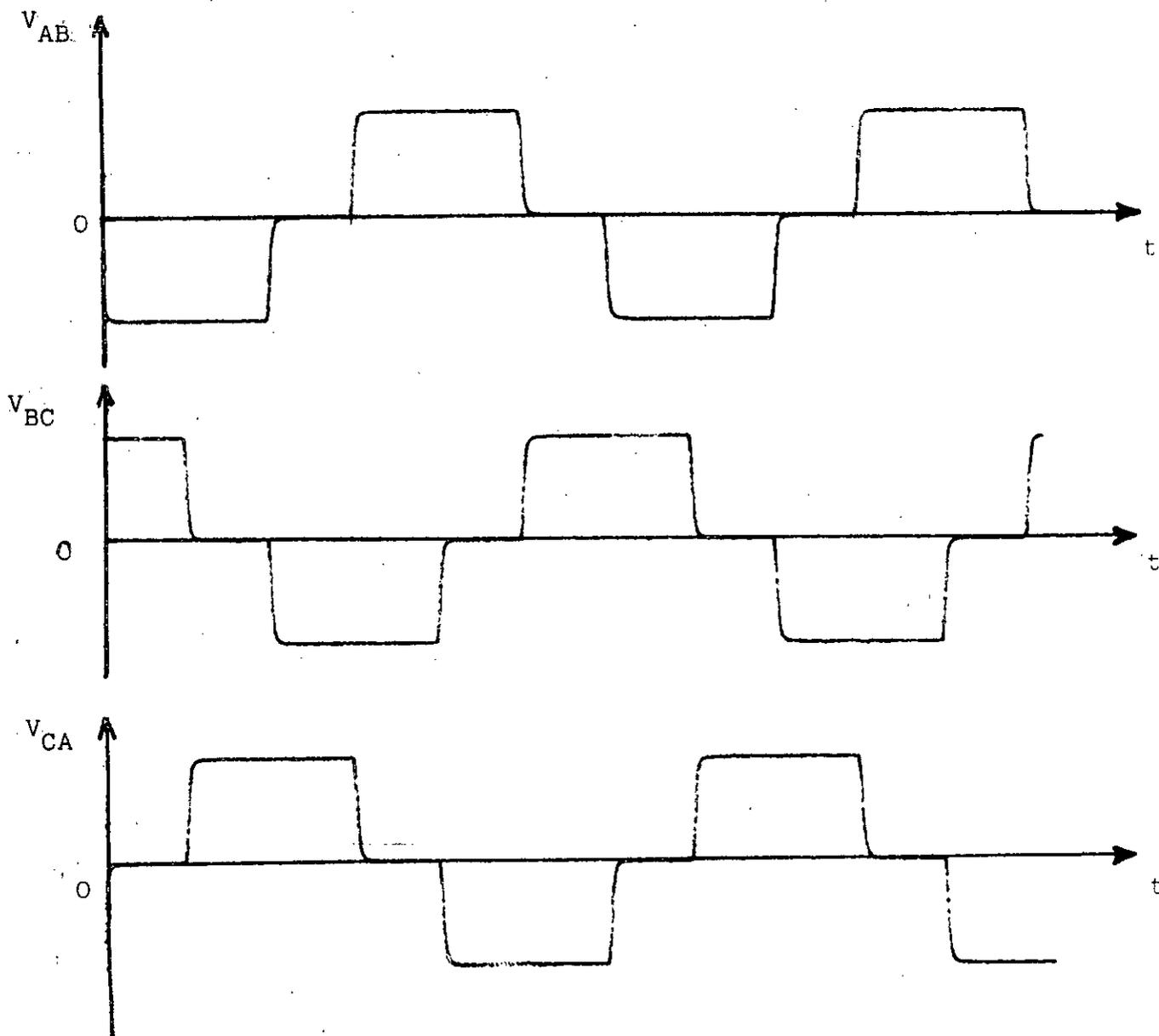


FIG III.4- Ondes des tensions composées.

III.4- CARACTERISTIQUES MOYENNES EN REGIMES ETABLIS:

Avant d'aborder la description des caractéristiques obtenues, il nous a paru nécessaire de préciser ce que signifie pour nous, un régime établi: celui-ci, est décrit par les grandeurs machine variables selon les ondes de la figure III.5, alors que celles de réglage sont fixées. La vitesse correspondante est pratiquement constante.

De même, nous utilisons l'expression (I.11) du couple électromagnétique pour donner des interprétations analytiques, dans les limites admissibles, de chaque mode de fonctionnement.

III.4.1- Fonctionnement à V_s et θ_0 constants:

Nous avons relevé, pour quatre valeurs différentes de la tension d'alimentation, un réseau de caractéristiques mécaniques, montrant les variations de la vitesse de rotation du moteur en fonction du couple utile (fig.III.6).

La relation I.11 du couple électromagnétique, dans laquelle, rappelons-le, V_m et δ varient dans le même sens avec V_s et θ_0 , s'écrit:

$$M_e \Omega = \frac{3}{2} \frac{L_m I_f}{L} V_m k \sin \delta = C_{ok} \quad (\text{III.3})$$

d'où:

$$\Omega = \frac{C_{ok}}{M_e} ; \quad (C_{ok} = \text{Cste} , k = 1, 2, 3, 4) \quad (\text{III.4})$$

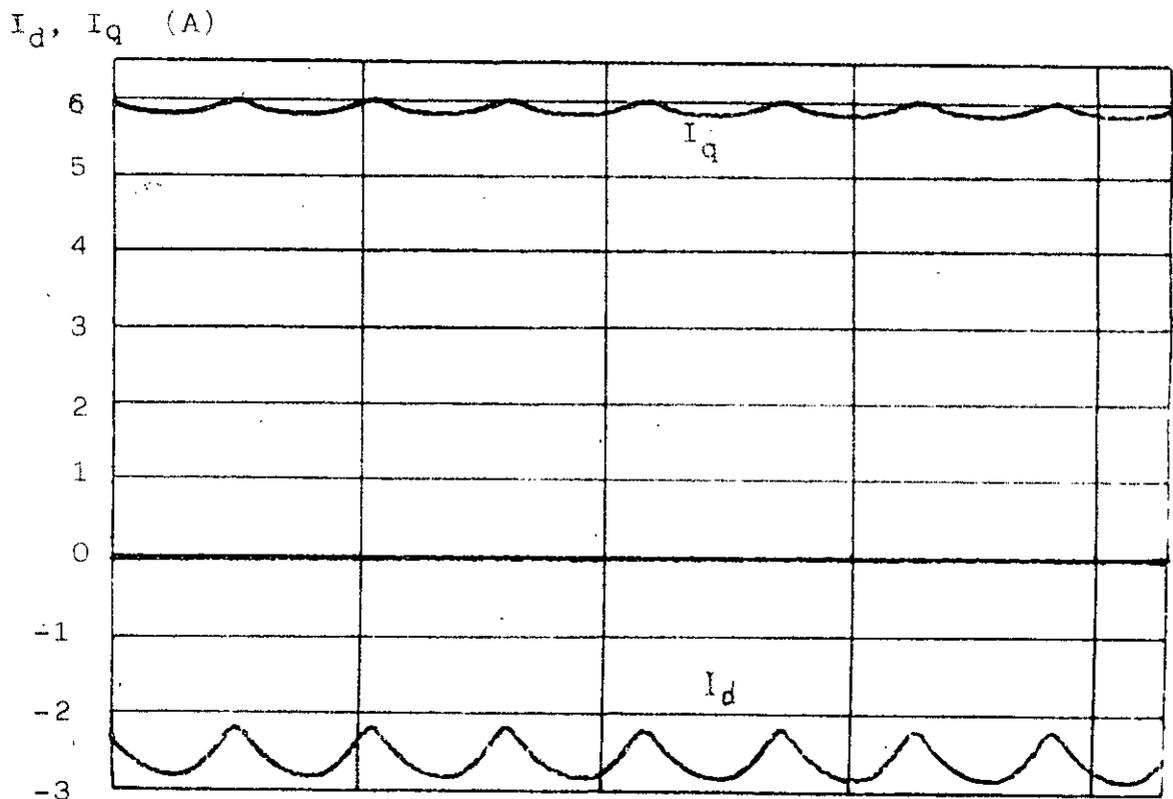
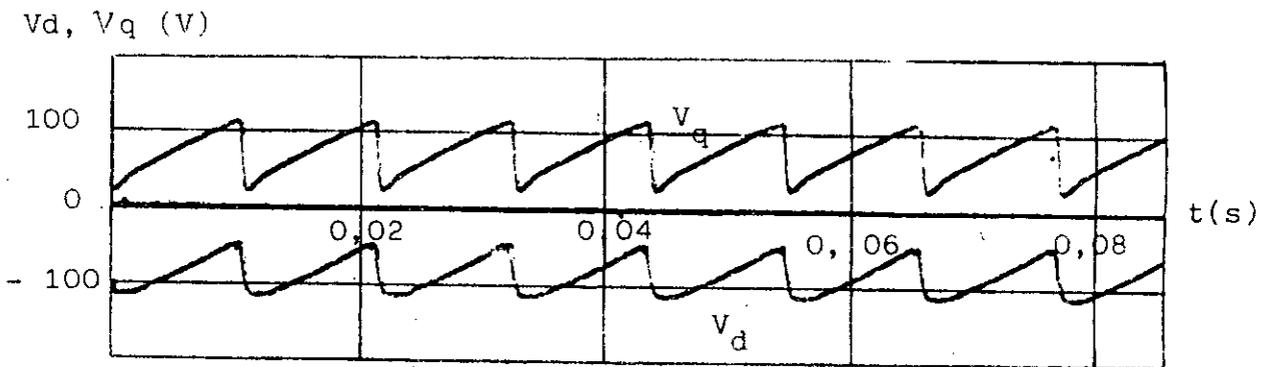
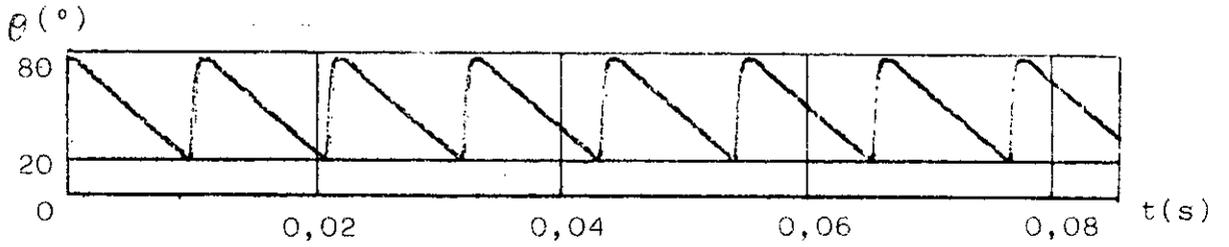
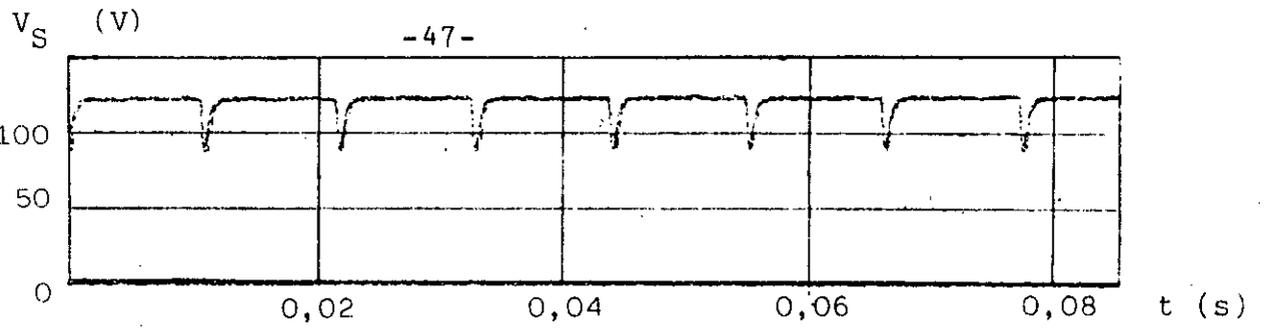


FIG III.5- Formes d'ondes en régime établi
 $N = 450t / mn$ $Mu = 20$ Nm

ce qui explique, l'allure hyperbolique des courbes obtenues.

Toutefois, pour les faibles vitesses, cette relation n'est plus valable car les résistances des enroulements ne sont pas négligeables. Il en est de même pour le fonctionnement à vide pendant lequel la vitesse n'est limitée que par le couple de frottement.

III.4.2- Fonctionnement à θ_0 et M_u constants:

Les caractéristiques décrivant ce mode de fonctionnement sont données par la figure III.7. Leur allure est vérifiée par la relation:

$$\Omega = \frac{3}{2} \frac{L_m I_f \sin \delta}{L M_e} \cdot V_m \quad (\text{III.5})$$

étant donné que le couple M_e n'est pas constant.

En fait, ces caractéristiques indiquent le réglage nécessaire, au cas précédent, pour que le fonctionnement soit à couple constant. Dans ce sens, la loi de commande souvent utilisée dans les systèmes à chaîne ouverte, consiste à maintenir le rapport $\frac{V_m}{f}$ constant.

III.4.3- Fonctionnement à V_s et M_u constants:

Les courbes relevées pour différentes valeurs du couple utile (fig.III.8) mettent en évidence l'influence du second paramètre de réglage sur vitesse de rotation de la machine. Leurs tendances vers des allures sinusoidales sont d'ailleurs, vérifiées dans les limites admissibles, par la relation précédente, qu'on peut réécrire sous la forme:

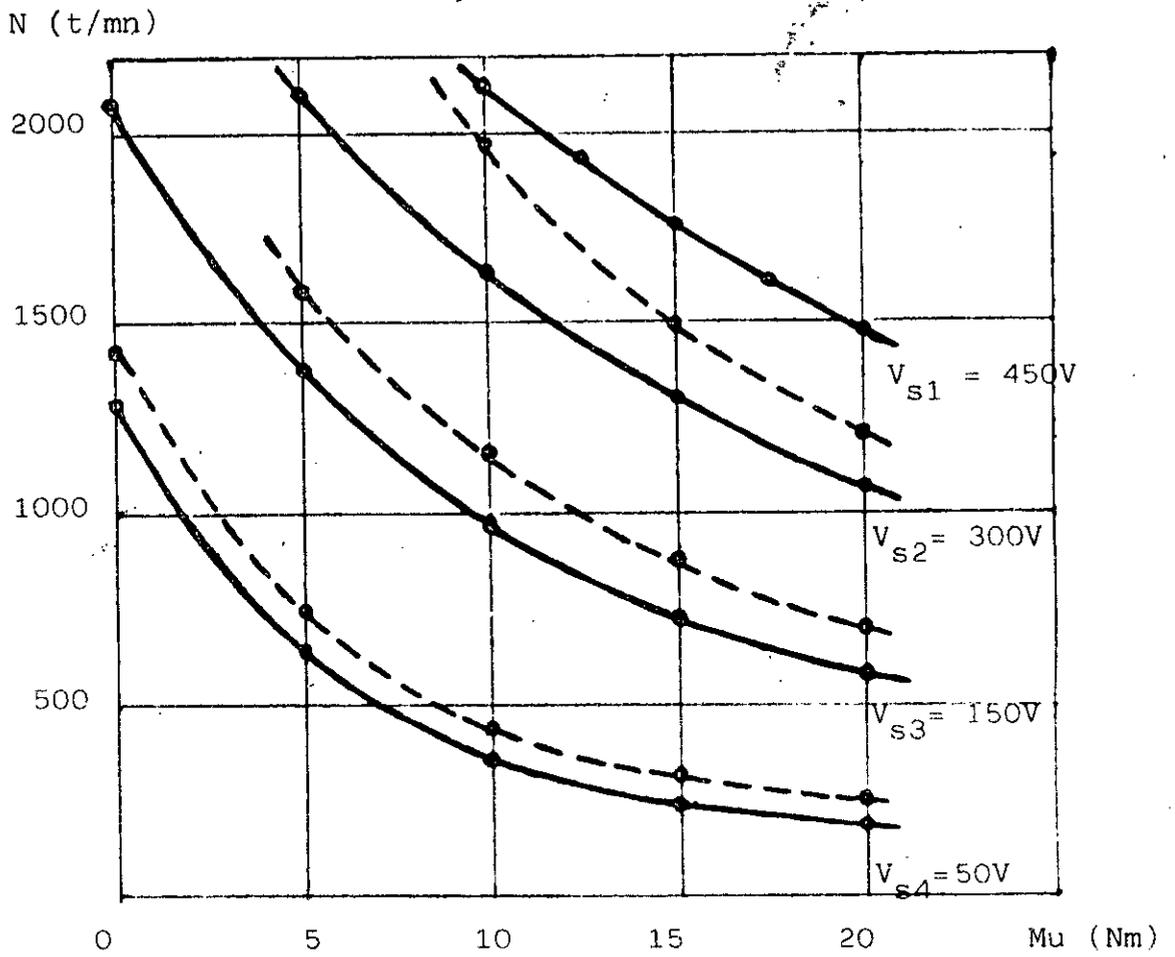


FIG III.6- Caractéristiques mécaniques, $\theta_0 = 50^\circ$

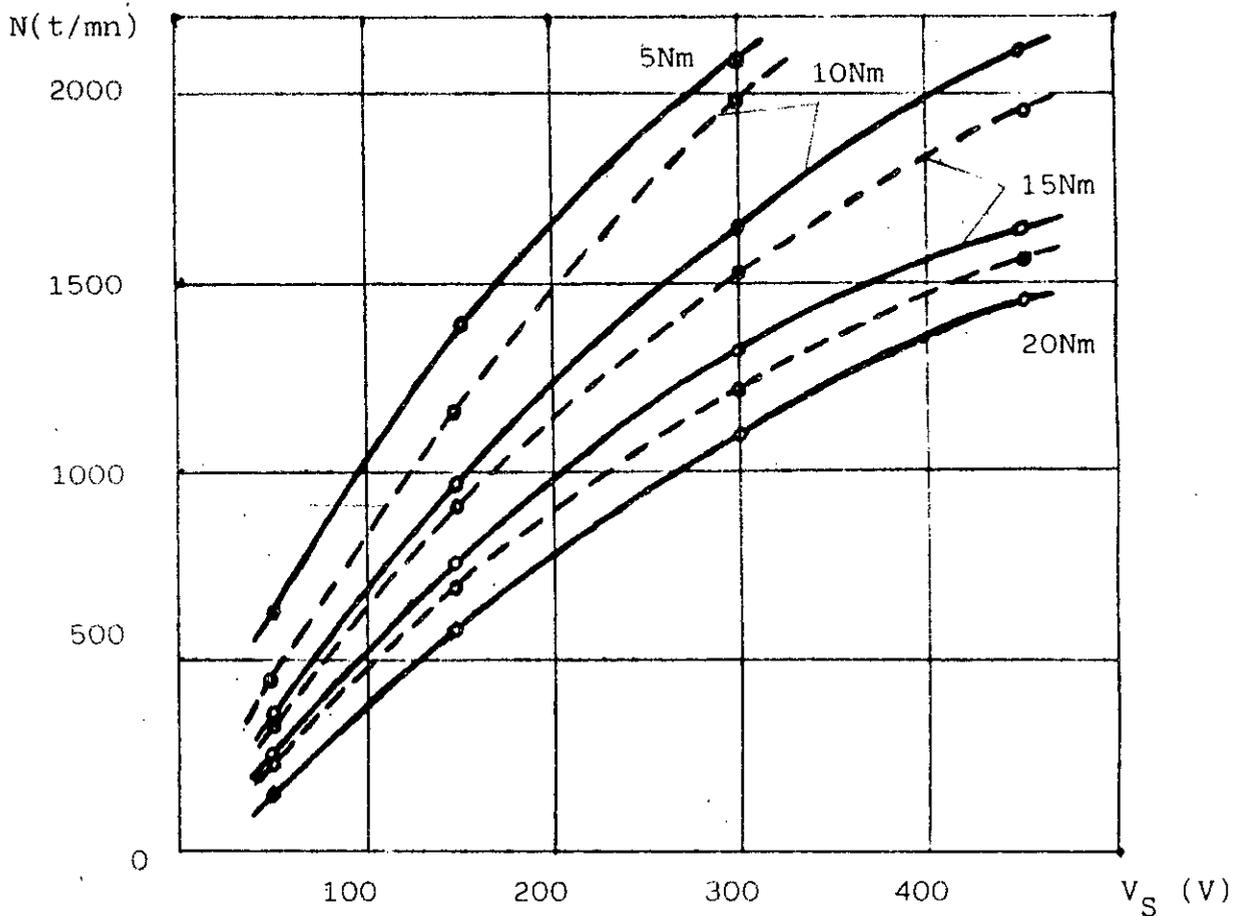


FIG III.7- Caractéristiques de réglage, $\theta_0 = 50^\circ$



$$\Omega_k = C_{1k} \sin \delta \quad (C_{1k} = \text{Cste} ; k = 1, 2, 3, 4) \quad (\text{III.6})$$

III.4.4- Caractéristiques du courant absorbé:

A titre de vérification de l'évolution du courant absorbé par le moteur, nous avons relevé en fonction de la vitesse, le réseau de courbes données par la figure III.9. Ces expériences qui sont faites à tension d'alimentation élevée et différents angles de commutation confirment le fonctionnement du modèle simulé.

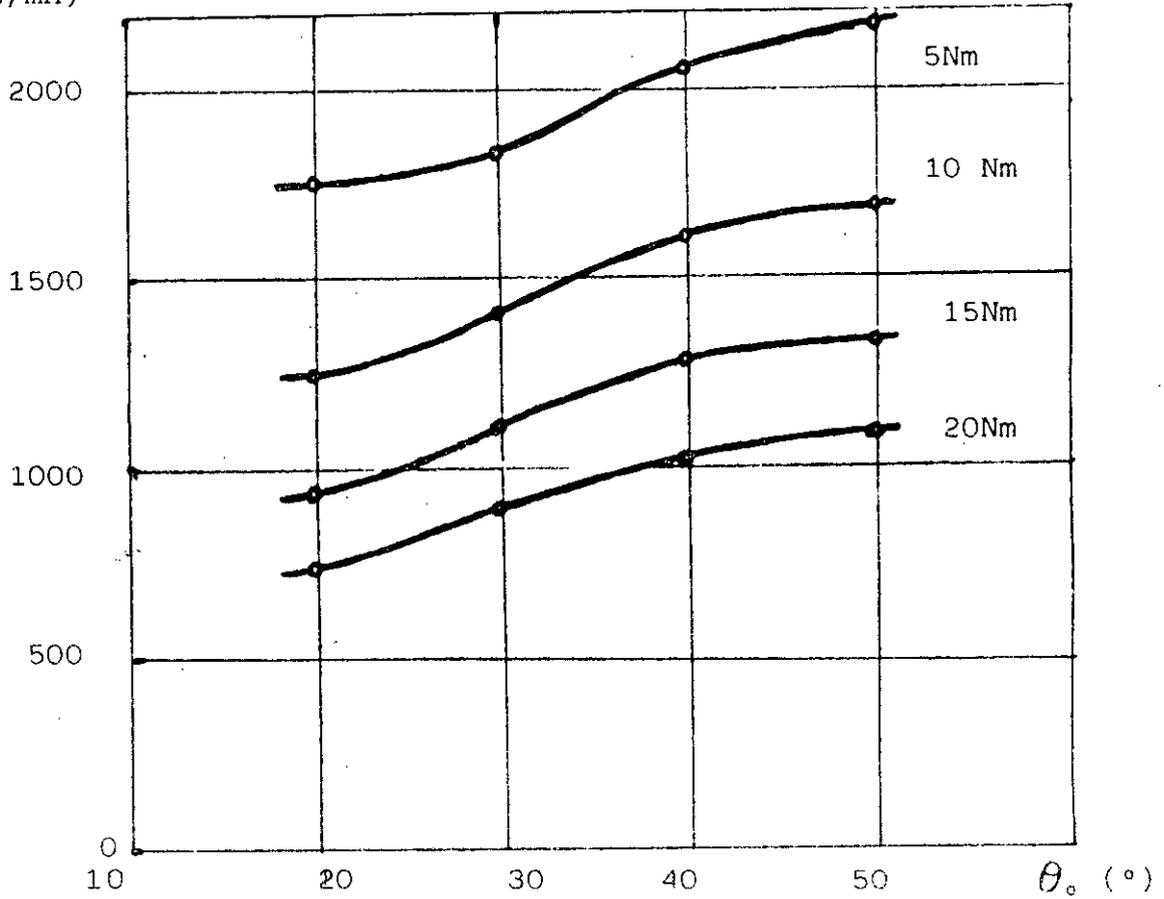
III.5- REGIMES TRANSITOIRES:

L'étude du comportement de la machine synchrone autopilotée en régimes transitoires, permet d'une part, d'évaluer son aptitude à supporter certains régimes parfois sévères et d'autre part, de définir au mieux les dispositifs de commande et de réglage qui lui seront associés.

Parmi ces régimes qui sont pratiquement dus à des variations brusques des grandeurs extérieures appliquées à la machine, le démarrage constitue un cas important. En effet, à l'arrêt l'absence de f.e.m. et la grande différence entre les constantes de temps électrique et mécanique font que le courant prend des valeurs prohibitives. Or le dimensionnement du convertisseur statique dépend étroitement de la valeur admissible de celui-ci.

La présente expérience consiste donc, pour différents essais, à observer les réactions du système simulé en vu de son asservissement.

N (t/mn)



FIG=III.8- Caractéristiques vitesse - angle θ_0 ;
à $V_s = 300$ V

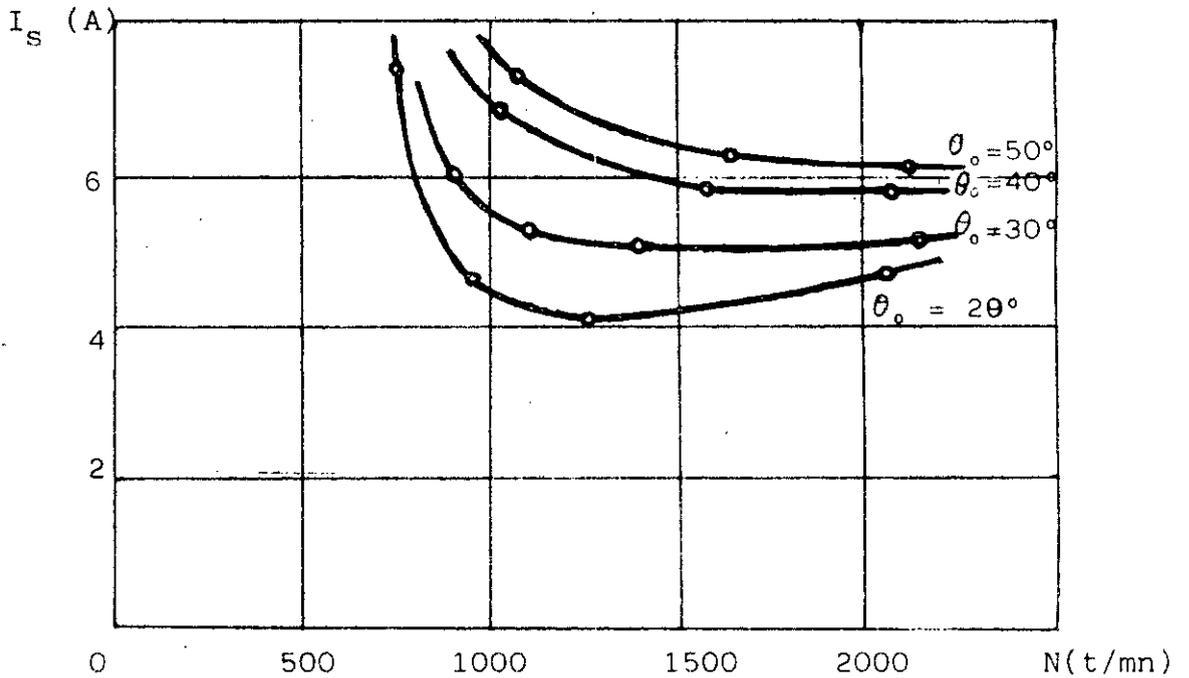


FIG III.9 - Caractéristiques courant - vitesse
à $V_s = 300$ V

Parmi les caractéristiques dynamiques enregistrées, celles de la figure III.10, décrivent le démarrage du moteur. Pour une tension statorique de 60 V, le courant absorbé ne dépasse pas la valeur de 20 A.

Les autres caractéristiques représentent les réponses temporelles du système à des variations brusques des deux paramètres les plus susceptibles de changements et qui sont la tension d'alimentation et le couple (fig.III.11,12,13).

III.6- CONCLUSION:

Le modèle de la machine synchrone autopilotée ainsi décrit, n'a fait l'objet d'aucune loi de commande particulière, aussi, avons-nous cherché dans ce chapitre à déterminer son comportement "naturel" en vu de son asservissement.

En régimes établis, les caractéristiques obtenues, tant par la simulation analogique que numérique, montrent la validité de ces deux méthodes. La relation analytique du couple électromagnétique confirme le modèle simulé. De même, elles mettent en évidence, le fonctionnement médiocre d'un tel variateur de vitesse (fig.III.6) et offrent également le moyen d'y remédier (fig.III.7). D'autre part, la substitution de la relation II.12. aux rôles des fonctions sinusoidales, limite les possibilités de réglage de l'angle θ_0 à la valeur maximale de 50° .

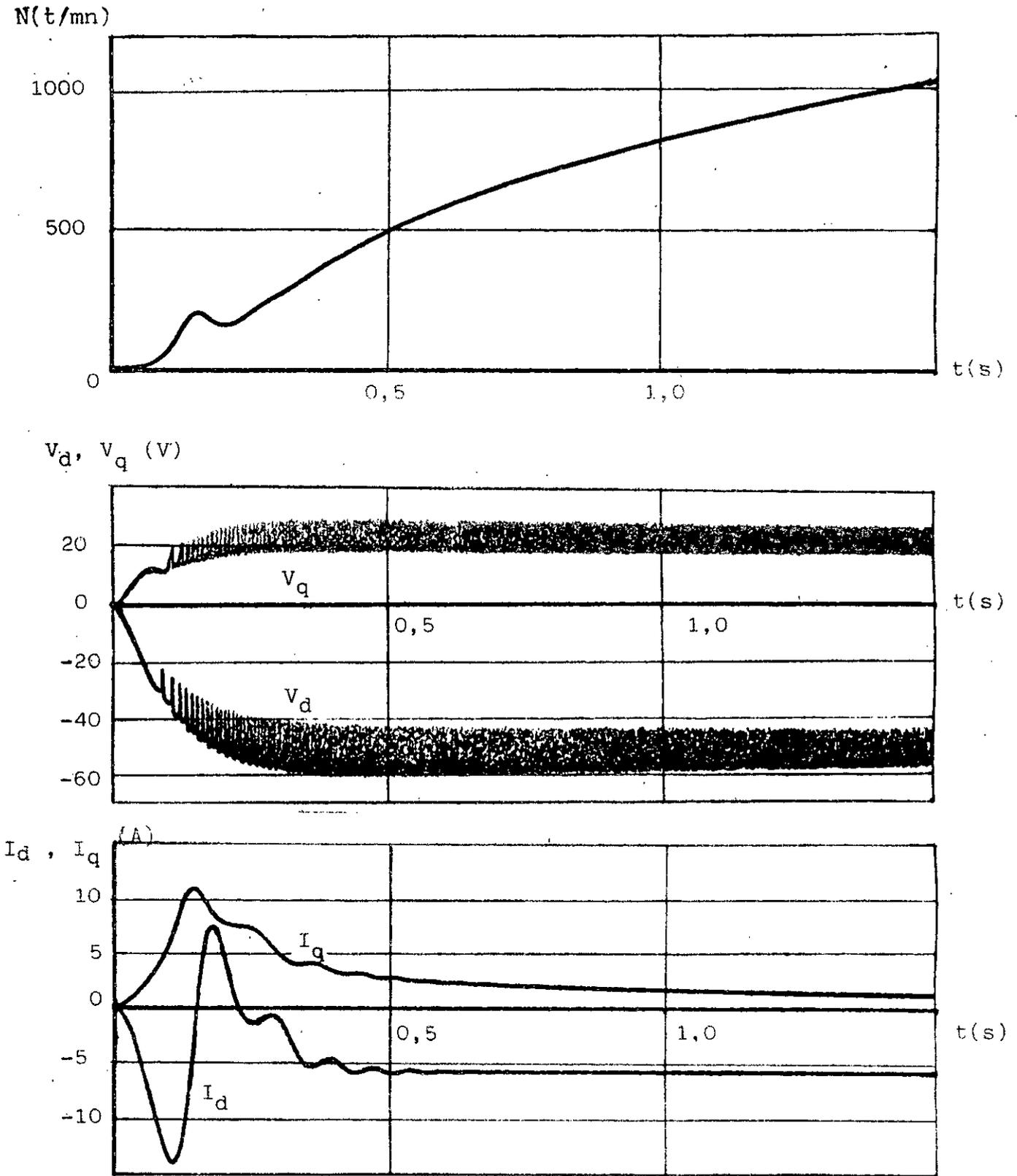


FIG III.10- Caractéristiques dynamiques de la MSA au démarrage
 $V_S = 60 \text{ V}$; $\theta_0 = 50^\circ$; $\mu = \text{nul}$.

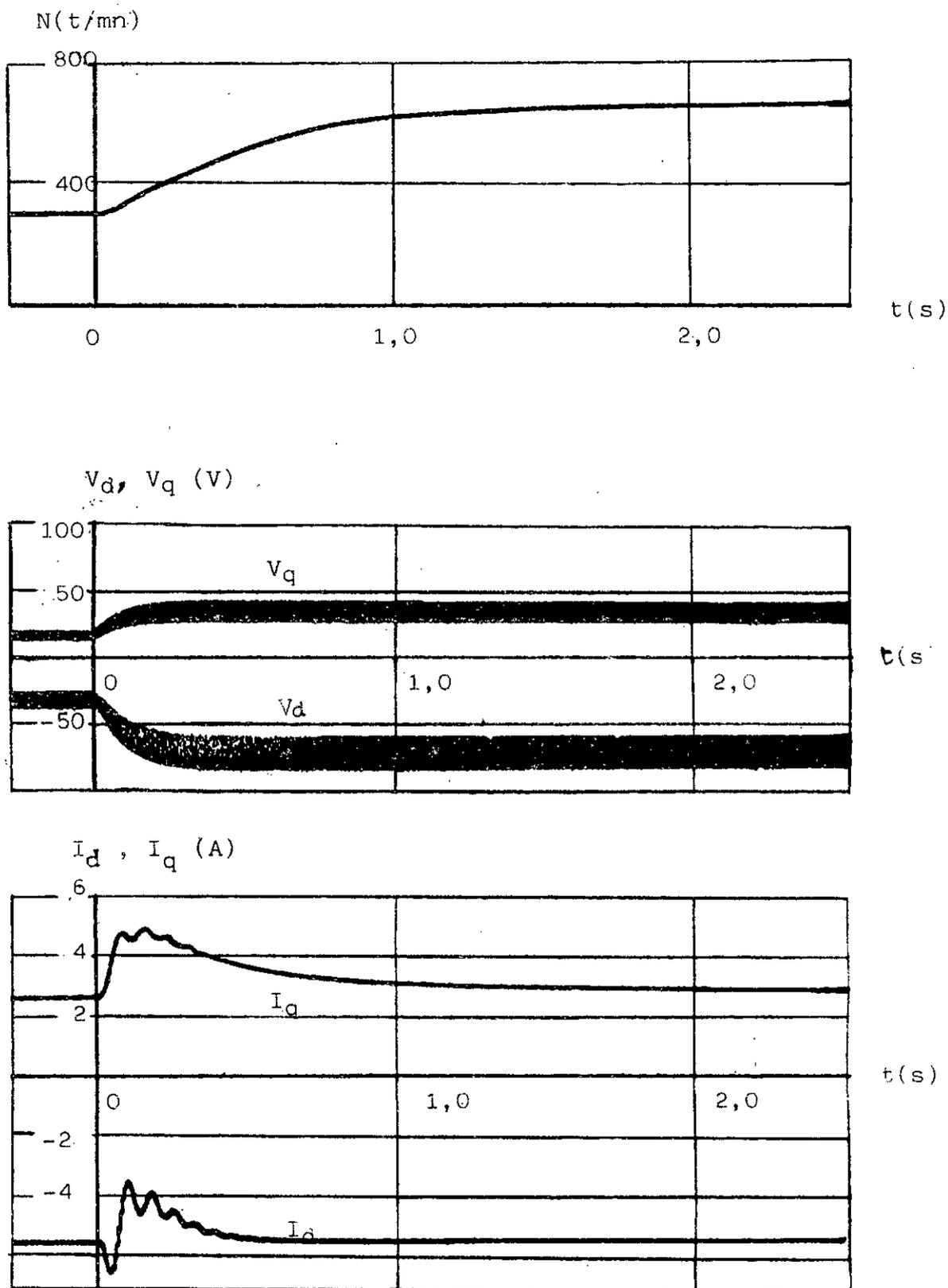
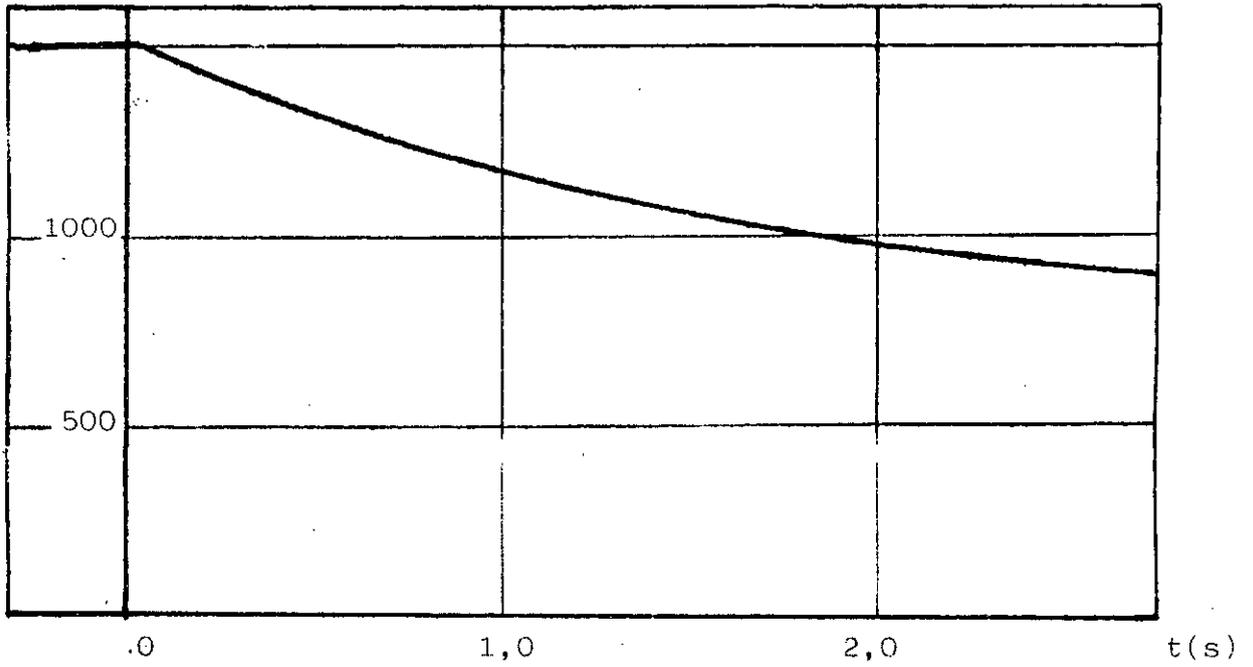
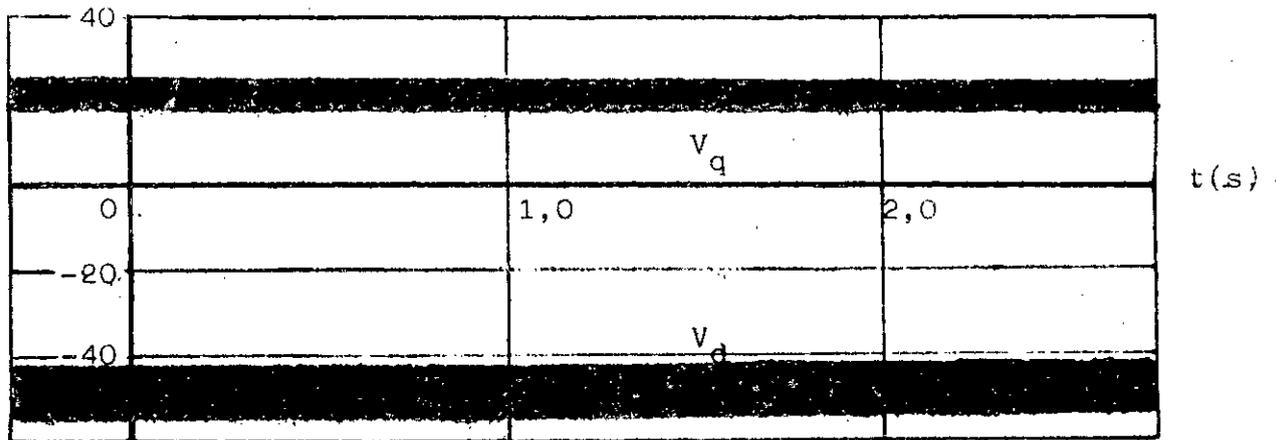


FIG III.11- Réponses à un saut de la tension $V_s(40-90)V$.
 $M_u = 10Nm ; \theta_o = 50^\circ$

$N(t/mn)$



V_d, V_q (V)



I_d, I_q (A)

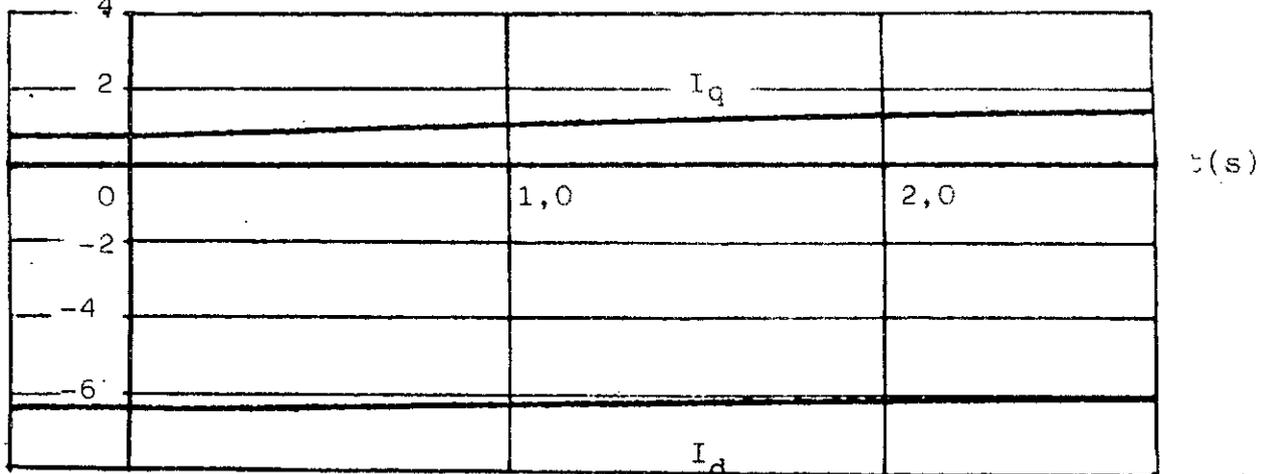
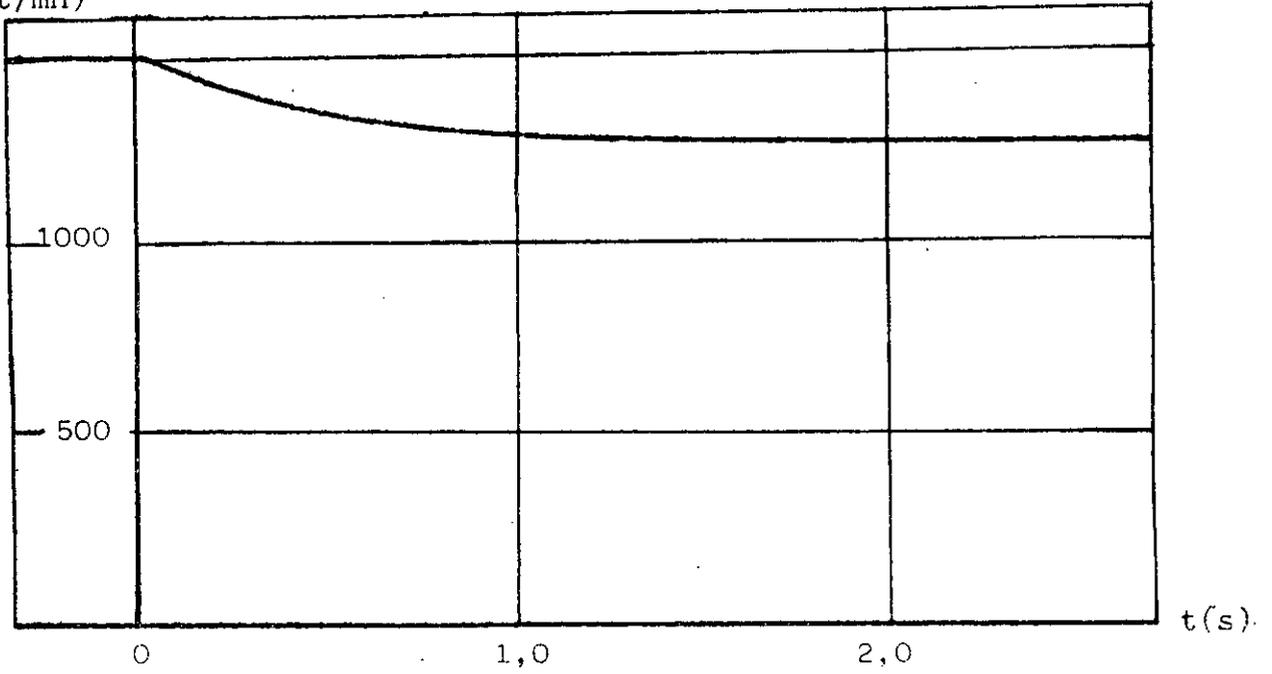


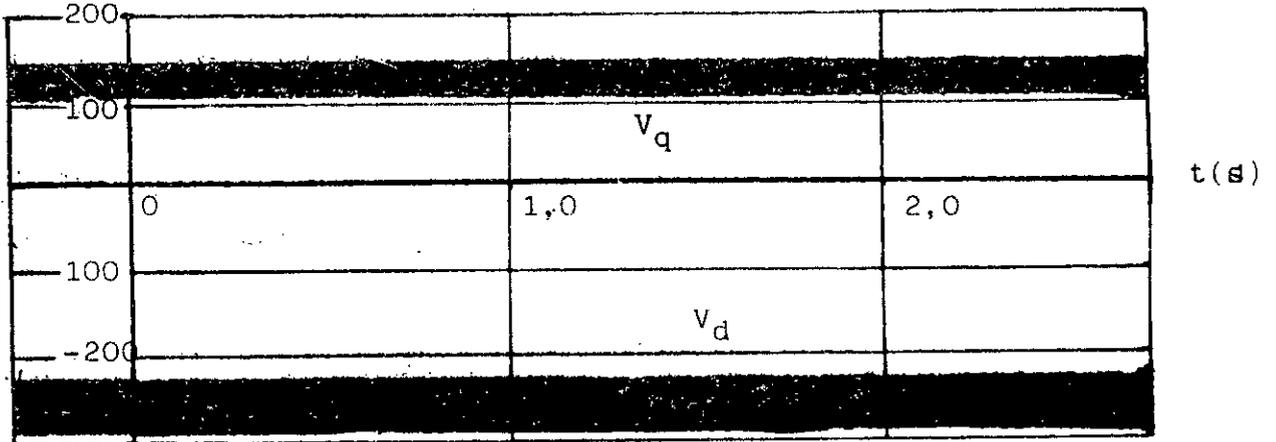
FIG III.12- Réponses à un saut du couple M_u (0 - 5) Nm.

$V_s = 50$ V ; $\theta_r = 50^\circ$

N (t/mn)



V_d, V_q (V)



I_d, I_q (A)

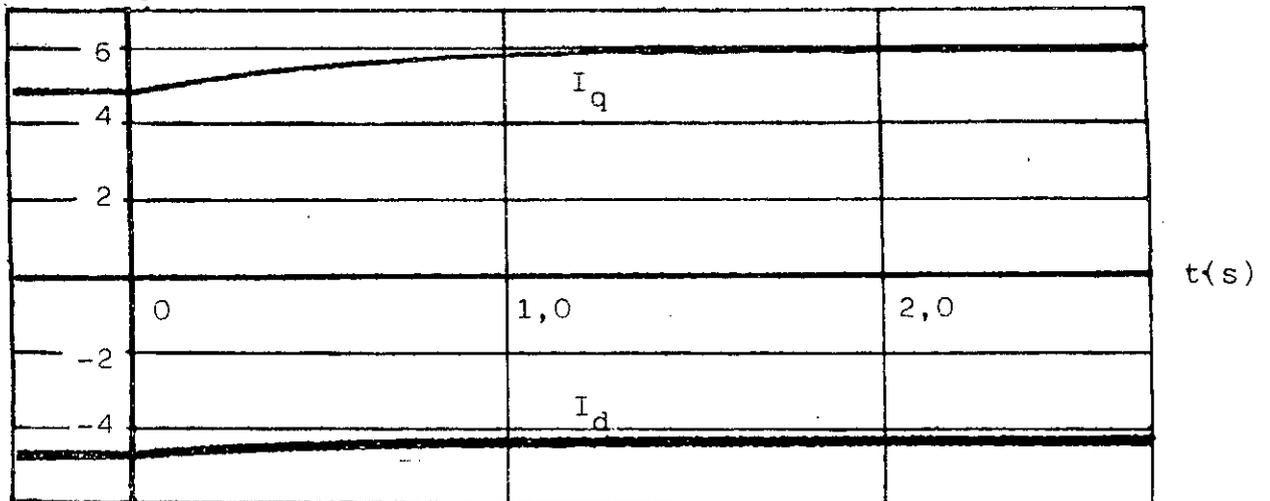


FIG III.13- Réponses à un saut du couple M_u (15-20)Nm
 $V_s = 355$ V : $\theta_0 = 50^\circ$

Certains régimes transitoires considérés, correspondent pratiquement à des cas de fonctionnement rares où, soit la tension d'alimentation, soit la charge croissent brusquement. Les essais de démarrage montrent quant à eux, l'évolution importante du courant, d'où la nécessité d'une stratégie de mise en marche visant sa limitation et par conséquent, le dimensionnement du convertisseur statique.

- CHAPITRE IV -

SYSTEME ASSERVI

IV.1- INTRODUCTION:

Les expériences précédentes ont montré l'analogie de la machine synchrone autopilotée alimentée en tension, avec le moteur à excitation série. Mais l'étroite dépendance vitesse-couple, ainsi que l'accroissement important du courant au démarrage, réduisent considérablement les possibilités d'emploi d'un tel variateur de vitesse en l'absence de régulation appropriée.

Pour être maître de la vitesse de rotation, quelque soit le couple imposé par la charge et limiter le courant, on se propose d'étudier le système asservi à chaîne fermée.

IV. 2- SYSTEME ASSERVI A CHAINE FERMEE:

L'autosynchrone précédemment étudiée devient l'objet commandé dans cette partie.

Outre ce dernier, la chaîne directe du système est constituée de deux régulateurs respectivement de la vitesse et du courant, ainsi que deux comparateurs. Les boucles de retour correspondantes comprennent les capteurs des deux grandeurs en question (fig.IV.1).

IV.2.1- Régulation de la vitesse:

Le comparateur C_1 élabore l'erreur courante V_e entre les tensions V_e de référence et $V\Omega$ délivrée par le capteur proportionnellement à la vitesse du moteur. Le

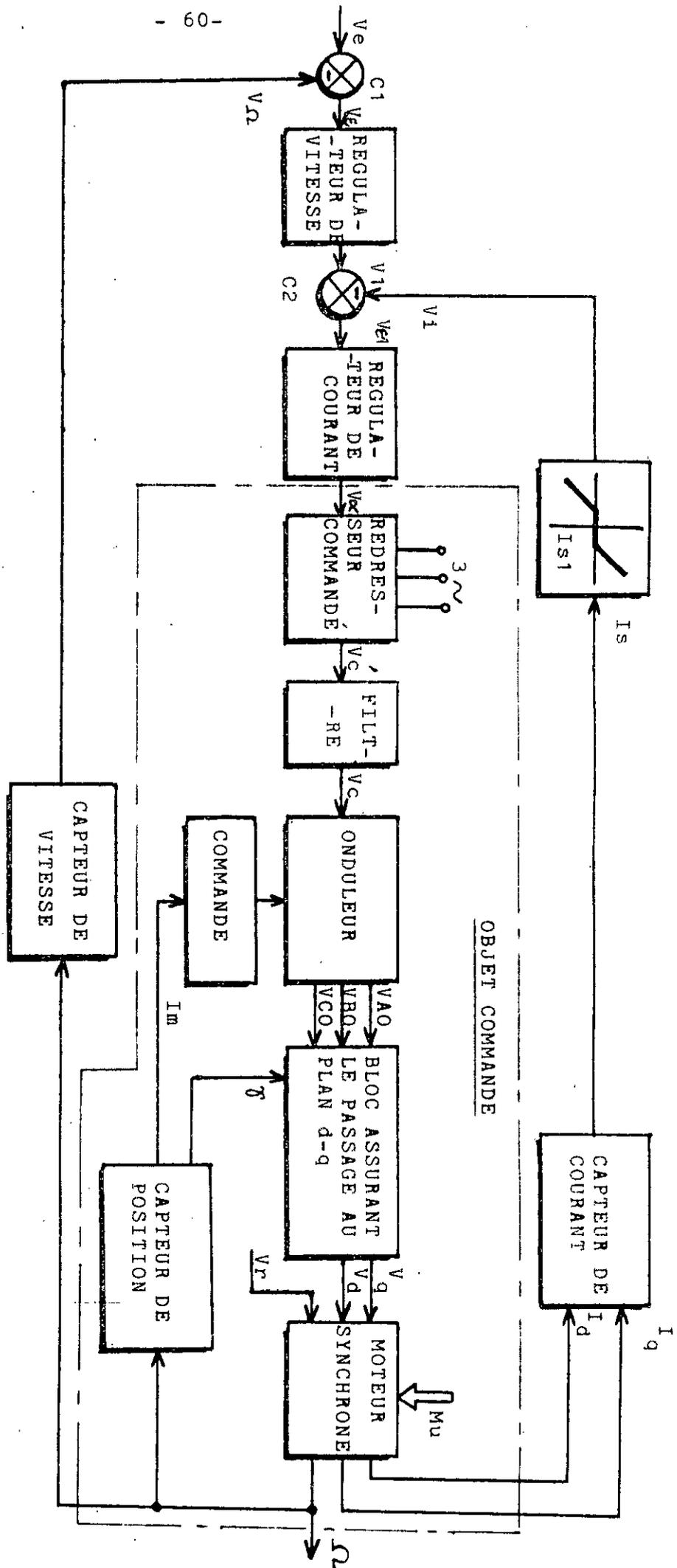


FIG IV.1 - Système asservi à chaîne fermée.

régulateur de cette dernière que nous avons choisi du type proportionnel-intégral (PI) élimine l'erreur statique de la vitesse, ce qui donne un fonctionnement précis du système. Sa fonction de transfert est:

$$W(s) = \frac{T_i s + 1}{T_i s}$$

La constante d'intégration T_i reste à déterminer.

IV.2.2- Régulation du courant:

La boucle correspondante comprend un capteur de courant qui fournit à un bloc de caractéristiques non linéaire, la valeur absolue:

$$I_s = \sqrt{I_d^2 + I_q^2}$$

Dès que celle-ci dépasse une valeur de consigne I_{s1} , ce bloc délivre à son tour une tension V_i qui vient réduire l'action V_{ei} sur le régulateur de courant, du type proportionnel.

Successivement, cela entraîne des diminutions des tensions en cascade et donc celle du courant absorbé par le moteur.

IV.2.3- Fonctionnement - stabilité:

Il est connu que l'étude de la stabilité constitue une phase importante lors de la conception des systèmes asservis à chaîne fermée.

Si les méthodes analytiques sont bien développées pour les systèmes linéaires, elles demeurent cependant, difficilement applicables pour les autres notamment dans notre cas ou le modèle est essentiellement non linéaire.

Toutefois, grâce à la simulation réalisée, il est possible de déterminer expérimentalement les valeurs des paramètres assurant la stabilité du système, soient: le gain de la chaîne directe, la constante de temps d'intégration ainsi que ceux du bloc non linéaire dans la boucle du courant.

Mais, en tenant compte du dépassement et de la rapidité pendant nos investigations, afin de donner au système les caractéristiques dynamiques désirées, le dilemme stabilité- précision s'est posé. En effet, pour une valeur fixée du gain, si le modèle est performant pour les basses vitesses, il ne le sera plus quand celles-ci sont élevées et réciproquement. Le premier cas s'est traduit par la perte de la stabilité, tandis que le second par l'augmentation du temps de réponse.

Les différents essais effectués ont montré donc que le choix d'une seule valeur du gain de la chaîne directe ne peut satisfaire les performances dynamiques désirées sur les gammes entières de vitesse et de couple.

Par conséquent, nous optons pour un système asservi adaptatif dont le gain varie automatiquement.

IV.3- SYSTEME ASSERVI ADAPTATIF:

IV.3.1- Première variante:

Le système asservi adaptatif le plus simple à réaliser est celui dont le gain varie discrètement. Le principe consiste à incérer successivement les valeurs K_1 , K_2 , K_3 , du gain dans la chaîne directe, en fonction de trois niveaux différents de l'erreur courante, assurant la stabilité et les performances dynamiques du système (fig.IV.2).

Le schéma du modèle simulé comprend tous les éléments nécessaires à une réalisation pratique (fig.IV.3).

- Le sommateur S_1 joue le rôle du comparateur C_1 .
- L'analyseur de l'erreur comprend un bloc standart fournissant la valeur absolue de celle-ci à deux comparateurs Co_1 et Co_2 .
- Ces derniers commandent les commutateurs électroniques As_1 et As_2 aux entrées desquels sont branchés trois potentiomètres, représentant les valeurs du gain.
- L'intégrateur I_1 et les sommateurs S_6 , S_7 complètent la chaîne directe (régulateur PI).
- La boucle de retour du courant comprend les multiplieurs M_1 , M_2 et le sommateur S_4 représentant le

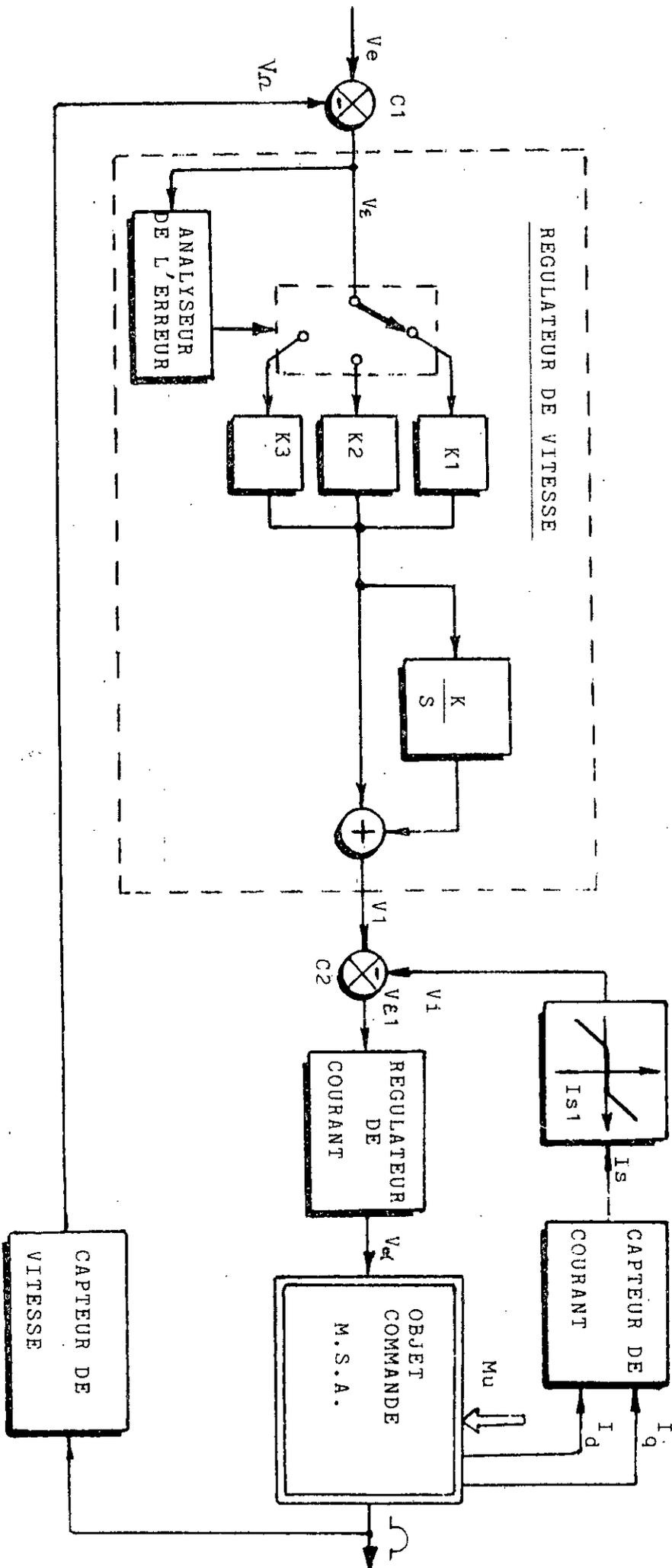


FIG IV.2 - Système asservi adaptatif, première variante.

capteur de celui-ci d'une part, suivi d'un bloc standart non linéaire dit à zone morte ou insensibilité [15] d'autre part.

Le modèle étant adopté, il reste à déterminer les valeurs des potentiomètres de la chaîne directe principalement; les autres étant explicites par la documentation des simulateurs. Mais pour la mise en oeuvre de la simulation, il a fallu estimer les valeurs initiales de ces potentiomètres, puis elles ont été corrigées dans le sens de l'amélioration des caractéristiques dynamiques du système. Il en résulte finalement:

$$a_1 = \text{consigne} \quad a_2 = 0,200 \quad a_3 = 0,400 \quad a_4 = 0,150$$

$$a_5 = 0,045 \quad a_6 = 0,130 \quad a_7 = 0,200 \quad a_8 = a_9 = 0,025$$

$$a_{10} = 0,975 \quad a_{11} = 0,140 \quad a_{12} = 0,050 \quad a_{13} = 0,550$$

Les processus transitoires décrivant le comportement du système adaptatif ainsi conçu sont donnés par les figures IV.4,5,6. Il est facile de constater les changements du gain. Ils correspondent à l'accroissement brusque des tensions, suivies par les oscillations des courants. L'évolution de la tension V_1 délivrée par le bloc non linéaire reflète le fonctionnement de la boucle de retour du courant. Ces caractéristiques permettent de constater aussi la stabilité du système et ses performances telles que la précision et la rapidité qui sont satisfaisantes même lorsque la référence est maximale (fig.IV.4).

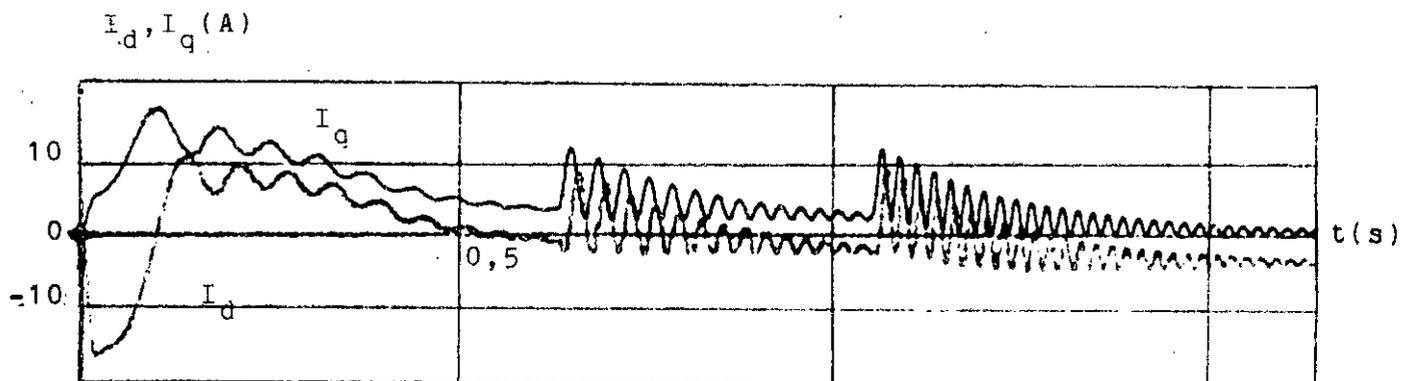
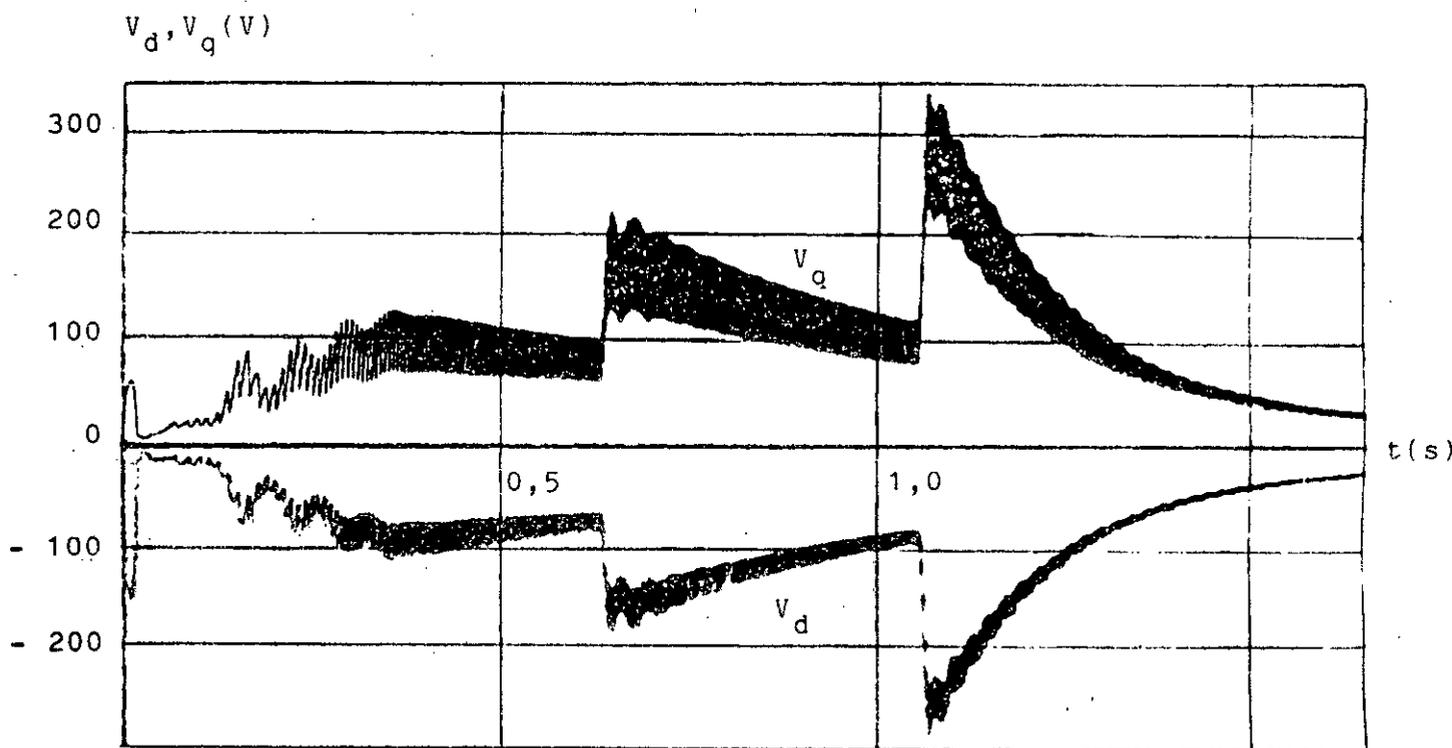
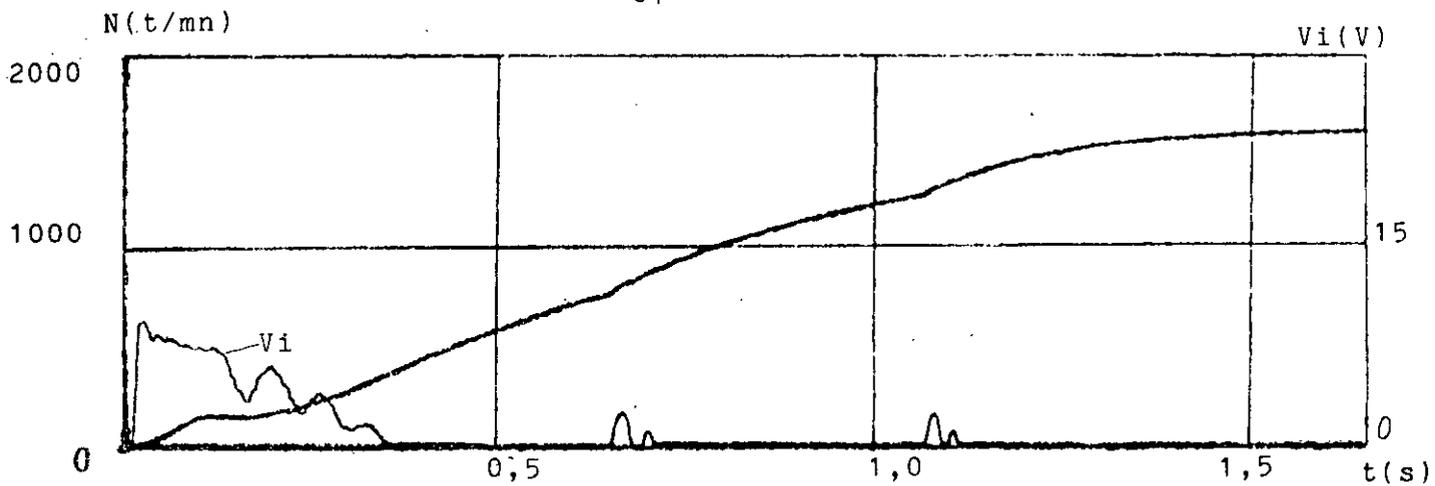


FIG. IV.4 - Caractéristiques dynamiques du démarrage du système asservi adaptatif - 1^o variante -
 $\theta_0 = 50^\circ$; $N = 1600$ t/mn

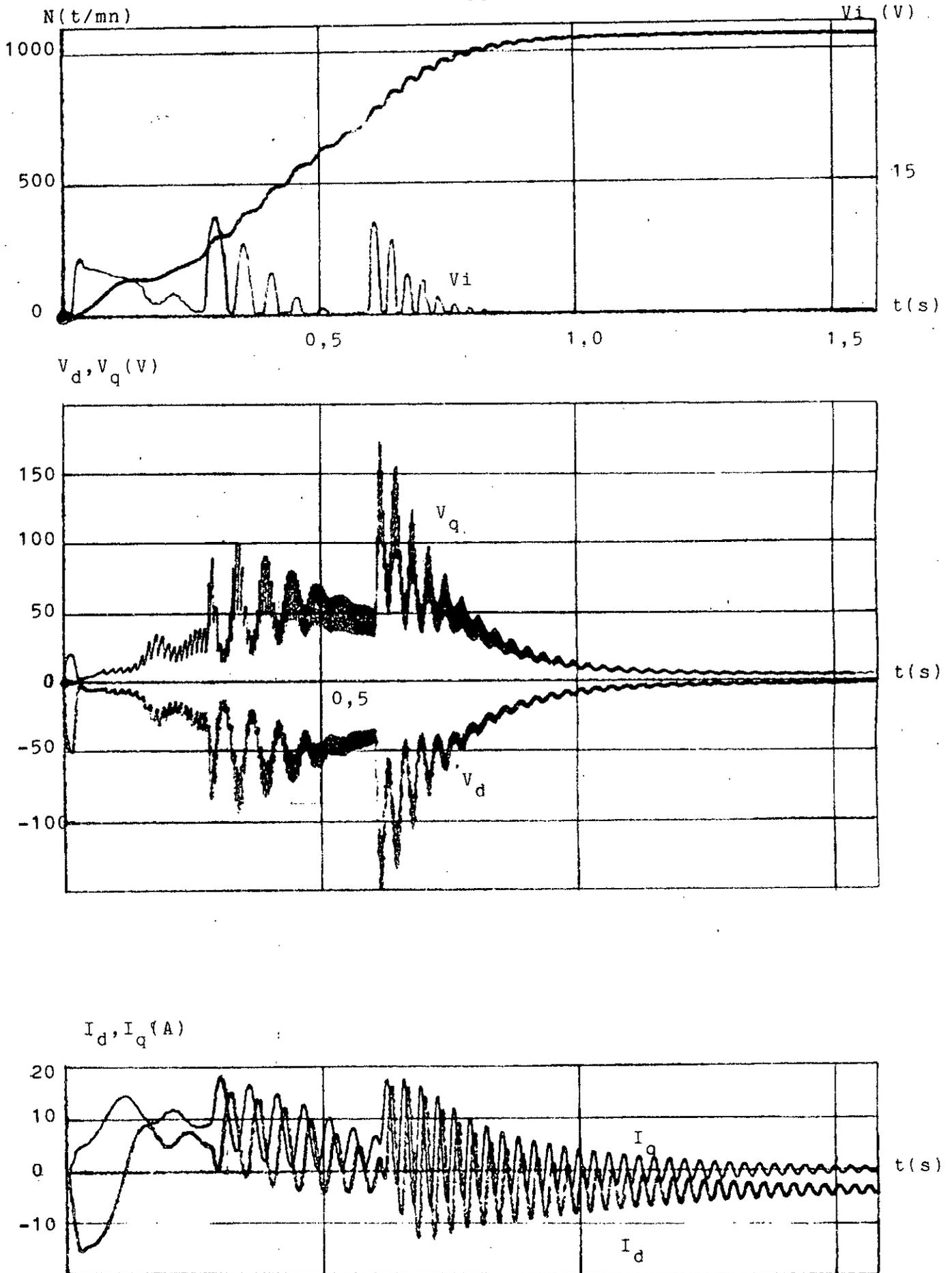


FIG IV.5 - Caractéristiques dynamiques du démarrage du système asservi adaptatif - 1^o variante - $\theta_0 = 50^\circ$; $N = 1050$ t/mn

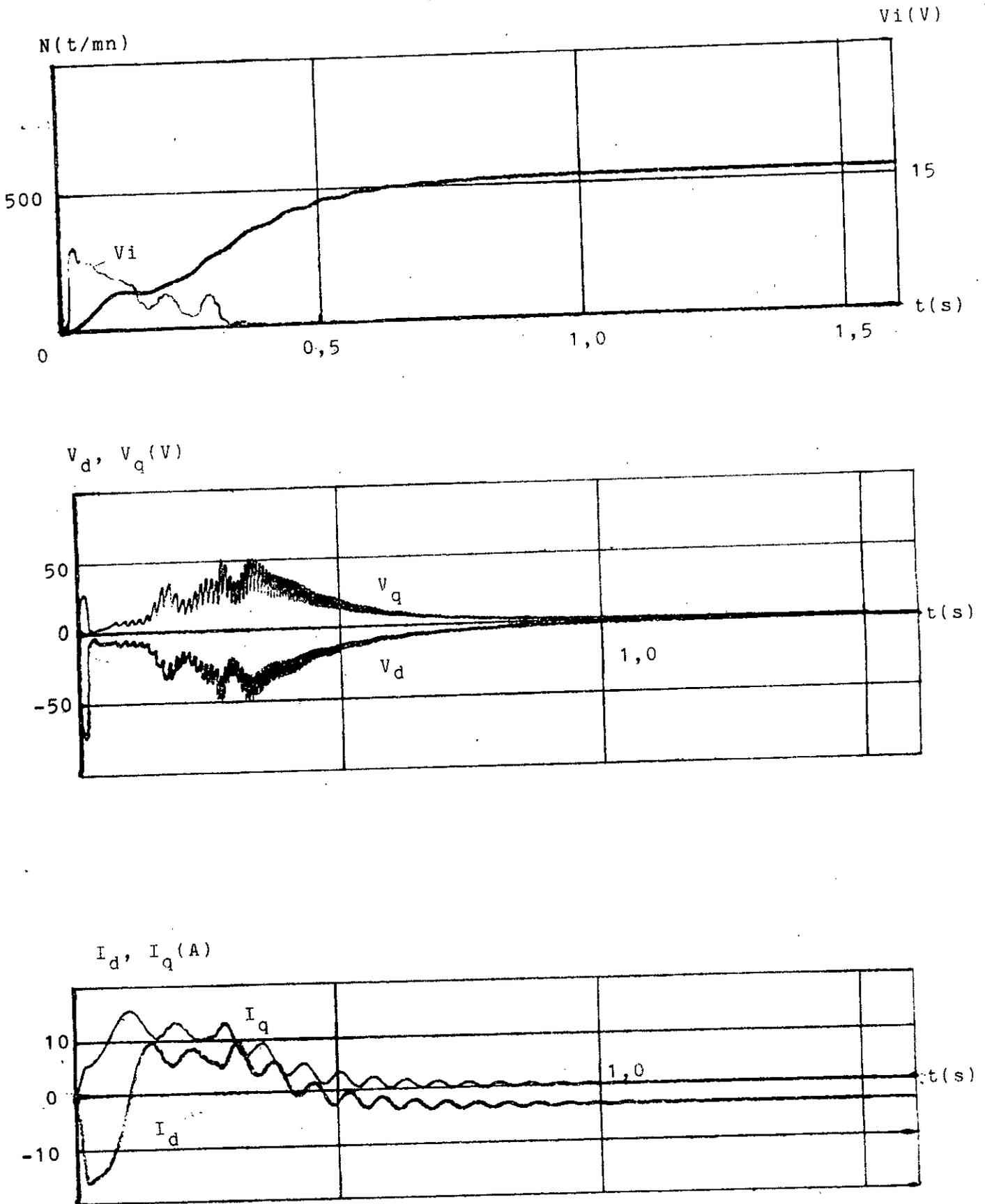


FIG IV.6 - Caractéristiques dynamiques du démarrage du système asservi adaptatif -1° variante-
 $\theta_0 = 50^\circ$; $N = 550$ t/mn

Cependant, une augmentation brusque et conséquente de la charge peut entraîner la perte de la stabilité. En effet, la chute de la vitesse qui s'en suit et donc l'augmentation de l'erreur provoque le changement du gain dans un sens non souhaité.

Pour améliorer le fonctionnement du système, nous proposons une seconde variante de système asservi adaptatif dont le gain change d'une façon continue selon une loi définie au préalable.

IV.3.2- Deuxième variante:

IV.3.2.1- Modèle simulé:

Le présent système est similaire au précédent de par les structures variables des régulateurs de vitesse. Toutefois, ce dernier, se distingue par les lois de commande utilisées, qui tiennent compte non seulement de l'erreur courante, mais aussi de la tension correspondante à la vitesse de référence (fig.IV.7). Pour leur mise en application, le domaine de variation de l'erreur est divisé en deux parties dans cette variante. Lors d'un démarrage avec une consigne telle que l'erreur $V_e > V_e^*$, la loi de commande sera:

$$V_1 = \frac{K_1 V_e}{V_e} \quad (\text{IV.1})$$

puis la vitesse du moteur croit et quand $V_e = V_e^*$, l'analyseur de cette dernière branche la seconde loi:

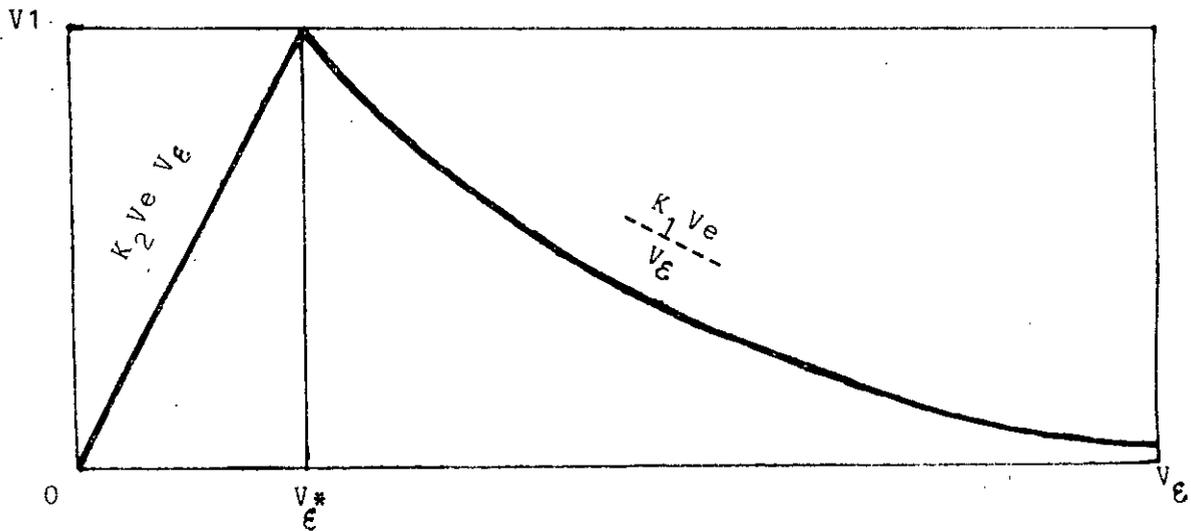
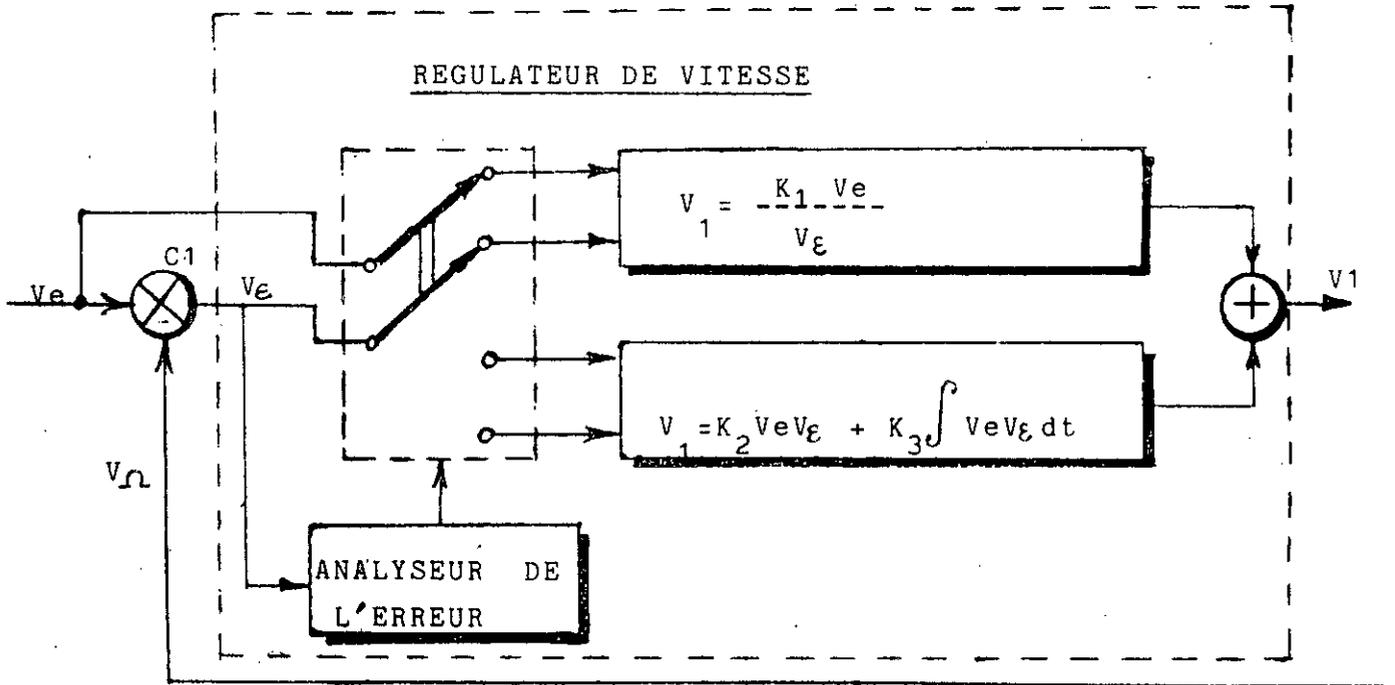


FIG IV.7 - Régulateur de vitesse
Loi de régulation - 2° variante -

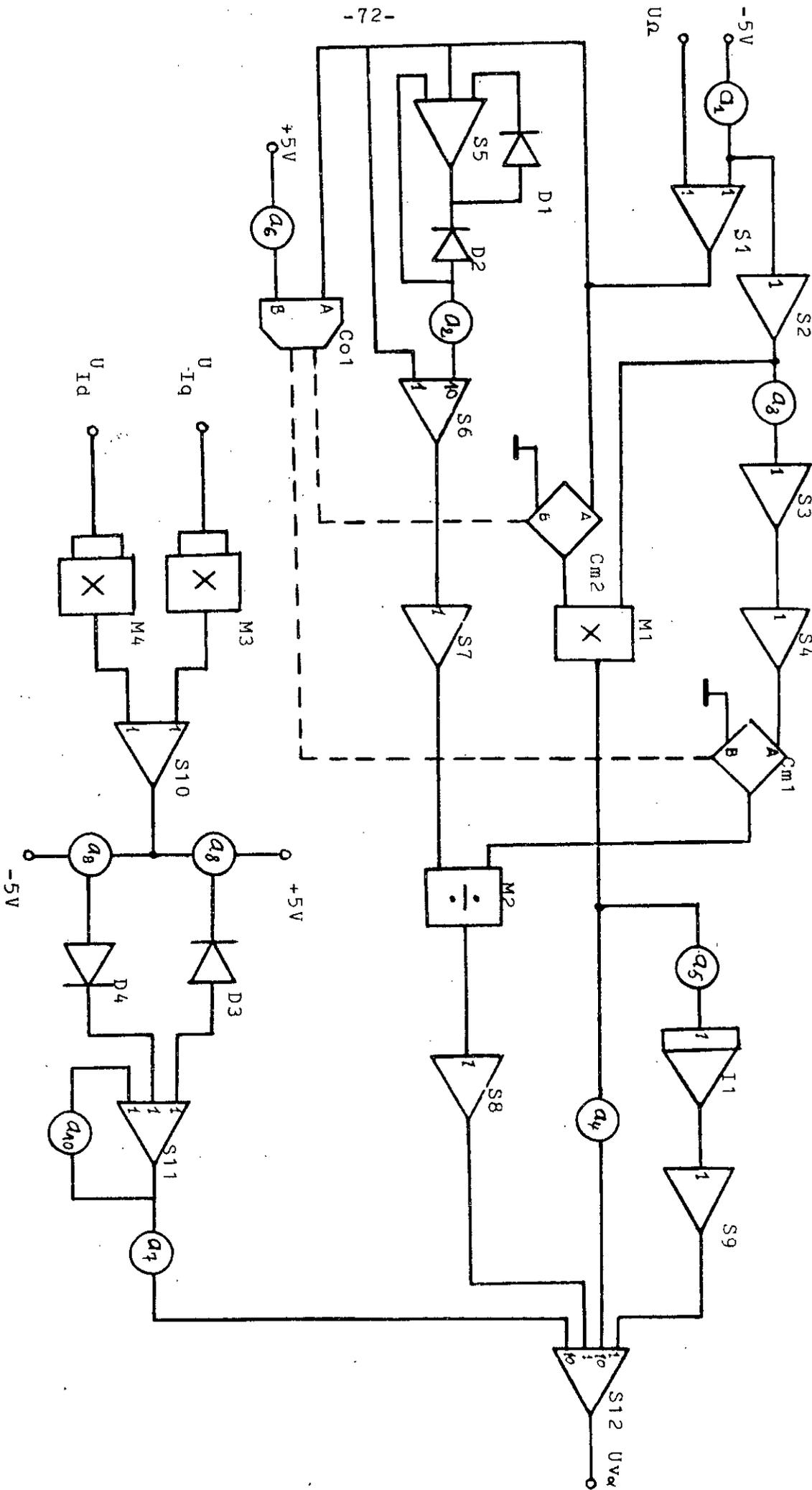


FIG IV.8- Schéma du modèle du système asservi adaptatif -2° variante-

$$V_1 = K_2 V_e V_{\infty} + K_3 \int V_e V_{\infty} dt \quad (\text{IV.2})$$

avec laquelle le système fonctionne d'ailleurs pendant tous les régimes établis.

Sur le schéma du modèle simulé (fig.IV.8), les coefficients $a_1, a_2, a_8, a_9, a_{10}$ et a_7 à la place de a_{13} , interviennent dans les mêmes fonctions que précédemment. Leurs valeurs demeurent inchangées. Par contre, celles de a_3, a_4, a_5 et a_6 représentant respectivement les paramètres K_1, K_2, K_3 et V_{∞}^* sont déterminés par la même méthode que dans le cas de la première variante. Les valeurs définitivement retenues sont:

$$a_3 = 0,180 \quad a_4 = 0,918 \quad a_5 = 0,120 \quad a_6 = 0,140$$

IV.3.2.2- Caractéristiques de démarrage:

Tout d'abord, les courbes de vitesse, décrivant des démarrages sous différentes valeurs de la consigne, montrent la stabilité, la précision et la nette amélioration de la rapidité (fig.IV.9,10,11).

De même, il est facile de remarquer que les lois adoptées pour la régularisation de la tension d'alimentation sont fidèlement accomplies, dans tous les cas de fonctionnement.

En outre, les ondes des courants résultants montrent que les démarrages ont lieu à courant

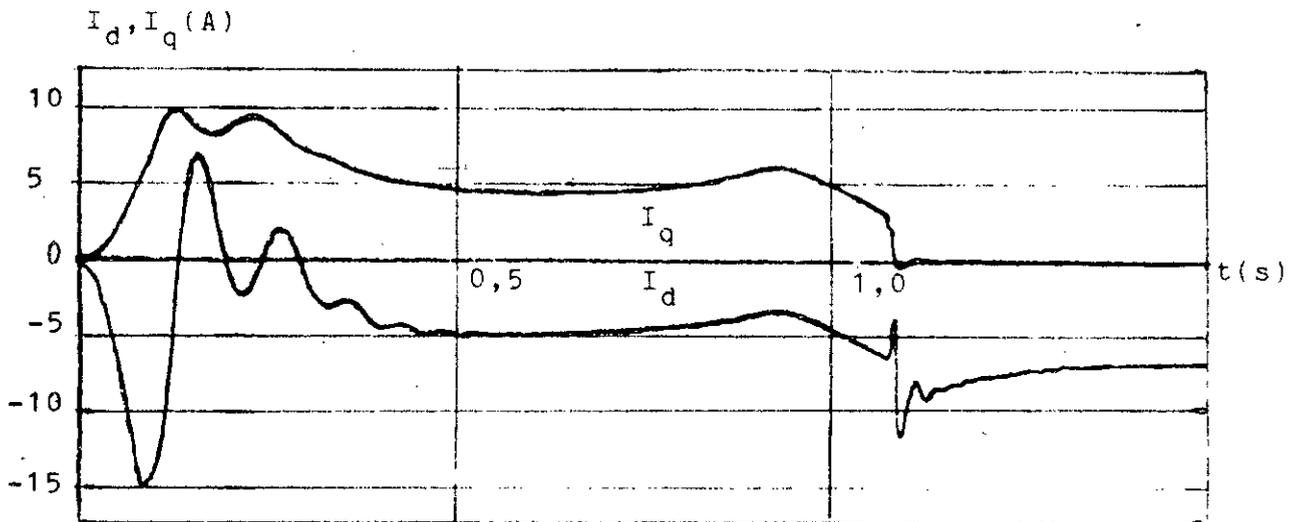
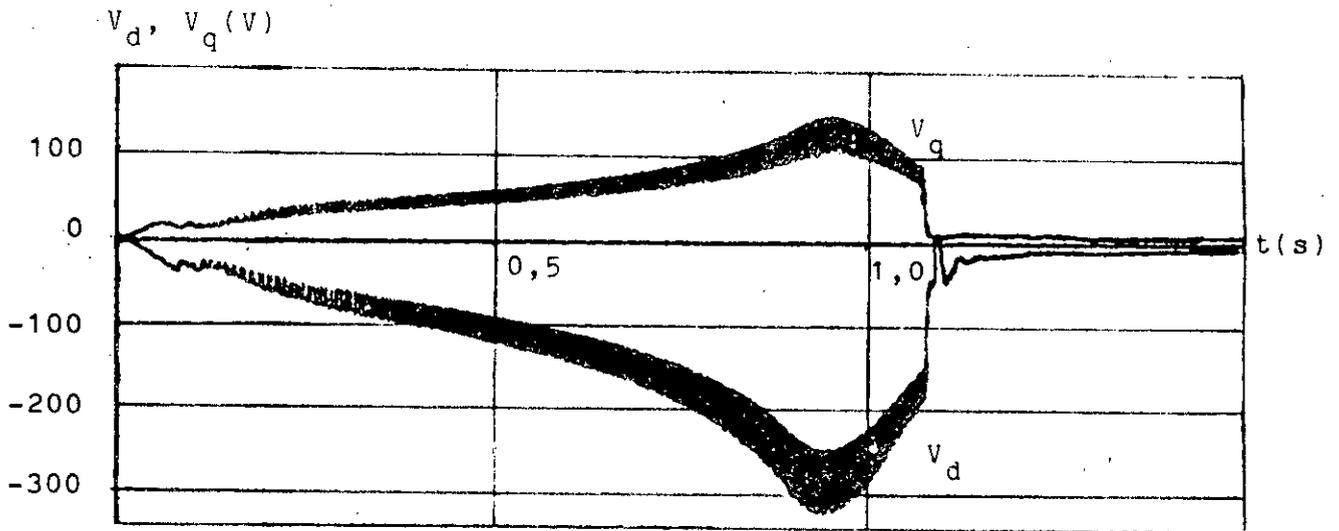
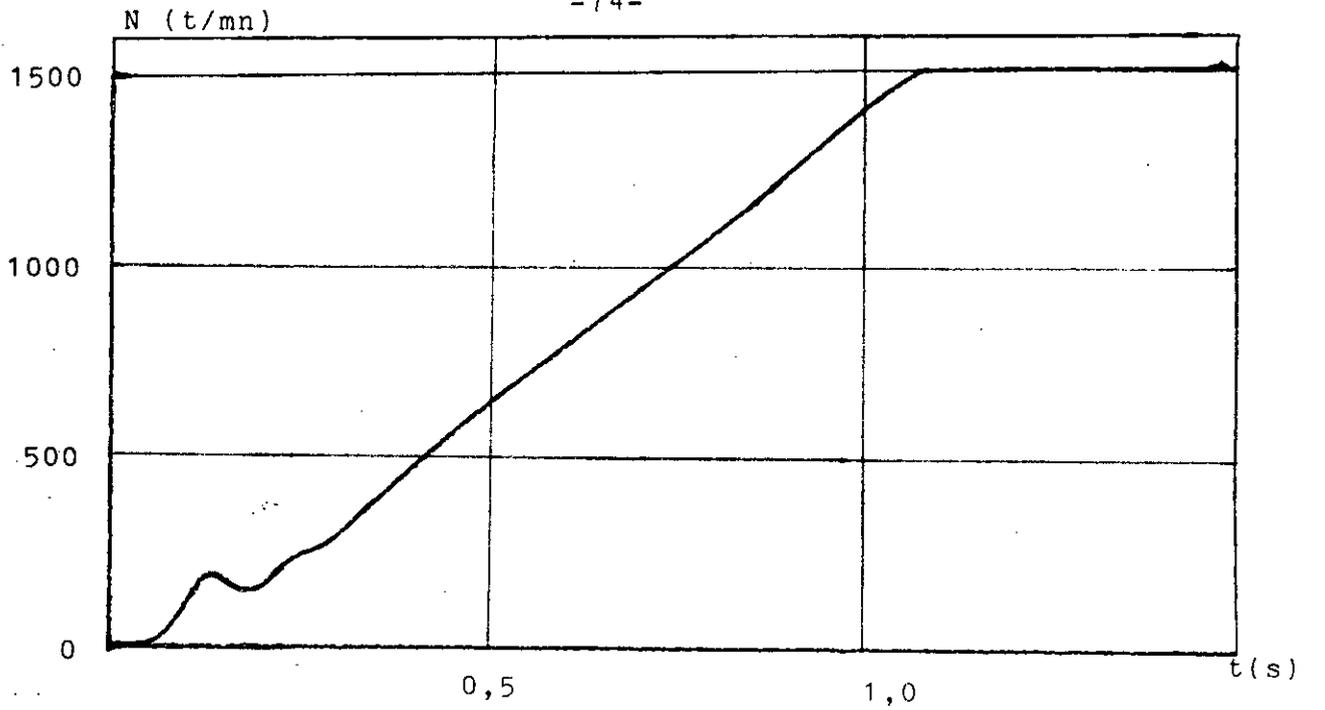


FIG IV 9- Caractéristiques dynamiques du démarrage du système asservi adaptatif - 2° variante

$\theta_0 = 50^\circ$; $N = 1500$ t/mn

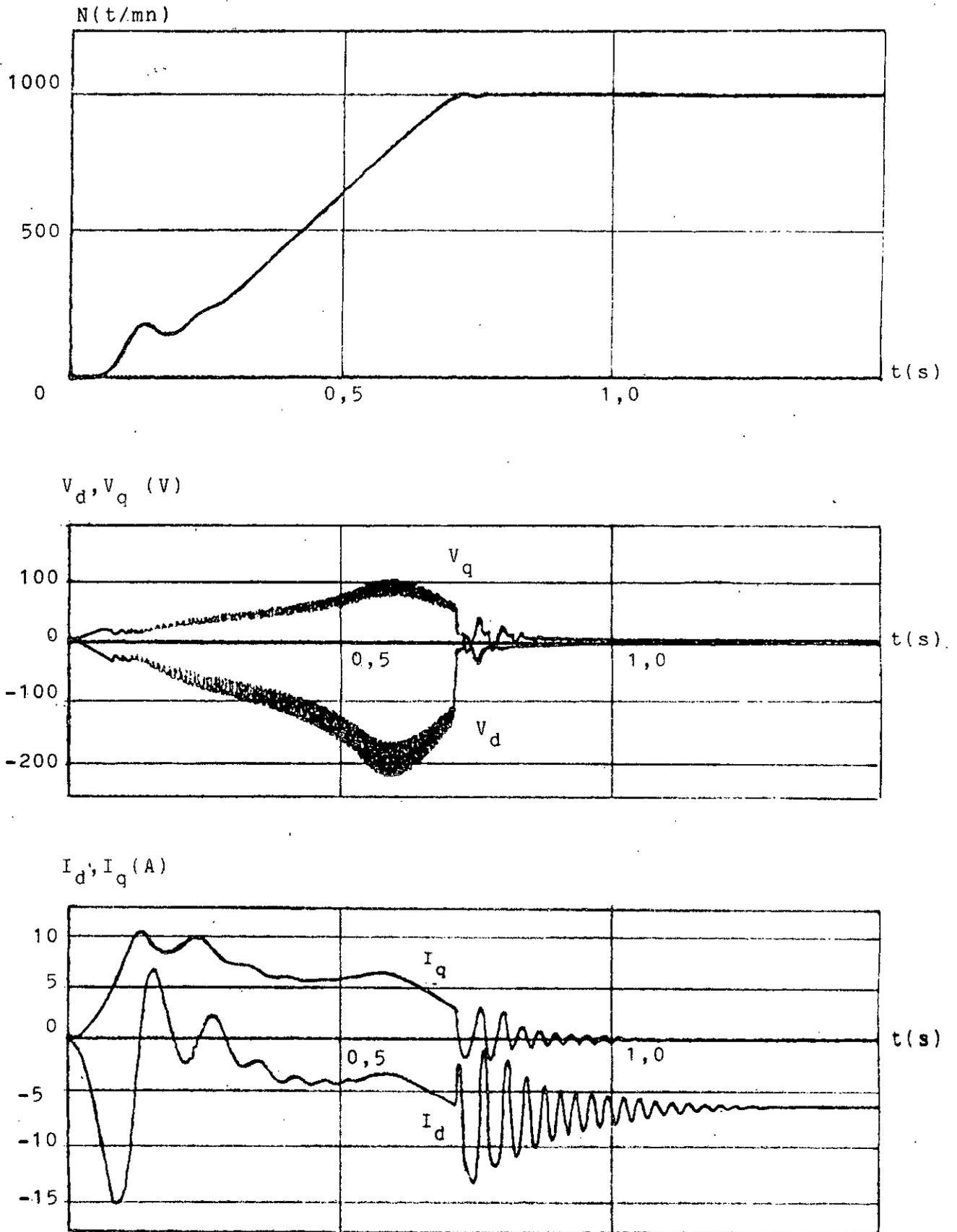


FIG IV.10- Caractéristiques dynamiques du démarrage du système asservi adaptatif - 2^o variante -
 $\theta_0 = 50^\circ$; $N = 1000$ t/mn

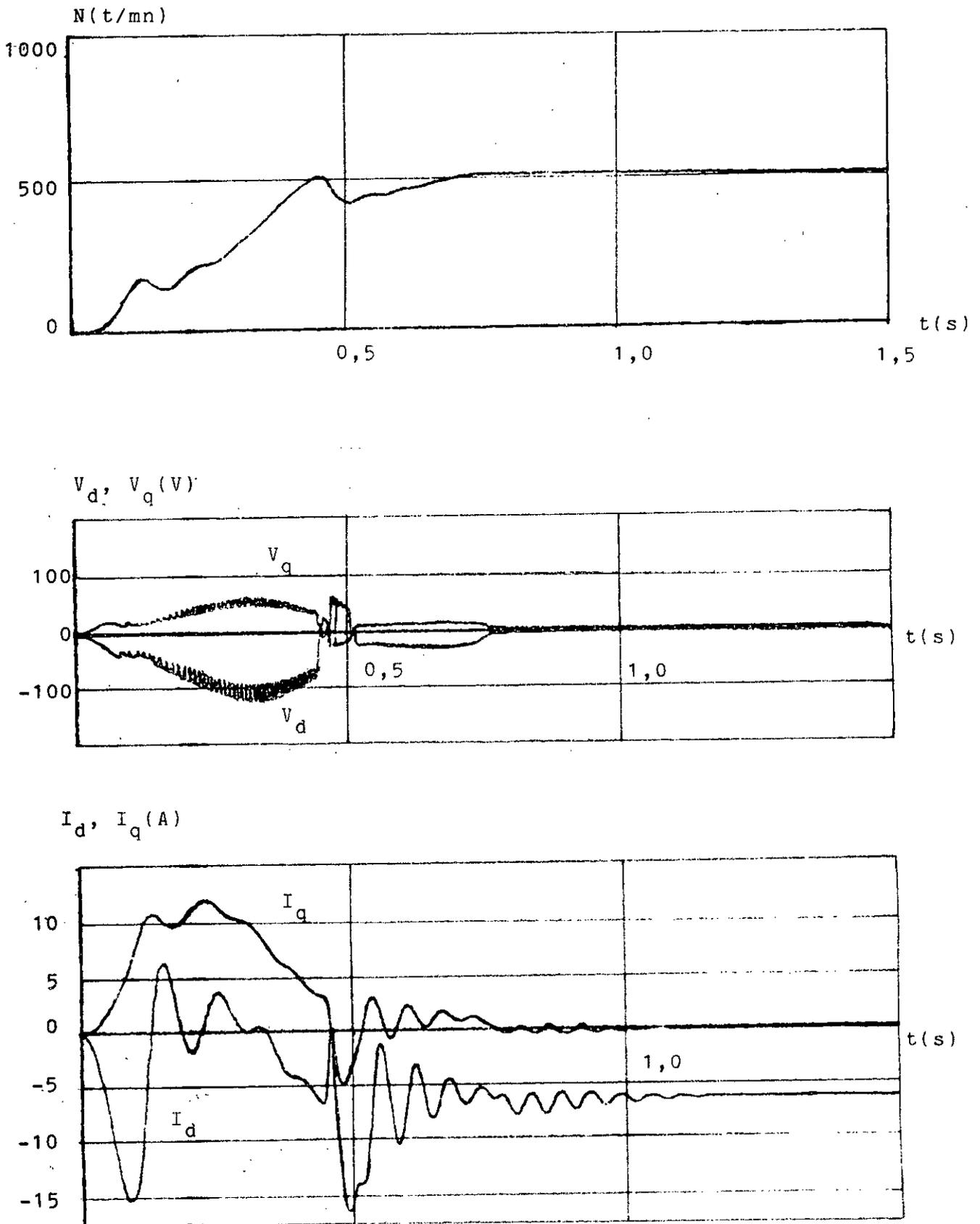


FIG IV.11- Caractéristiques dynamiques du démarrage du système asservi adaptatif, 2^e variante.

$\theta_0 = 50^\circ$; $N = 500$ t/mn

sensiblement constant. Notons enfin le rôle du régulateur PI qui en éliminant complètement l'erreur statique, amène le moteur à tourner exactement à la vitesse spécifiée par la consigne.

IV.3.2.3- Variations de la charge et de la commande:

Etant donné le système essentiellement non linéaire, il est nécessaire de considérer ses réactions aux variations brusques de la charge et de la commande (consigne) sur leurs domaines respectifs.

En ce qui concerne le premier cas, les essais sont effectués pour deux niveaux différents de la vitesse de rotation pendant que le moteur est tantôt à vide, tantôt chargé. Les courbes, assez amorties, des processus enregistrés (fig. IV.12 à 15) montrent que le système supporte bien les chocs de couple. Pour lutter contre ces perturbations, il faut appeler à une augmentation de la tension d'alimentation, suivi par celle du courant. Ces mêmes courbes permettent d'apprécier une nouvelle fois la précision et la rapidité de cette variante.

Par contre, le système est plus sensible aux variations brusques de la consigne comme en témoignent les tendances à l'oscillation des tensions et des courants et la vitesse au dépassement (fig. IV.16,17).

IV.3.2.4- Caractéristiques moyennes en régimes établis:

En ce qui concerne les régimes établis, les expériences de simulation effectuées et les courbes

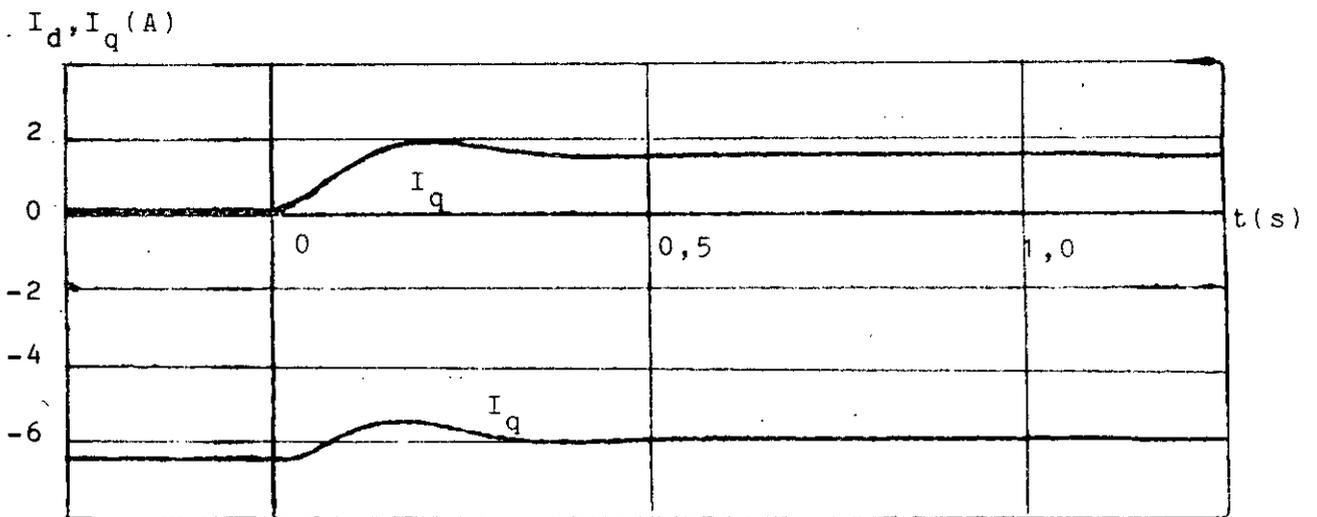
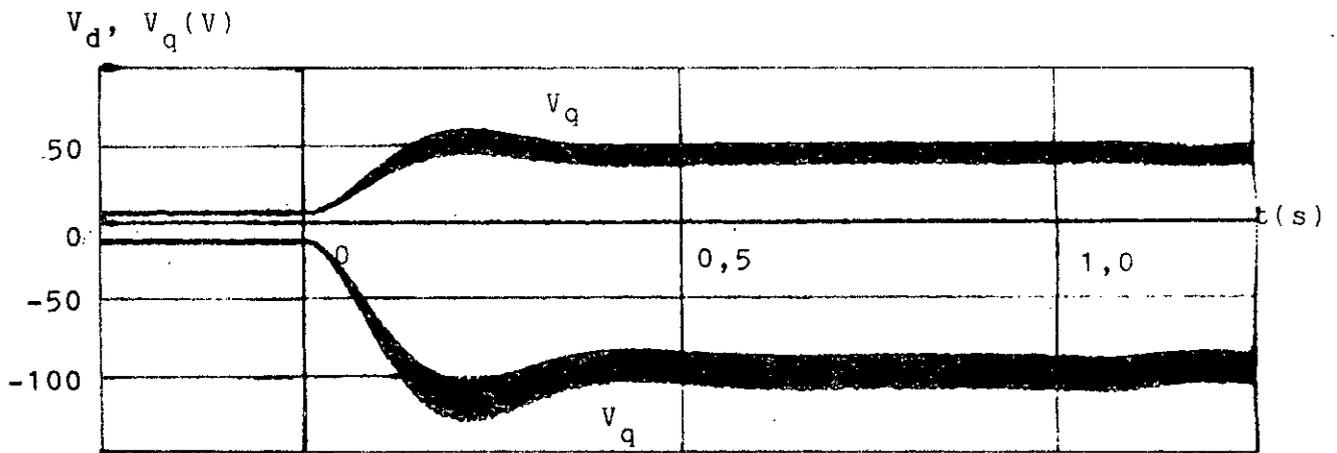
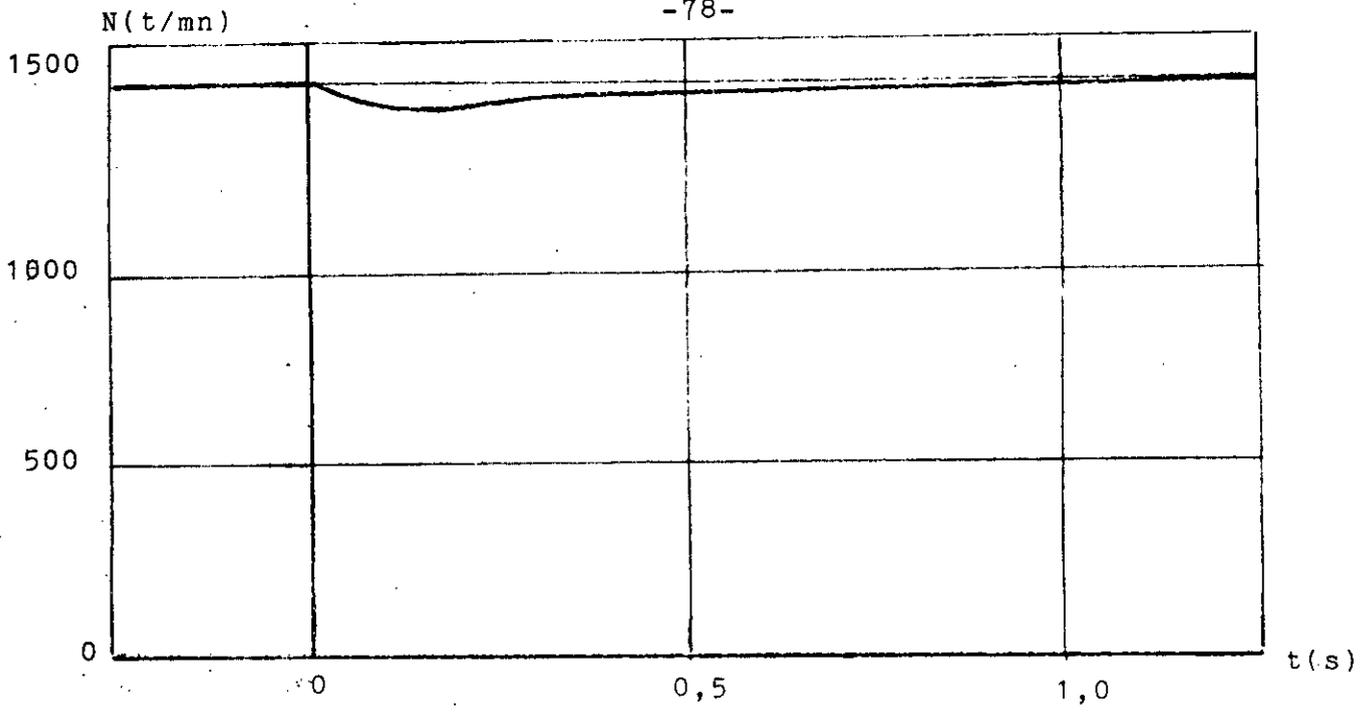


FIG VI . 12- Réponses à un saut du couple M_u (0-5) Nm
 $\theta = 50^\circ$; $N = 1500$ t/mn

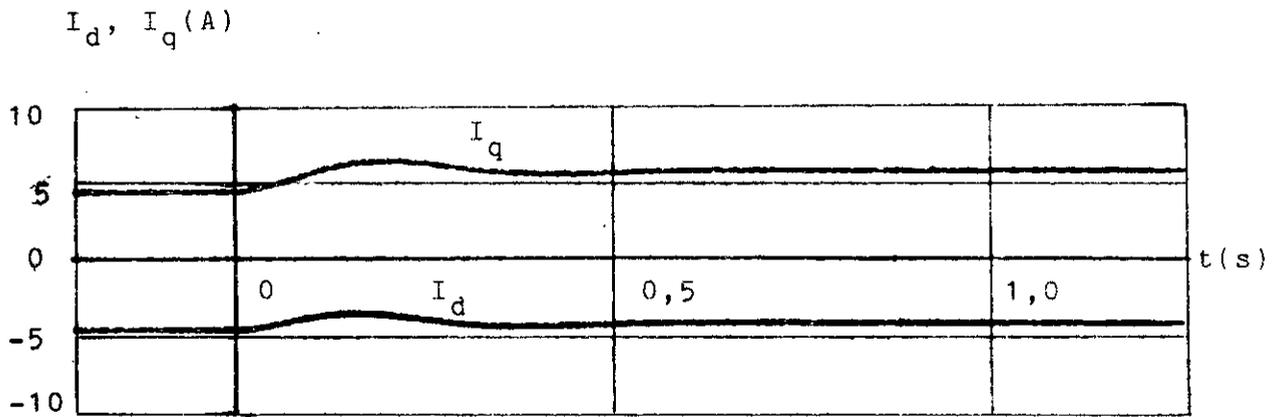
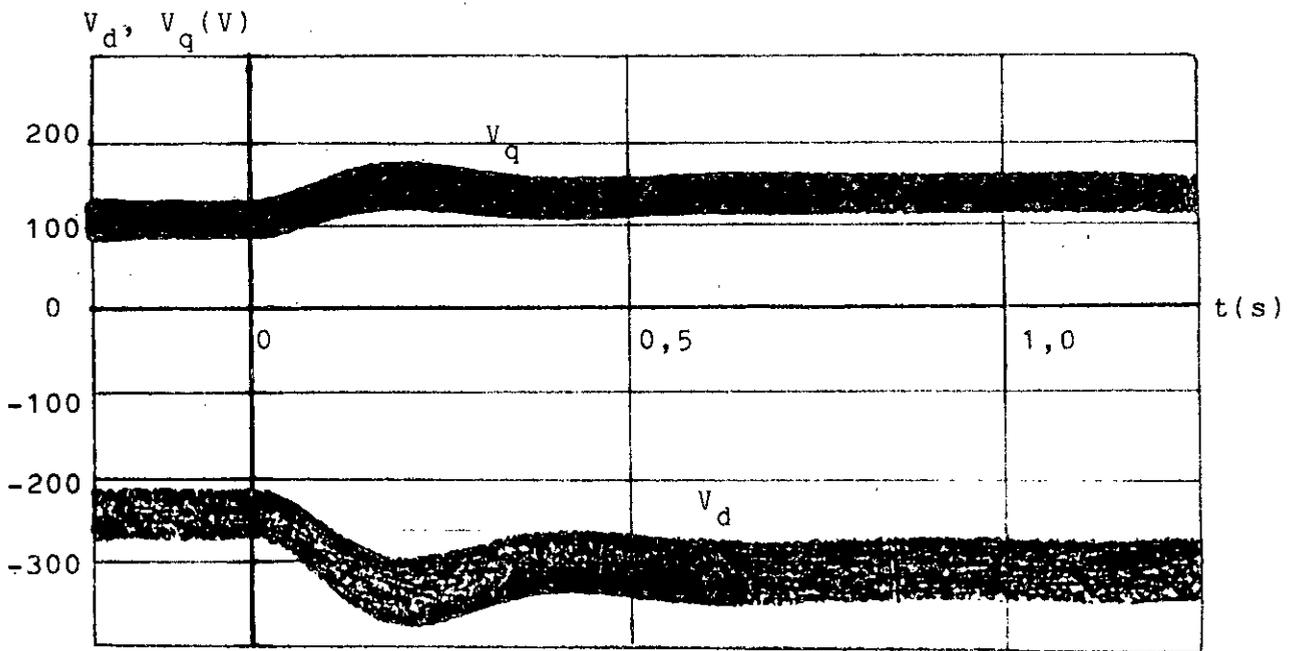
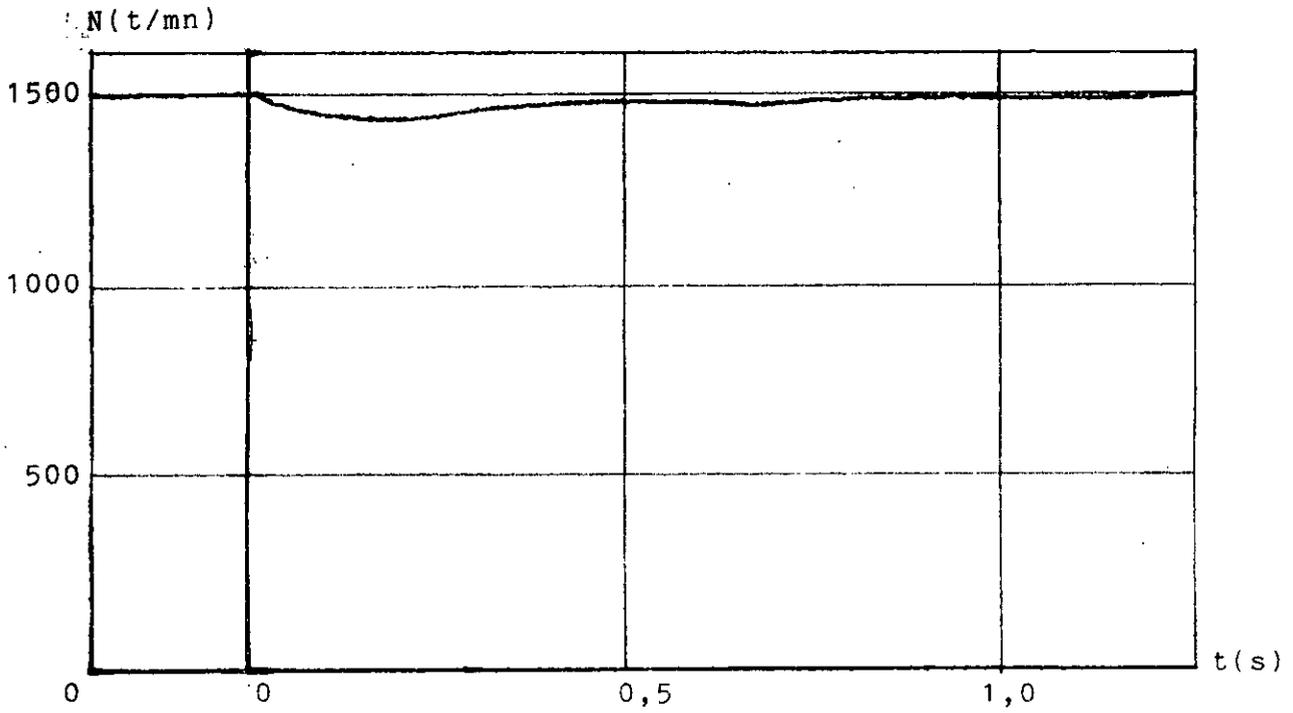


FIG IV.13 - Réponses à un échelon du couple M_u (15-20) Nm
 $\theta_a = 50^\circ$; $N = 1500$ t/mn

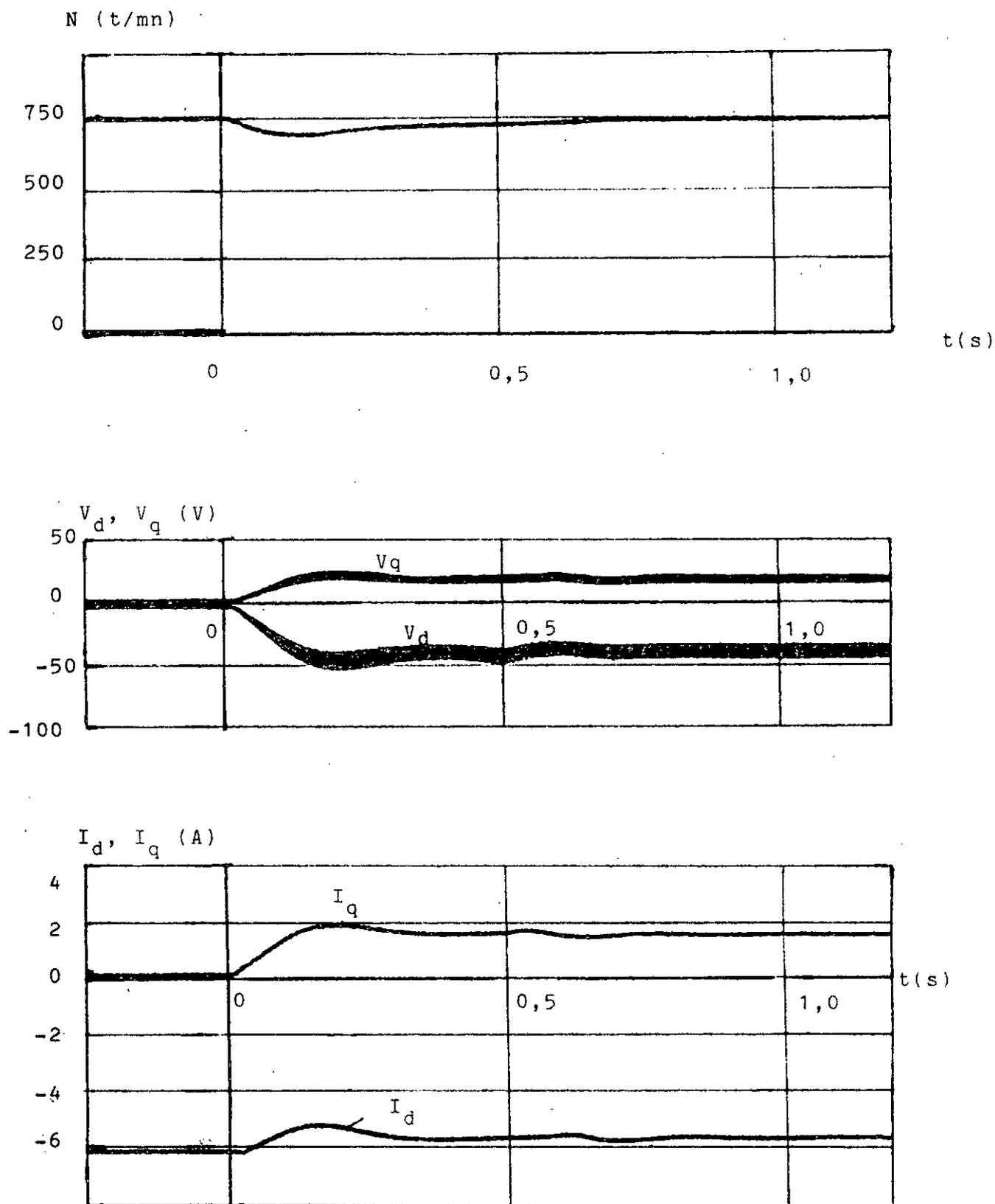


FIG IV. 14 - Réponses à un saut du couple M_u (0 - 5) Nm
 $\theta_0 = 50^\circ$; $N = 750$ t/mn

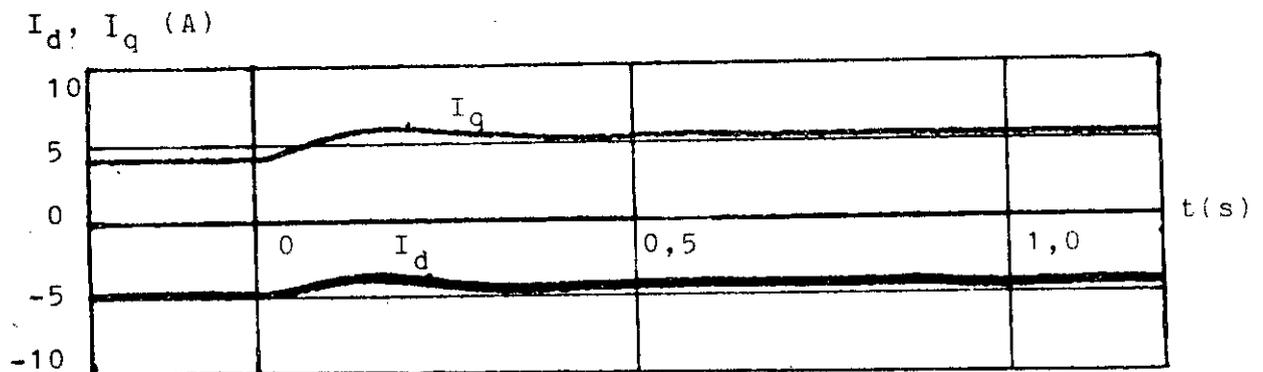
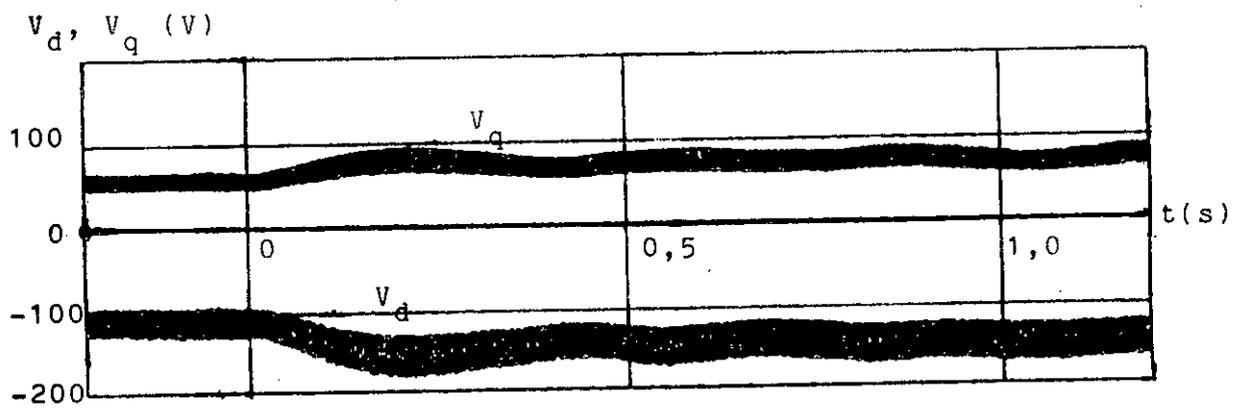
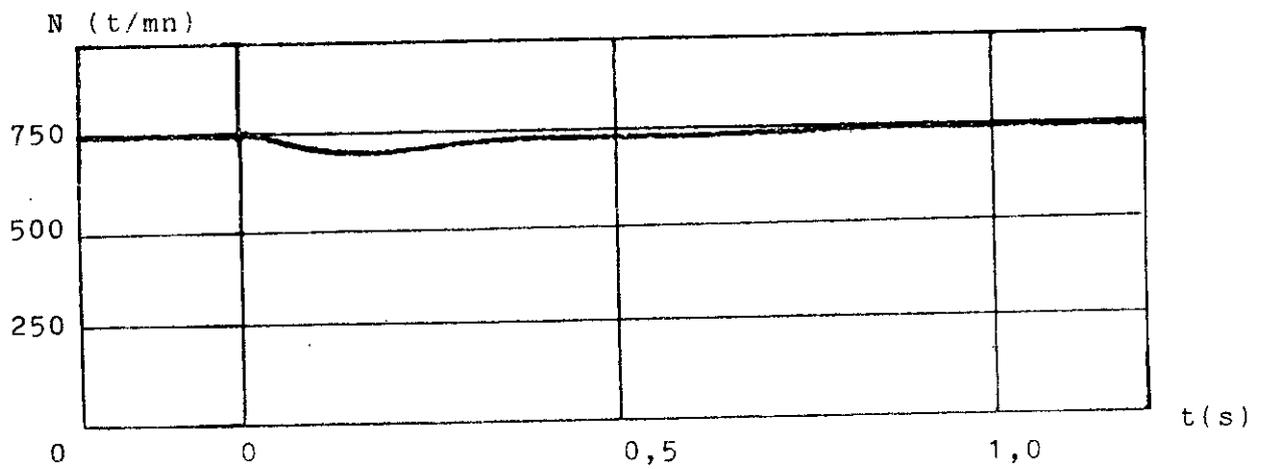


FIG IV. 15- Réponses à un saut du couple Mu (15 - 20) Nm

$\theta_0 = 50^\circ$; $N = 750$ t/mn

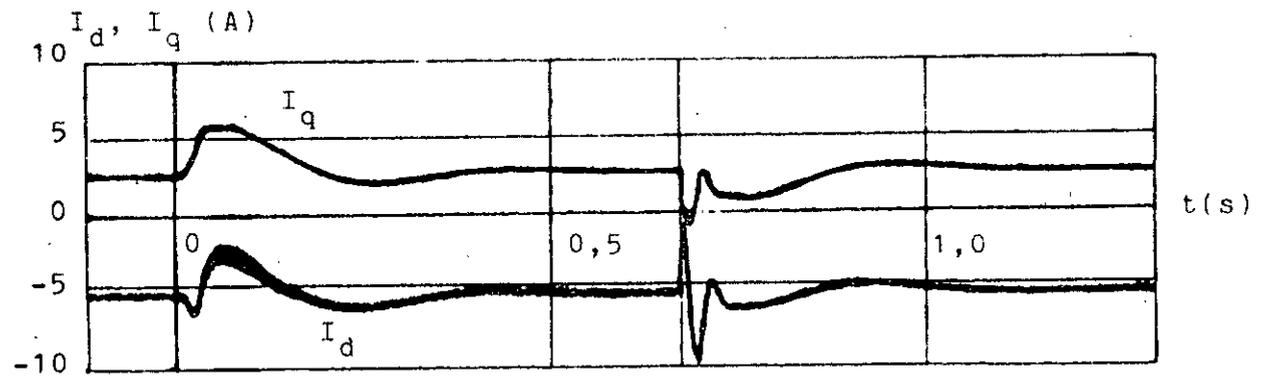
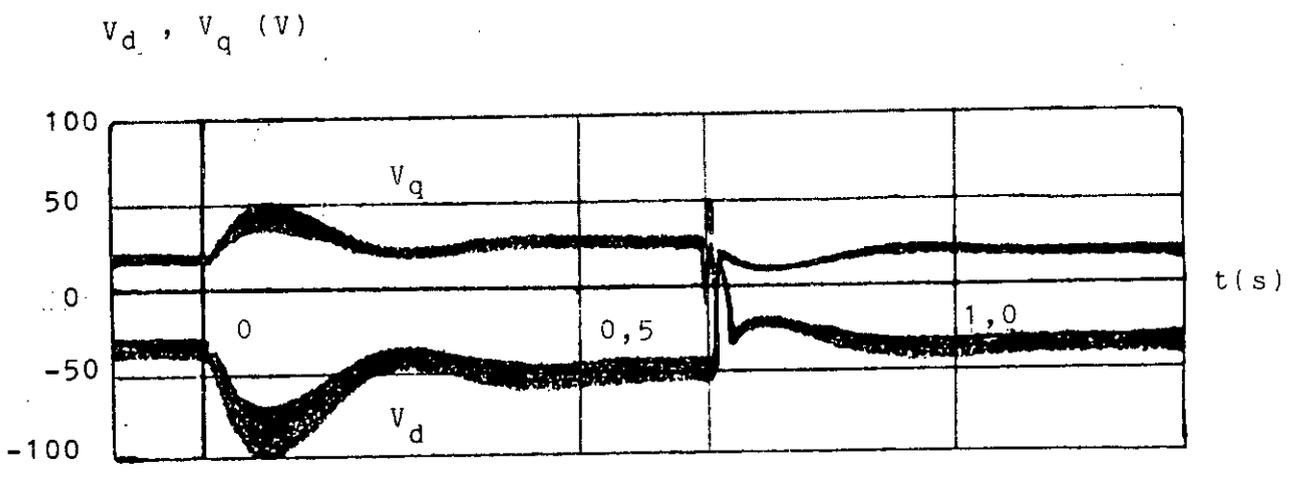
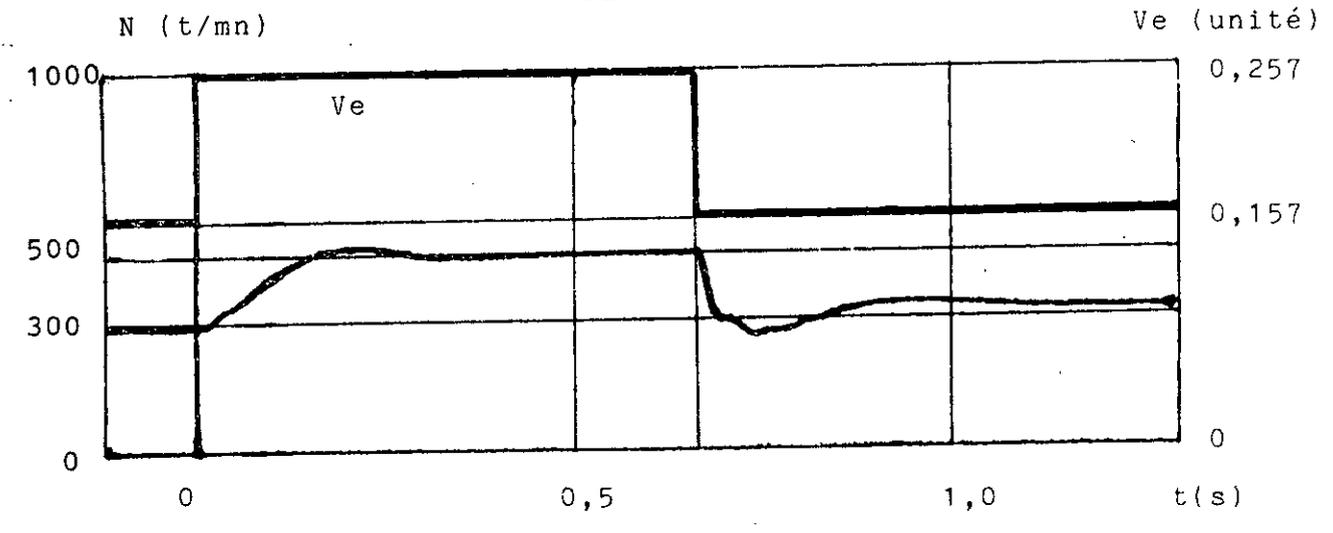
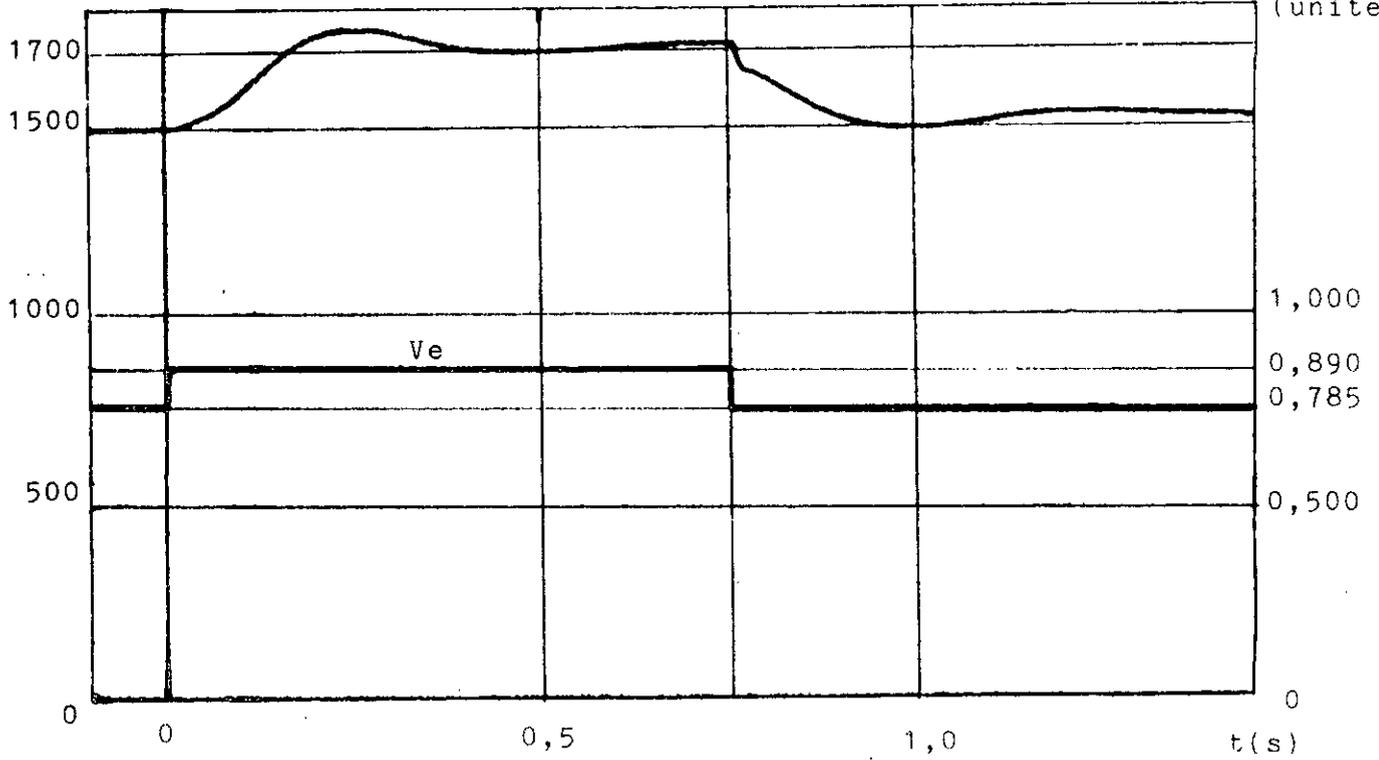
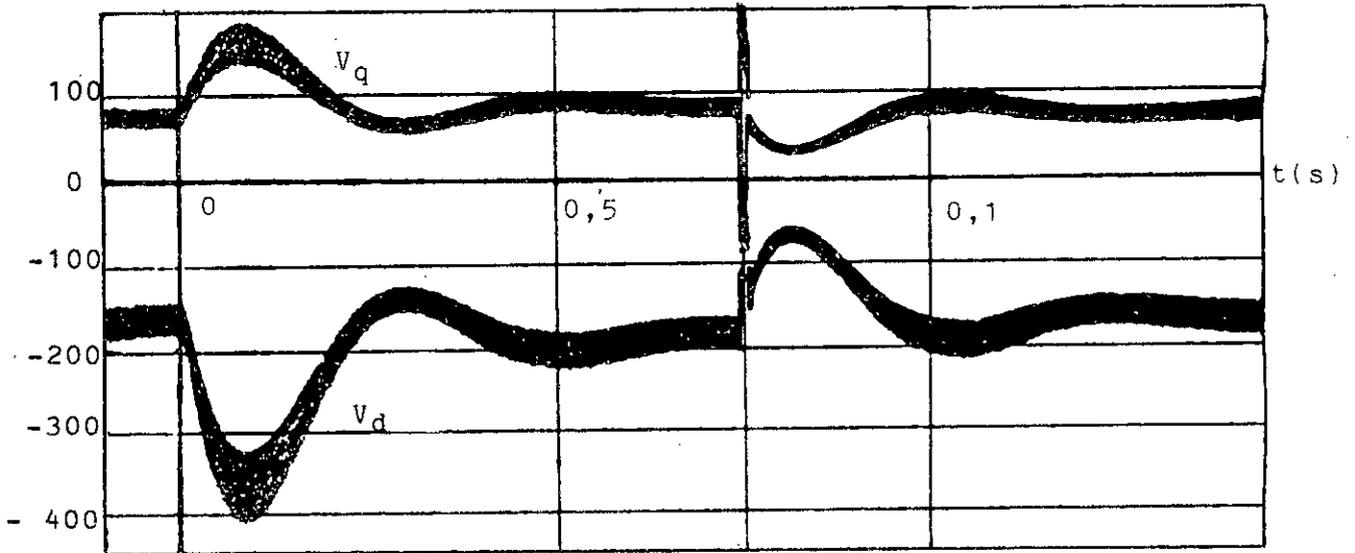


FIG IV.16 - Réponses aux changements brusques de la consigne Ve ; en basse vitesse. $\theta_0 = 50^\circ$; $M_u = 10Nm$



V_d, V_q (V)



I_d, I_q (A)

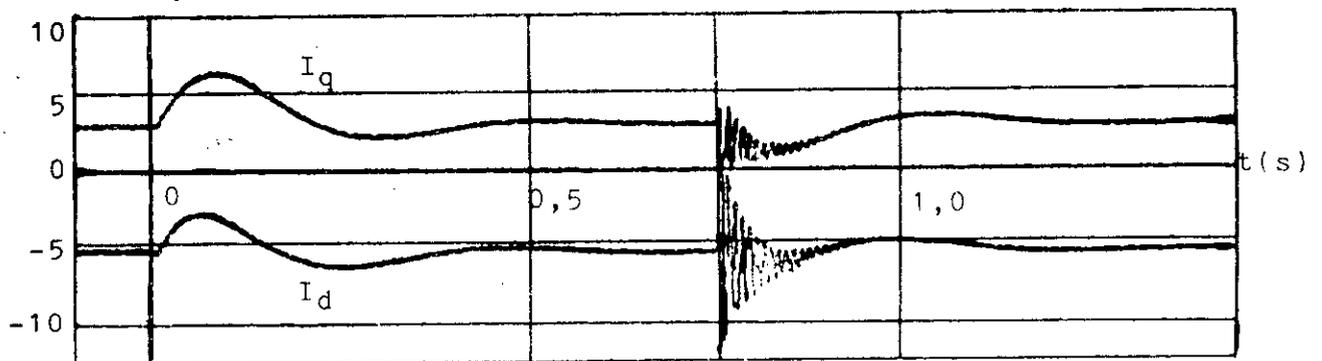


FIG IV.17 - Réponses aux changements brusques de la consigne V_e , en vitesse élevée.

$\theta_0 = 50^\circ ; M_u = 10 \text{ Nm}$

relevées mettent en évidence le rôle important de la régulation adoptée. C'est ainsi que deux modes de fonctionnement de la machine autosynchrone sont possibles: soit à vitesse constante ou à couple constant.

Dans le premier cas, un changement évident est reflété par la comparaison des caractéristiques mécaniques données au chapitre III et les présentes: la vitesse est parfaitement constante cette fois. Elle ne dépend plus du couple mais seulement de la consigne (fig.IV.18). Ce comportement est dû à l'action conjuguée de la boucle de retour de la vitesse et du régulateur correspondant. Lors des variations de la charge et par suite la vitesse, le régulateur de celle-ci entraîne dans le même sens la tension d'alimentation du moteur, comme le montrent les caractéristiques de réglage (fig.IV.19). Cette action ne cesse que lorsque la vitesse reprend la valeur spécifiée par la consigne.

Ces mêmes caractéristiques mécaniques permettent de constater que le système réalise bien la condition connue $\frac{V_e}{f} = \text{constante}$, lorsque le fonctionnement est à couple constant. D'ailleurs, les caractéristiques vitesse-tension, analogues aux précédents, se confondent en une droite croissante de pente égale à 1910 tr/ mn/ unité.

Les caractéristiques données par les figures IV.20 et 21 permettent de confirmer le fonctionnement correct du modèle simulé. Grâce à l'hypothèse sinusoidale, l'influence de l'angle de commutation θ_0 sur les courbes de réglage et

N(t/mn)

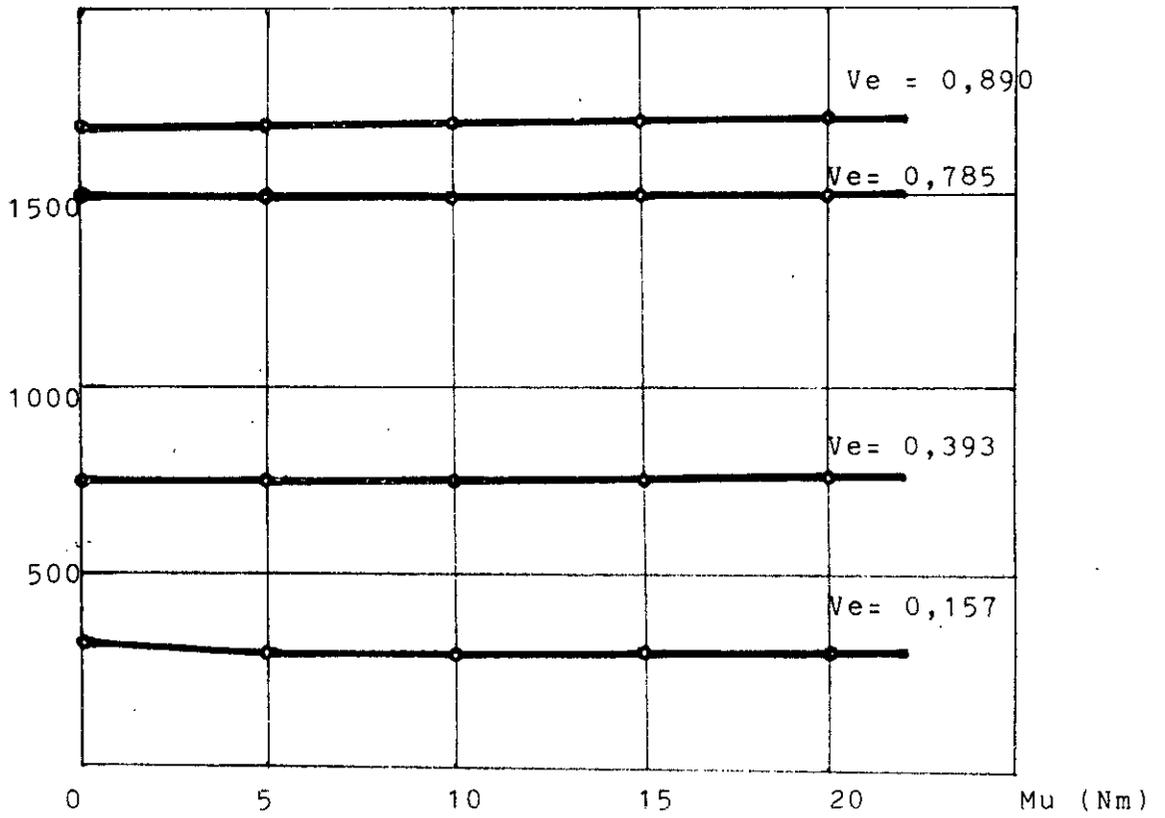


FIG IV. 18 - Caractéristiques mécaniques ; $\theta_0 = 50^\circ$

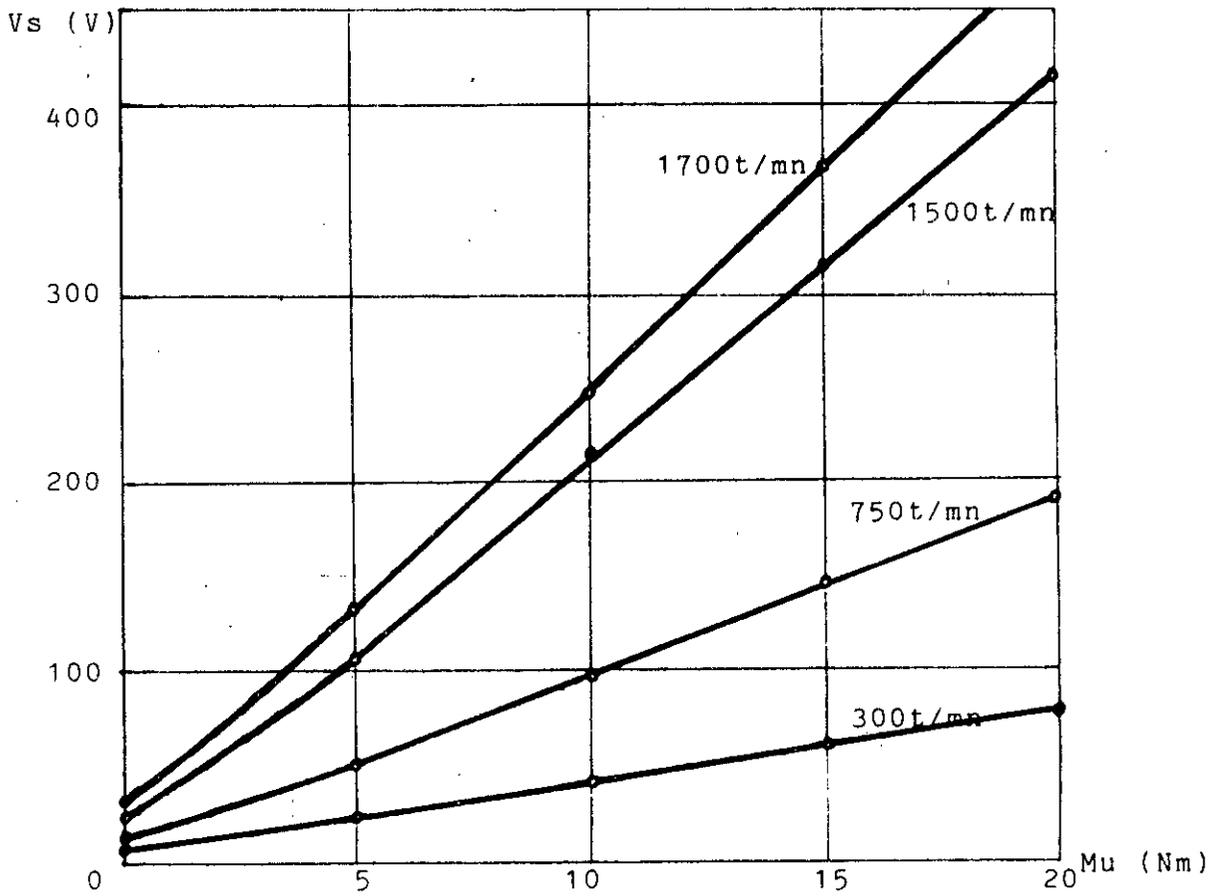


FIG IV. 19 - Caractéristiques de réglage ; $\theta_0 = 50^\circ$.

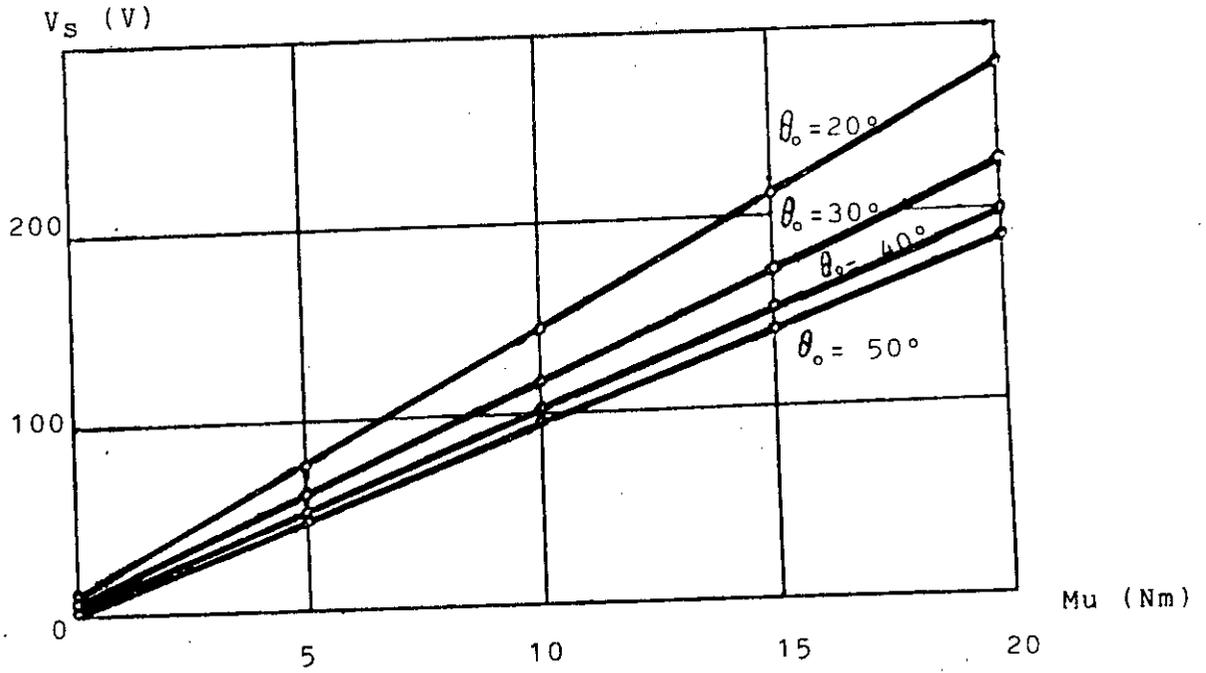


FIG IV.20 - Influence de l'angle θ_0 sur les caractéristiques de réglage; $N = 750$ t/mn.

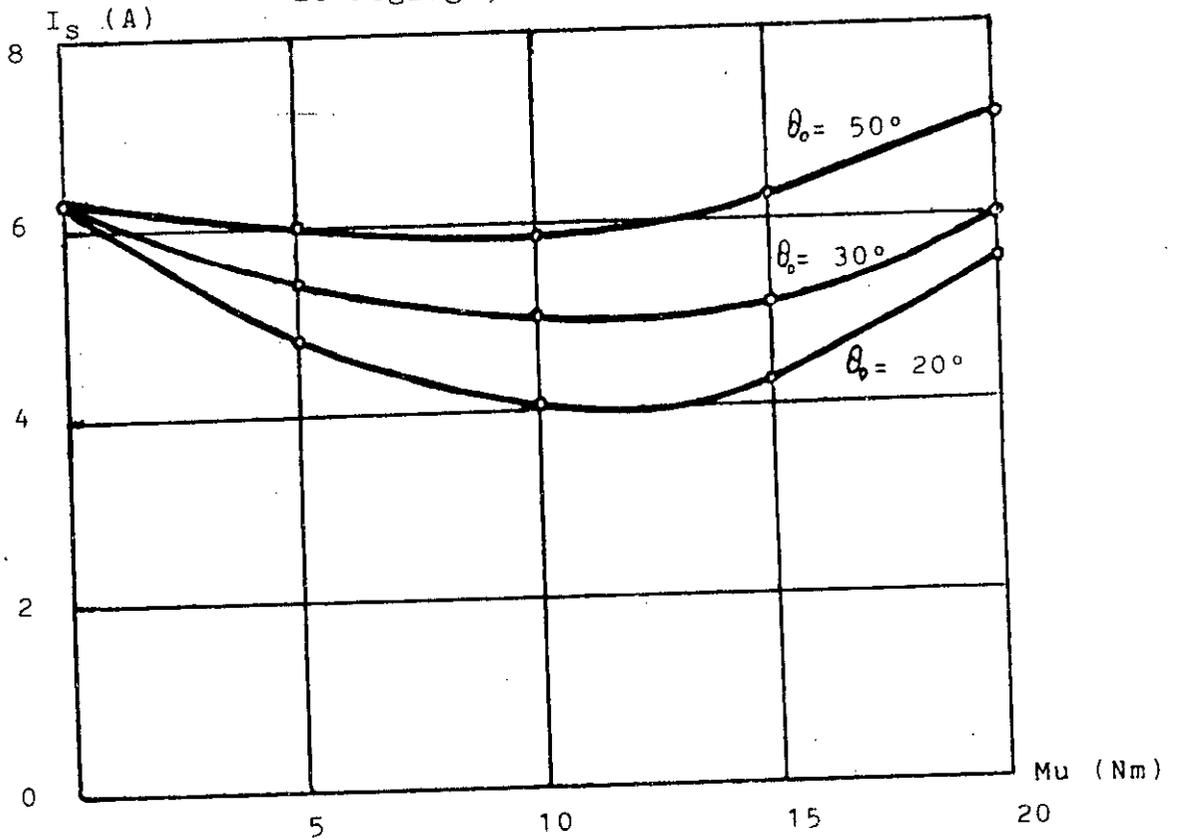


FIG IV.21- Caractéristiques du courant absorbé.
 $N = 750$ t/mn

du courant absorbé par le moteur, est vérifiée. Notons, dans ce sens que la relation analytique 1.11 du couple peut être utilisée pour interpréter les différents essais présentés.

IV.4- CONCLUSION:

Ce chapitre consacré à l'étude de l'asservissement en vitesse et la limitation du courant, notamment au démarrage, a permis de constater tout d'abord qu'aucun type de régulateur (P, PI, PID) ne confère au modèle choisi de la machine synchrone autopilotée alimentée en tension un fonctionnement satisfaisant sur les gammes entières de couple et de vitesse.

Le système asservi à gain variable discrètement est certe de conception simple et répond à cette exigence; mais il présente le risque de perdre la stabilité en cas d'augmentation brusque et conséquente de la charge.

Nous avons, alors, étudié une seconde variante de système asservi adaptatif dont le gain varie d'une façon continue suivant des lois bien définies. Celles-ci font intervenir les paramètres caractéristiques du fonctionnement à savoir la consigne et l'erreur courante.

Les courbes enregistrées, des différents régimes transitoires sont en fait, un moyen rassurant quant à la stabilité et les performances acquises par ce système asservi. Il en est de même des caractéristiques relevées en

régimes établis. Elles permettent notamment de constater les possibilités de fonctionnement obtenues avec un moteur synchrone grâce à l'asservissement réalisé. En effet, le système peut indifféremment fonctionner soit à vitesse constante et couple variable ou réciproquement.

CONCLUSION

Au fur et à mesure du déroulement de notre travail, nous avons pu constater le nombre et la complexité des problèmes, que présente l'étude de l'association convertisseur statique-machine synchrone.

L'interaction entre grandeurs, tant continues que discontinues, rend difficile son analyse globale. De même la transformation de PARK serait difficilement réalisable par simulation analogique.

Pour surmonter ces difficultés, nous avons développé une méthode de simulation analogique-digitale, qui a l'avantage de respecter le fonctionnement des parties importantes du montage considéré. Notamment le câblage, similaire à celui du montage réel, associé aux possibilités du calcul analogique en font une méthode de simulation particulièrement souple et efficace.

La conversion des grandeurs triphasées en diphasées est réalisée par un modèle original ; conçu à partir de l'analyse théorique, sur les positions relatives des vecteurs tension d'alimentation et f.e.m.. Mais ayant substitué à la seule fonction harmonique nécessaire son développement en série arrêté au second membre, cela limite les réglages possibles du capteur de position.

Après les tests effectués sur chaque bloc, les formes d'ondes des tensions obtenues ont été comparées à celles initialement prévues.

Le fonctionnement en régime établi du modèle global de la machine synchrone autopilotée est largement vérifié en utilisant la relation du couple électromagnétique. Nous retenons en particulier, la décroissance importante de la vitesse de rotation en fonction de ce dernier et la possibilité d'y remédier, donnée par les caractéristiques vitesse-tension, dites de réglage.

Les caractéristiques enregistrées des régimes transitoires montrent, entre autre, la rapidité médiocre du système en l'absence de régulation et notamment l'évolution importante du courant au démarrage.

On s'est, alors, intéressé au système asservi à chaîne fermée selon la vitesse et le courant.

Les solutions expérimentées ont montré que seul le système asservi adaptatif peut avoir le comportement désiré. La loi de régulation adoptée, à cet effet, est fonction de la consigne et de l'erreur courante de la vitesse.

Les différents essais, ensuite effectués, montrent les performances ainsi acquises par la machine synchrone autopilotée, aussi bien en régimes établis que transitoires. En effet, celle-ci peut indifféremment fonctionner soit, à

vitesse constante, fixée par la consigne, soit, à couple constant, avec l'erreur statique nulle. Les démarrages ont lieu pratiquement sans dépassement de la vitesse et sont possibles même pour la consigne maximale, auquel cas d'ailleurs, la rapidité est voisine de la seconde .

La méthode ainsi utilisée pour l'étude de la machine autosynchrone est non seulement valable pour développer d'autres recherches théoriques dans le domaine considéré, mais aussi pour la détermination des paramètres de systèmes réels.

Par simulation, nous avons constaté les performances assez élevées du système asservi créé; ce qui permet de la recommander à l'industrie.

Pour des travaux ultérieurs, nous conseillons de chercher à améliorer les caractéristiques dynamiques du système notamment par la comparaison de ces fonctionnements sous différentes stratégies de commandes.

ANNEXE I.

Etablissement des équations du fonctionnement de la machine synchrone considérée (Fig II.2).

1- Flux:

1.1- Stator:

$$\phi_A = L_A i_A + L_{AB} i_B + L_{AC} i_C + L_{Af} I_f$$

$$\phi_B = L_{BA} i_A + L_B i_B + L_{BC} i_C + L_{Bf} I_f$$

$$\phi_C = L_{CA} i_A + L_{CB} i_B + L_C i_C + L_{Cf} I_f$$

avec:

$L_A = L_B = L_C = L_1 = \text{Cste}$: Inductances propres par phase

$L_{AB} = L_{BC} = L_{CA} = L_{11} = \text{Cste}$: Inductances mutuelles entre phases

$L_{Af}, L_{Bf}, L_{Cf} = \text{Variables}$: Inductances mutuelles stator-rotor; elles sont fonction de la position du rotor.

$$L_{Af} = L_{12} \cos \gamma(t)$$

$$L_{Bf} = L_{12} \cos \left(\gamma(t) - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$L_{Cf} = L_{12} \cos \left(\gamma(t) - \frac{4\pi}{3} \right)$$

où:

$$\gamma(t) = \omega t + \gamma_0$$

$$L_1 = L_{sm} + L_{se}$$

avec:

- L_{sm} : Inductance du flux principale, propre à une phase.

- L_{se} : Inductance équivalente au flux de fuite par phase.

- L_{12} : Amplitude de l'inductance mutuelle rotor-stator (enroulements en regard).

donc:

$$L_{11} = L_{sm} \cos \frac{2\pi}{3} = - \frac{L_{sm}}{2}$$

$$L_{12} = L_m = \frac{N_f}{N_s} L_{sm} = \text{Cste}$$

N_f, N_s sont les nombres de spires rotor-stator.

d'où:

$$L_{Af} = L_m \cos \gamma$$

$$L_{Bf} = L_m \cos \left(\gamma - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$L_{Cf} = L_m \cos \left(\gamma - \frac{4\pi}{3} \right)$$

Le vecteur $\bar{\phi}_s$ associé aux flux ϕ_A, ϕ_B, ϕ_C est:

$$\bar{\phi}_s = \frac{2}{3} (\phi_A + a\phi_B + a^2\phi_C)$$

$$\bar{\phi}_s = \frac{2}{3} (i_A + a i_B + a^2 i_C) L_1 + \{ (i_B + i_C) + a(i_A + i_C) + a^2 (i_A + i_B) \} L_{11} + \{ \cos \vartheta + a \cos(\vartheta - \frac{2\pi}{3}) + a^2 \cos(\vartheta - \frac{4\pi}{3}) \} L_m I_f$$

$$\bar{\phi}_s = L_1 \bar{I}_s - L_{11} \bar{I}_s + \frac{2}{3} L_m I_f \{ \cos \vartheta + a(-\frac{1}{2} \cos \vartheta + \frac{3}{2} \sin \vartheta) + a^2(-\frac{1}{2} \cos \vartheta - \frac{3}{2} \sin \vartheta) \}$$

$$\bar{\phi}_s = (L_1 - L_{11}) \bar{I}_s + \frac{2}{3} L_m I_f (\frac{3}{2} \cos \vartheta + j \frac{3}{2} \sin \vartheta)$$

soit:

$$L_s = L_1 - L_{11} = L_{sm} + L_{se} + \frac{L_{sm}}{2} = \frac{3}{2} L_{sm} + L_{se}$$

l'inductance du flux statorique par phase.

$$\bar{\phi}_s = L_s \bar{I}_s + L_m I_f e^{j\vartheta(t)}$$

1.2- Rotor:

Le flux statorique traversant l'entrefer et embrassé par l'ensemble des spires de l'enroulement inducteur est:

$$\bar{\phi}_s' = \frac{N_f}{N_s} (L_s - L_{se}) \bar{I}_s = \frac{N_f}{N_s} \frac{3}{2} L_{sm} \bar{I}_s = \frac{3}{2} L_{ms} \bar{I}_s$$

Ramené au plan du rotor, il s'écrit:

$$\bar{\phi}_{s/f} = \frac{3}{2} L_m \bar{I}_s e^{-j\theta(t)}$$

D'où le flux total du rotor:

$$\bar{\phi}_f = L_f \bar{I}_f + \frac{3}{2} L_{sm} \bar{I}_s e^{j\theta(t)}$$

\bar{I}_f : vecteur courant inducteur (suivant l'axe "d")

2- Tensions:

Tensions instantanées

$$V_{A,B,C} = R i_{A,B,C} + \frac{d\phi_{A,B,C}}{dt}$$

$$V_f = R I_f + \frac{d\phi_f}{dt}$$

Vecteurs associés:

$$\bar{V}_s = R \bar{I}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt}$$

(A.1)

$$\bar{V}_f = R \bar{I}_f + \frac{d\bar{\phi}_f}{dt}$$

avec:

$$\bar{\phi}_s = L_s \bar{I}_s + L_m \bar{I}_f e^{j\theta(t)}$$

(A.2)

$$\bar{\phi}_f = L_f \bar{I}_f + \frac{3}{2} L_m \bar{I}_s e^{-j\theta(t)}$$

3- Plan d-q:

On se propose de déterminer les projections de \bar{V}_s sur les axes d et q du plan lié au rotor. Pour cela, nous avons besoin des projections des grandeurs relatives au stator sur les axes α et β du plan lié à celui-ci (α coïncide avec l'axe de la phase A); soient:

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + j V_{s\beta}$$

$$\bar{I}_s = I_{s\alpha} + j I_{s\beta}$$

$$\bar{\phi}_s = \phi_{s\alpha} + j \phi_{s\beta}$$

d'où:

$$V_{sd} = V_{s\alpha} \cos \delta + V_{s\beta} \sin \delta$$

$$V_{sq} = -V_{s\alpha} \sin \delta + V_{s\beta} \cos \delta$$

$$I_{sd} = I_{s\alpha} \cos \delta + I_{s\beta} \sin \delta$$

$$I_{sq} = -I_{s\alpha} \sin \delta + I_{s\beta} \cos \delta$$

$$\phi_{sd} = \phi_{s\alpha} \cos \delta + \phi_{s\beta} \sin \delta$$

$$\phi_{sq} = -\phi_{s\alpha} \sin \delta + \phi_{s\beta} \cos \delta$$

De plus, nous aurons besoins des projections:

$$\left. \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \right|_d = \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \cdot \cos \delta + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \cdot \sin \delta$$

$$\left. \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \right|_q = -\frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \cdot \sin \delta + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \cdot \cos \delta$$

or:

$$\frac{d}{dt} (\phi_{s\alpha} \cos \gamma) = \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \cos \gamma - \omega \phi_{s\alpha} \sin \gamma$$

$$\frac{d}{dt} (\phi_{s\beta} \sin \gamma) = \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \sin \gamma + \omega \phi_{s\beta} \cos \gamma$$

On en déduit:

$$\left. \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \right|_d = \frac{d}{dt} (\phi_{s\alpha} \cos \gamma + \phi_{s\beta} \sin \gamma) - \omega (-\phi_{s\alpha} \sin \gamma + \phi_{s\beta} \cos \gamma)$$

$$\left. \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \right|_q = \frac{d}{dt} (-\phi_{s\alpha} \sin \gamma + \phi_{s\beta} \cos \gamma) + \omega (\phi_{s\alpha} \cos \gamma + \phi_{s\beta} \sin \gamma)$$

il vient:

$$\left. \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \right|_d = \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega \phi_{sq}$$

$$\left. \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \right|_q = \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega \phi_{sd}$$

d'où:

$$V_{sd} = R I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega \phi_{sq}$$

$$V_{sq} = R I_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega \phi_{sd}$$

(A.3)

$$V_f = R_f I_f + \frac{d\phi_f}{dt}$$

Ramené au plan du rotor, l'équation (A.2) du flux total par phase s'écrit:

$$\bar{\phi}_{s/f} = \bar{\phi}_s e^{-j\gamma} = L_s \bar{I}_s e^{-j\gamma} + L_m I_f e^{j\gamma} e^{-j\gamma}$$

En gardant la même notation des grandeurs statoriques, mais sous entendues dans le plan du rotor, nous obtenons:

$$\bar{\phi}_s = L_s \bar{I}_s + L_m \bar{I}_f$$

$$\bar{\phi}_f = L_f \bar{I}_f + \frac{3}{2} L_m \bar{I}_s$$

d'où :

$$\phi_{sd} = L_s I_{sd} + L_m I_f$$

$$\phi_{sq} = L_s I_{sq} \tag{A.4}$$

$$\phi_f = L_f I_f + \frac{3}{2} L_m I_d$$

En omettant l'indice "s", la substitution des équations (A.4) dans (A.3) donne les équations électriques:

$$V_d = R I_d + L \frac{dI_d}{dt} + L_m \frac{dI_f}{dt} - p L I_q$$

$$V_q = R I_q + L \frac{dI_q}{dt} + p L I_d + p L_m I_f \tag{A.5}$$

$$V_f = R I_f + L_f \frac{dI_f}{dt} + \frac{3}{2} L_m \frac{dI_d}{dt}$$

4- Couple:

$$M_e = \frac{3}{2} p (\phi_d I_q - \phi_q I_d) = \frac{3}{2} p \left| \bar{\phi}_s \wedge \bar{I}_s \right|$$

$$M_e = \frac{3}{2} p \left| (L \bar{I}_s + L_m \bar{I}_f) \wedge \bar{I}_s \right|$$

$$M_e = \frac{3}{2} p L_m \left| \bar{I}_f \wedge \bar{I}_s \right|$$

$$M_e = \frac{3}{2} p L_m I_f I_q$$

L'équation mécanique vient compléter le modèle mathématique de la machine synchrone considérée dans cette étude.

$$J \frac{d}{dt} + \lambda \Omega + M u = \frac{3}{2} p L_m I_f I_q \quad (A.6)$$

- ANNEXE II. -

La machine synchrone considérée est de 3 KW,
220/380 V, 50 Hz, $\cos \varphi = 0,83$ et à 4 pôles.

Ces paramètres sont:

$$R = 1 \ \Omega$$

$$R_f = 12,2 \ \Omega$$

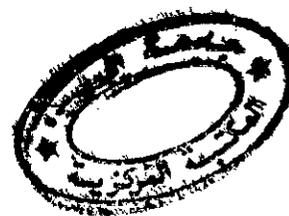
$$L = 0,18 \text{ H}$$

$$L_f = 3,6 \text{ H}$$

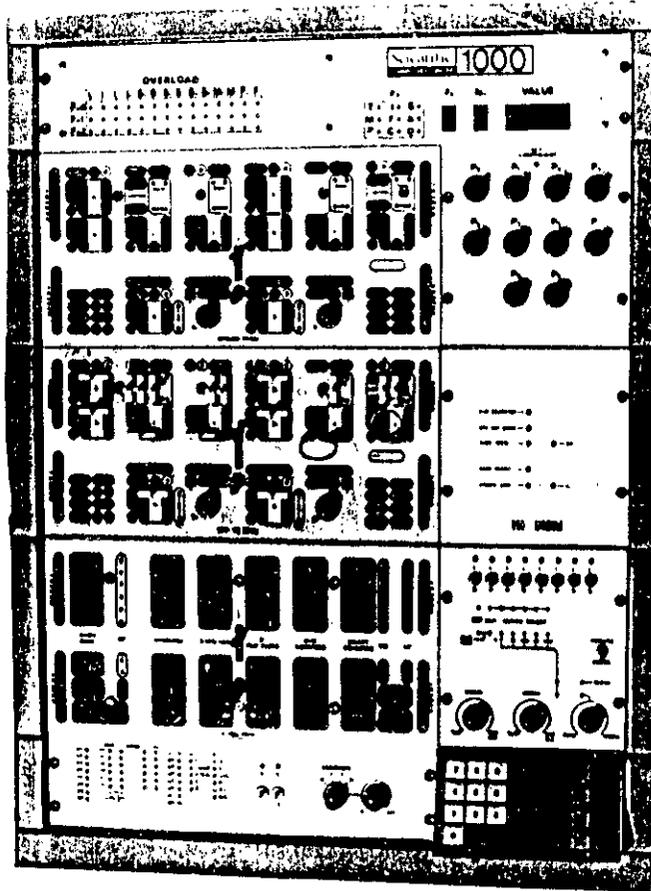
$$L_m = 0,536 \text{ H}$$

$$J = 0,11 \text{ Kg m}^2$$

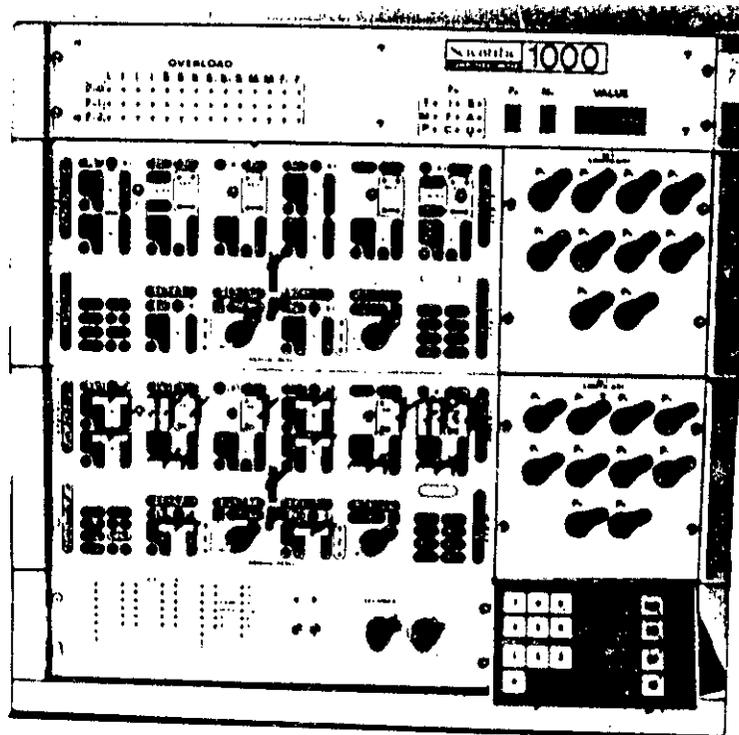
$$\lambda = 0,008 \text{ Nm/rd/s}$$



- ANNEXE III. -



SIMULATEUR ANALOGIQUE -DIGITAL



SIMULATEUR ANALOGIQUE

— ANNEXE IV. —

```
10 REM SIMULATION DE LA M S A
20 REM DONEES INITIALES
30 RS=1!:LS=.18:RR=12.2:LR=3.6:LM=.536:JM=.11:P=2!:LAMB=.025
35 TR=.0033:T0=.0126:KCI=.11
36 PI=3.141593
40 PRINT "INTRODUIR LE TETA ZERO":INPUT TETO
50 VR=28!:N=8
60 PRINT "INTRODUIR LA TENSION VC":INPUT VC
65 PRINT "INTRODUIR LE COUPLE DE LA CHARGE":INPUT MU
90 PRINT "INTRODUIR LE PAS DE SORTIE DES RESULTATS":INPUT L
95 PRINT "INTRODUIR LE TEMPS FINAL":INPUT TK
100 PRINT "          PROCESSUS          DU          DEMARRAGE          "
110 PRINT "TEMPS(S)          VD(V)          VQ(V)          IM(A)          OMEGA(R/S)"
120 DIM B(4),U(N),V(N)
125 H=.005
130 T=0!
140 FOR I=1 TO N: U(I)=0!:V(I)=0!:NEXT I
145 VD=0!:VQ=0.
150 J=L
160 IF J=L THEN GOTO 190
170 GOSUB 1000
180 J=J+1:GOTO 160
190 IM=SQR(U(5)*U(5)+U(6)*U(6))
195 PRINT T,VD,VQ,IM,U(N),U(5),U(6),U(7),V(8)
196 IF U(8)>10 THEN H=.005
197 IF U(8)>50 THEN H=.004
198 IF U(8)>60 THEN H=.0025
199 IF U(8)>75 THEN H=.001
200 J=0: TD=T-TK
202 MCH=MU
210 IF TD<0 THEN GOTO 180
220 STOP
230 END
1000 FOR K=1 TO N
1010 FOR K1=1 TO 4
1020 IF K1=1 THEN Z=U(K): GOTO 1060
1030 IF K1=2 THEN U(K)=Z+B(K1-1)/2:GOTO 1060
1040 IF K1=3 THEN U(K)=Z+B(K1-1)/2:GOTO 1060
1050 IF K1=4 THEN U(K)=Z+B(K1-1)
1060 GOSUB 2000
1070 B(K1) = V(K)*H:NEXT K1
1080 U(K)=Z+(B(1)+2!*(B(2)+B(3))+B(4))/6!
1090 NEXT K
1100 T=T+H
1110 RETURN
2000 V(1)=(VC-U(1))/TR
2010 V(2)=U(1)/(T0*T0)-6*KCI*U(2)/T0-U(3)/(T0*T0)
2020 V(3)=U(2)
2030 V(4)=U(8)
2040 IF U(4)>PI/6 THEN U(4)=0!
2050 TETA=(TETO*PI/180 + PI/3)/P - U(4)
2060 VD=-U(3)*SIN(TETA)
2070 VQ=U(3)*COS(TETA)
2080 V(5)=VD/LS-RS*U(5)/LS-LM*V(7)/LS+P*U(8)*U(6)
2090 V(6)=VQ/LS-RS*U(6)/LS-P*U(8)*U(5)-P*LM*U(8)*U(7)/LS
2100 V(7)=VR/LR-RR*U(7)/LR-LM*V(5)/LR
2110 V(8)=3*P*LM*U(7)*U(6)/JM-LAMB*U(8)/JM-MCH/JM
2120 RETURN
```

- BIBLIOGRAPHIE -

- [1] - R. KLEIN - Les onduleurs et leurs applications,
l'association onduleurs - machines synchrones.
R.G.E, Tome 85, N°1 janvier 1976.
- [2] - J. DHER - Moteur électrique: une extension rapide de
leur domaine d'utilisation.
R.G.E., N°3 mars 1987.
- [3] - C.MIJON - La vitesse variable et les automatismes
dans les industries divers.
C.R des journées d'étude, Lille , 1975.
- [4] - J.SAINT. ROSE-MERIL- Analyse du fonctionnement d'une
machine synchrone autopilotée alimentée par
convertisseur direct de fréquence.
Thèse de Docteur de spécialité, mai 1972, INP Toulouse.
- [5] - A.REKKAB - Etude et réalisation de la commande d'une
machine synchrone autopilotée.
Thèse de Magister, juin 1990, ENP Alger.
- [6] - A. COSSIE - Moteur synchrone autopiloté alimenté par
onduleur de courant.
Technique de l'ingénieur, 9 - 1984.

- [7] - A. IBRAHIM SAID - Etude des caractéristiques d'un dispositif à vitesse variable réalisé à partir d'une machine synchrone alimentée en tension par convertisseur statique et autopilotée.
Thèse de Docteur - Ingénieur, mai 1975 Toulouse.
- [8] - M.LAJOIE - MAZENC et B. TRANNOY - Quelques aspects de l'étude du remplacement du collecteur par un commutateur statique .
R.G.E., N° 9 septembre 1972.
- [9] - A.K.LOTFY - Définition et mise en oeuvre d'une structure de commande numérique pour une machine synchrone autopilotée.
Thèse de Docteur - Ingénieur, octobre 1981 , INP Toulouse.
- [10] - B. DE FORNEL - Machines à courant alternatif alimentées à fréquence variable par convertisseurs statiques.
Thèse de Docteur es-science, avril 1976, INP Toulouse.
- [11] - P. BARRET - Régime transitoire des machines tournantes.
Cours photocopié, Tome IV, ESE 1974 Paris.
- [12] - J.CHATELAIN - Machines électriques, Tome II.
Edition Dunod 1983.

- [13] - M. METZ - Méthode d'étude des convertisseurs statiques par simulation analogique.
Thèse de Docteur - Ingénieur, mai 1976 Toulouse.
- [14] - O.P. MICHAILOV - Dynamika électomechanitch-eskogo privoda métalorejuchih stankov.
Moscou, Machinostroenie 1989.
- [15] - P. NASLIN - Technologie et calcul pratique des systèmes asservis.
Edition Dunod 1968.