

2/91

Ex

وزارة الجامعات
Ministère aux Universités

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT *Génie Electrique*

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

*Etude par simulation numérique
du comportement d'un M.A.S.
alimenté par un onduleur à G-T-O*

Proposé par : *B. Kemici*

Etudié par : *M. Boudour
A. Dehane*

Dirigé par : *B. Kemici*

PROMOTION *Juin 1991.*

OBJECT - OBJET

الموضوع

ملخص

يهدف هذا المشروع الى دراسة نموذج عن طريق تصنع حسابي يمثل اشتراك : معدل - مموّج - محرك غير مزامن ، شروحات فزيائية لتصرف المحرك المغذّي من طرف مموّج التيار أعطيت خلال هذه الدراسة وذلك في صيغتي عمل هذا المحرك : النظام الدائم و النظام العابر ، و أخيرا دراسة نوع من أنواع قيادة المحرك بتنظيم السرعة مرافق بتصميم دائرة التيار، و تبيان عمل مختلف دارات هذا التنظيم .

SUMMARY

The association of current source inverter and induction motor is well suited for application at medium power. This book treats about its modeling and simulation. physical discriptions of the induction motor behavior are also given throughout the different chapters of this working both of steady and transient state.

The least chapter includes a classical current fed inverter - drive and the characteristics of its control circuits.

SOMMAIRE

Cet ouvrage traite de la simultation numérique de l'association : redresseur-onduleur de courant - MAS, les descriptions physiques du comportement du moteur aisi alimenté ont été explicitées tout au long de ce travail pour les deux (2) régimes de fonctionnement permanent et transitoire.

Enfin, une méthode de commande en vitesse est contenue dans le dernier chapitre, avec l'illustration du comportement des circuits de réglage.

Je dédie cette étude :

- A ma mère.
- A feu mon père qui ne peut goûter la satisfaction de voir ce grand moment de son fils reconnaissant.
- A mes chères sœurs.
- A tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce mémoire, et à tous mes amis.

Qu'ils trouvent ici l'expression de ma profonde gratitude.

- A tous les miens.

BOUDOUR Mohamed.

Je dédie cette étude :

- A ma mère en particulier.
- A mon père.

Qu'ils veuillent voir dans cet hommage la faible expression de ma très grande affection filiale et de ma reconnaissance dans tous les sacrifices qu'ils ont consentis afin que je puisse mener à terme mes études.

- A mon grand père
- A mes grand mères.
- A tous les miens.

DEHANE Nazim.

-o- REMERCIEMENTS -o-

Mes remerciements s'adressent :

- A MR. HENICI notre promoteur qui nous a apporté aide et assistance tout au long de la concrétisation de ce projet fin d'étude ainsi qu'à tous les professeurs qui ont contribué à notre formation.
- A MR. NESSAH Boussad cadre supérieur d'une Entreprise Nationale dont l'aide a été très efficace dans la réalisation matérielle de ce manuscrit.

SOMMAIRE

Notations

Introduction générale

Partie 1 : Etude théorique

Chapitre 1 : Généralités sur les variateurs de vitesse pour machines asynchrone

Introduction

I - Principe

II - Procédé de variation de vitesse

Chapitre 2 : Etude du thyristor G.T.O

Introduction

I - Principe du G.T.O

II - Caractéristiques directes

III - Caractéristiques inverses

IV - Amorçage du G.T.O

V - Blocage du G.T.O

VI - Protection du G.T.O

VII - Circuit de commande

VIII - Conclusions

Chapitre 3 : Etude et modélisation de la machine asynchrone

Introduction

- I - Description et hypothèses simplificatrices
- II - Machine biphasée équivalente
 - II.1 - Composantes de concordia et interprétation
 - II.2 - Transformation de Park
 - II.3 - Mise en équation

Conclusion

Chapitre 4 : Etude de l'onduleur de courant à G.T.O

Introduction

- I - Description
 - I.1 - Principe
 - I.2 - Fonctionnement
 - I.2.1 - Mode à 3 phases
 - I.2.2 - Mode à 2 phases
- II - Variantes du dispositif de récupération

Partie 2 : Simulation numérique

Chapitre 5 : Etude de l'association onduleur à G.T.O - MAS

Introduction

- I - Modèle de connaissance de l'onduleur à G.T.O associé au MAS.
 - I.1 - Hypothèses de travail
 - I.2 - Equations de fonctionnement de l'onduleur à G.T.O
 - I.3 - Equations de fonctionnement du moteur asynchrone

I.4 - Méthode de résolution

II - Démarrage du MAS à courant de charge imposé

II.1 - Données numériques

II.2 - Etude du comportement du MAS

II.2.1 - Onde fondamentale du courant

II.2.2 - Commande pleine onde

II.2.3 - Commande en M.L.I

II.3 - Conclusion

Chapitre 6 : Etude de l'association : Redresseur - Onduleur - MAS

Introduction

I - Description et fonctionnement du pont redresseur

I.1 - Principe

I.2 - Fonctionnement

II - Mise en équation de l'ensemble

III - Démarrage du MAS à angle d'allumage imposé

III.1 - Données numériques

III.2 - Etude du comportement du MAS

III.2.1 - Commande pleine onde

III.2.2 - Commande en MLI

III.3 - Linéarisation des équations du MAS

III.4 - Conclusion

Chapitre 7 : Régulation du MAS alimenté par un onduleur de courant

Introduction

- I - Principe de commande
- II - Réglage de courant
 - II.1 - Choix et dimensionnement du régulateur
 - II.2 - Modèle numérique
 - II.3 - Résultats et commentaires
- III - Réglage de vitesse
 - III.1 - Choix et dimensionnement du régulateur
 - III.2 - Modèle numérique
 - III.3 - Résultats et commentaires
- IV - Conclusion

- Conclusion
- Bibliographie
- Annexe

NOTATIONS

<u>Symbole</u>	<u>Désignation</u>
I_A	courant d'anode
I_G	courant de gâchette
I_L	courant d'accrochage
I_{GT}	courant nécessaire à l'amorçage
I_{TRCM}	intensité maximale du courant direct contrôlable à l'ouverture
I_s	courant de liaison continu
$i_{a, b, c}$	courants de phase statoriques
i_e	courant de charge du circuit de commutation
i_{dr}, i_{ds}	courants instantanés rotor, stator par rapport à l'axe d
i_{qr}, i_{qs}	courants instantanés rotor, stator par rapport à l'axe q
V_{AK}	tension directe Anode-Cathode
$V_{a, b, c}$	tensions de phase statoriques
V_{dr}, V_{ds}	tensions instantanées rotor, stator par rapport à l'axe d
V_{qr}, V_{qs}	tensions instantanées rotor, stator par rapport à l'axe q
U_{co}	tension préliminaire du condensateur

<u>Symbole</u>	<u>Désignation</u>
U_c	tension aux bornes du condensateur de commutation
U_R	tension à la sortie du redresseur
U_e	tension à l'entrée de l'onduleur
$e'_{a, b, c}$	f.e.m d'une phase statorique
U_{cm}	tension de commande
g	glissement
α	angle d'amorçage
$\alpha_{1, 2, 3, 4, 5}$	angles de commutation en M.L.I
h	ordre de l'harmonique de courant
c	capacité de commutation
L	self de lissage
L_A, L'_A	inductances du circuit de récupération d'énergie
N_1	réactance de fuite vue du stator
L_{as}, L_{ar}	inductance propre d'une phase statorique et rotorique
L_s, L_r	inductance propre cyclique du stator et du rotor
R_s, R_r	résistance d'une phase du stator et d'une phase de rotor
M_{as}, M_{ar}	inductance mutuelle entre 2 phases du stator et entre 2 phases du rotor

Symbole

Désignation

M_{sr}	mutuelle inductance propre entre stator-rotor
s	facteur de dispersion
T_n, T_i	constantes de temps du régulateur P.I continu
K_p, K_i	coefficients du régulateur P.I discret
e	écart de réglage
w_p	vitesse de rotation du moteur
w_s	vitesse de rotation du champ tournant
f_s	fréquence du champ tournant statorique

INTRODUCTION GENERALE

Le développement de l'électronique de puissance a permis l'apparition de nouveaux types de semi-conducteurs tendant à remplacer de plus en plus le thyristor, et plus particulièrement dans la commande des machines à courant alternatif, qui constitue l'application la plus importante de l'électronique industrielle.

L'objet de ce présent travail est de simuler numériquement l'association redresseur - onduleur à G.T.O - MAS, faisant en même temps ressortir les avantages du G.T.O par rapport au thyristor classique et mettre en exergue le comportement du MAS entraîné par l'onduleur de courant à G.T.O.

On distingue deux (02) parties :

- La première partie (chapitres 1 à 4) est consacrée à la présentation des différents dispositifs constituant le système global.
- La deuxième partie (chapitres 5 à 7) traite de la simulation numérique de l'association ainsi que l'entraînement réglé du MAS alimenté par un onduleur de courant.

Organisation générale :

Le chapitre 1 présente des généralités sur les variateurs de vitesse pour moteurs asynchrones.

Le chapitre 2 définit le thyristor G.T.O par l'intermédiaire de ces caractéristiques directes et inverses et présente ses avantages par rapport à d'autres semi-conducteurs.

Le chapitre 3 traite de la modélisation du MAS par les transformations classiques en vue de sa simulation numérique.

Le chapitre 4 contient une étude de l'onduleur de courant à G.T.O alimentant une charge quelconque selon ses 2 modes de fonctionnement (à 2 phases et à 3 phases).

Le chapitre 5 traite, d'une manière détaillée de l'association : onduleur de courant - MAS, ainsi que la méthode de résolution appliquée à la simulation permettant d'illustrer le comportement du système.

Le chapitre 6 est consacrée à l'étude du système globale redresseur-onduleur de courant - MAS, et l'étude du comportement réel du MAS alimenté par l'onduleur de courant à G.T.O avec plusieurs commandes de la forme d'ondes des courants (pleine onde, MLI) ainsi que la linéarisation des équations du système.

Le chapitre 7 traite d'un exemple concret d'entraînement réglé du moteur asynchrone alimenté par onduleur de courant, on y présente le schéma de principe des circuits de réglage, et on analyse le comportement du système ainsi régulé.

1ère Partie :

Etude théorique

Généralités sur les variateurs de vitesse pour
machines asynchrones

Introduction :

La vitesse d'un moteur asynchrone peut-être variée non seulement par la fréquence d'alimentation, mais aussi en intervenant sur le glissement. ($W_r = (1 - g) \frac{W_s}{P}$)

La meilleure méthode pour faire varier la vitesse est d'agir sur la fréquence d'alimentation au moyen d'un convertisseur de fréquence. Ainsi, il est possible de faire varier la vitesse d'un moteur asynchrone dans une gamme très large sans pertes supplémentaires et même d'inverser le sens de rotation.

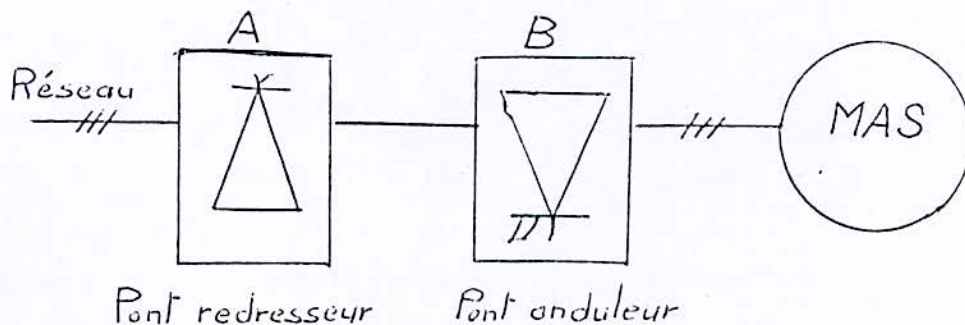
Dans ce chapitre, on s'intéressera particulièrement à ce procédé de variation.

1 - Principe :

Pour les équipements de faible ou moyenne puissance, on passe par l'intermédiaire du continu. On dresse les tensions du réseau puis, grâce à un onduleur, on produit les signaux de fréquence variable. Quatre (04) cas de figure peuvent se présenter :

- Pont redresseur non commandé alimentant un onduleur de tension.
- Pont redresseur commandé alimentant un onduleur de tension.
- Pont redresseur non commandé alimentant un onduleur de courant.
- Pont redresseur commandé alimentant un onduleur de courant.

Schéma de principe :



Un convertisseur de fréquence composé d'un convertisseur de courant A et d'un onduleur à commutation forcée B alimente le stator d'un moteur asynchrone.

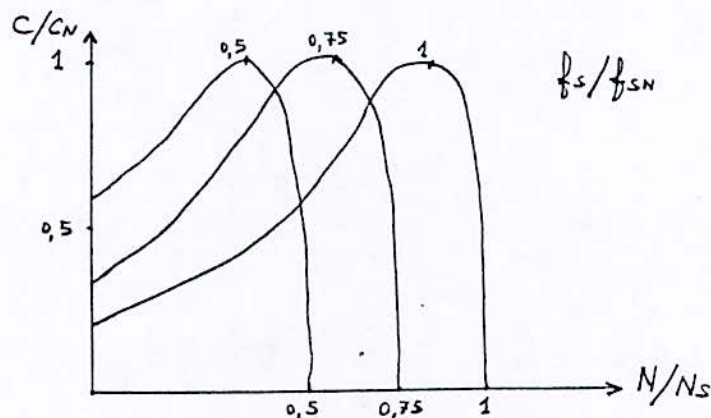
Alimenté par une source de courant (resp. tension), l'onduleur B ne peut que distribuer convenablement aux trois (03) phases du moteur le courant (resp. tension) qu'il reçoit.

II - Procédé de variation de vitesse :

La cadence de déblocage des thyristors du commutateur commande la vitesse. Selon la fréquence d'alimentation, la caractéristique de couple électromagnétique du moteur asynchrone est décalée par rapport à la vitesse, du fait que la vitesse synchrone du moteur varie. La tension statorique doit varier environ proportionnellement à la fréquence d'alimentation.

La vitesse peut donc être modifiée dans une grande gamme, même à vide (c'est à dire pour un couple $C_r = 0$). En charge, le moteur asynchrone travaille toujours avec un faible glissement, ce qui évite des pertes supplémentaires.

Un bon réglage de vitesse sur le plan technique correspond à des caractéristiques qui se déplacent sensiblement, parallèlement à elles mêmes.



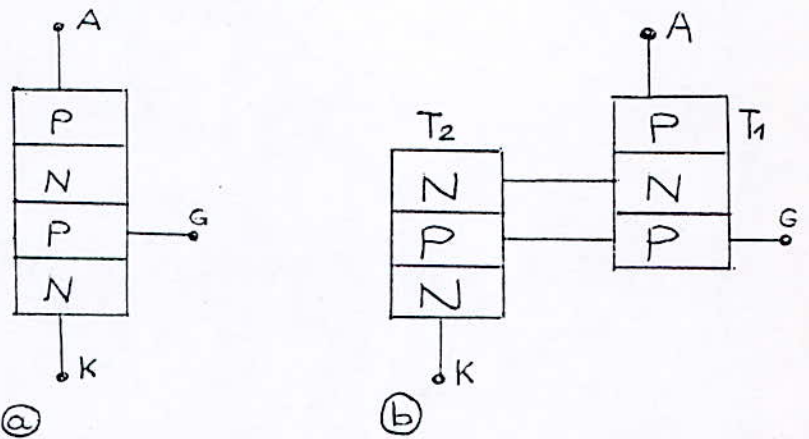
Variation de la vitesse d'un moteur asynchrone
par la fréquence d'alimentation

Etude du Thyristor G.T.O

Introduction :

Le G.T.O (Gate Turn OFF) est un thyristor qui s'amorce et se bloque par la gâchette. Tout comme un thyristor classique, le G.T.O supporte, à l'état bloqué, des tensions directes très importantes (jusqu'à 1500 V) et, à l'état passant, des pointes de courant bien supérieures à la valeur moyenne admissible. Il peut travailler à des fréquences de commutation élevées (> 25 kHz) et sa commande est obtenue par un faible courant de gâchette, positif pour l'amorçage et négatif pour le blocage.

I - Principe du G.T.O :



La constitution du thyristor (figure (a)) naturellement bloqué sous tension directe mais commandé à la fermeture par un courant de gâchette, implique aussi la possibilité (de principe) d'éteindre le courant direct par action sur la même gâchette.

En effet, la structure P-N-P-N peut-être aisément décomposée, en une cascade de 2 transistors bipolaires : PNP (T1) et NPN (T2) (figure (b)).

II - Caractéristiques directes :

Le réseau de courbes I_A / V_{AK} de la figure (1) montre deux comportements du G.T.O à l'amorçage, en fonction du niveau de courant d'anode.

Lorsque celui-ci est inférieur au courant d'accrochage I_L , le G.T.O réagit comme un transistor haute tension ayant un facteur d'amplification de courant I_A / I_G croissant avec le courant d'anode. Si le courant de gâchette est insuffisant pour provoquer le déclenchement, le G.T.O est en blocage direct avec un faible courant de fuite entre anode et cathode. Au contraire, si le courant de gâchette est supérieur au niveau I_{GT} nécessaire pour l'amorçage, le G.T.O est rendu passant et il apparaît une faible chute de tension résiduelle entre anode et cathode. Tant que le courant d'anode est inférieur au courant I_L , le G.T.O peut revenir à l'état de blocage direct, si le courant de gâchette devient inférieur au courant I_{GT} . Si le courant d'anode est supérieur au courant d'accrochage I_L , le G.T.O reste à l'état passant, se comportant comme un thyristor classique, même en cas de suppression de courant de gâchette, mais à l'inverse du thyristor conventionnel, le G.T.O peut-être bloqué par inversion de la tension de gâchette.

III - Caractéristiques inverses :

En polarisation inverse, le G.T.O est équivalent à une résistance, ne pouvant bloquer aucune tension et ne permettant pas le passage d'un courant significatif.

Dans le cas où une tenue en tension inverse est nécessaire pour le système, il suffit de connecter une diode en série avec le G.T.O. De même, pour un courant inverse élevé, une diode doit-être montée en anti-parrallèle. La figure (2) représente ces différentes configurations.

IV - Amorçage du G.T.O :

a) - Précautions durant l'impulsion :

Pendant la phase d'amorçage, il faut être sûr que le circuit de gâchette fournit un courant suffisant lorsque le courant d'anode risque d'être inférieur au courant d'accrochage I_L .

La figure (3) montre qu'une constante de temps trop faible peut provoquer un déclenchement incertain si le courant de gâchette devient inférieur au niveau I_{GT} avant que le courant d'anode n'ait dépassé la valeur I_L .

D'autre part, si le courant d'anode est très peu supérieur à la valeur I_L du courant d'accrochage, une décroissance trop rapide du courant de gâchette provoque une mise en conduction incertaine (figure 4). Le temps de descente de l'impulsion de commande devra donc être augmenté.

b) - Réduction des pertes en commutation :

Pour réduire les pertes pendant les commutations, il est essentiel de minimiser le temps de mise en conduction t_{on} du G.T.O comme le montre la figure (5), les deux composantes de t_{on} (le temps de retard t_d et le temps de montée t_r) diminuent lorsque le courant positif de gâchette augmente.

c) - Avantages d'une commande continue de gâchette :

Comme le transistor, le G.T.O peut-être amorcé et laissé en conduction par simple application d'un courant continu de gâchette supérieur à I_{GT} .

La figure (6) montre que par ce mode de fonctionnement, on réduit la chute de tension V_{AK} et donc aussi ses pertes en conduction et son échauffement.

V - Blocage du G.T.O :

L'originalité du G.T.O réside dans sa propriété de s'ouvrir sur commande : un courant inverse de la gâchette peut amener à l'extinction forcée du courant direct. Les figures (7) et (8) indiquent l'allure des formes d'ondes obtenues à l'ouverture forcée sur charge inductive.

Les grandeurs caractéristiques de l'ouverture commandée sont :

- t_s : durée du retard à l'extinction ou temps de stockage.
- t_f : temps de décroissance de $I_A(t)$ jusqu'à 10 % de la valeur initiale I_a .
- t_t : durée d'extinction résiduelle.
- I_{TCRM} : intensité maximale du courant direct contrôlable à l'ouverture. Cette grandeur est en général associée à une valeur (dv/dt) d'accroissement de la tension V_{AK} au blocage.

Remarque :

La caractéristique de la figure (9) explicite la relation entre le courant crête contrôlable I_{TCRM} et le dv/dt .

Plus le courant à contrôler est élevé, plus le dv/dt admissible sera faible.

VI - Protection du G.T.O :

L'environnement du thyristor doit assurer sa sécurité en fonctionnement :

- A l'état bloqué, éviter que la tension directe appliquée n'exède le maximum acceptable de façon répétitive, V_{DRM} , au delà duquel un amorçage spontané destructeur risquerait de se produire.
- Pendant la mise en conduction, limiter la vitesse d'accroissement de l'intensité du courant direct.

Il s'avère nécessaire d'utiliser l'un des circuits de la figure (10.) Le circuit 10a est destiné aux systèmes ne comportant qu'un seul G.T.O ou dans les montages en pont.

Le circuit 10b convient aux montages en pont. Le circuit RC d'aide à la commutation, employé pour les thyristors classiques n'est pas très utilisable pour le G.T.O. En effet, lors du blocage d'un thyristor conventionnel par commutation forcée, le taux de croissance de courant di/dt , peut-être maîtrisé par le circuit extérieur d'extinction dans le cas du G.T.O. Le courant est interrompu par le cristal de silicium et le contrôle du dv/dt doit être effectué différemment.

Pour tout circuit d'aide à la commutation (CALC) l'efficacité est dépendante de la minimisation des inductances série (figure 10c).

VII - Circuit de commande :

Ce circuit doit-être réalisé pour répondre à deux impératifs :

Une mise en conduction et un blocage optimaux.

La jonction gâchette cathode se comporte exactement comme une diode. Le circuit théorique de commande est représenté à la figure (11).

a) - Circuit de mise en conduction :

Le courant direct minimum assurant le déclenchement du G.T.O est donné par la valeur I_{GT} des caractéristiques de la figure (12). Si le courant utilisé est juste au niveau de I_{GT} , le G.T.O sera amorcé mais le taux de croissance de courant di/dt sera faible.

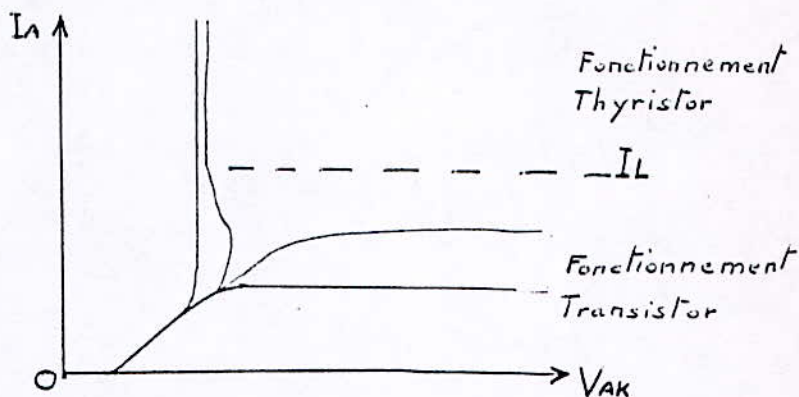
b) - Circuit de blocage :

Pour obtenir un blocage fiable, une source de tension négative de basse impédance doit-être placée entre gâchette et cathode et dont la valeur maximale, V_{GR} , est limitée par la tension d'avalanche inverse de la jonction gâchette - cathode.

VIII - Conclusions :

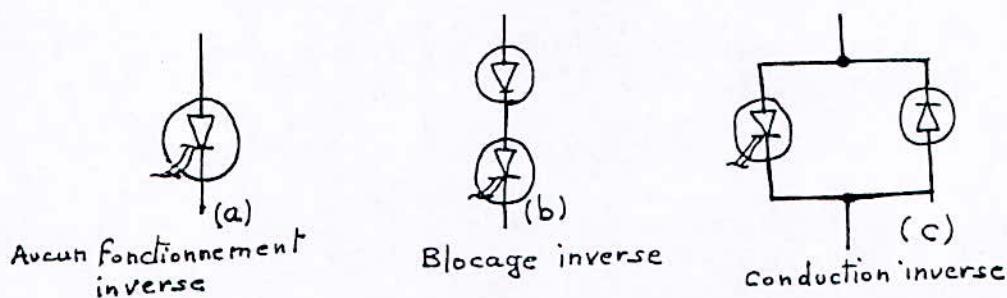
- 1) - Le G.T.O réalise une excellente combinaison des avantages des thyristors classiques et des transistors.
- 2) - Sa constitution lui confère une tenue en tension élevée et une bonne résistance aux surcharges en courant.
- 3) - Sa structure interdigitée lui permet de supporter les contraintes d'un amorçage rapide.
- 4) - L'électrode de commande est la même pour l'amorçage et l'extinction.

Caractéristiques directes :



La caractéristique $I_A = f(V_{AK})$ suivant le courant de la gâchette.

Figure (1)



Changement du comportement en inverse du G.T.O avec des diodes additionnelles

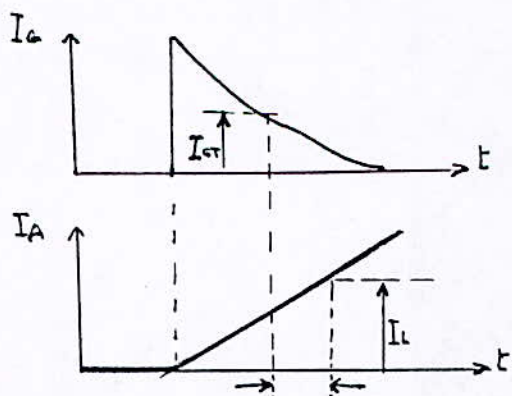
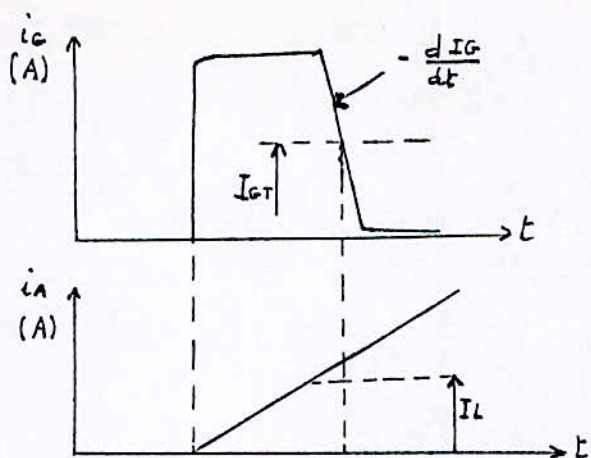


Figure (2)

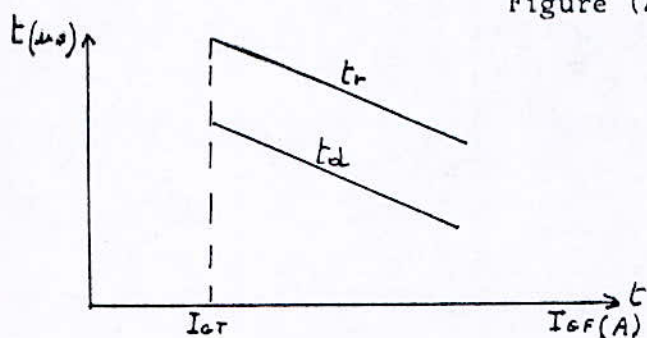
Risque d'amorçage incertain lorsque : $I_G < I_{GT}$ et $I_A < I_L$

Figure (3)



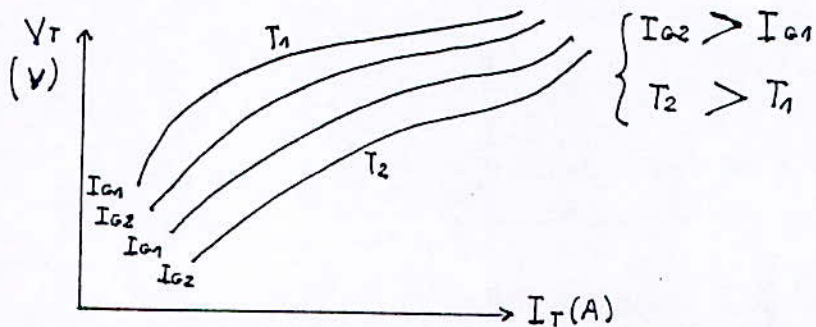
Possibilité de non déclenchement si : $i_A < I_L$ et $-\frac{dIG}{dt}$ grand dt

Figure (4)



Variations de t_r et t_d en fonction de I_{GF}

Figure (5)



Chute de tension aux bornes du G.T.O fonction du courant d'anode à 2 températures différentes et à courant continu de gachette fixé

Figure (6)

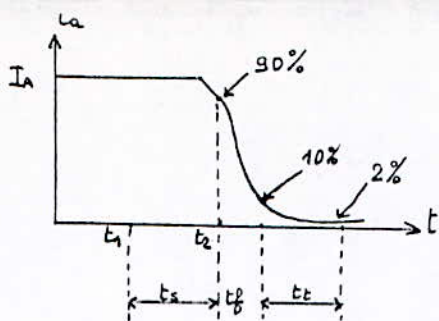


Figure (7)

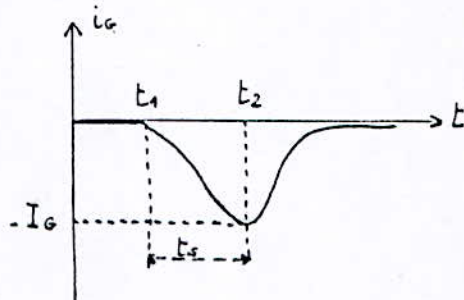
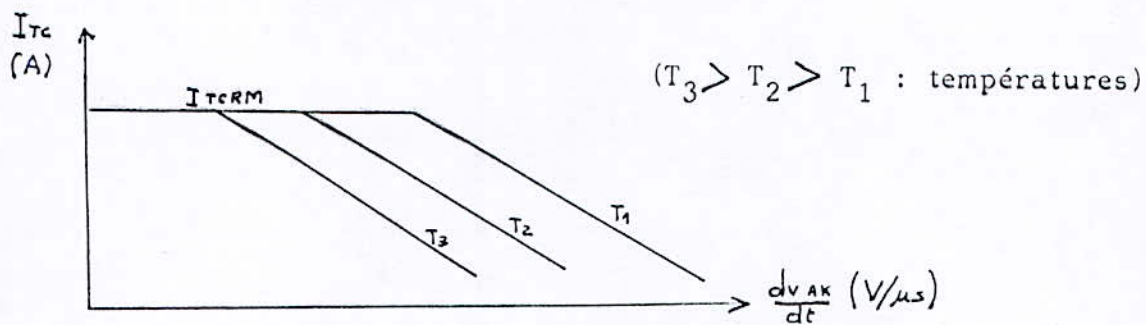


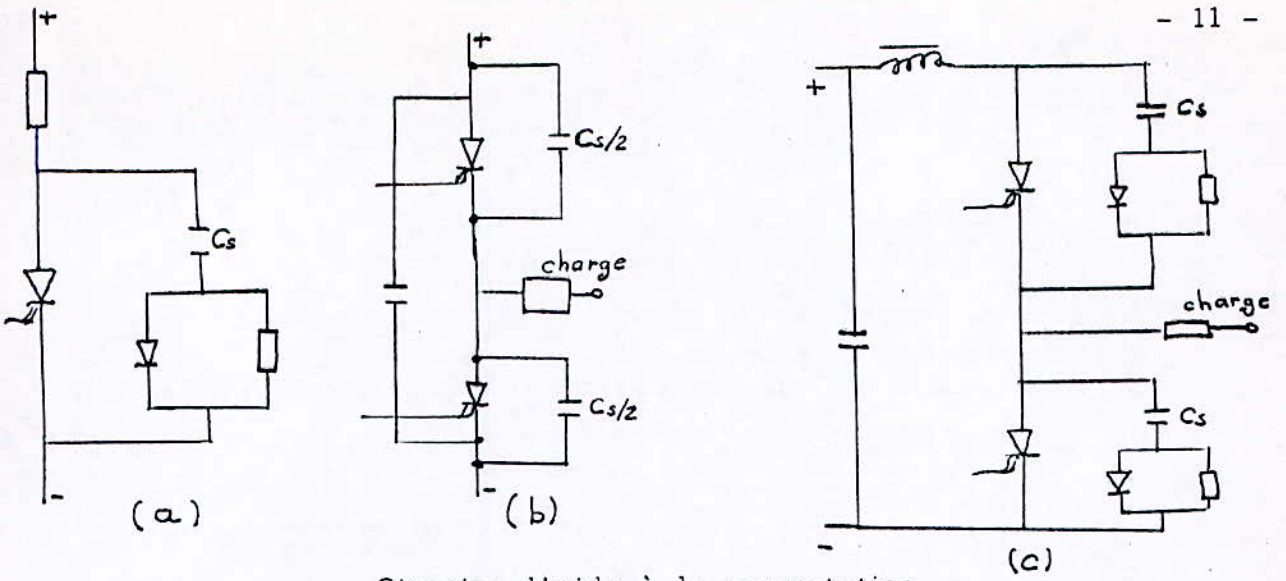
Figure (8)

Formes d'onde de la phase de blocage



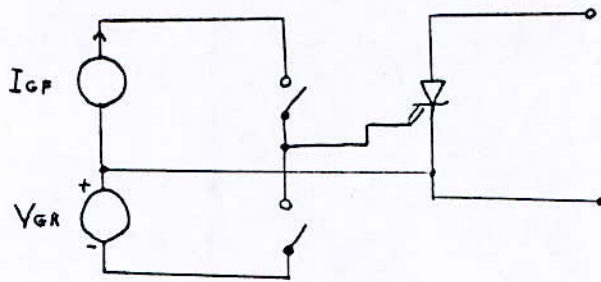
Courant d'anode contrôlable, fonction de $\frac{dv_{AK}}{dt}$ pour différentes températures.

Figure (9)



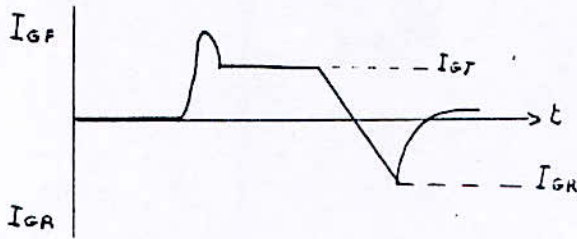
Circuits d'aide à la commutation

Figure (10)



Principe de commande

Figure (11)



Courant de gachette idéal

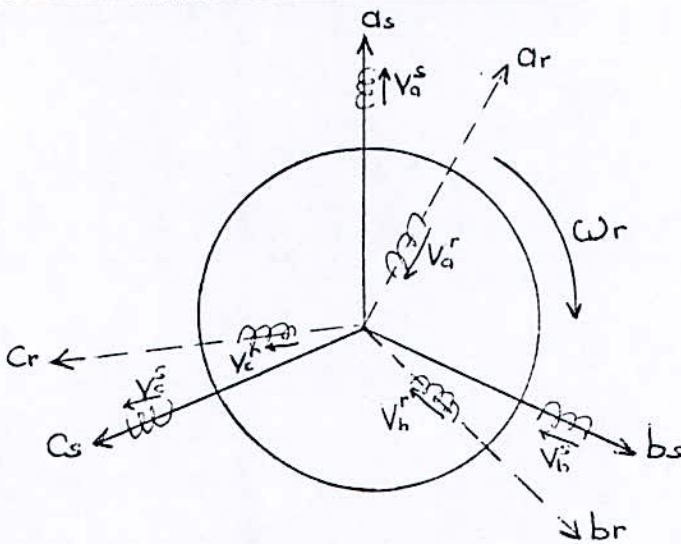
Figure (12)

Etude et modélisation de la machine
asynchrone

Introduction :

Dans ce chapitre, on a mis en exergue les équations de fonctionnement de la machine asynchrone, ainsi que les différentes transformations les plus commodes permettant des simplifications facilitant ainsi la résolution du système d'équations différentielles qui la régissent.

I - Description et hypothèses simplificatrices :



Représentation schématique d'une machine
asynchrone triphasée au stator et au rotor

Etant donnée la complexité, quand à l'étude de la machine asynchrone tenant compte de sa configuration exacte, il s'avère une nécessité d'adopter des hypothèses simplificatrices dites usuelles et qui sont :

- a) - La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de FOUCAULT sont négligeables.
- b) - La machine est supposée symétrique et à entrefer constant.

c) - Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligé, ainsi que l'effet d'encochage.

En régime établi, les équations électriques régissant le fonctionnement de la machine asynchrone, pour une phase statorique et une phase rotorique sont :

$$V_a^s = R_s I_a^s + L_s \frac{d I_a^s}{dt} + \frac{d}{dt} \left[M^{11} I_a^r + M^{12} I_b^r + M^{13} I_c^r \right]$$

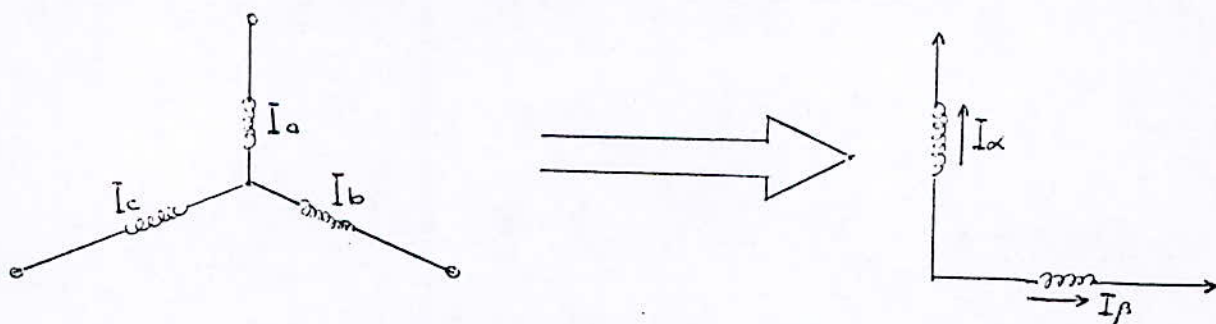
$$0 = R_r I_a^r + L_r \frac{d I_a^r}{dt} + \frac{d}{dt} \left[M^{11} I_a^s + M^{21} I_b^s + M^{31} I_c^s \right]$$

II - Machine biphasée équivalente :

Le passage de la structure triphasée à la structure biphasée équivalente se fait grâce à des transformations appliquées aux grandeurs statoriques et rotoriques de la MAS.

On étudiera en particulier deux (02) transformations :

II . 1 - Composantes de concordia et interprétation :



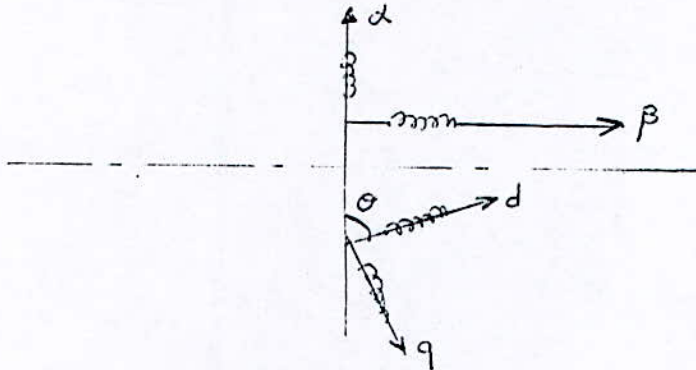
Le stator diphasé portera deux (02) enroulements sur deux (02) axes α, β en quadrature.

On aura la relation de passage : $(I_{\alpha\beta}) = (C) \cdot (I_{abc})$.

avec
$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$$

II . 2 - Transformation de park :

Le passage des composantes de concordia à celles de park correspond à une rotation de θ dans le sens horaire.



Les axes (dq) s'expriment en fonction des axes (α, β) liés au stator par : $(I_{dq}) = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \cdot (I_{\alpha\beta})$

La plupart des études menées sur la machine asynchrone alimentée par des convertisseurs statiques, ont été réalisées à l'aide du modèle biphasé fourni par la transformation de park, du fait qu'elle donne, entre autre, les courants statoriques réels et permet la résolution d'un système d'équations différentielles très facilité.

II . 3 - Mise en équations :

Le système d'équations différentielles, en utilisant la transformation de park est défini d'après :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + M \cdot \frac{dI_{dr}}{dt}$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + M \cdot \frac{dI_{qr}}{dt}$$

$$V_{dr} = 0 = R_s I_{dr} + M \cdot \frac{dI_{ds}}{dt} + \omega_r \cdot M \cdot I_{qs} + L_r \frac{dI_{dr}}{dt} + \omega_r \cdot L_r \cdot I_{qr}$$

$$V_{qr} = 0 = R_r \cdot I_{qr} + M \cdot \frac{dI_{qs}}{dt} - \omega_r \cdot M \cdot I_{ds} + L_r \cdot \frac{dI_{qr}}{dt} - \omega_r \cdot L_r \cdot I_{dr}$$

avec :

$$L_s = L_{as} - M_{as} \quad : \text{ inductance propre cyclique du stator}$$

$$L_r = L_{ar} - M_{ar} \quad : \text{ inductance propre cyclique du rotor}$$

$$M = \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \quad : \text{ inductance mutuelle cyclique stator-rotor}$$

et l'équation mécanique :

$$C_{em} = J \frac{dr}{dt} + C_f + C_r$$

$$C_f = \text{ couple de frottement}$$

$$C_r = \text{ couple résistant}$$

$$C_{em} = P.M (I_{qs} \cdot I_{dr} - I_{ds} \cdot I_{qr}) : \text{ couple électromagnétique}$$

Conclusion :

L'obtention des expressions donnant les tensions, ainsi que le couple sous forme d'équations différentielles est facilitée par l'utilisation des composantes de la transformation de park et par suite, nous permet l'étude des régimes transitoires du moteur lorsqu'il est alimenté par un variateur électronique de vitesse, la machine étant alors soumise à une suite de régimes transitoires se répétant périodiquement, outre le régime transitoire de démarrage.

Etude de l'onduleur de courant à G.T.O

Introduction :

Comme tous les convertisseurs statiques, un onduleur autonome est très tributaire des caractéristiques du générateur et du récepteur entre lesquels il est inséré. De ces caractéristiques découlent notamment la nature des commutations à effectuer et, par là, les semi-conducteurs à employer.

Dans ce chapitre, on se limitera à l'étude du débit sur récepteur inductif.

I - Description :

1.1 - Principe :

La figure donne le schéma de principe d'un onduleur à G.T.O avec circuit de clamping et convertisseur de récupération de l'énergie de commutation. On distingue :

- La source de courant constituée par un redresseur alimentant l'onduleur à travers l'inductance de lissage L .
- Le pont à 6 thyristors G.T.O, T_1 , T_2 , T_3 et T_1' , T_2' , T_3' qui constitue l'onduleur commutateur de courant.
- Le circuit de "clamping" formé par le pont à diodes D_1 , D_2 , D_3 et D_1' , D_2' , D_3' et le condensateur C .
- Le circuit de récupération de l'énergie stockée dans C à chaque commutation, il s'agit ici d'un hacheur à quatre (04) quadrants débitant en parallèle avec le convertisseur d'entrée.

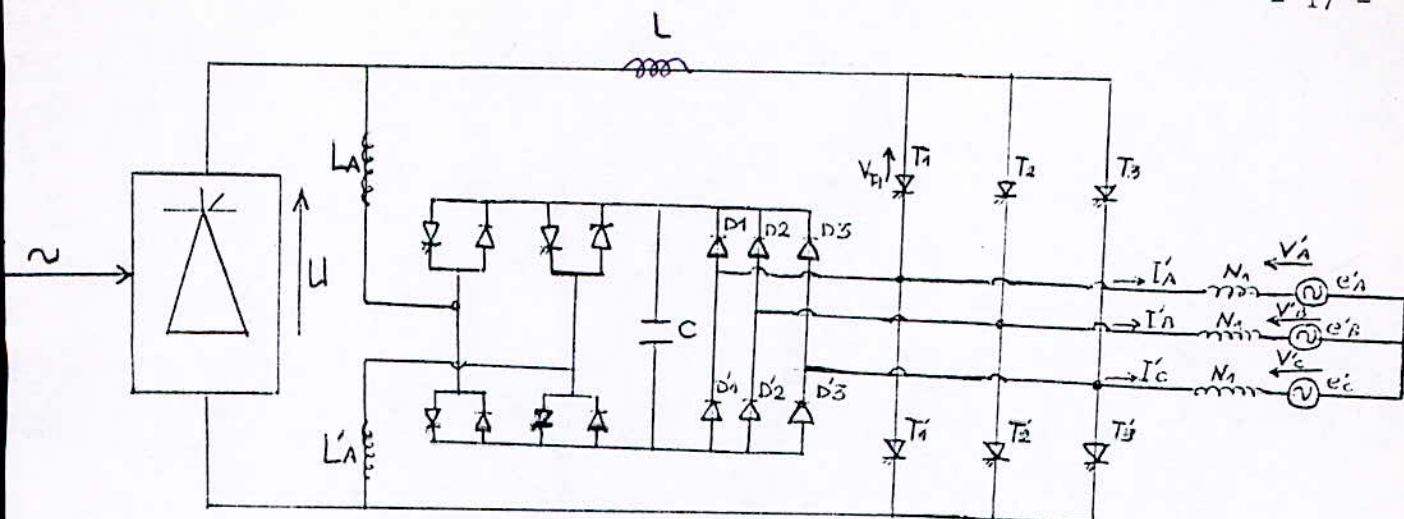


Schéma de principe d'un onduleur à G.T.O

1.2 - Fonctionnement :

On distingue deux (02) modes de fonctionnement

1.2.1 - Mode de commutation à 3 phases

1.2.2 - Mode de conduction à 2 phases

On étudie le fonctionnement sur un sixième de période T des grandeurs de sortie.

La récupération de l'énergie emmagasinée dans le condensateur C pendant la phase de commutation s'effectue durant la phase de conduction normale.

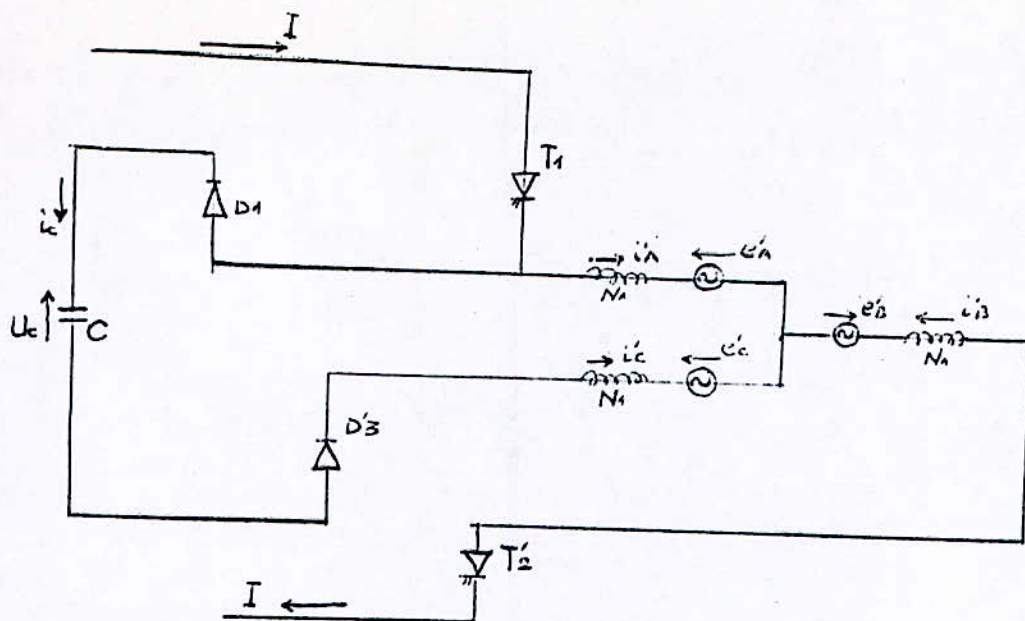
On part de l'état suivant, qui se reproduit périodiquement en régime établi :

Les G.T.O T_3 et T_2 écoulent le courant I , les autres G.T.O sont bloqués :

$$i'_A = 0, i'_B = -I, i'_C = I$$

1.2.1 Mode à 3 phases (commutation) :

Le schéma équivalent du montage est :



à partir de $t = t_0$,
$$U_C = e'_A + N_1 \frac{di'_A}{dt} - e'_C - N_1 \frac{di'_C}{dt}$$

avec : $i'_A + i'_C = I$, $i'_A(t_0) = 0$, $i'_C(t_0) = I$

$$e'_A - e'_C = \sqrt{6} \cdot E \sin(\omega t - \pi/6)$$

d'où la résolution de l'équation différentielle régissant ce mode de fonctionnement.

$$2 N_1 C \frac{d^2 U_C}{dt^2} + U_C = \sqrt{6} \cdot E \sin(\omega t - \pi/6)$$

dont la solution est donnée par :

1)
$$U_C = \sqrt{6} \cdot E \sin \left[\omega(t - t_0) - \pi/6 \right] + (U_{C0} + \frac{\sqrt{6}}{2} E) \cos \left(\frac{1}{\sqrt{2N_1C}}(t - t_0) \right) - 3\omega E \sqrt{N_1C} \sin \left(\frac{1}{\sqrt{2N_1C}}(t - t_0) \right) + \frac{1}{C} (t - t_0)$$

Le courant de charge de la capacité est donné d'après :

$$2) i_C = C d \frac{U_C}{dt} = \sqrt{6} \cdot E \cdot C \cdot \omega \cos(\omega(t-t_0) - \pi/6) - (U_{Co} + \frac{\sqrt{6} E}{2})$$

$$\frac{\sqrt{C}}{\sqrt{2N_1}} \sin(\frac{1}{\sqrt{2N_1 C}}(t-t_0)) - \frac{3\omega C \cdot E}{\sqrt{2}} - \frac{\cos(\frac{1}{\sqrt{2N_1 C}}(t-t_0))}{\sqrt{2N_1 C}} + 1$$

avec :

U_{Co} : tension de charge préliminaire du condensateur :

($U_{Co} \geq 3 \sqrt{2} \cdot E$) pour assurer le blocage des diodes pendant cette phase.

(1) et (2) vérifiant les conditions limites

$$U_C(t_0) = U_{Co} \text{ et } i_C(t_0) = 1$$

Ces deux (02) expressions sont valables entre : t_0 et t_1

lors de la première commutation.

Pour trouver les expressions de U_C et i_C correspondant aux six (06) intervalles du mode à trois (03) phases on a :

$$U_C = \sqrt{6} \cdot E \sin\left[\omega(t-t_0 - \frac{(k-1)I}{6}) - \frac{\pi}{6}\right] + (U_{Co} + \frac{\sqrt{6} E}{2}) \frac{\cos(\frac{1}{\sqrt{2N_1 C}}(t-t_0 - \frac{(k-1)I}{6}))}{\sqrt{2N_1 C}}$$

$$- 3\omega E \sqrt{N_1 C} \frac{\sin(\frac{1}{\sqrt{2N_1 C}}(t-t_0 - \frac{(k-1)I}{6})) + \frac{1}{C}(t-t_0 - \frac{(k-1)I}{6})}{\sqrt{2N_1 C}}$$

Expression valable pour $0 \leq t \leq 2\pi/\omega$, en donnant à k successivement les valeurs 1, 2, 3, 4, 5, 6

pour obtenir U_C durant les six (06) intervalles de commutation :

De même, i_C s'écrit :

$$i_C = \sqrt{6} \cdot E \cdot C \cdot \omega \cos\left[\omega(t-t_0 - \frac{(k-1)I}{6}) - \frac{\pi}{6}\right] - (U_{Co} + \frac{\sqrt{6} E}{2}) \frac{\sqrt{C}}{\sqrt{2N_1}} \frac{\sin(\frac{1}{\sqrt{2N_1 C}}(t-t_0 - \frac{(k-1)I}{6}))}{\sqrt{2N_1 C}}$$

$$- \frac{3\omega C E}{\sqrt{2}} \frac{\cos(\frac{1}{\sqrt{2N_1 C}}(t-t_0 - \frac{(k-1)I}{6})) + 1}{\sqrt{2N_1 C}}$$

($k = 1, 2, 3, 4, 5, 6$)

1.2.2 Mode à 2 phases (conduction) :

Le pont à diode est bloqué, ce mode est caractérisé par le fonctionnement du circuit de récupération de l'énergie de commutation.

A partir de $t = t_1$ et jusqu'à $t = t_0 + T/6$:

$$i_A = -i_B = I, \quad i_C = 0;$$

On fait débiter le condensateur C à travers le hacheur et les inductances L_A, L'_A et L, en parallèle avec le redresseur d'entrée.

L'équation différentielle régissant ce mode de fonctionnement est :

$$(L_a + L'_a + L) C \frac{d^2 U_c}{dt^2} + U_c = \sqrt{6} \cdot E \sin(\omega t - \pi/6)$$

En posant :

$L_a + L'_a + L = \mathcal{L}$, la résolution de cette équation donne :

$$U_c = \sqrt{6} \cdot E \sin(\omega(t-t_1) - \pi/6) + (U_{cf} + \frac{\sqrt{6}}{2} E) \cos(\frac{1}{\sqrt{\mathcal{L}C}} (t-t_1)) - \frac{3\omega E}{\sqrt{2}} \frac{\sqrt{\mathcal{L}C}}{\sqrt{\mathcal{L}C}} \sin(\frac{1}{\sqrt{\mathcal{L}C}} (t-t_1))$$

U_{cf} : étant la tension aux bornes du condensateur à la fin de la commutation $U_{cf} = U_c(t_1)$.

Et le courant de décharge est :

$$i_C = -C \frac{dU_c}{dt} = -\sqrt{6} \cdot E C \omega \cos(\omega(t-t_1) - \pi/6) + (U_{cf} + \frac{\sqrt{6}}{2} E) \cdot \frac{\sqrt{C}}{\sqrt{\mathcal{L}}} \sin(\frac{1}{\sqrt{\mathcal{L}C}} (t-t_1)) + \frac{3\omega E \cdot C}{\sqrt{2}} \cos(\frac{1}{\sqrt{\mathcal{L}C}} (t-t_1))$$

Les expressions de U_c et i_C correspondant aux six (06) intervalles de conduction se déduisent d'après :

$$U_c = \sqrt{6} \cdot E \sin\left(\omega(t-t_1-(k-1)T) - \frac{\pi}{6}\right) + (U_{cf} + \frac{\sqrt{6}E}{2}) \frac{\cos\left(\frac{1}{\sqrt{2}C} (t-t_1-(k-1)T)\right)}{\frac{1}{6}}$$

$$- \frac{3\omega E}{\sqrt{2}} \frac{\sqrt{2}^2 \cdot C}{\sqrt{2}C} \sin\left(\frac{1}{\sqrt{2}C} (t-t_1-(k-1)T)\right)$$

et

$$i_C = -C \frac{dU_c}{dt} = -\sqrt{6} \cdot EC\omega \cos\left(\omega(t-t_1-(k-1)T) - \frac{\pi}{6}\right) + (U_{cf} + \frac{\sqrt{6}E}{2})$$

$$\frac{\sqrt{C}}{\sqrt{2}} \frac{\sin\left(\frac{1}{\sqrt{2}C} (t-t_1-(k-1)T) + \frac{3\omega E \cdot C}{\sqrt{2}} \frac{\cos\left(\frac{1}{\sqrt{2}C} (t-t_1-(k-1)T)\right)}{\frac{1}{6}}\right)}{\frac{1}{6}}$$

Les six (06) intervalles de conduction sont obtenues en donnant à k successivement les valeurs : 1, 2, 3, 4, 5, 6.

11 - Variantes du dispositif de récupération :

Le circuit de récupération de l'énergie de commutation fonctionne durant l'intervalle de conduction.

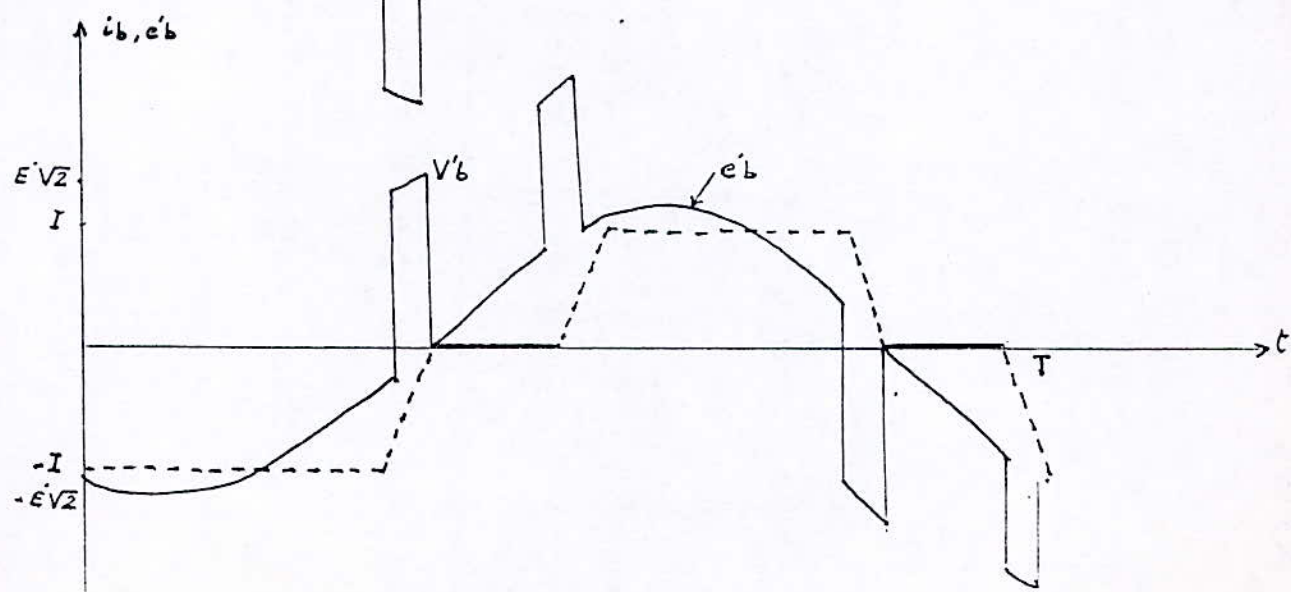
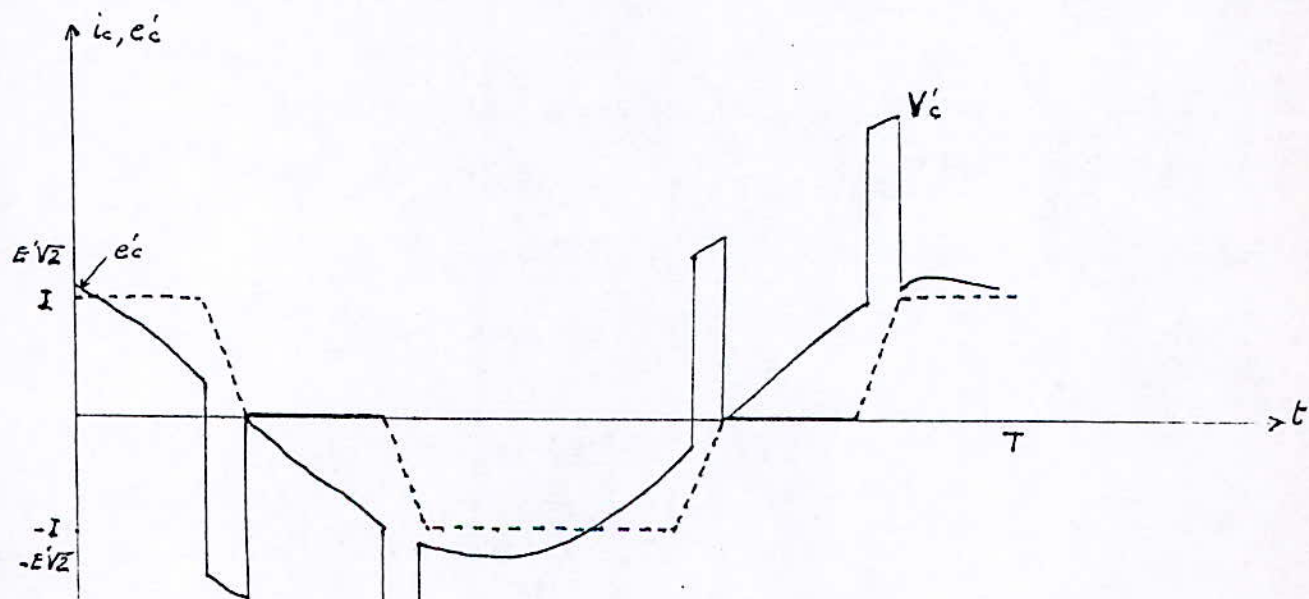
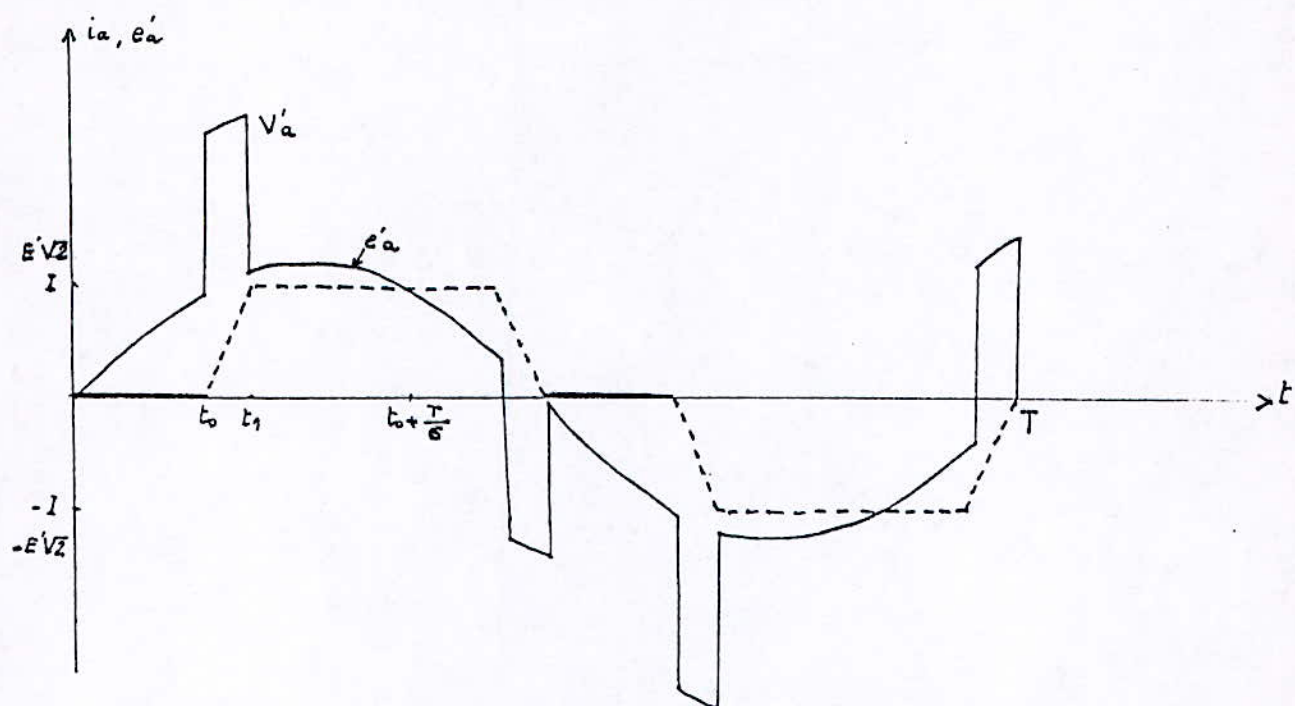
La tension moyenne à sa sortie doit être égale à la tension moyenne à la sortie du convertisseur de tête. On fait ainsi débiter le condensateur C, à travers les inductances L_A et L'_A , en parallèle avec le redresseur d'entrée. Il faut, cependant, que le courant fourni par le circuit de récupération reste inférieur au courant absorbé par le moteur.

Dans le schéma de principe, ce circuit est un hacheur à 4 quadrants. La récupération de l'énergie stockée peut s'effectuer en permanence, on utilise alors, un transformateur d'isolement galvanique.

Si la source est alternative, on utilise un pont de thyristors fonctionnant en onduleur non autonome.

Si la source est continue, la récupération peut s'effectuer à l'aide d'un onduleur de tension autonome et d'un redresseur à diodes.

Forme d'onde des courants et tensions



2ème Partie :

Simulation numérique

Chapitre 5

Etude de l'association : Onduleur de courant à G.T.O - MAS

Introduction :

Dans certaines gammes de vitesse et pour certaines applications, les performances du moteur asynchrone alimenté par un onduleur à fréquence variable lui imposant des ondes de tension sont médiocres, même si la forme d'onde de ces tensions est assez élaborée.

Ainsi est-il souvent préférable, lorsqu'on peut utiliser un moteur de conception adéquate, de l'alimenter par un équipement lui imposant la forme d'onde de ses courants statoriques.

1 - Modèle de connaissance de l'onduleur à G.T.O associé au MAS :

1.1 - Hypothèses de travail :

- Dans l'étude faite, la récupération de l'énergie emmagasinée dans le condensateur C pendant la commutation s'effectue durant la phase de conduction normale.
- A courant de charge imposé, on admettra que l'inductance L a une valeur suffisante pour que l'on puisse négliger les ondulations de courant i et le confondre, ainsi, avec sa valeur moyenne I .
- Le blocage du pont de diodes pendant la phase de conduction est assuré par la condition $U_{Co} \geq |e_{abc}|$ de la tension de charge initiale du condensateur ;
où ; e_{abc} : f.c.e.m composée $e_{abc} = (e'_a - e'_b ; e'_b - e'_c ; e'_c - e'_a)$.
- La phase de commutation est supposée suffisamment rapide pour que l'on puisse négliger les variations des f.c.e.m composées e_{abc} durant cette phase.

- Pendant la phase de conduction, la décharge du condensateur en parallèle avec le pont redresseur est supposée s'effectuer à courant constant. Ceci est d'autant plus valide par la présence des selfs assurant ainsi le lissage du courant pris au condensateur.

1.2 - Equations de fonctionnement de l'onduleur à G.T.O :

1.2.1 - Mode à 3 thyristors :

La phase de commutation est régit par l'équation différentielle $2N_1 \frac{d i_c}{dt} + U_c = e_{abc}$; pendant la première phase de commutation on a par exemple :

$$e_{abc} = e'_a - e'_c ; e'_a = U'_a - N_1 \frac{d i'_{ia}}{dt} ;$$

$$e'_b = U'_b ; e'_c = U'_c + N_1 \frac{d i'_{ic}}{dt}$$

L'équation précédente s'écrit :

$$2N_1 C \frac{d^2 U_c}{dt^2} + U_c = e_{abc}$$

équation qui admet comme solution :

$$U_c = e_{abc} + A \cos \omega_o t + B \sin \omega_o t$$

où : $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{2N_1 C}}$ et A, B : constantes définies par les conditions aux limites.

$$U_c(0) = U_{co} = e_{abc} + A \Rightarrow A = U_{co} - e_{abc}$$

$$\text{et } i_c(0) = \left[C \cdot \frac{d U_c}{dt} \right]_{t=0} = 1 \Rightarrow B = \frac{1}{C \omega_o}$$

en posant : $U_o = U_{co} - e_{abc}$; la solution s'écrit :

$$U_c = e_{abc} + U_o \cos \omega_o t + \frac{1}{C \omega_o} \sin \omega_o t$$

et

$$i_c = -\omega_0 C U_0 \sin \omega_0 t + I \cos \omega_0 t$$

Les instants de commutations débutent à $t = t_0 = 0$;

$$t = T/6 + t_0 ; t = T/3 + t_0 ; t = T/2 + t_0 ; t = 2T/3 + t_0 ; \\ t = 5T/6 + t_0.$$

On déduit, donc les expressions littérales de U_c et i_c dans les autres phases de commutation avec un décalage de $T/6$ d'une phase à l'autre.

Ainsi, l'on obtient les relations récurrentes suivantes :

$$U_c = e_{abc} + u_0 \cos \left[\omega_0 \left(t - K \cdot \frac{T}{6} \right) \right] + \frac{I}{c\omega_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - K \cdot \frac{T}{6} \right) \right]$$

et

$$i_c = -\omega_0 \cdot C \cdot U_0 \sin \left[\omega_0 \left(t - K \cdot \frac{T}{6} \right) \right] + I \cdot \cos \left[\omega_0 \left(t - K \cdot \frac{T}{6} \right) \right]$$

aux intervalles de temps définis par :

$$K \cdot \frac{T}{6} \leq t \leq t_1 + K \cdot \frac{T}{6}$$

où

K : entier prenant les valeurs : 0, 1, 2, 3, 4, 5.

1.2.2 - Mode à 2 thyristors :

Pendant les différentes phases de conduction on a :

$$\frac{d i_a'}{dt} = \frac{d i_b'}{dt} = \frac{d i_c'}{dt} = 0 ; e_a' = U_a' ; e_b' = U_b' ; e_c' = U_c'$$

Le courant de décharge du condensateur débité en parallèle avec le pont redresseur, étant supposé constant on écrit :

$$i_c = C \cdot \frac{d U_c}{dt} = -I \Rightarrow \frac{d U_c}{dt} = -\frac{I}{C}$$

d'où :

$$U_c = -\frac{I}{C} \int_{t_1}^t dt = -\frac{I}{C} (t - t_1) + \text{const.}$$

A la fin de cette phase, le condensateur ayant, en se déchargeant, retrouvé sa valeur initiale, on a :

$$U_c(T/6) = U_{co} \Rightarrow$$

$$U_c = -\frac{1}{c} (t-t_1) + U_{co} + \frac{1}{c} \left(\frac{T}{6} - t_1 \right)$$

Les instants de conduction débutent à :

$$t = t_1 ; t = t_1 + T/6 ; t = t_1 + T/3 ; t = t_1 + T/2 ;$$

$$t = t_1 + 2T/3 \text{ et } t = t_1 + 5T/6.$$

Par la suite, les expressions littérales de U_c se déduisent par un décalage de $T/6$ d'une phase à l'autre :

$$U_c = -\frac{1}{c} (t-t_1 - K \cdot \frac{T}{6}) + U_{co} + \frac{1}{c} \left(\frac{T}{6} - t_1 \right)$$

aux intervalles de temps définis par : $t_1 + K \cdot \frac{T}{6} \leq t \leq (K+1) \cdot \frac{T}{6}$

K : prenant les valeurs : 0, 1, 2, 3, 4, 5.

1.3 - Equations de fonctionnement du moteur asynchrone :

Les équations de fonctionnement du moteur asynchrone, sont déduites du système défini au chapitre 3.

Dans le cas d'un moteur alimenté par un onduleur de courant, les équations régissant le fonctionnement du moteur s'écrivent comme suite :

$$V_{ds} = \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) \frac{dI_{ds}}{dt} + R_s \cdot I_{ds} - \frac{M}{L_r} \cdot R_r \cdot I_{dr} - \omega_r \left(\frac{M^2}{L_r} I_{qs} + M \cdot I_{qr} \right)$$

$$V_{qs} = \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) \frac{dI_{qs}}{dt} + R_s \cdot I_{qs} - \frac{M}{L_r} \cdot R_r \cdot I_{qr} + \omega_r \left(\frac{M^2}{L_r} I_{ds} + M \cdot I_{dr} \right)$$

$$\frac{dI_{dr}}{dt} = \frac{1}{s} \left[-\frac{R_r}{L_r} I_{dr} + \frac{R_s \cdot M}{L_s \cdot L_r} I_{ds} - \omega_r \left(\frac{M}{L_r} I_{qs} + I_{qr} \right) - \frac{M}{L_s \cdot L_r} V_{ds} \right]$$

$$\frac{dI_{qr}}{dt} = \frac{1}{s} \left[-\frac{R_r}{L_r} \cdot I_{qr} + \frac{R_s \cdot M}{L_s \cdot L_r} I_{qs} + \omega_r \left(\frac{M}{L_r} I_{ds} + I_{dr} \right) - \frac{M}{L_s \cdot L_r} V_{qs} \right]$$

où : $s = 1 - \frac{M^2}{L_s \cdot L_r}$ (facteur de dispersion)

A ces équations électriques, on ajoute l'équation mécanique :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P \cdot M}{J} (I_{qs} \cdot I_{dr} - I_{ds} \cdot I_{qr}) - \frac{\overline{T}_f}{J} - \frac{\overline{T}_r}{J}$$

Les couples de frottement et résistants sont supposés varier linéairement avec la vitesse :

$$\overline{T}_f + \overline{T}_r = h' \cdot \omega_r$$

L'équation mécanique devient :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P \cdot M}{J} (I_{qs} \cdot I_{dr} - I_{ds} \cdot I_{qr}) - \frac{h'}{J} \cdot \omega_r$$

Afin de définir les paramètres rotoriques du moteur asynchrone, on ajoutera l'équation :

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_r$$

1.4 - Méthode de résolution :

Pour la résolution du système différentiel précédent, on a adopté la méthode itérative de Runge-Kutta du 4ème ordre.

$$F_J = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \\ \omega_r \end{bmatrix}$$

Les constantes de la méthode sont :

$$K_1(i) = h \cdot F_i(I_{dr}, I_{qr}, \omega_r, t)$$

$$K_2(i) = h \cdot F_i\left(I_{dr} + K_1(i)/2, I_{qr} + K_1(i)/2, \omega_r + K_1(i)/2, t + \frac{h}{2}\right)$$

$$K_3(i) = h \cdot F_i \left(I_{dr} + K_2(i)/2, I_{qr} + K_2(i)/2, \omega_r + K_2(i)/2, t + \frac{h}{2} \right)$$

$$K_4(i) = h \cdot F_i \left(I_{dr} + K_3(i), I_{qr} + K_3(i), \omega_r + K_3(i), t + h \right)$$

et

$$Y_{J+1}^{(i)} = Y_J^{(i)} + \left[K_1(i) + 2K_2(i) + 2K_3(i) + K_4(i) \right] / 6 ; \text{ avec :}$$

$$i = 1, 2, 3 \quad \text{et} \quad Y_J = \begin{pmatrix} I_{drj} \\ I_{qrj} \\ \omega_{rj} \end{pmatrix} ; \quad h : \text{ pas d'intégration de la méthode.}$$

A l'état initial, moteur à l'arrêt, on prendra :

$$Y_j(1) = Y_j(2) = Y_j(3) = 0$$

Il est à noter que le choix du pas d'intégration h revêt une importance capitale pour la convergence de la méthode ainsi que pour le temps d'exécution, une valeur adéquate s'avère par suite impérative comme on le verra ultérieurement.

II - Démarrage du MAS à courant de charge imposé :

II.1 - Données numériques :

La simulation numérique a été faite à la base des données suivantes :

Moteur asynchrone ayant la plaque signalétique :

$$S_n = 16 \text{ kVA}$$

$$N = 2800 \text{ tr/mn}$$

$$U_n = 220 \text{ V}$$

$$C_n = 20 \text{ N.m}$$

$$I_n = 25 \text{ A}$$

$$P = 1$$

a) Paramètres électriques :

$$L_s = 50 \text{ mH} ; L_r = 50 \text{ mH} ; M_{sr} = 47,3 \text{ mH}$$

$$R_s = 0,29 \Omega ; R_r = 0,38 \Omega$$

b) Paramètres mécaniques :

$$J = 0,5 \text{ kg.m}^2 ; h' = 0,06 \text{ N.m.s/rd}$$

L'identification de la machine a été effectuée dans le cadre d'une autre étude antérieure.

II.2 - Etude du comportement du MAS :II.2.1 - Onde fondamentale du courant :

L'alimentation en courant fondamental traduite par les expressions de ces courants de phases :

$$i_a = \frac{\sqrt{12}}{\pi} I_s \sin \omega t$$

$$i_b = \frac{\sqrt{12}}{\pi} I_s \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$i_c = \frac{\sqrt{12}}{\pi} I_s \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

a été effectuée dans le but de dresser une comparaison avec l'alimentation de la machine par des ondes de courant en forme de créneaux (commande pleine onde).

Les caractéristiques tracées sont celles de la tension de phase, du courant de phase, du couple électromagnétique ainsi que de la vitesse.

Résultats et commentaires :a) - Régime transitoire :

Pendant la phase de démarrage du MAS, le couple est pulsatoire, et la tension de phase s'accroît avec la vitesse. Cette dernière atteint le régime permanent après un temps relativement grand comparativement à une alimentation en tension où le couple varie proportionnellement au carré de celle-ci.

b) - Régime permanent :

La tension de phase atteint une valeur considérable en régime établi, et le couple devient constant.

11.2.2 - Commande pleine onde :

Les caractéristiques tracées sont les mêmes, en plus de celles du courant rotorique et de la tension aux bornes du condensateur du circuit de "clamping", et ceci pour différentes valeurs de la fréquence, du courant et de la capacité.

Résultats et commentaires :

a) - Régime transitoire :

Pour les mêmes valeurs de la fréquence et du courant, les mêmes constatations sont valables que pour le cas du fondamental de courant.

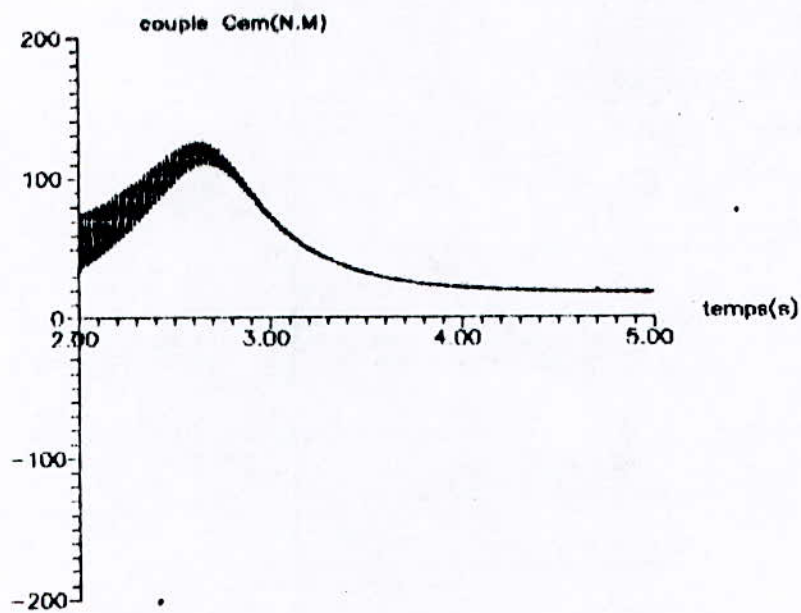
Le courant rotorique varie d'une manière pulsatoire.

b) - Régime permanent :

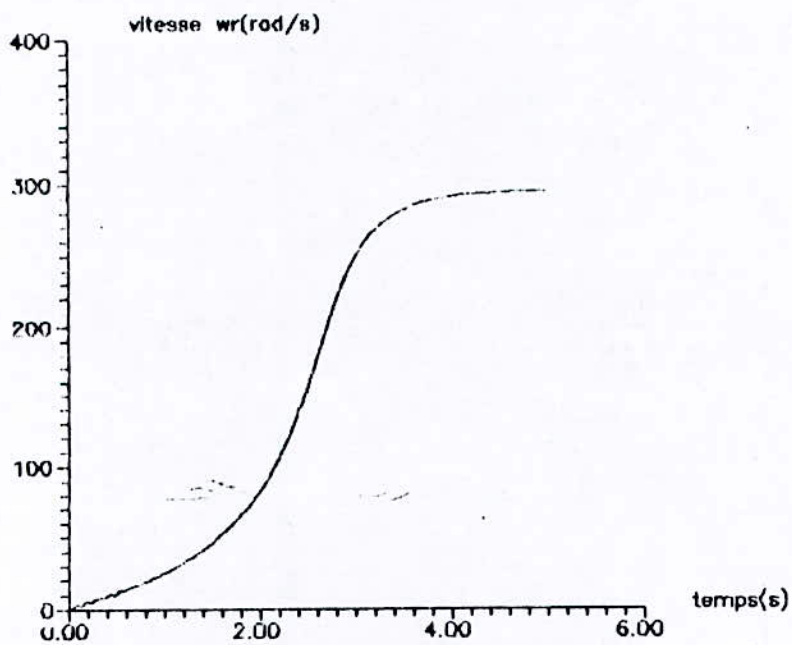
Le couple oscille autour de sa valeur moyenne ; les tensions de phase présentent des caractéristiques montrant les différents intervalles de commutation.

- Plus la fréquence du courant imposé diminue, plus la variation pulsatoire du couple est importante ; l'écart entre les valeurs extrêmes de part et d'autre de sa valeur moyenne est plus grand.

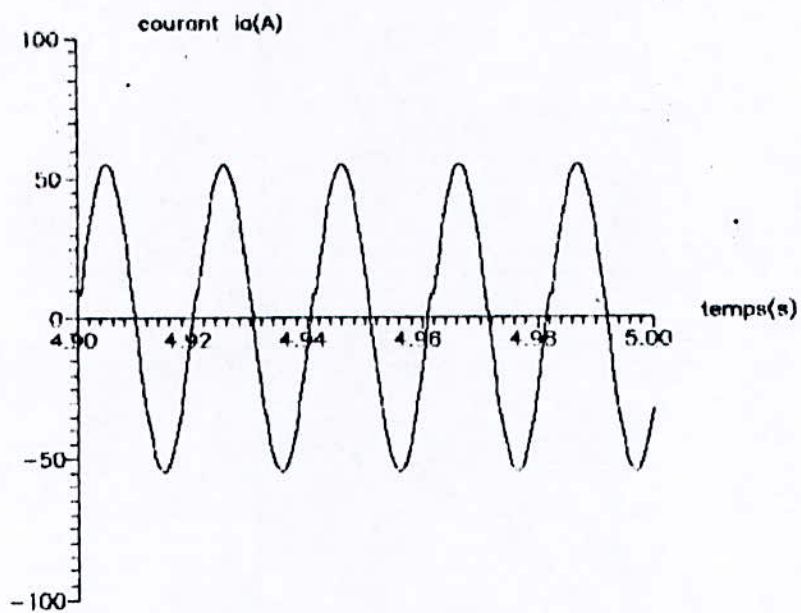
- La vitesse atteint sa valeur du régime établi en un temps moindre plus la fréquence diminue.



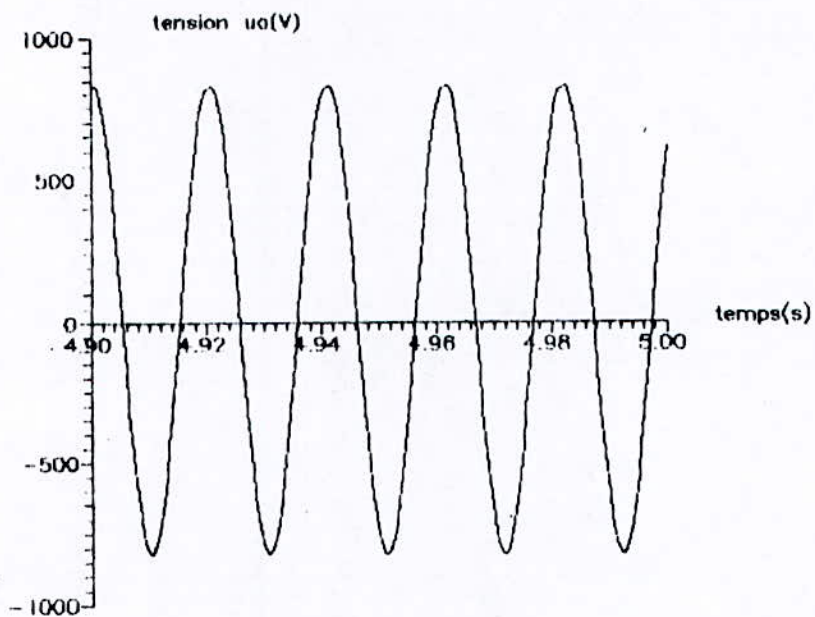
caractéristique $C_{em}=f(t)$ à ($f=50\text{Hz}, I=50\text{A}$)
 -onde fondamentale du courant-



caractéristique $\omega_r=f(t)$ à ($f=50\text{Hz}, I=50\text{A}$)
 -onde fondamentale du courant-



caractéristique $i_a=f(t)$ $a(f=50\text{Hz}, I=50\text{A})$
 -onde fondamentale du courant-



caractéristique $u_a=f(t)$ $a(f=50\text{Hz}, I=50\text{A})$
 -onde fondamentale du courant-

- Pour une même fréquence d'alimentation, plus la valeur du courant imposé augmente, plus rapidement est atteint le régime permanent et la valeur de la tension de phase est plus importante.
Le couple présente, dans ces cas, une variation pulsatoire plus grande.
- Pour les mêmes valeurs de fréquence et du courant, on constate que lorsque la capacité de commutation augmente, la tension à ses bornes diminue d'une part et le phénomène de recouvrement s'accroît d'autre part. En effet, les phases de commutation présentent une absence plus marquée.

II.2.3 - Commande en M.L.I :

L'utilisation de la modulation de largeur d'impulsion constitue un procédé souvent utilisé dans le but d'améliorer la forme d'onde des courants d'alimentation en éliminant les premiers harmoniques induisant des effets néfastes au MAS caractérisés par l'échauffement et la variation pulsatoire du couple.

Dans la modulation calculée, on peut déterminer les $(2K-1)$ angles α_j en cherchant les racines d'un système de $(2K-1)$ équations formées par :

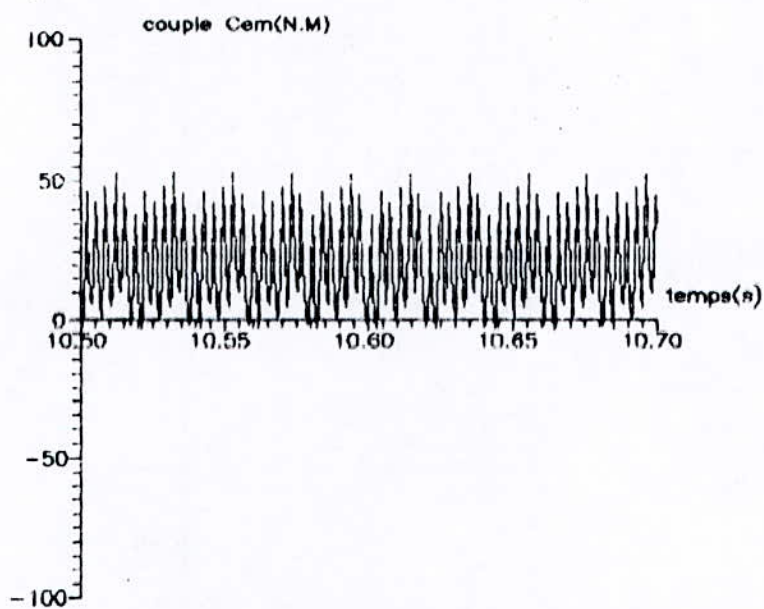
- L'équation donnant la valeur efficace du fondamental donnée par :

$$I'_1 = I \cdot \frac{2\sqrt{6}}{\pi} \sum_{j=1}^{2K-1} (-1)^{j-1} \cdot \cos\left(\alpha_j + \frac{\pi}{6}\right)$$

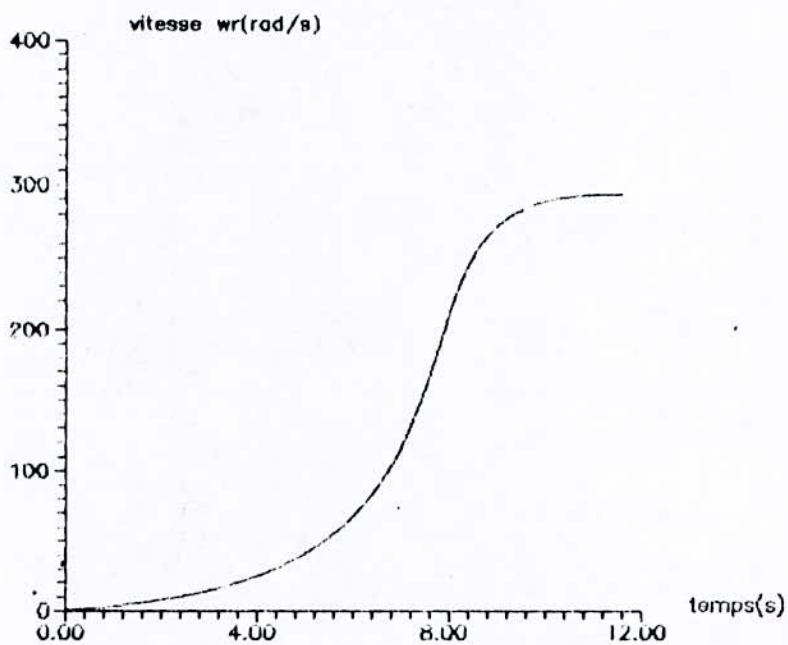
- $(2K-2)$ équations de la forme :

$$I'_h = \frac{2\sqrt{6}}{h \cdot \pi} I \sum_{j=1}^{2K-1} (-1)^{j-1} \cdot \cos\left[h\left(\alpha_j + \frac{\pi}{6}\right)\right]$$

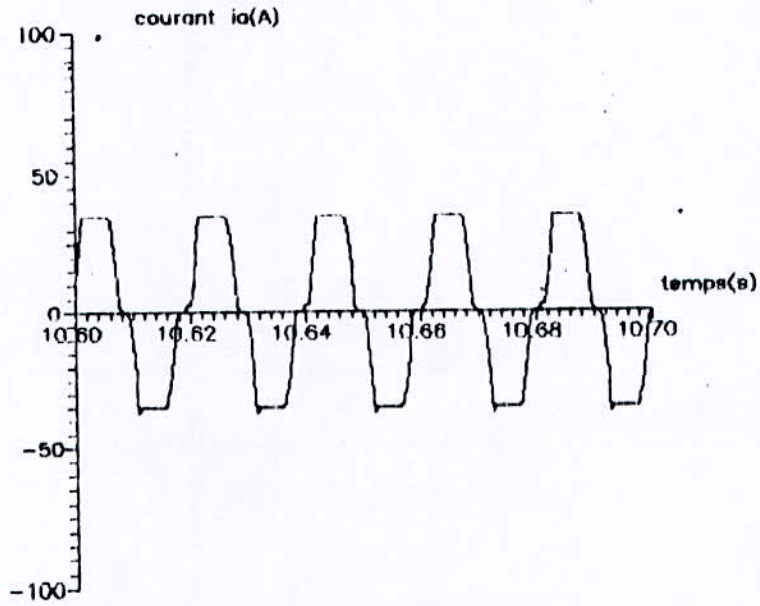
(valeur efficace de l'harmonique de rang h)



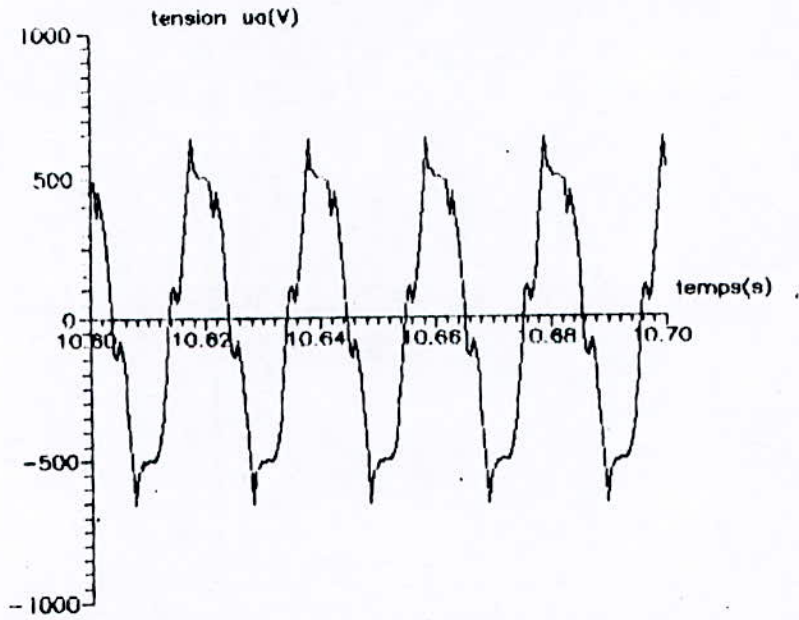
caractéristique $C_{em}=f(t)$ a ($f=50Hz, I=35A$)
-courant en creneaux-



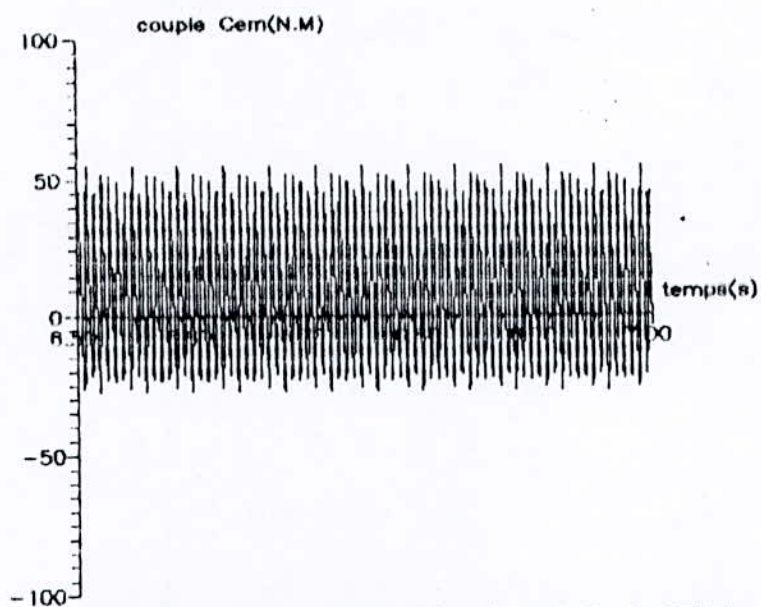
caractéristique $\omega_r=f(t)$ a ($f=50Hz, I=35A$)
-courant en creneaux-



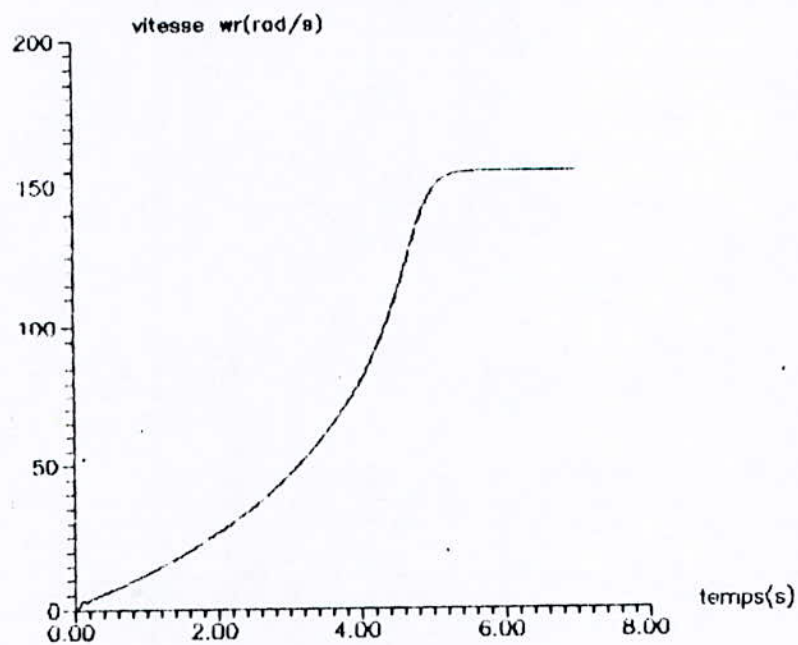
caractéristique $i_a=f(t)$ $a(f=50\text{Hz}, I=35\text{A})$
-courant en creneaux-



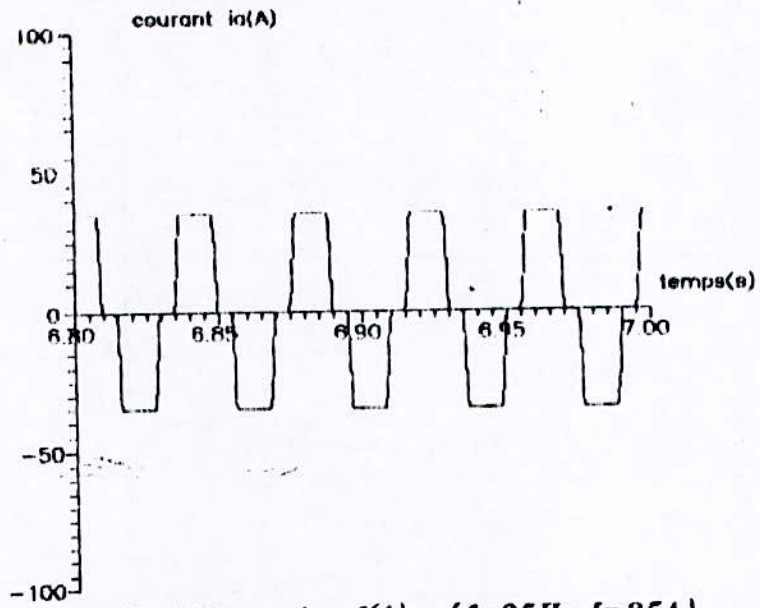
caractéristique $u_a=f(t)$ $a(f=50\text{Hz}, I=35\text{A})$
-courant en creneaux-



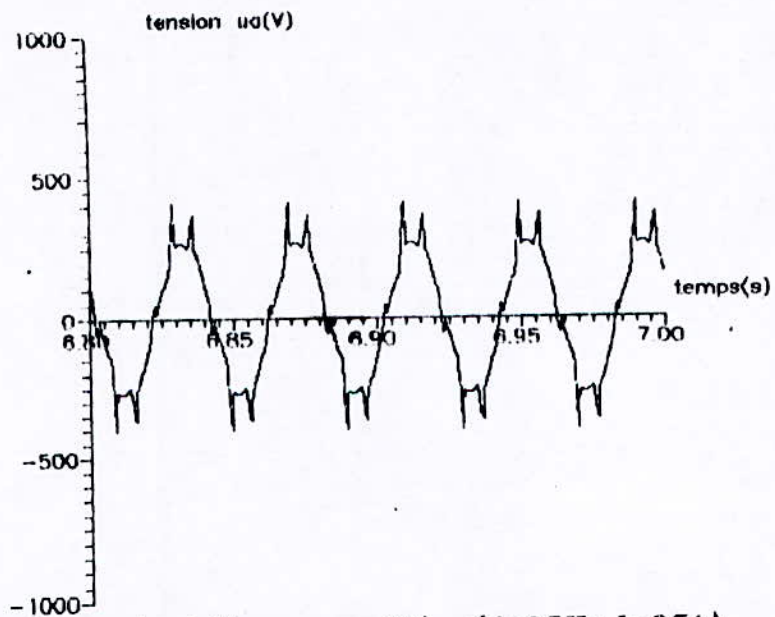
caractéristique $C_{em}=f(t)$ $\alpha(f=25Hz, I=35A)$
-courant en creneaux-



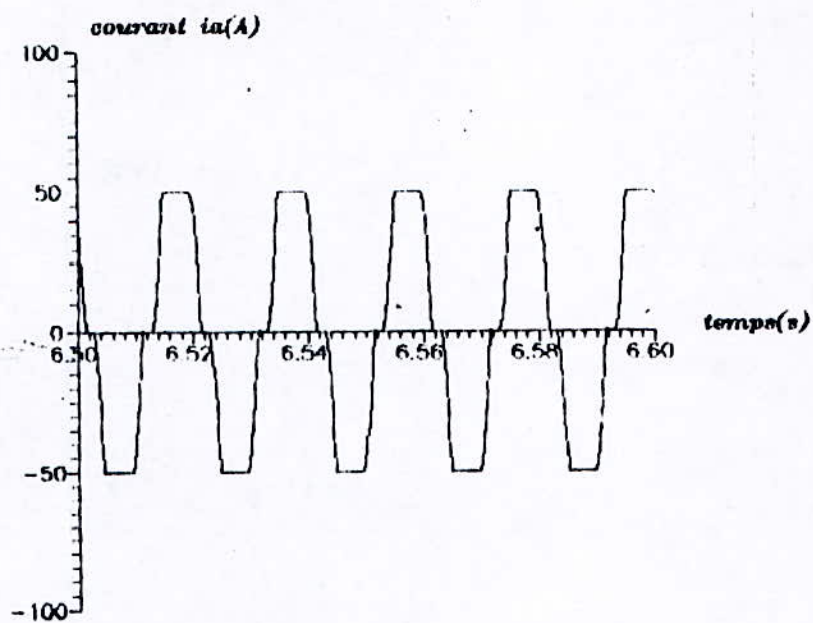
caractéristique $\omega_r=f(t)$ $\alpha(f=25Hz, I=35A)$
-courant en creneaux-



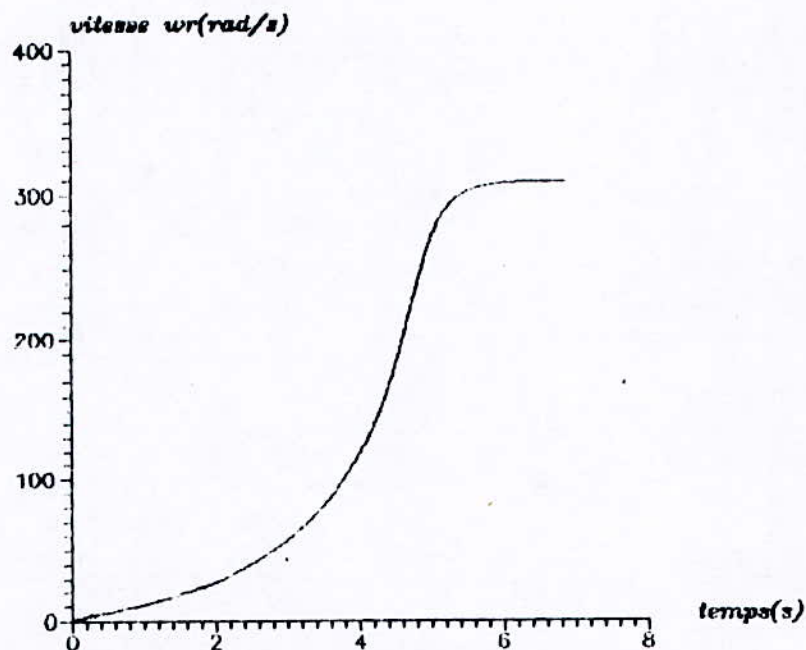
caractéristique $i_a=f(t)$ $\alpha(f=25\text{Hz}, I=35\text{A})$
-courant en creneaux-



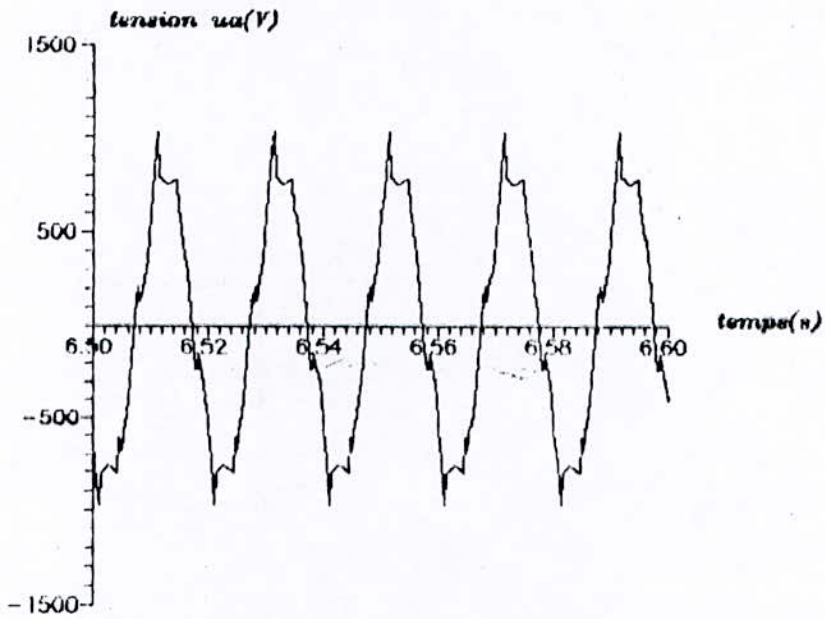
caractéristique $u_a=f(t)$ $\alpha(f=25\text{Hz}, I=35\text{A})$
-courant en creneaux-



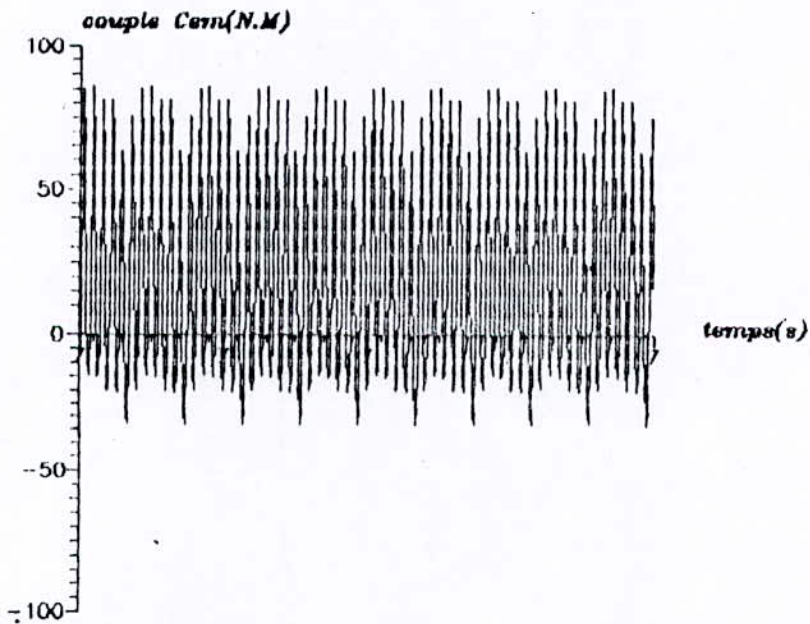
caractéristique $i_a=f(t)$ a ($f=50\text{Hz}, I=50\text{A}$)
-courant en creneaux-



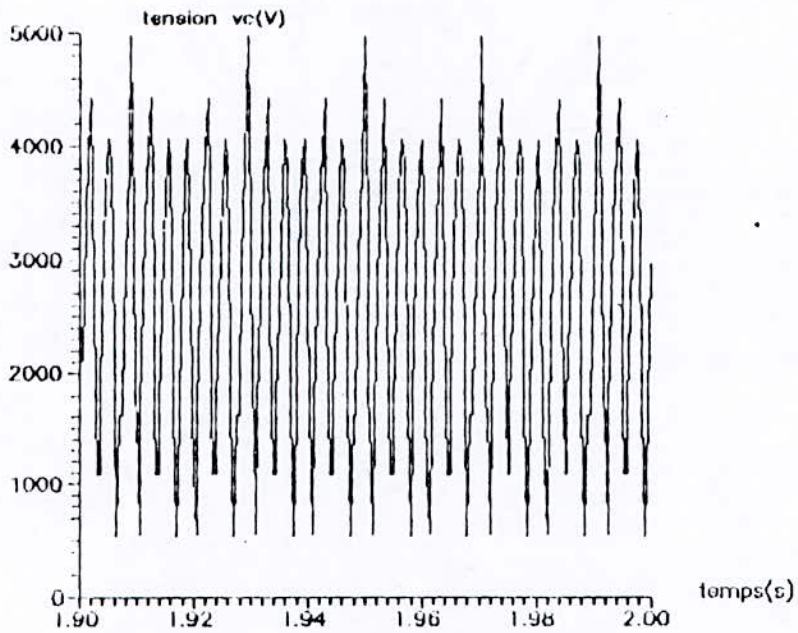
caractéristique $\omega_r=f(t)$ a ($f=50\text{Hz}, I=50\text{A}$)
-courant en creneaux-



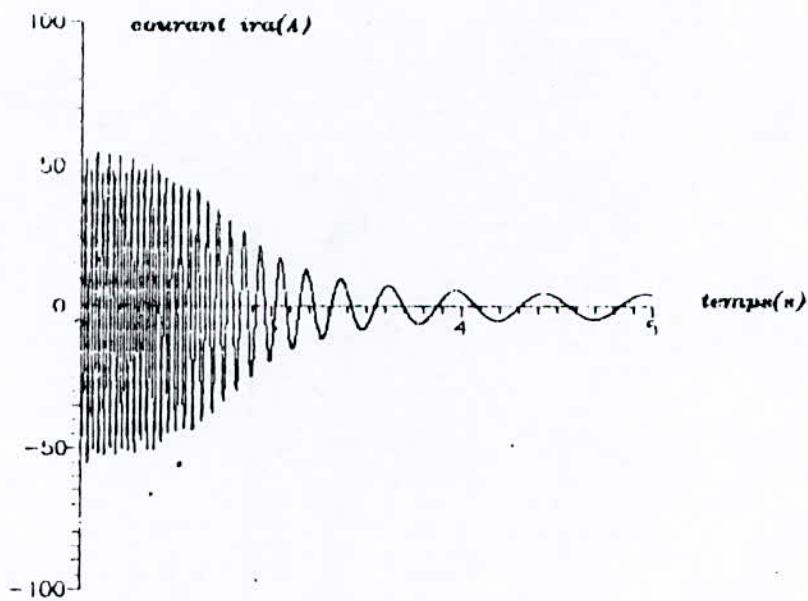
caractéristique $u_a=f(t)$ $\alpha(f=50\text{Hz}, I=50\text{A})$
-courant en creneaux-



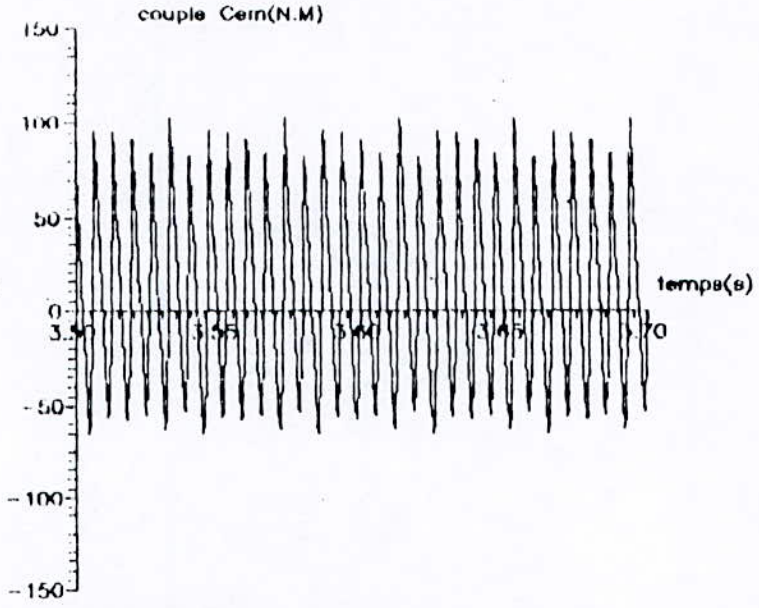
caractéristique $C_{em}=f(t)$ $\alpha(f=50\text{Hz}, I=50\text{A})$
-courant en creneaux-



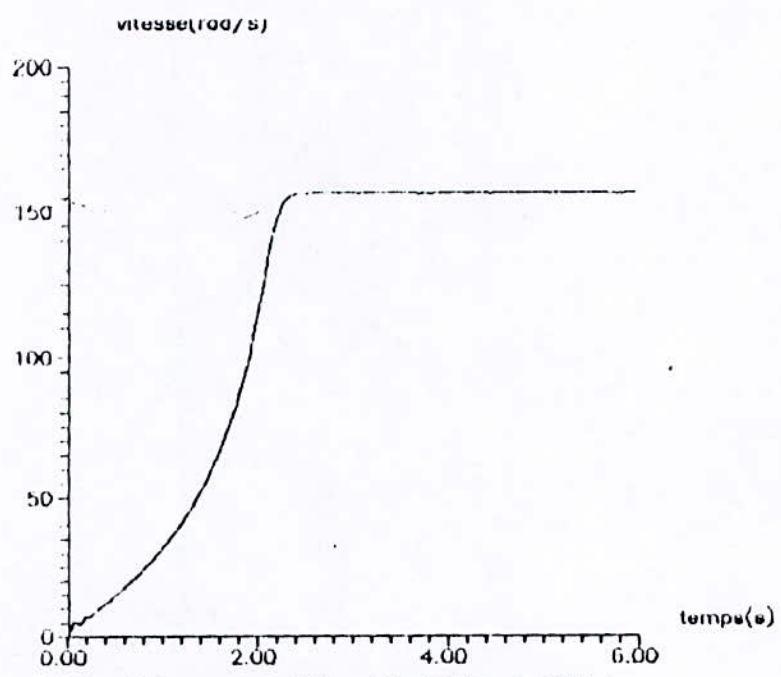
caractéristique $v_c=f(t)$ a ($f=50\text{Hz}, I=50\text{A}$)
 (pour $C=15\mu\text{F}$) - courant en creneaux -



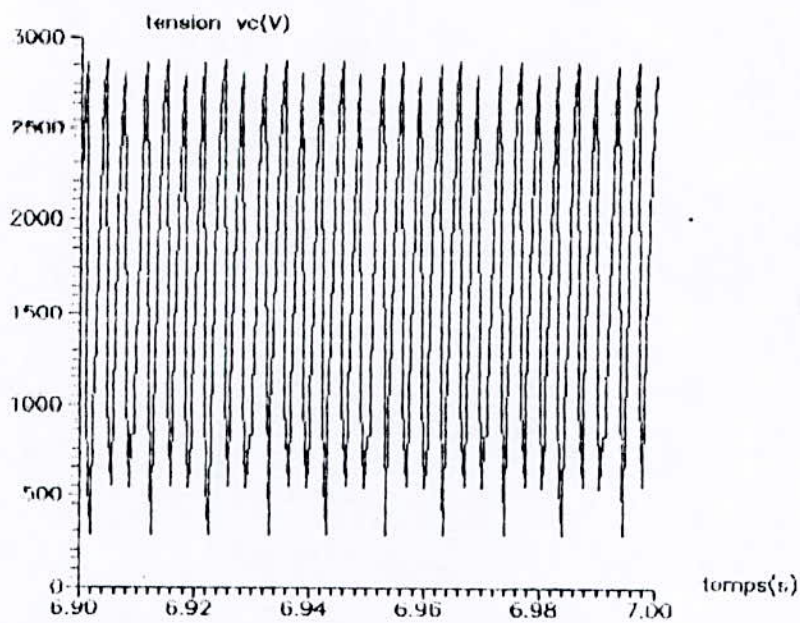
caractéristique $i_{ra}=f(t)$ a ($I=50\text{A}, 50\text{Hz}$)
 - courant en creneaux -



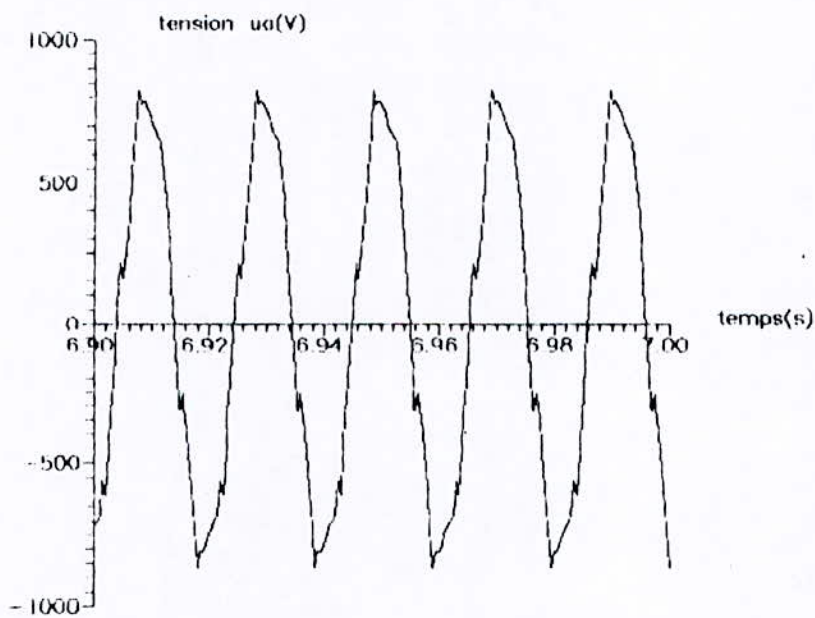
caractéristique $C_{em}=f(t)$ a($f=25\text{Hz}, I=50\text{A}$)
-courant en creneaux-



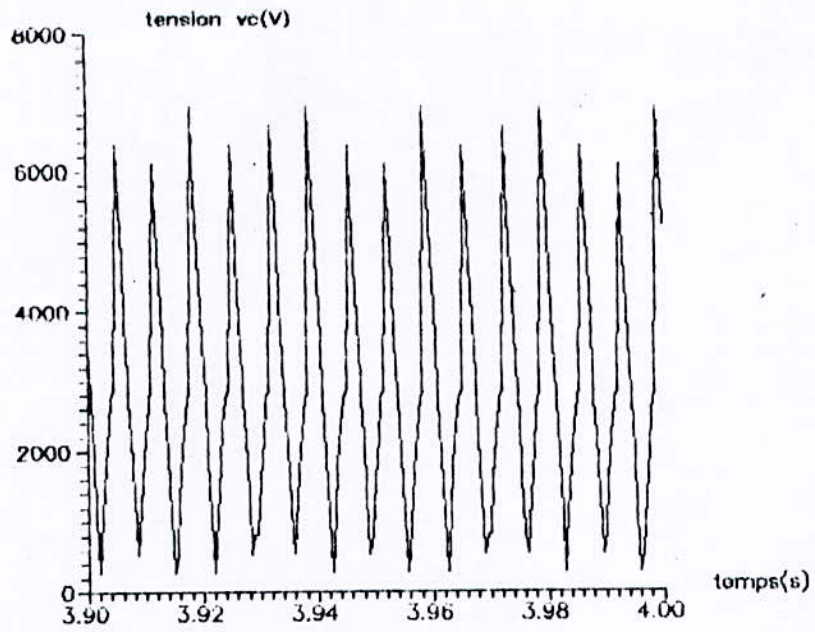
caractéristique $w_r(t)$ a($f=25\text{Hz}, I=50\text{A}$)
-courant en creneaux-



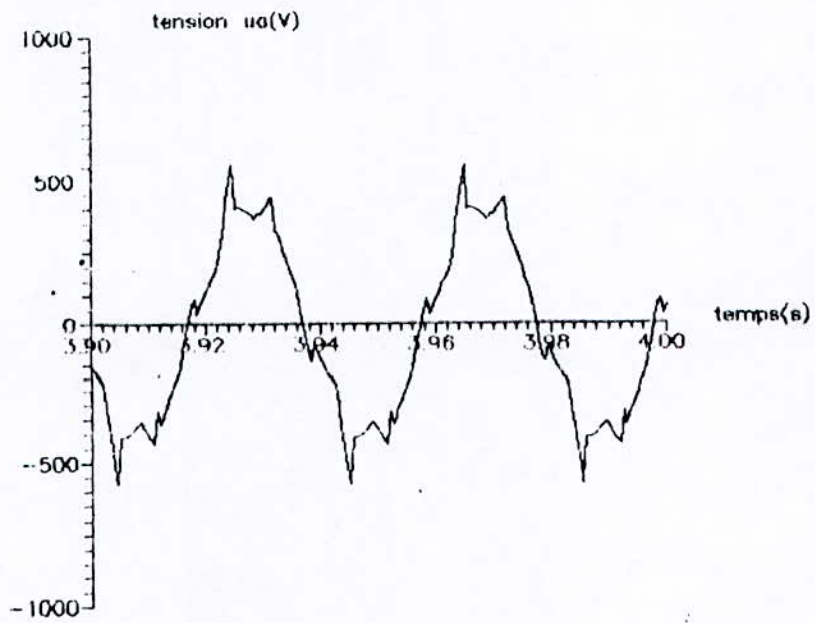
caractéristique $v_c=f(t)$ à ($f=50\text{Hz}, I=50\text{A}$)
(pour $C=30\mu\text{F}$) - courant en creneaux -



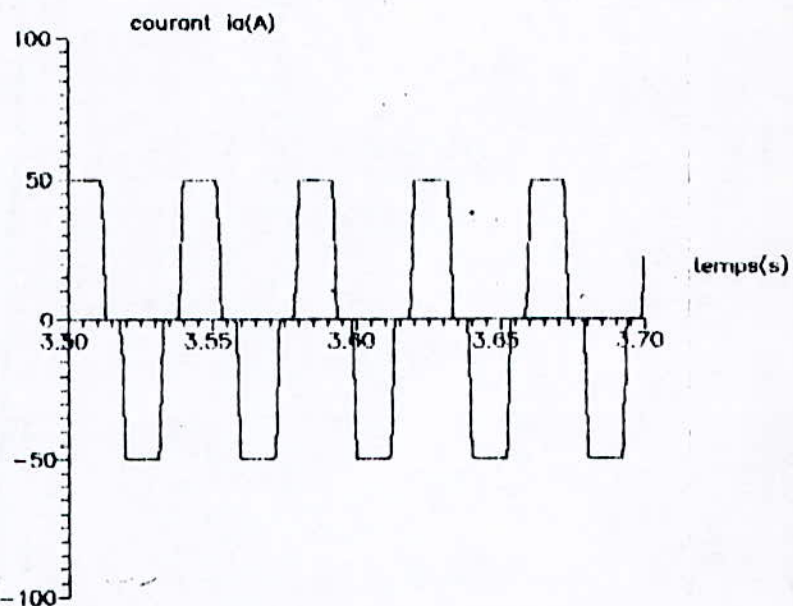
caractéristique $u_a=f(t)$ à ($f=50\text{Hz}, I=50\text{A}$)
(pour $C=30\mu\text{F}$) - courant en creneaux -



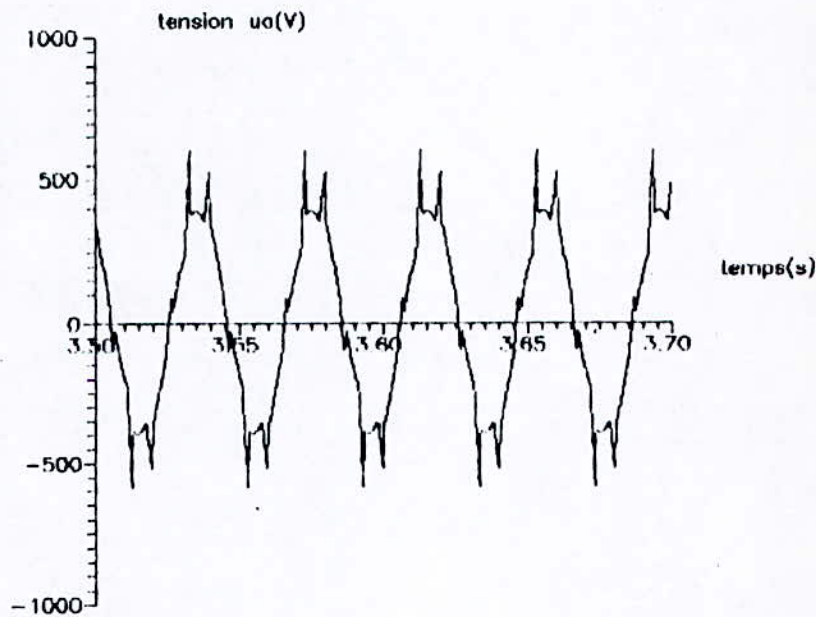
caracteristique $v_c=f(t)$ a($f=25\text{Hz}, I=50\text{A}$)
(pour $C=30\mu\text{F}$)-courant en creneaux-



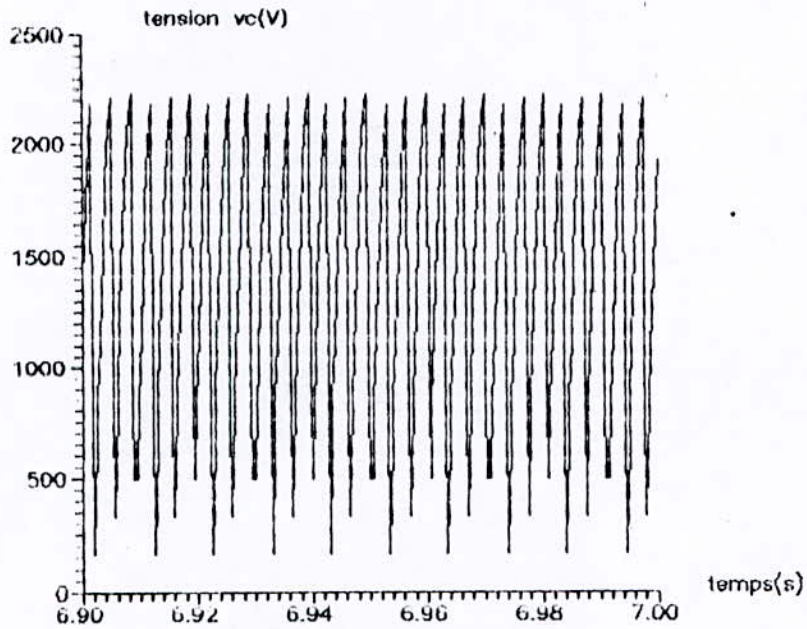
caracteristique $u_a=f(t)$ a($f=25\text{Hz}, I=50\text{A}$)
(pour $C=30\mu\text{F}$)-courant en creneaux-



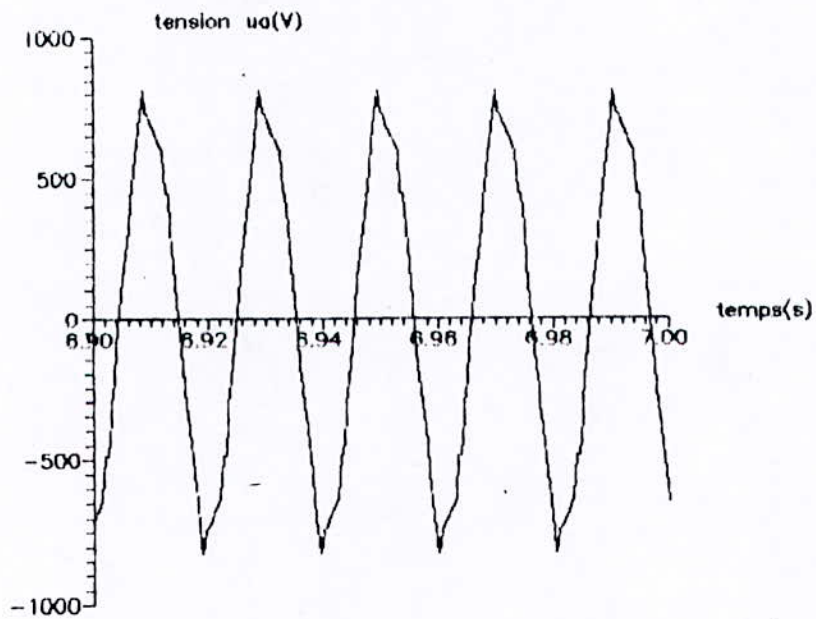
caracteristique $i_a=f(t)$ a($f=25\text{Hz}, I=50\text{A}$)
-courant en creneaux-



caracteristique $u_a=f(t)$ a($f=25\text{Hz}, I=50\text{A}$)
-courant en creneaux-



caractéristique $v_c=f(t)$ à ($f=50\text{Hz}, I=50\text{A}$)
(pour $C=50\mu\text{F}$) - courant en crêteaux -

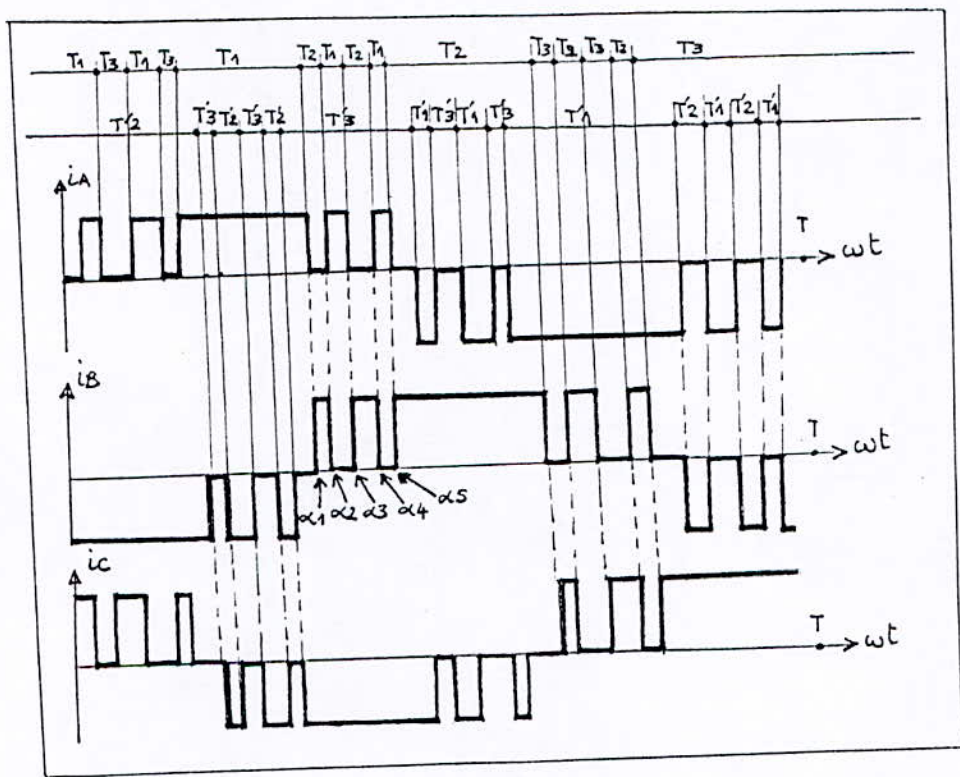


caractéristique $u_a=f(t)$ à ($f=50\text{Hz}, I=50\text{A}$)
(pour $C=50\mu\text{F}$) - courant en crêteaux -

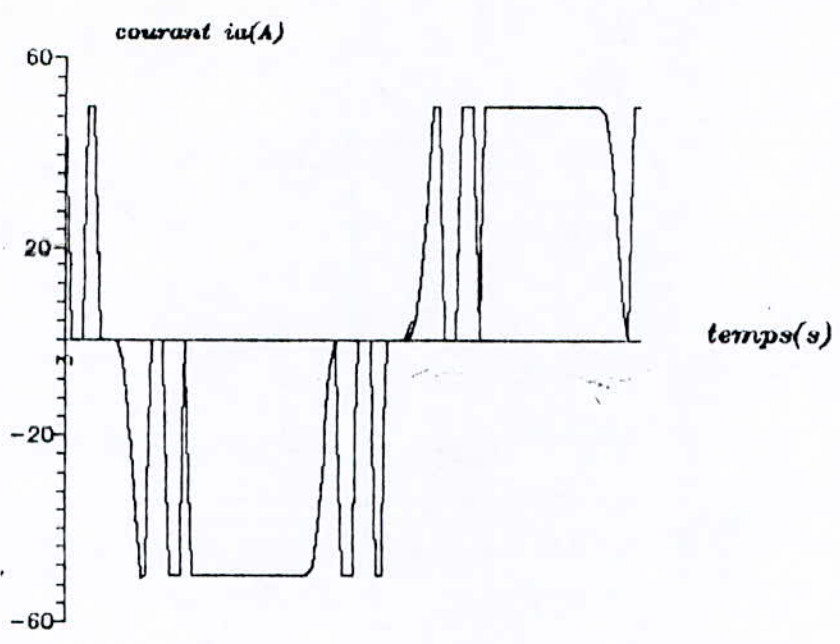
Où l'on impose aux $(2K-2)$ premiers harmoniques impairs, de rang différent de 3 ou d'un multiple de 3, d'avoir une valeur nulle.

Afin d'optimiser l'amplitude du fondamental de ces courants, il faut que sur chaque sixième de période, les commutations s'effectuent non plus entre les trois (O3) interrupteurs reliés à une même borne de la source de courant mais entre deux des interrupteurs reliés à cette borne.

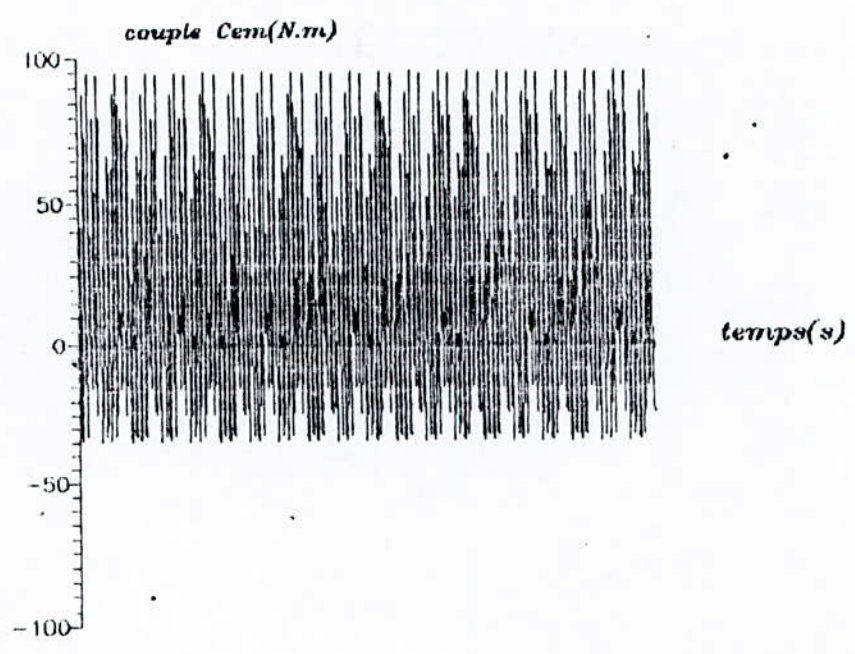
La figure ci-dessous donne les formes d'ondes de sortie et les intervalles de conduction des interrupteurs correspondant à l'élimination des harmoniques 5 et 7



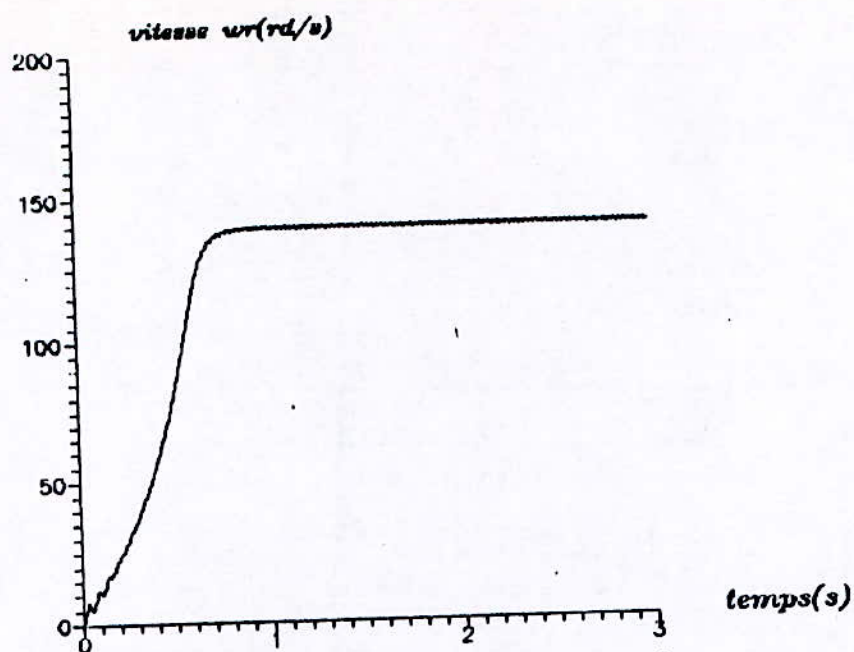
Ondes de courants en M.L.I



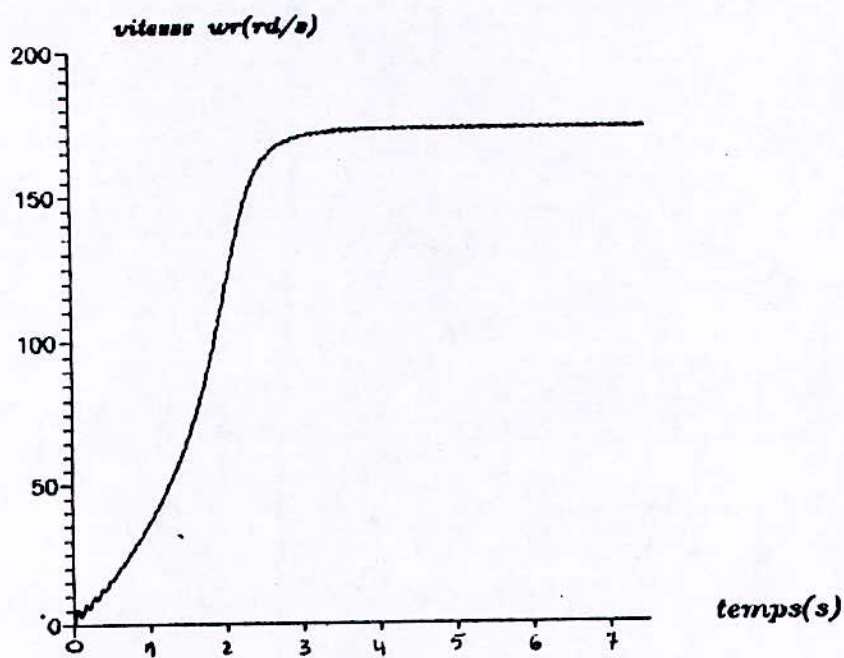
caracteristique $i_a=f(t)$ a($f=20\text{Hz}, I=50\text{A}$)
-commande en MLI-
(elimination des harmoniques 5,7)



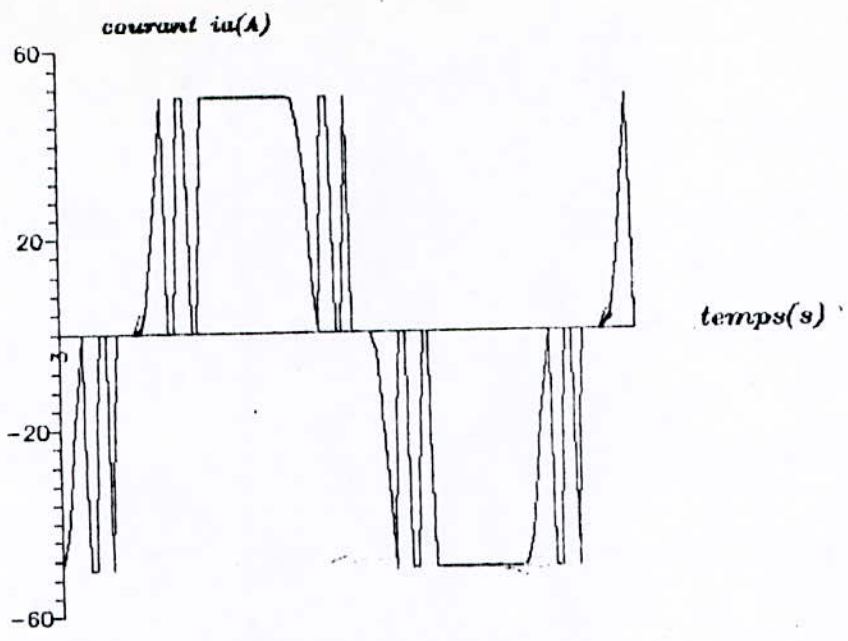
caracteristique $C_{em}=f(t)$ a($f=20\text{Hz}, I=50\text{A}$)
-commande en MLI-



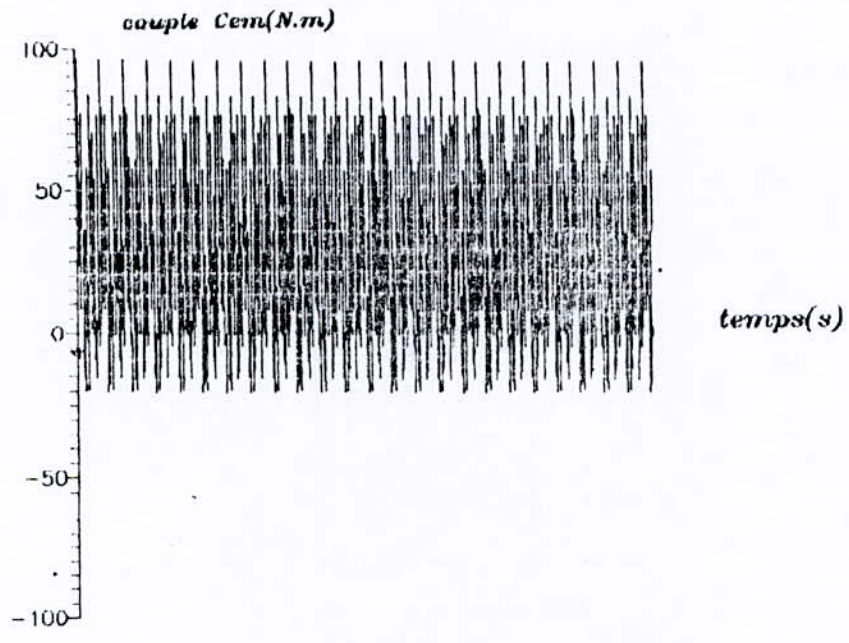
caractéristique $\omega_r=f(t)$ a($f=20\text{Hz}, I=50\text{A}$)
-commande en MLI-



caractéristique $\omega_r=f(t)$ a($f=25\text{Hz}, I=50\text{A}$)
-commande en MLI-



caracteristique $i_a=f(t)$ a($f=25\text{Hz}, I=50\text{A}$)
-commande en MLI-
(elimination des harmoniques 5,7)



caracteristique $C_{em}=f(t)$ a($f=25\text{Hz}, I=50\text{A}$)
-commande en MLI-

Les formes d'ondes sont caractérisées par les angles :

$$\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \text{ et } \alpha_5$$

dont les valeurs sont déterminées par les conditions précédentes, énoncées plus haut.

Résultats et commentaires :

a) - Régime transitoire :

Les mêmes caractéristiques obtenues dans le cas de la pleine onde et du fondamental de courant (variation pulsatoire du couple et du courant rotorique, temps de réponse) sont observées pour le même courant d'alimentation et la même fréquence.

b) - Régime permanent :

La variation pulsatoire du couple est réduite d'une manière notable par rapport à celle de la commande à pleine onde, et ceci plus particulièrement pour les basses fréquences.

En effet, l'élimination des harmoniques 5 et 7 du courant tend à éliminer quelques harmoniques du couple, permettant ainsi de réduire les dépassements (des pulsatoires) de part et d'autre de sa valeur moyenne.

II.3 - Conclusions :

- Les similarités entre les caractéristiques obtenues en alimentation par le fondamental du courant et la commande pleine onde conduisent à conclure que le fondamental participe presque à part entière à l'écoulement de puissance vers le MAS.
Les autres harmoniques induisent, entre autre, des variations pulsatoires du couple autour de sa valeur moyenne.
- Le temps de commutation croit avec la capacité, le phénomène de recouvrement en est plus accentué ; cependant la tension aux bornes de celle-ci atteint des valeurs assez grandes.

Un compromis quant au choix de la valeur de la capacité s'impose : un phénomène de recouvrement atténué pour une valeur de tension, à ses bornes, acceptable.

- La modulation de largeur d'impulsion appliquée à l'onde de courant permet de nous rapprocher des performances obtenues avec le fondamental de cette onde, et dont la plus manquante est l'élimination des harmoniques du couple.

Chapitre 6

Etude de l'association : Redresseur - Onduleur - MAS

Introduction :

L'étude du comportement du MAS alimenté par un onduleur du courant, dont a fait l'objet le chapitre précédent, s'était déroulée en imposant à la machine une forme d'onde du courant, sans tenir compte du pont redresseur.

En réalité, l'alimentation à fréquence variable d'un moteur asynchrone est obtenue à partir d'un réseau à fréquence fixe via un équipement : redresseur - commutateur de courant.

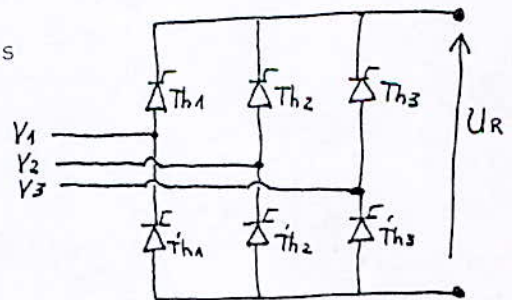
I - Description et fonctionnement du pont redresseur :

1.1 - Principe :

V_1, V_2, V_3 : tensions déphasées

l'une de l'autre de $2\pi/3$

α : angle d'amorçage des thyristors



Redresseur triphasé commandé
(à thyristors)

Pour démarrer le fonctionnement du redresseur, il faut amorcer 2 thyristors simultanément, permettant ainsi l'obtention d'une tension U_r continue et légèrement ondulée :

$$U_r = \frac{3 \sqrt{3}}{\pi} \cdot V_m \cdot \cos \alpha \quad (\text{tension moyenne})$$

1.2 - Fonctionnement :

La tension redressée instantané est déterminée par son expression d'après les 6 séquences de fonctionnement suivantes :

- Séquence 1 :

$$T_{h3}, T_{h2}' : \frac{\alpha}{\omega} \leq t \leq \frac{\alpha}{\omega} + \frac{T}{12} ; U_r = V_3 - V_2 = V_m \left[\sin(\omega t - 4\pi/3) - \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \right]$$

- Séquence 2 :

$$T_{h1}, T_{h2}' : \frac{\alpha}{\omega} + \frac{T}{12} \leq t \leq \frac{\alpha}{\omega} + \frac{T}{4} ; U_r = V_1 - V_2 = V_m \left[\sin(\omega t) - \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \right]$$

- Séquence 3 :

$$T_{h1}, T_{h3}' : \frac{\alpha}{\omega} + \frac{T}{4} \leq t \leq \frac{\alpha}{\omega} + \frac{5T}{12} ; U_r = V_1 - V_3 = V_m \left[\sin(\omega t) - \sin(\omega t - 4\pi/3) \right]$$

- Séquence 4 :

$$T_{h2}, T_{h3}' : \frac{\alpha}{\omega} + \frac{5T}{12} \leq t \leq \frac{\alpha}{\omega} + \frac{7T}{12} ; U_r = V_2 - V_3 = V_m \left[\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \right]$$

- Séquence 5 :

$$T_{h2}, T_{h1}' : \frac{\alpha}{\omega} + \frac{7T}{12} \leq t \leq \frac{\alpha}{\omega} + \frac{3T}{4} ; U_r = V_2 - V_1 = V_m \left[\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - \sin(\omega t) \right]$$

- Séquence 6 :

$$T_{h3}, T_{h1} : \frac{\alpha}{\omega} + \frac{3T}{4} \leq t \leq \frac{\alpha}{\omega} + \frac{11T}{12} ; U_r = V_3 - V_1 = V_m \left[\sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) - \sin(\omega t) \right]$$

Le fonctionnement redresseur du pont est assuré pour :

$$0 \leq \alpha < \frac{\pi}{2}$$

II - Mise en équation de l'ensemble :

En plus des équations de fonctionnement citées au chapitre précédent, on ajoute l'équation électrique du circuit intermédiaire :

$$U_r = Ri + L \frac{di}{dt} + U_e \quad (U_r : \text{déterminée ci-dessus})$$

i étant le courant reçu par le commutateur, et U_e : la tension d'entrée du commutateur de courant déterminée par les équations de fonctionnement de l'onduleur.

(R , L) : paramètres de la self de lissage.

Les ondulations du courant i sont rendues négligeables par l'inductance L de valeur assez élevée.

III - Démarrage du MAS à angle d'allumage imposé :

III.1 - Données numériques :

L'étude a été effectuée avec le moteur dont les paramètres sont donnés dans le chapitre précédent (5-II.1)

. Paramètres de la self de lissage : $R = 0,5 \Omega$; $L = 0,8 \text{ H}$
 expérimentalement, on montre que la plage de variation de la valeur de l'inductance L est fonction de l'inductance de fuite N_1 vue du stator :

$$5N_1 \leq L \leq 10N_1$$

. Réseau à fréquence fixe :

$$V_{\text{eff}} = 220 \text{ V} ; f = 50 \text{ Hz}$$

III.2 - Etude du comportement du MAS :

L'étude a été faite selon deux stratégies de commande.

III.2.1 - Commande pleine onde :

Les caractéristiques tracées sont celles de la tension et du courant de phase du courant de ligne, du couple électromagnétique ainsi que de la vitesse, et ceci pour deux fréquences de commande de l'onduleur et à angle d'amorçage du redresseur fixé à 60° .

Résultats et commentaires :

a) - Régime transitoire :

Le courant présente une pointe correspondant à son établissement, après laquelle il augmente progressivement pour atteindre sa valeur de régime permanent qu'il atteint après un temps relativement lent.

b) - Régime permanent :

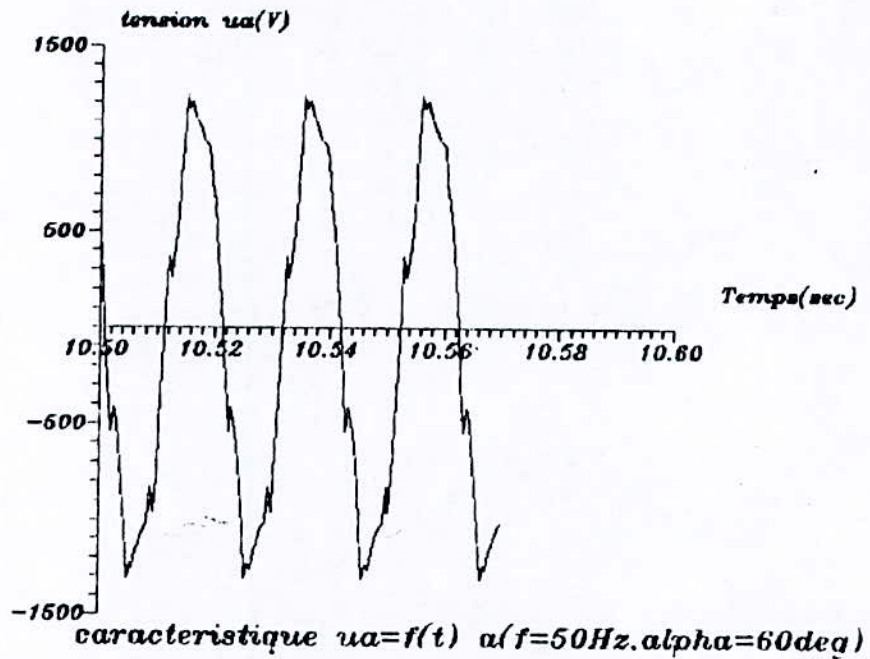
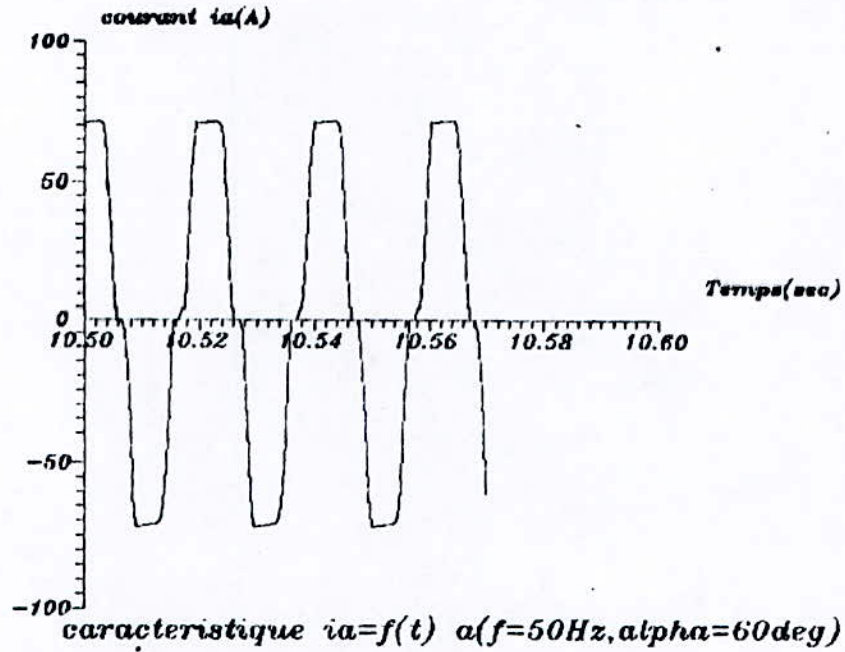
On notera que le couple présente une variation pulsatoire autour de sa valeur moyenne et qui est plus accentuée lorsque la fréquence diminue.

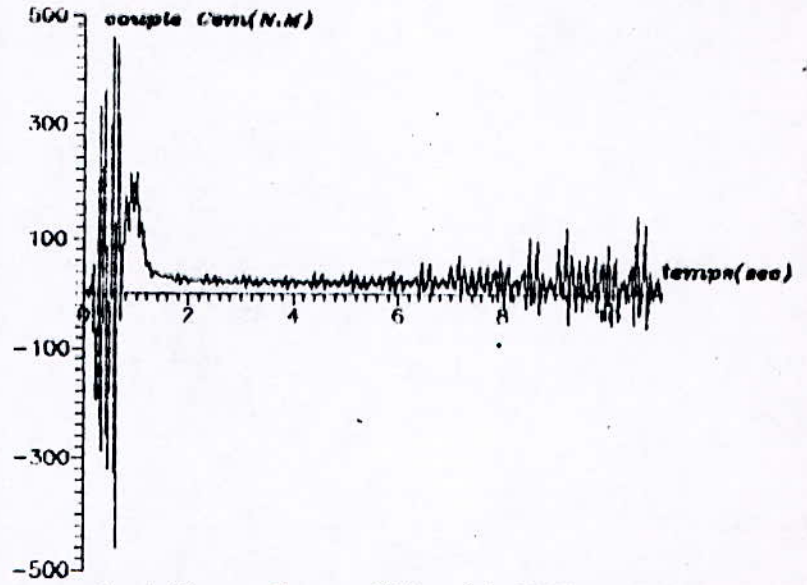
III.2.2 - Commande en M.L.I :

Les caractéristiques visualisées sont surtout, celles du courant et du couple.

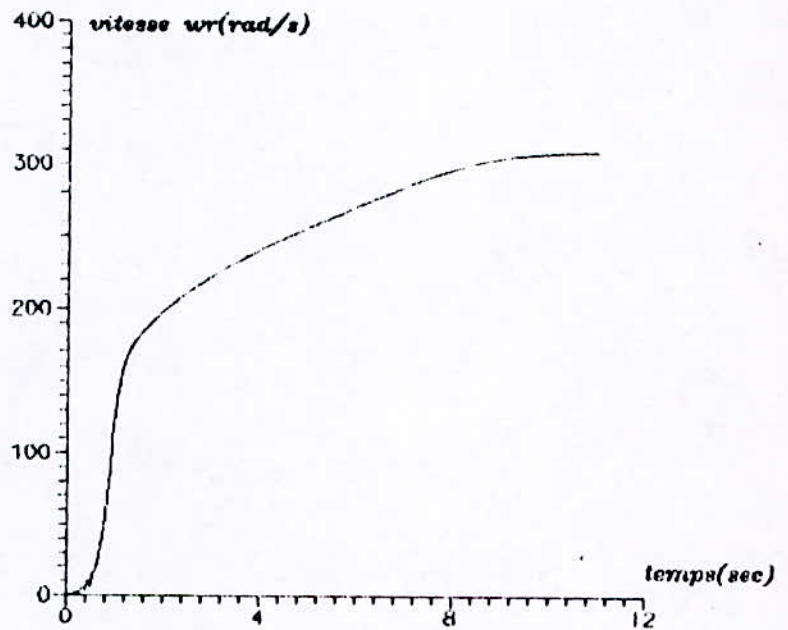
a) - Régime transitoire :

Les constatations formulées précédemment sont valables pour la variation du courant ainsi que de la vitesse.

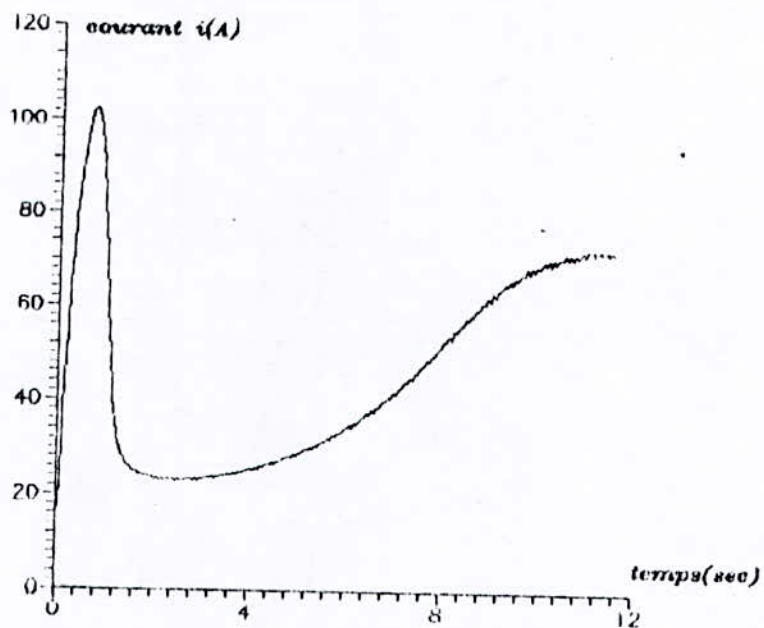




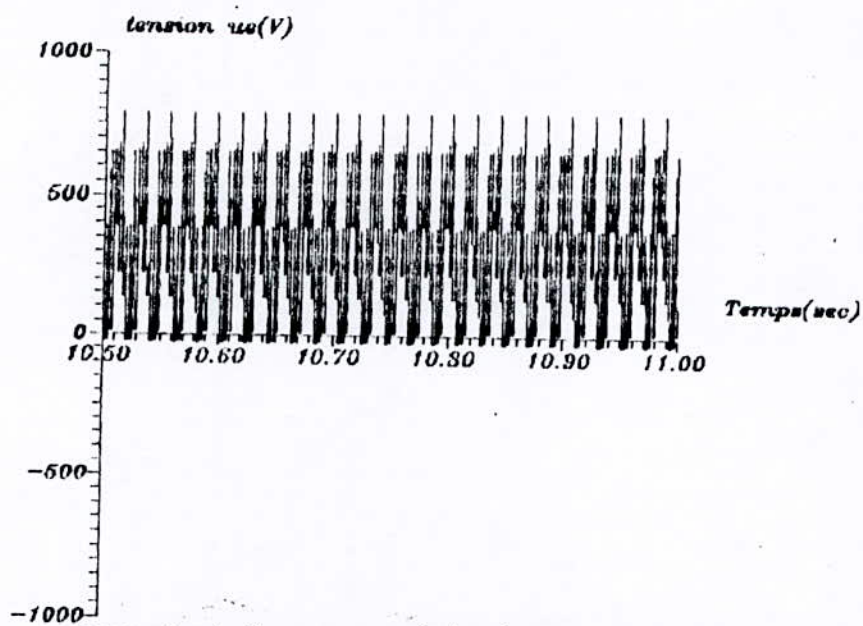
caractéristique $C_m=f(t)$ $\alpha(f=50Hz, \alpha=60 \text{ deg})$



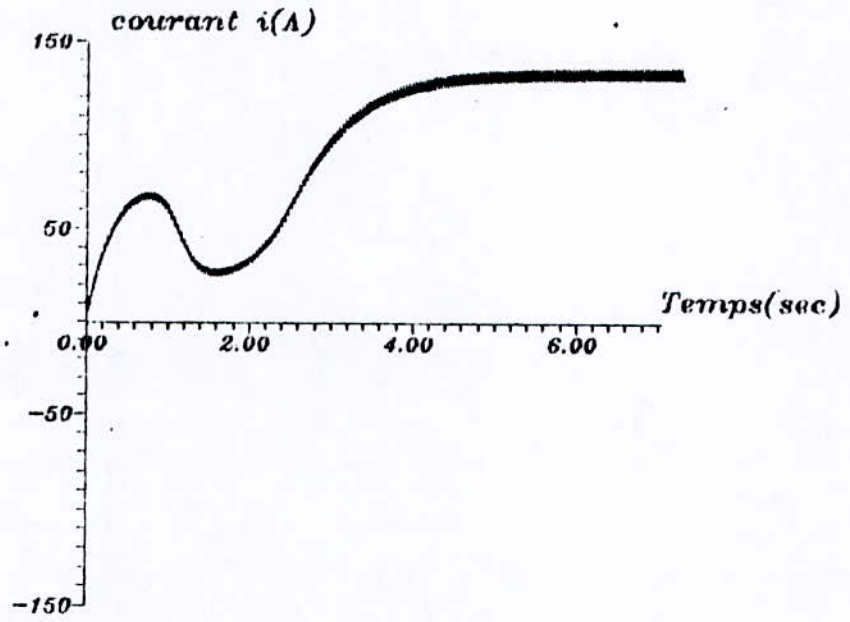
caractéristique $w_r=f(t)$ $\alpha(f=50Hz, \alpha=60 \text{ deg})$



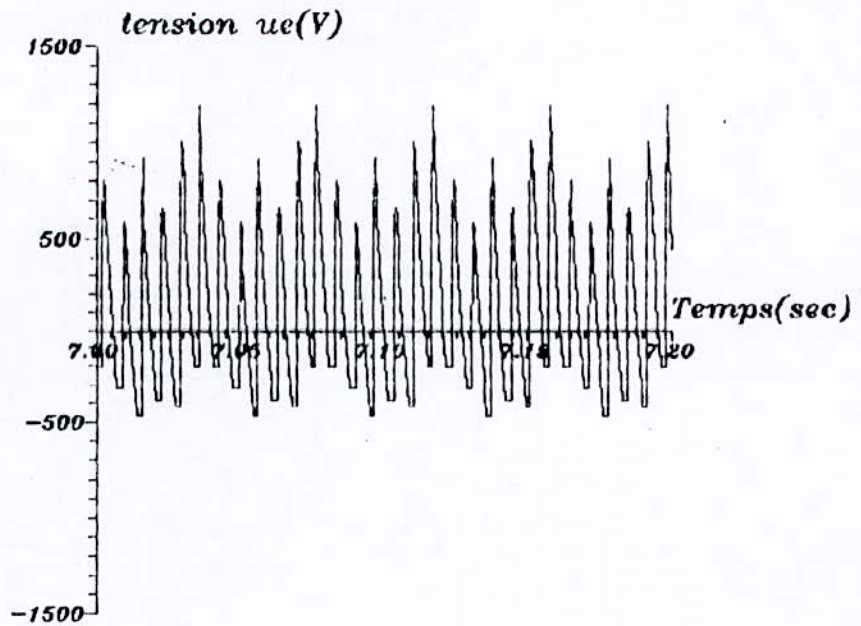
caractéristique $i=f(t)$ $\alpha(f=50\text{Hz}, \alpha=60\text{deg})$



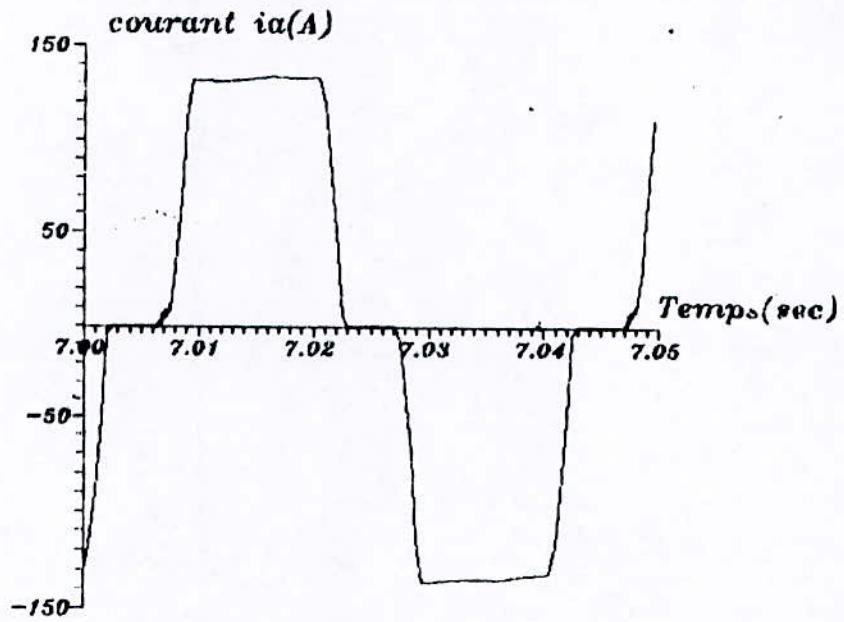
caractéristique $u_e=f(t)$ $\alpha(f=50\text{Hz}, \alpha=60\text{deg})$



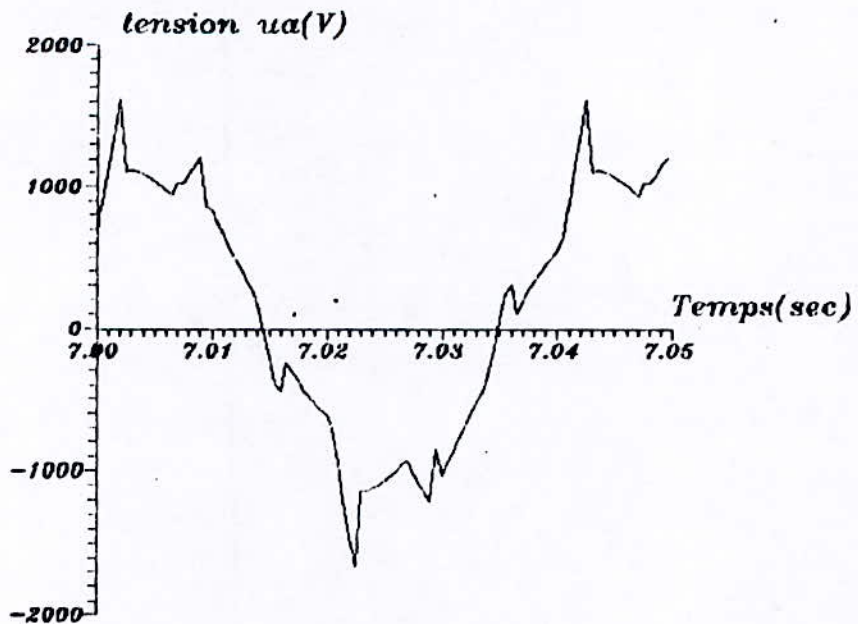
caractéristique $i=f(t)$ $\alpha(f=25\text{Hz}, \alpha=60\text{deg})$



caractéristique $ue=f(t)$ $\alpha(f=25\text{Hz}, \alpha=60\text{deg})$

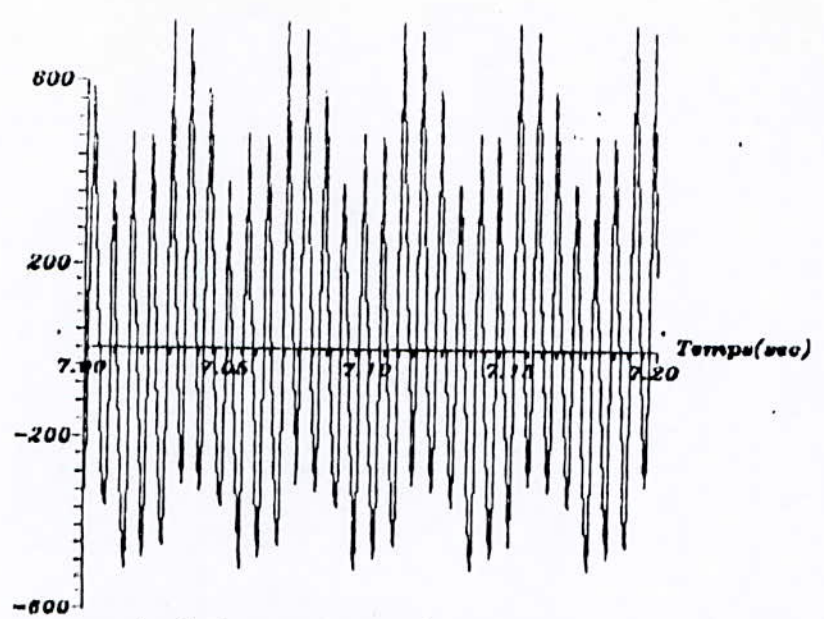


caractéristique $i_a=f(t)$ $\alpha(f=25\text{Hz}, \alpha=60\text{deg})$

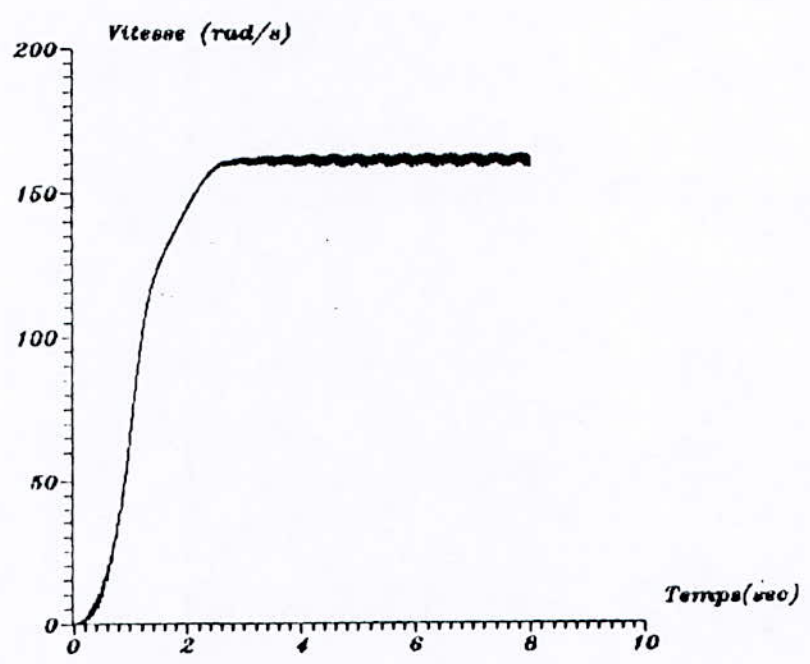


caractéristique $u_a=f(t)$ $\alpha(f=25\text{Hz}, \alpha=60\text{deg})$

comple $Cem(N.M)$



caracteristique $Cem=f(t)$ $\alpha(f=25Hz, \alpha=60deg)$



caracteristique $wr=f(t)$ $\alpha(f=25Hz, \alpha=60deg)$

b) - Régime permanent :

Le couple présente des à-coups moins importants de part et d'autre de sa valeur moyenne. Et ceci est nettement perceptible pour les faibles fréquences.

III.3 - Linéarisation des équations du MAS :

Les équations de fonctionnement du MAS sont non linéaires, il est cependant possible de linéariser ces équations pour des petites variations autour du point de fonctionnement. La linéarisation de ces équations porte un intérêt considérable pour l'analyse du système de commande à vitesse variable.

Les équations linéarisées s'écrivent :

$$\Delta U_{ds} = -\frac{M}{L_r} R_r \cdot \Delta i_{dr} - M \omega_{ro} \cdot \Delta i_{qr} - \Delta \omega_r \left(\frac{M^2}{L_r} i_{qso} + M i_{qro} \right)$$

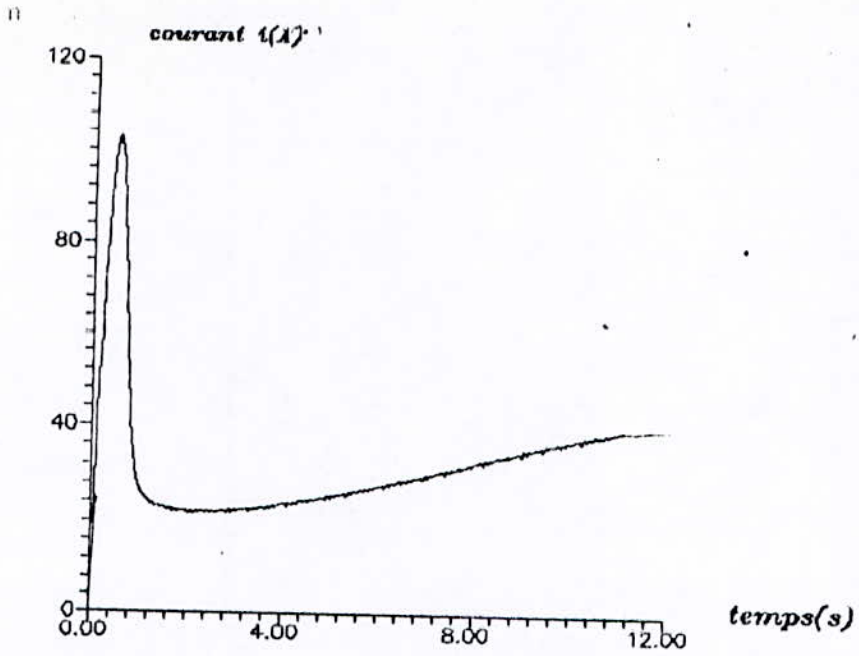
$$\Delta U_{qs} = -\frac{M}{L_r} R_r \cdot \Delta i_{qr} + M \omega_{ro} \cdot \Delta i_{dr} + \Delta \omega_r \left(\frac{M^2}{L_r} i_{dso} + M i_{dro} \right)$$

$$\frac{d(\Delta i_{dr})}{dt} = \left[-\frac{R_r}{L_r} \Delta i_{dr} - \frac{M}{L_r L_s} \Delta U_{ds} - \omega_{ro} \cdot \Delta i_{qr} - \Delta \omega_r \left(\frac{M}{L_r} i_{qso} + i_{qro} \right) \right] / s$$

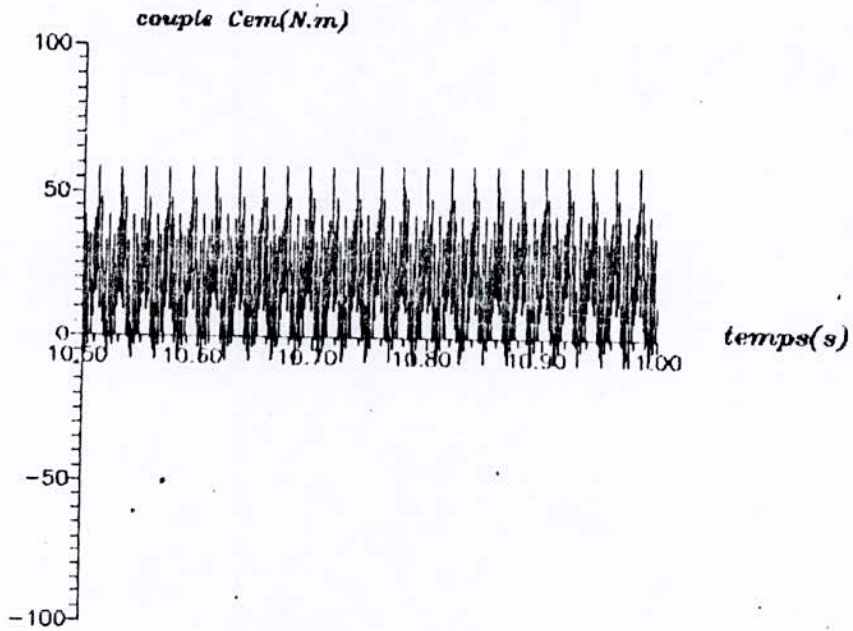
$$\frac{d(\Delta i_{qr})}{dt} = \left[-\frac{R_r}{L_r} \Delta i_{qr} - \frac{M}{L_r L_s} \Delta U_{qs} + \omega_{ro} \cdot \Delta i_{dr} + \Delta \omega_r \left(\frac{M}{L_r} i_{dso} + i_{dro} \right) \right] / s$$

$$\frac{d(\Delta \omega_r)}{dt} = \frac{PM}{J} (i_{qso} \cdot \Delta i_{dr} - i_{dso} \cdot \Delta i_{qr}) - \frac{P}{J} \cdot h' \cdot \Delta \omega_r$$

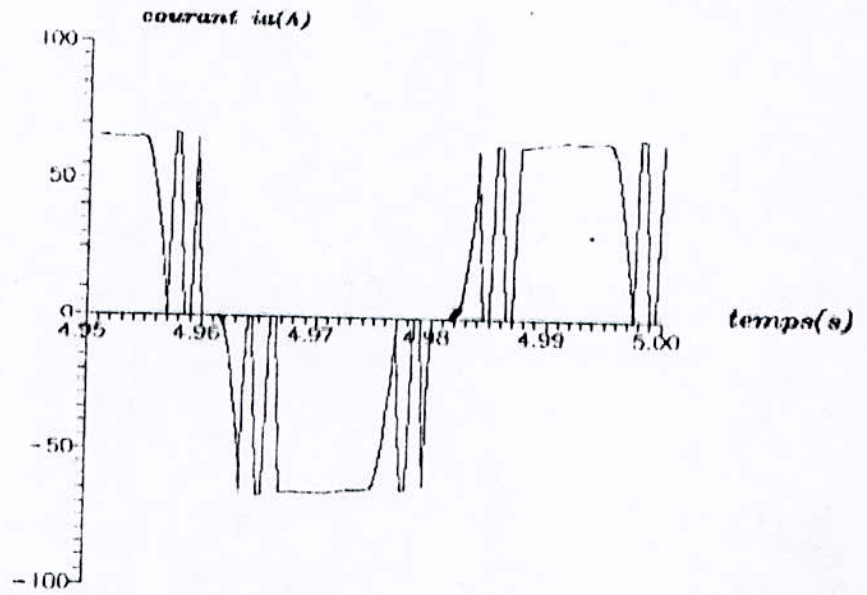
Les quantités affectées de l'indice "0", décrivent le point de fonctionnement en régime permanent et qui peuvent être déterminées en résolvant le système d'équations avec les différentes dérivées nulles.



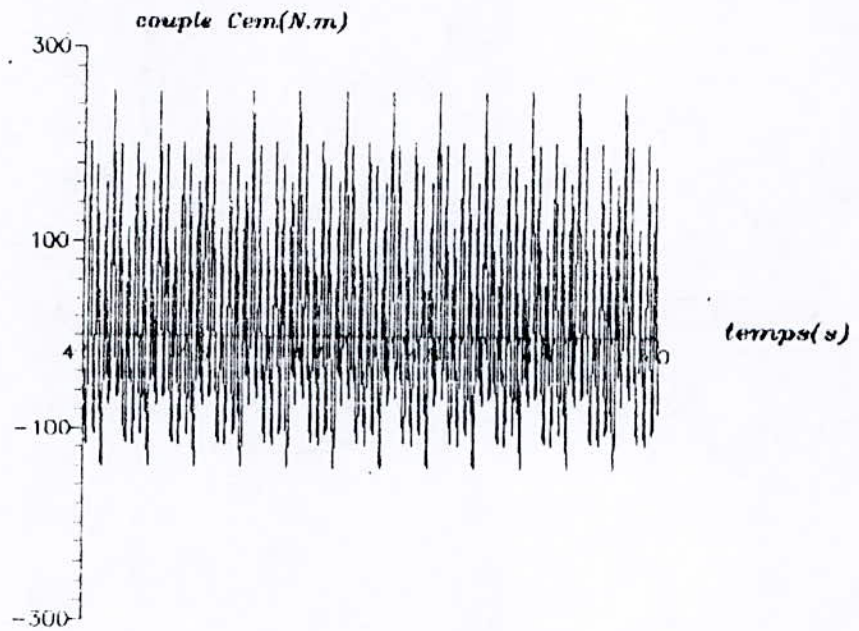
caracteristique $i=f(t)$ $\alpha(f=50Hz, \alpha=60deg)$
-commande en MLI-
elimination des harmoniques 5 et 7



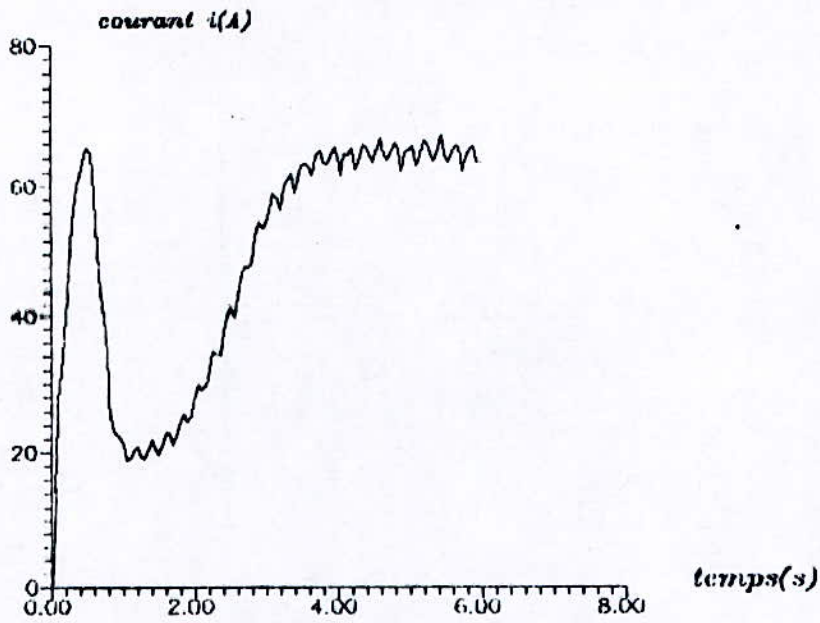
caracteristique $Cem=f(t)$ $\alpha(f=50Hz, \alpha=60deg)$
-commande en MLI-
elimination des harmoniques 5 et 7



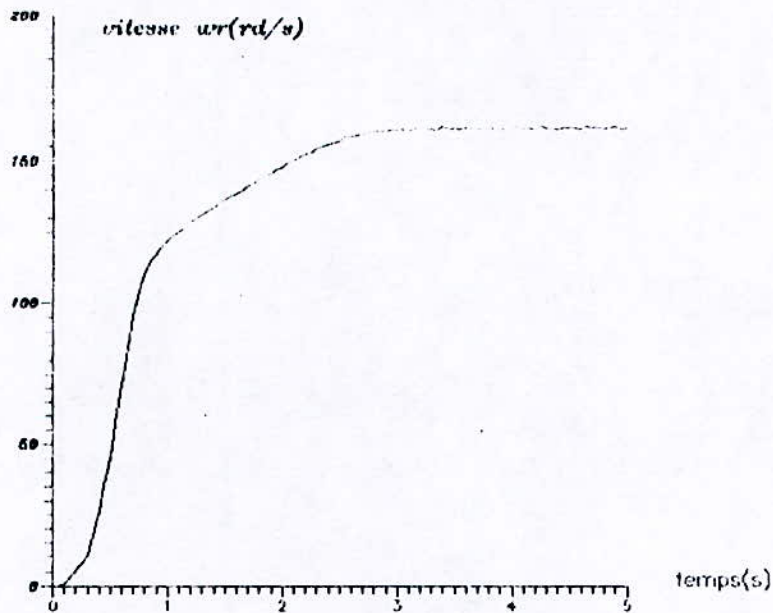
*caractéristique $i_a=f(t)$ $a(f=25\text{Hz}, \alpha=60\text{deg})$
-commande en MLI-
élimination des harmoniques 5 et 7*



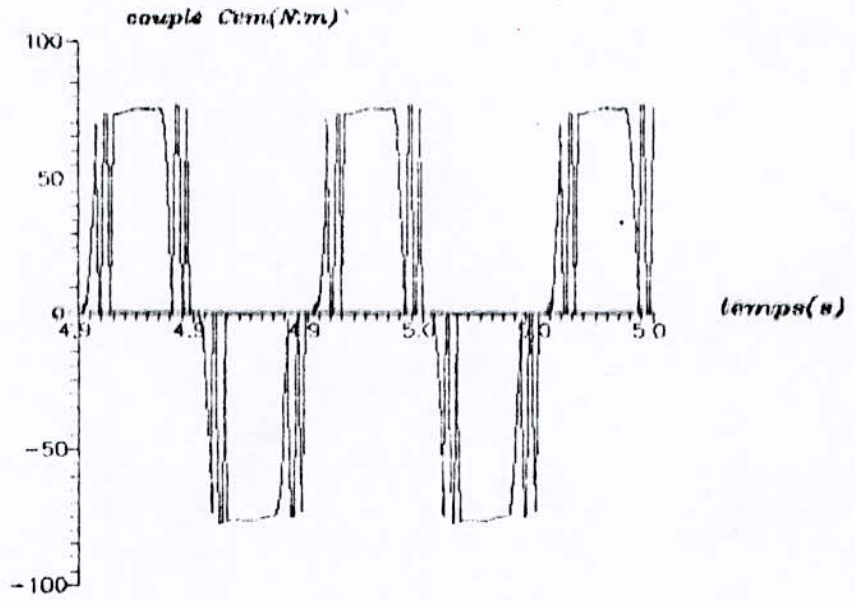
*caractéristique $C_{em}=f(t)$ $a(f=25\text{Hz}, \alpha=60\text{deg})$
-commande en MLI-*



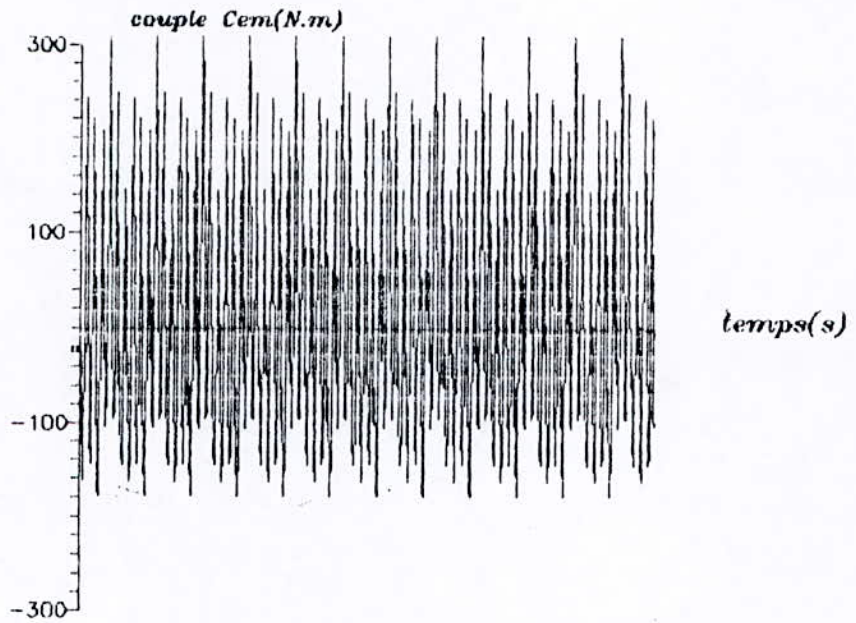
caractéristique $i=f(t)$ $\alpha(f=25\text{Hz}, \alpha=60\text{deg})$
 -commande en MLI-
 élimination des harmoniques 5 et 7



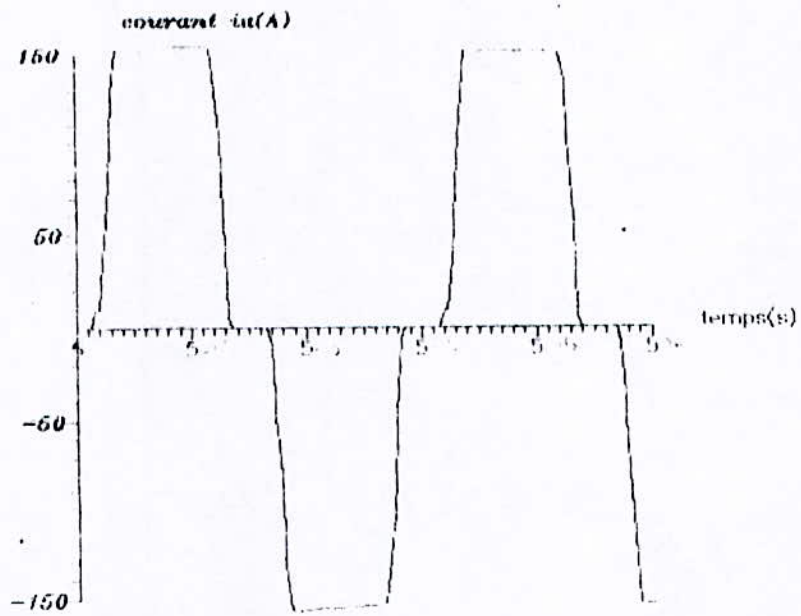
caractéristique $\omega_r=f(t)$ $\alpha(f=25\text{Hz}, \alpha=60\text{deg})$
 -commande en MLI-
 élimination des harmoniques 5 et 7



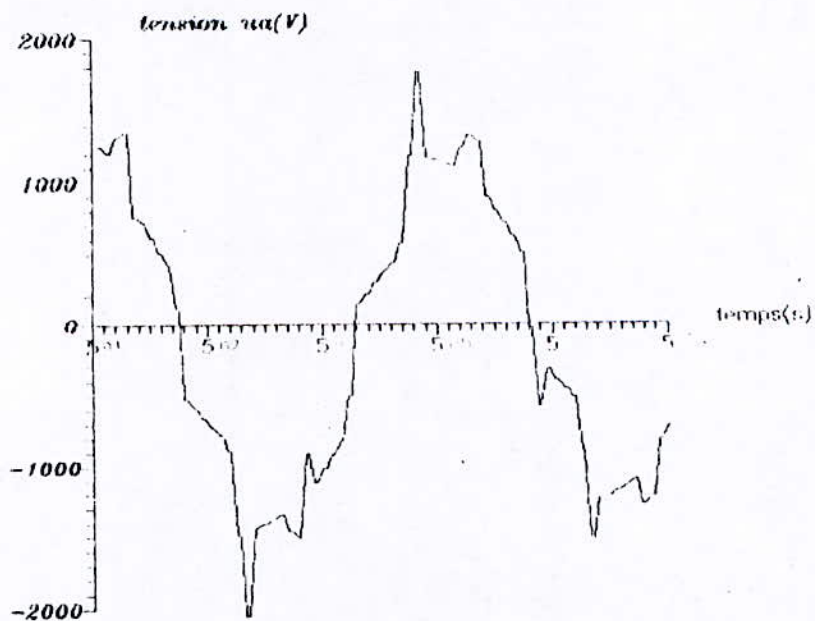
caractéristique $i_a=f(t)$ $a(f=20Hz, \alpha=60deg)$
 -commande en MLI-



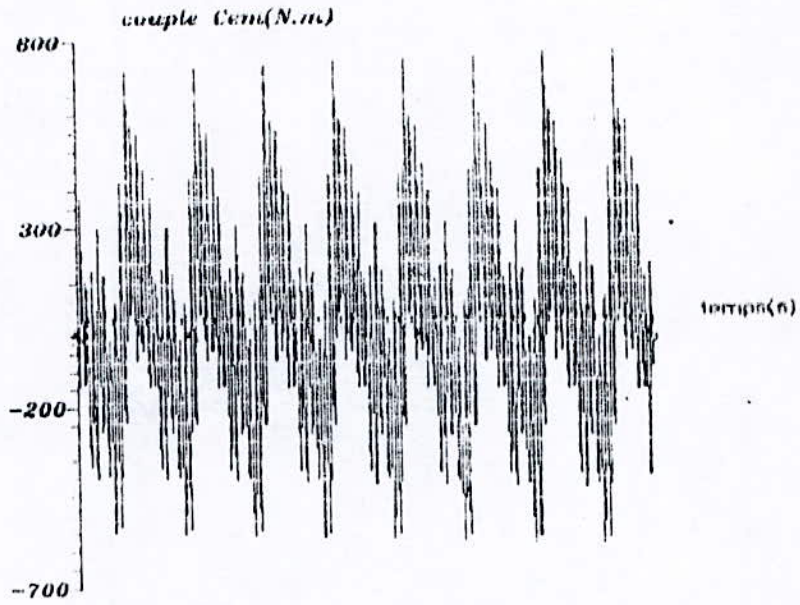
caractéristique $C_{em}=f(t)$ $a(f=20Hz, \alpha=60deg)$
 -commande en MLI-



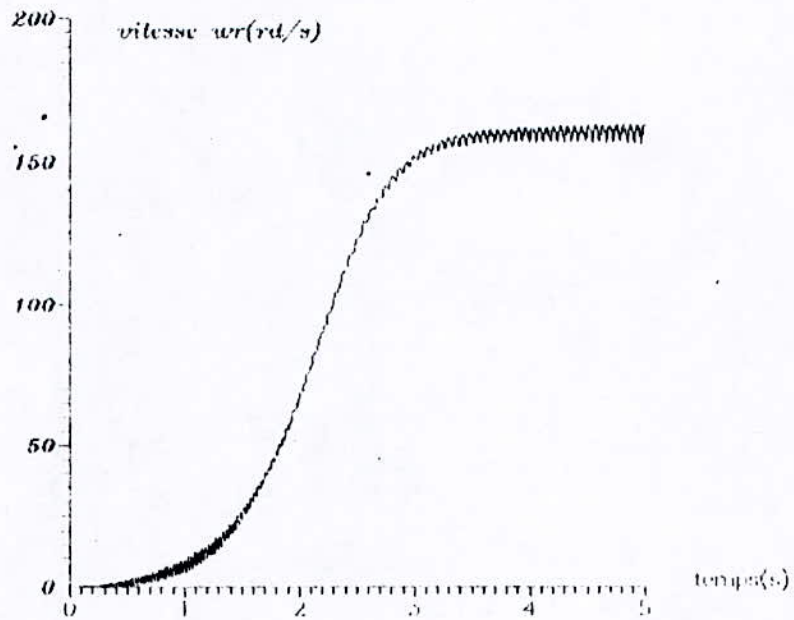
*caractéristique $i_a=f(t)$ $\alpha(f=25Hz, \alpha=60deg)$
- système linéarisé -*



*caractéristique $u_a=f(t)$ $\alpha(f=25Hz, \alpha=60deg)$
- système linéarisé -*



caractéristique $C_m=f(t)$, $a(f=25Hz, \alpha=60deg)$
 - système linéarisé -



caractéristique $\omega_r=f(t)$, $a(f=25Hz, \alpha=60deg)$
 - système linéarisé -

Résultats et commentaires :

Les caractéristiques tracées avec le système linéarisé précédent montrent que pour des petites variations autour du point de fonctionnement, le comportement de l'association redresseur - onduleur - MAS, est similaire à celui obtenu avec l'étude du système réel non linéaire.

III.4 - Conclusions:

- Le courant atteignant des valeurs considérables lors de son établissement pendant le régime transitoire, il s'avère indispensable de le limiter et imposer ainsi un maximum de courant admissible.
- La commande en M.L.I permet une nette diminution de la variation pulsatoire du couple, surtout en basse fréquence.
- Le système convertisseur - MAS peut-être linéarisé en des petites variations autour d'un point de fonctionnement. Le même comportement du système est ainsi obtenu qu'en cas réel non linéaire.

Chapitre 7 : Régulation du moteur asynchrone alimenté par un onduleur de courant

Introduction :

L'objet de ce chapitre est la commande en vitesse du moteur asynchrone alimenté par un commutateur de courant dont la fréquence de ses ondes rectangulaires varie avec la vitesse de consigne. Cependant, le régime permanent étant obtenu après un temps relativement grand et le courant atteignant des valeurs excessives entraînant l'échauffement du moteur, il devient nécessaire de limiter le courant à une valeur de consigne pendant les régimes transitoires.

1 - Principe de commande :

Dans les entraînements des machines asynchrones par onduleur de courant, les deux (02) paramètres de contrôle sont le courant continu de liaison ainsi que la fréquence du commutateur de courant.

La boucle de réglage du système adoptée est donnée d'après le schéma de principe (figure 7.1), où le courant et le glissement sont contrôlés indépendamment l'un de l'autre.

Le courant est régulé par une boucle de rétroaction imposant la tension de sortie du redresseur U_R via un régulateur P.I.

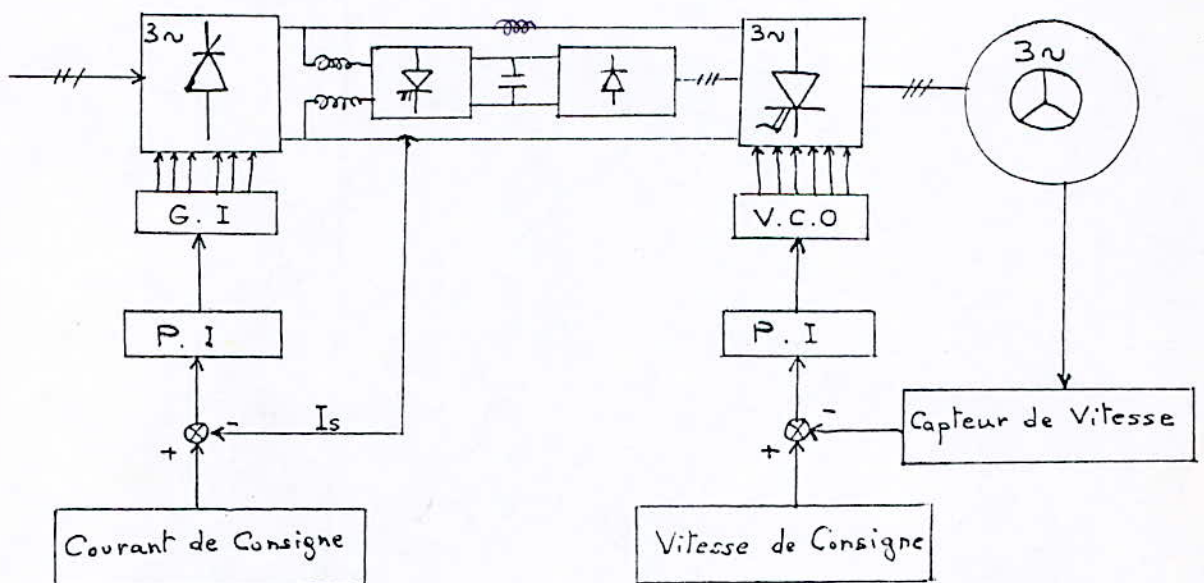


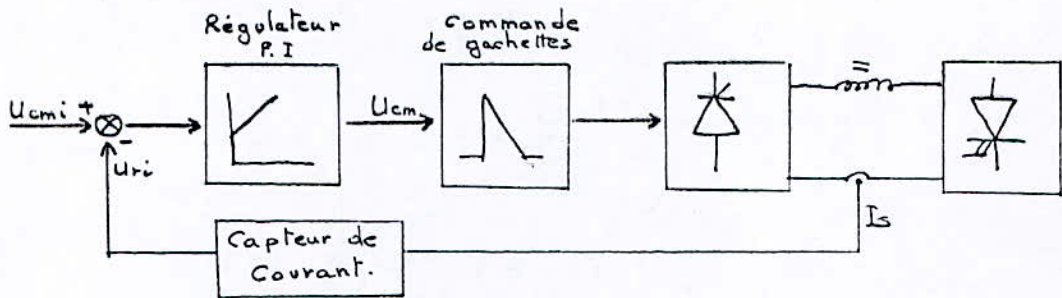
Schéma du principe de réglage (figure 7.1)

La commande en vitesse est assurée par la rétroaction de vitesse du rotor comparée à la consigne permettant de générer, ainsi, la fréquence de commande de l'onduleur via un régulateur de type P.I.

On étudiera par la suite les problèmes qui se posent concernant d'une part le choix des régulateurs P.I et d'autre part la détermination de leurs paramètres.

II - Réglage de courant :

La figure (7.2) donne le schéma de principe du circuit de réglage du courant.



Boucle de régulation du courant (figure 7.2)

II.1 - Choix et dimensionnement du régulateur :

La fonction de transfert de l'organe de commande est :

$$G_{cm} = \frac{K_{cm}}{1 + ST_{cm}} = \frac{U_R}{U_{cm}}$$

T_{cm} : retard estimé à 2 ms dans notre cas

Le système à régler avec l'organe de commande possède la fonction de transfert :

$$G_s = \frac{I_s}{U_{cm}} = \frac{K_{cm}}{R(1+ST_r)(1+ST_{cm})}$$

$T_r = L/R$: Constante de temps électrique
(self de lissage)

Vu qu'il n'existe qu'une constante de temps dominante et une petite constante de temps, on fait par suite appel à un régulateur de type P.I dont le choix de ses paramètres est lié à la stabilité du système (compromis entre un dépassement maximal et le temps de montée).

$$G_{Ri} = \frac{1 + ST_{ni}}{ST_{ii}} ; T_r \text{ est à compenser au moyen de } T_{ni}$$

$$\text{et } T_{ii} \text{ doit être choisie d'après : } T_{ii} = \frac{2 \cdot K_{cm}}{R} \cdot T_{cm}$$

Numériquement on trouve : $T_{ni} = 1,6 \text{ s}$ et $T_{ii} = 8 \text{ ms}$

11.2 - Modèle numérique :

Le modèle du régulateur permettant de déterminer la tension de commande qui sera comparée à la fonction sinusoidale est donné par le schéma de la figure (7.3)

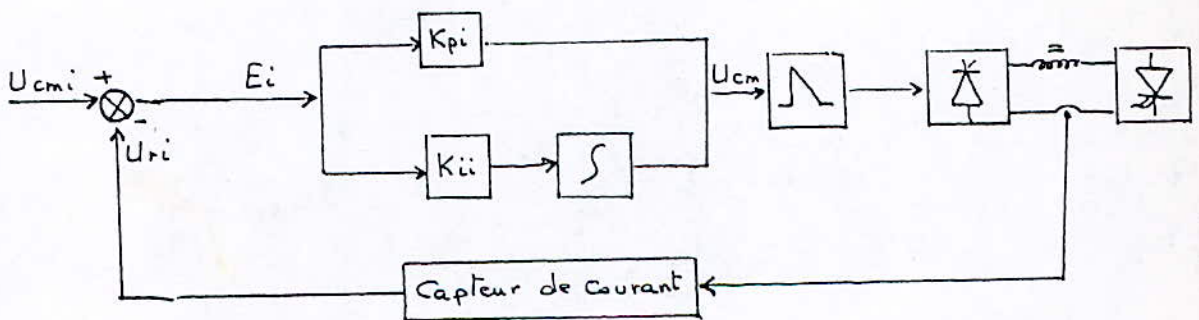


Schéma fonctionnel de la régulation de courant (figure 7.3)

$$E_i = U_{cmi} - U_{ri} : \text{écart de réglage}$$

A la sortie du régulateur, à un instant donné :

$$U_{cm}(t) = K_{pi} \cdot E_i(t) + K_{ii} \int_0^t E_i(t) \cdot dt$$

$$\text{avec : } K_{pi} = \frac{T_{ni}}{T_{ii}} \quad \text{et} \quad K_{ii} = \frac{1}{T_{ii}}$$

La relation de base peut aussi s'écrire :

$$U_{cm} [k] = K_{pi} \cdot E_i [K] + K_{ii} \sum_{j=0}^K E_i [j]$$

à chaque instant d'échantillonnage K

Pour la programmation de l'algorithme de réglage, il est judicieux d'introduire la grandeur auxiliaire :

$$U_x [K] = K_{ii} \sum_{j=0}^{K-1} E_i [j]$$

La relation précédente prend alors la forme :

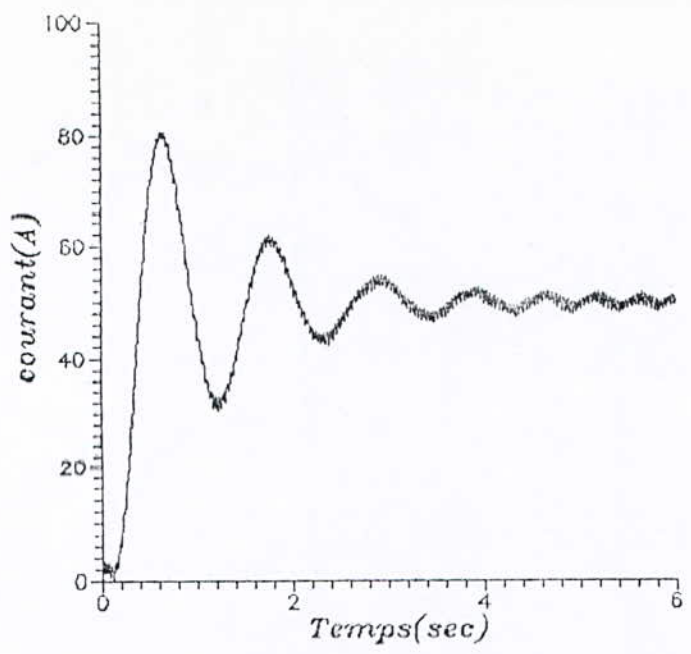
$$U_{cm} [K] = U_x [K-1] + (K_{pi} + K_{ii}) \cdot E_i [K]$$

L'incrémentation de U_x par $K_{ii} E$ est faite dans l'intervalle jusqu'au prochain instant d'échantillonnage.

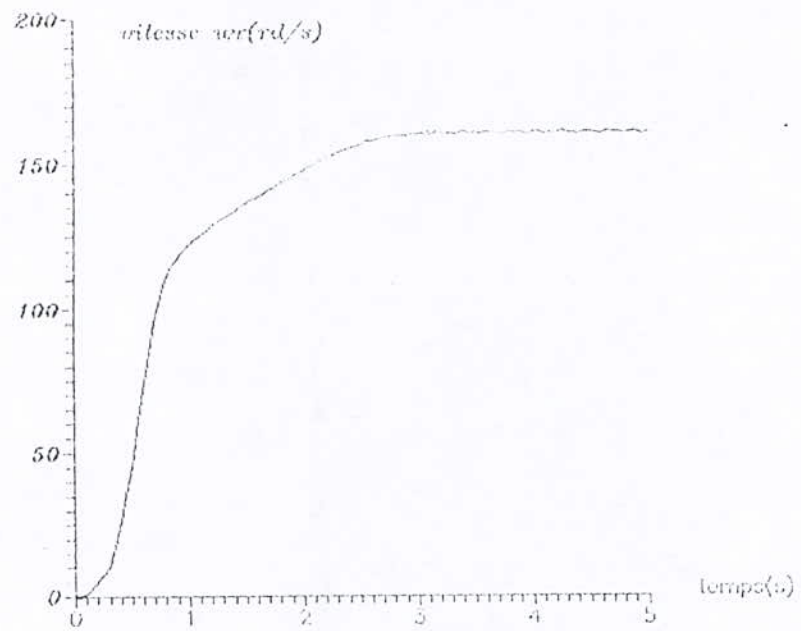
II.3 - Résultats et commentaires :

La régulation de courant ou sa limitation à la valeur de consigne a donné des résultats montrant qu'aux fréquences relativement basses se situant dans la plage ($f_s \leq 25 \text{ Hz}$), le courant suit la consigne, le moteur s'accroche à une vitesse correspondant à un glissement assez faible.

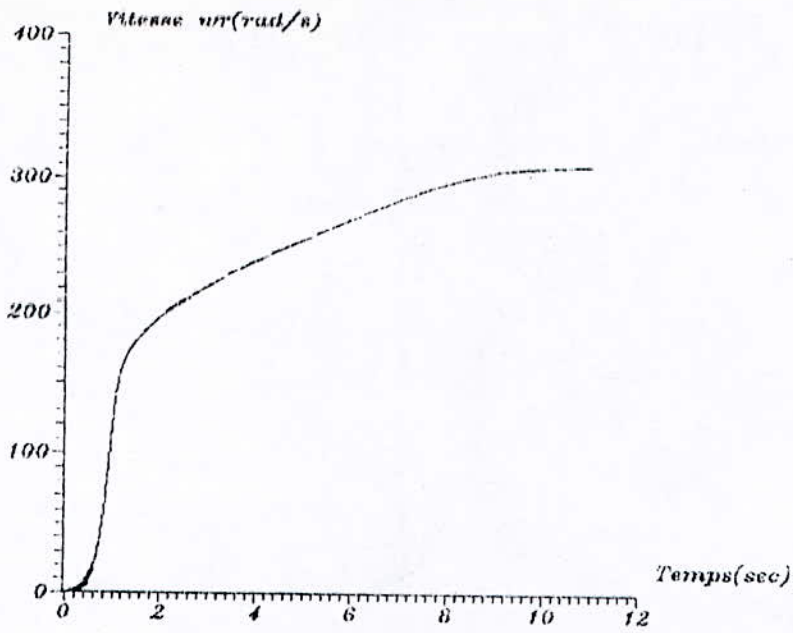
Par contre, pour des fréquences plus grandes, particulièrement pour $f = 50 \text{ Hz}$, le courant ne suit plus la consigne donnée, cependant sa valeur a été nettement limitée. Une régulation de vitesse s'impose alors.



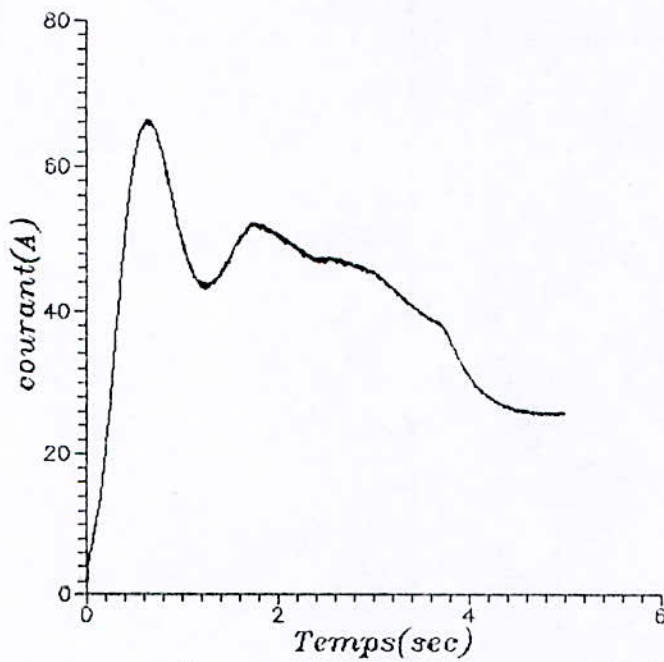
reponse a une consigne de courant ($i=50A, f=25Hz$)



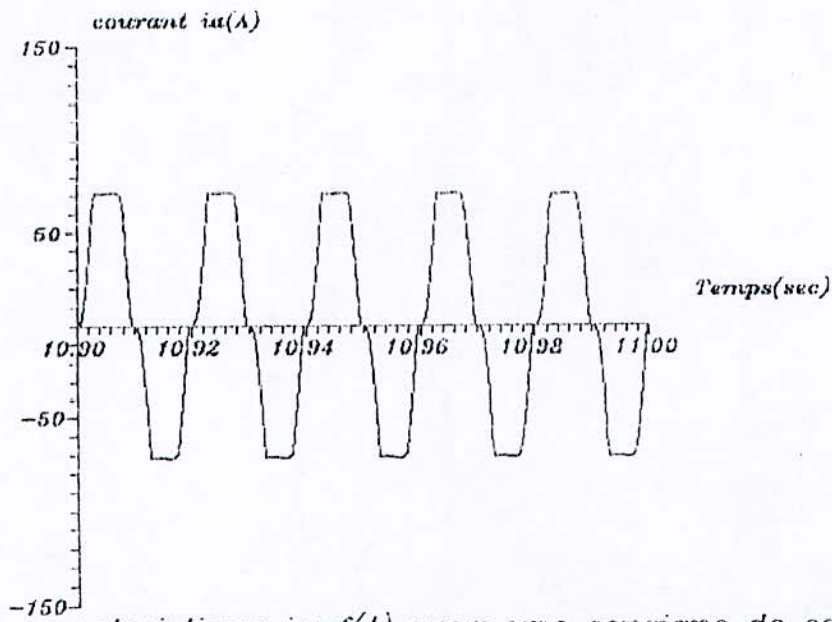
reponse de vitesse $w_r=f(t)$ a une consigne de courant
- ($f=25Hz, i_c=50A$)-



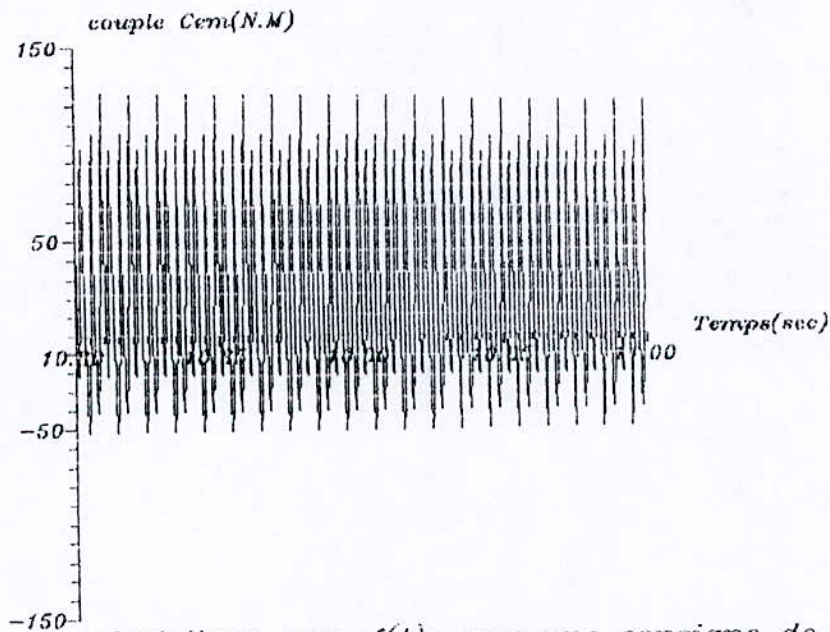
caractéristique $\omega r = f(t)$ pour une consigne de courant à ($f=50\text{Hz}, I=50\text{A}$)



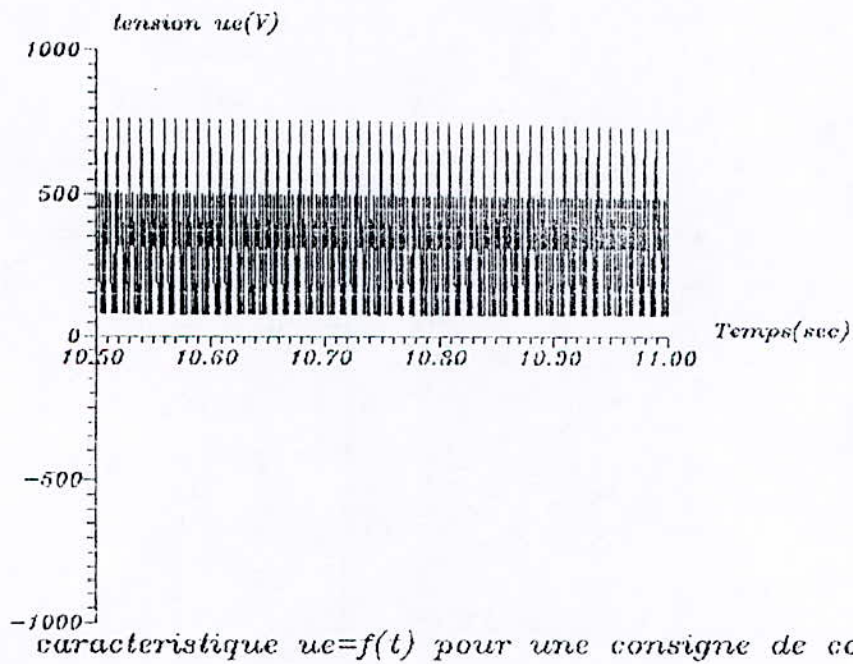
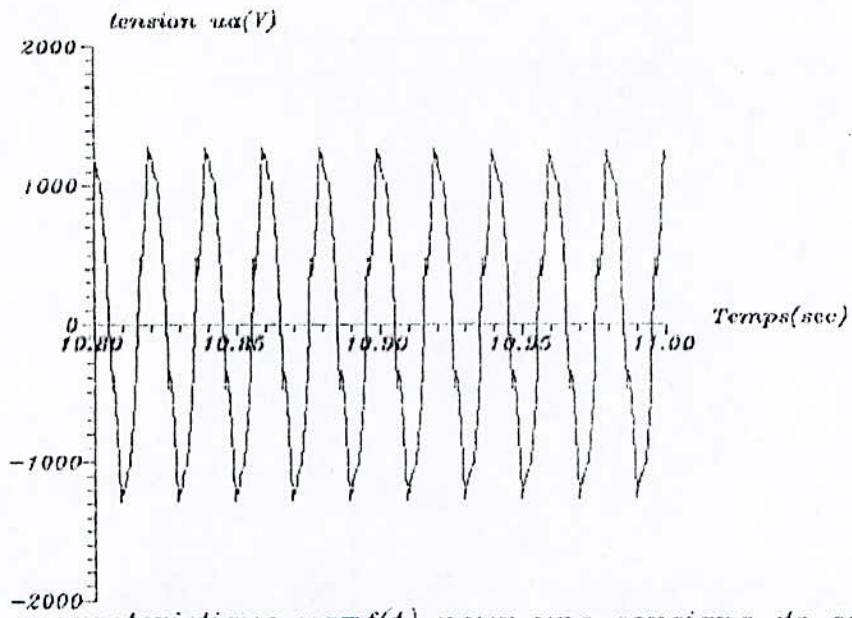
reponse à une consigne de courant ($i=50\text{A}, f=50\text{Hz}$)



caractéristique $i_a=f(t)$ pour une consigne de courant ($f=50\text{Hz}, I=50\text{A}$)



caractéristique $c_{em}=f(t)$ pour une consigne de courant ($f=50\text{Hz}, I=50\text{A}$)



III - Réglage de vitesse :

Les résultats obtenus par simulation, montrent que la vitesse n'est nullement influée par le réglage de courant qui constitue en fait, une limitation d'une grandeur auxiliaire dans une boucle, où la grandeur principale à régler est la vitesse.

III.1 - Choix et dimensionnement du régulateur :

La linéarisation faite au chapitre précédent (6-III.3) ne permet pas de déterminer la fonction de transfert :

$$G_n(s) = \frac{\Delta \omega_r}{\Delta \omega_s}$$

Vu que $\Delta \omega_s$, désignant la fréquence de commande de l'onduleur, n'apparaît pas dans les équations de fonctionnement du système.

Le référentiel lié au stator ne permet donc pas de définir cette fonction de transfert, c'est pour cette raison qu'on lui préfère le référentiel lié au champ tournant qui est mieux adapté au réglage.

D'après la fonction de transfert trouvée (voir annexe), on fait appel à un régulateur de type P.I :

$$G_{Rn} = \frac{1 + ST_{nn}}{ST_{in}}$$

Le choix des paramètres de ce régulateur a été fait de telle sorte à compenser la constante de temps mécanique du système : $T_{inn} = \frac{J}{h} = 8,33 \text{ s}$

T_{in} est ensuite obtenu de manière à obtenir une intervention rapide du régulateur.

III.2 - Modèle numérique :

Ce modèle est similaire à celui illustré par la figure 7.3, seulement, la tension de commande est supposée varier linéairement avec la fréquence de commande de l'onduleur de courant :

$$f_s \cong 10 \times |U_c|$$

(avec : $-10 \text{ V} \leq U_c \leq 10 \text{ V}$)

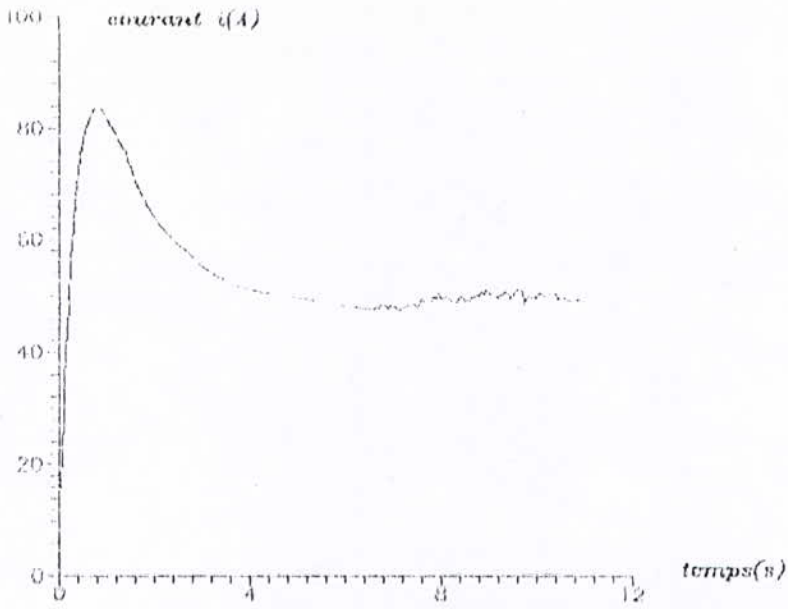
Il reste à noter que les deux (O2) circuits de réglage (courant, vitesse) travaillent avec la même période d'échantillonnage.

III.3 - Résultats et commentaires :

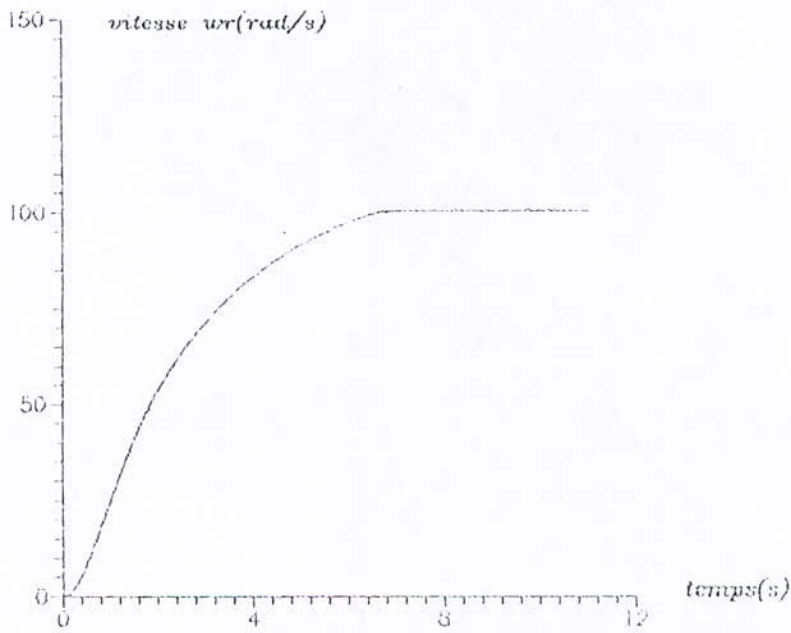
L'incorporation du régulateur de vitesse entraîne, cette dernière, à atteindre la consigne donnée au démarrage en un temps assez court relativement au système non régulé. Le courant, quant à lui, suit la consigne fixée. Pour l'amélioration des temps de réponse aux consignes de vitesse et de courant, les constantes des régulateurs P.I choisies sont ajustées de telle manière à satisfaire les deux (O2) parts du compromis : dépassement maximal - temps de montée. Cette amélioration apparaît nettement dans les caractéristiques tracées, en fixant une première fois, une consigne de vitesse au démarrage et une seconde fois, deux (O2) consignes successives. La consigne donnée au courant restant inchangée.

Pour le réglage de vitesse par variation successive de consigne, on remarquera que la nouvelle consigne n'est atteinte que si elle appartient à une gamme restreinte autour du point de fonctionnement fixé par la première consigne et qui est évaluée à $\pm 20 \text{ rad/s}$

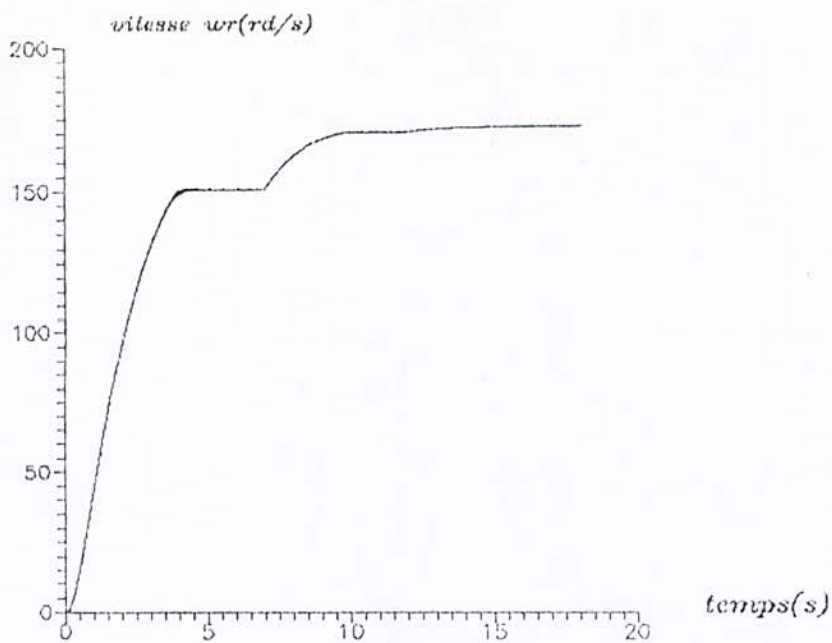
Ceci peut s'interpréter, en disant qu'au delà de cette gamme, le système n'est plus linéaire et donc la régulation utilisée dépendant grandement du point de fonctionnement n'est plus valable.



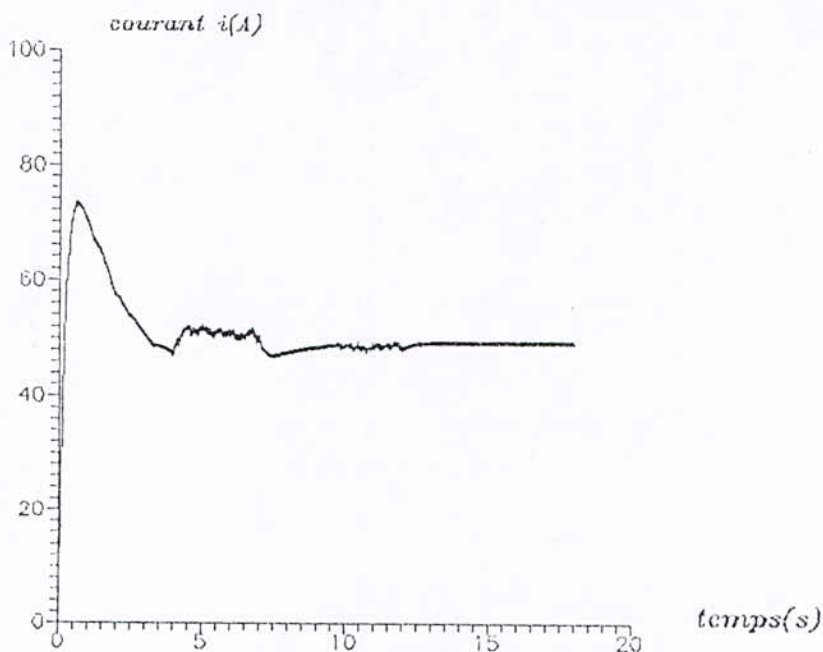
reponse a une consigne de courant ($I=50A$)
 et a une consigne de vitesse ($\omega_r=100rad/s$)



reponse a une consigne de courant ($I=50A$)
 et a une consigne de vitesse ($\omega_r=100rad/s$)



reponse $w_r=f(t)$ a deux consignes de vitesse
 $w_{c1}=150\text{rd/s}$ et $w_{c2}=170\text{ rd/s}$



reponse $i=f(t)$ a une consigne de courant
 $i_c=50\text{A}$

IV - Conclusion :

On a montré que dans la commande du MAS alimenté par un onduleur de courant, ce dernier ne peut être contrôlé en boucle ouverte sans réglage simultané de vitesse.

La commande indépendante du courant et de la vitesse étudiée dans ce chapitre est relativement simple à réaliser. Cependant, les performances dynamiques obtenues ne sont pas bonnes.

En effet, le réglage effectué n'est valable que pour des petites variations autour d'un point de fonctionnement donné.

Conclusion

L'étude par simulation numérique de l'association : redresseur - onduleur de courant - moteur asynchrone qui a fait l'objet de ce présent travail nous a permis de mettre en exergue plusieurs phénomènes physiques liés au démarrage ainsi qu'au fonctionnement en régime permanent du moteur asynchrone alimenté par un commutateur de courant.

Les modes de fonctionnement de l'onduleur, le phénomène de recouvrement, les effets des harmoniques de l'onde de courant, le choix des paramètres de la self de lissage ainsi que du condensateur de commutation, l'influence de l'utilisation des différentes stratégies de commandes (pleine onde et M.L.I) et les problèmes liés au comportement dynamique des circuits de réglage de courant et de vitesse sont, entre autre, les phénomènes physiques les plus importants rencontrés tout au long de cette étude.

Nous avons montré la nécessité d'adapter la valeur du condensateur de commutation du circuit de "clamping" au moteur, soit solutionner le compromis : valeur de la capacité - temps de commutation, une valeur assez grande de la capacité diminue les pointes de tension mais accentue le phénomène de recouvrement.

La synthèse du régime permanent a montré l'influence néfaste des harmoniques du couple caractérisés par d'importants à-coups notamment aux basses fréquences.

L'onduleur de courant avec son inconvénient de couple pulsatoire à petites vitesses peut-être nettement amélioré en utilisant la modulation de largeur d'impulsions pour éliminer les harmoniques d'ordres inférieurs de la forme d'onde du courant.

Cette commande par M.L.I constitue, en fait, la principale raison de l'utilisation des dispositifs de commutation rapides tel que le thyristor G.T.O, d'où l'avantage par rapport au thyristor classique.

L'entraînement par onduleur de courant peut-être instable et présente pendant le régime transitoire des valeurs excessives de courant qu'il faut, par conséquent, limiter à des valeurs de consignes admissibles par le moteur. On utilise, pour y remédier, un système en boucle fermé régulant le courant.

La simulation numérique de la commande en vitesse du MAS a permis de mettre en vue une des plus importantes applications d'une telle association, les performances dynamiques de réglage étudié sont élucidées par la linéarisation des équations autour d'un point de fonctionnement préalablement imposé en consigne.

Les caractéristiques détenues ne sont, par suite, valables que pour des variations se situant dans une plage restreinte vis-à-vis du point de fonctionnement.

BIBLIOGRAPHIE

- H. BUHLER : "Electronique de réglage et de commande", DUNOD, Paris, 79.
- H. BUHLER : "Réglages échantillonnés" vol 1 et 2, presses polytechniques Romandes, Lausanne, 82.
- J. CHATELAIN : "Machines électriques", traité d'électricité, vol X, presses polytechniques Romandes, Lausanne, 83.
- G. SEGUIER, F. LABRIQUE : "Les convertisseurs de l'électronique de puissance", vol 4.
La conversion continu - alternatif
- J.L. DALMASSO : "Electronique de puissance" - "commutation", technique supérieure.
- R. CHAMPRADE, E. MILSANT : "Electronique de puissance", vol 2, commande électronique des moteurs à courant alternatif.
EYROLLES, Paris, 84.
- P. BARRET : "Régimes transitoires des machines tournantes", école supérieure d'électricité, EYROLLES, 82.
- B.K. BOSE : "Power electronics and ac drives", general electric company, prentice - Hall, 87.
- K. FURUTA, A. SANO : "State variable methods in automatic control", general electric company.
- REVUE : "Electronique et applications", N° 40, septembre 85

B.L. JONES, J.E. BROWN : "Electrical variable speed drives", IEE
proceedings vol 131, N° 7, pp 516-566,
septembre 84.

Annexe : Réglage de vitesse

Introduction :

Les équations différentielles régissant le fonctionnement du MAS ont été données par rapport au référentiel lié au stator, cependant, la fonction de transfert entre la paire d'entrée-sortie ($\Delta\omega_r$, $\Delta\omega_s$) ne peut-être obtenue vu que la fréquence de commande de l'onduleur $\Delta\omega_s$ n'apparaît pas dans ces équations.

Et lorsque l'on connaît l'importance dont jouie la fonction de transfert du système quant à l'étude de la commande par les méthodes classiques (Bode, Nyquist ...), il devient nécessaire de la définir dans un autre référentiel lié au champ tournant.

Les équations sont ainsi linéarisées pour des petites variations autour d'un point de fonctionnement.

Le flux est maintenu constant par action sur le courant.

1 - Equations linéarisées :

Les équations exprimées dans le référentiel lié au champ tournant sont :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} - \omega_s L_s I_{qs} - \omega_s M I_{qr}$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \omega_s L_s I_{ds} + \omega_s M I_{dr}$$

(I-1)

$$0 = R_r I_{dr} - M(\omega_s - \omega_r) I_{qs} - L_r(\omega_s - \omega_r) I_{qr}$$

$$0 = R_r I_{qr} + L_r(\omega_s - \omega_r) I_{dr} + M(\omega_s - \omega_r) I_{ds}$$

A qui on ajoute l'équation mécanique :

$$C_r = h \omega_r - \frac{3}{2} pM(I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}) + J \frac{d\omega_r}{dt}$$

Les expressions des flux sont données d'après :

$$\begin{aligned}
 \Psi_{qr} &= L_r i_{qr} + M(i_{qs} + i_{qr}) \\
 \Psi_{qs} &= L_s i_{qs} + M(i_{qs} + i_{qr}) \\
 \Psi_{dr} &= L_r i_{dr} + M(i_{ds} + i_{dr}) \\
 \Psi_{ds} &= L_s i_{ds} + M(i_{ds} + i_{dr})
 \end{aligned}
 \tag{I.2}$$

Les équations (I.1) s'écrivent aussi :

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \Psi_{ds} - \omega_s \Psi_{qs} \\
 V_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \Psi_{qs} + \omega_s \Psi_{ds} \\
 0 &= R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \Psi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \Psi_{qr} \\
 0 &= R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \Psi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \Psi_{dr} \\
 C_r &= h \cdot \omega_r + J \frac{d\omega_r}{dt} + \frac{3}{2} p M (\Psi_{ds} \Psi_{qr} - \Psi_{dr} \Psi_{qs})
 \end{aligned}
 \tag{I.3}$$

En déterminant la transformée de Laplace et en négligeant la chute chimique au stator, on obtient les équations :

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= -\omega_s \Psi_{qs} \\
 V_{qs} &= \omega_s \Psi_{ds} \\
 0 &= R_r I_{dr} + S \cdot \Psi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \Psi_{qr} \\
 0 &= R_r I_{qr} + S \cdot \Psi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \Psi_{dr} \\
 C_r &= J \cdot S \cdot \omega_r + h \omega_r + \frac{3}{2} p M (\Psi_{ds} \Psi_{qr} - \Psi_{dr} \Psi_{qs})
 \end{aligned}
 \tag{I.4}$$

On suppose que les tensions de phase du stator sont alignées avec l'axe d de façon à avoir : $V_{ds} = V_s$ et $V_{qs} = 0$

Les équations linéarisées sont :

$$\begin{aligned} \psi_{qro} \cdot \Delta \omega_s &= \frac{\Delta \psi_{dr}}{T'_r} + s \cdot \Delta \psi_{dr} + \psi_{qro} \Delta \omega_r - (\omega_{so} - \omega_{ro}) \Delta \psi_{qr} \\ - \psi_{dro} \Delta \omega_s &= \frac{\Delta \psi_{qr}}{T'_r} + s \cdot \Delta \psi_{qr} - \psi_{dro} \Delta \omega_r \end{aligned}$$

$$\Delta C_r = J \cdot s \Delta \omega_r + h \cdot \Delta \omega_r + \frac{3}{2} p \frac{M}{s} \psi_{so} \cdot \Delta \psi_{dr} \quad (I.5)$$

avec :

$$T'_r = \frac{s}{R_r L_s} \quad \text{et} \quad s = L_s L_r - M^2$$

En choisissant comme entrées : $\Delta \omega_s$ et ΔC_r et comme sortie $\Delta \omega_r$, on essaiera de trouver le schéma bloc suivant :

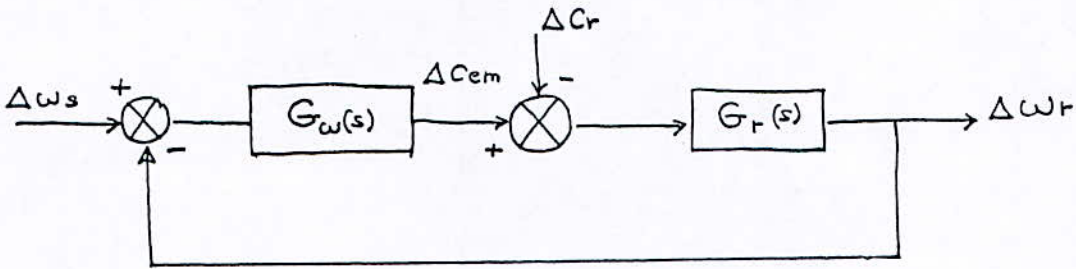


Schéma bloc de contrôle de vitesse

II - Fonction de transfert :

Une méthode simple permettant la détermination de la fonction de transfert du système pour chaque paire d'entrée est d'écrire l'équation d'état d'ordre 3 sous forme :

$$\dot{X} = A X + B U$$

où :

$$X = [\Delta \Psi_{dr} \quad \Delta \Psi_{qr} \quad \Delta \omega_r]^T \quad (I.6)$$

et

$$U = [\Delta \omega_s \quad 0 \quad \Delta C_r]^T$$

Les matrices A et B sont déduites du système (I - 5)

d'après :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} (\omega_{so} - \omega_{ro}) - \Psi_{qro} & & \\ 0 & -\frac{1}{T_r} & \Psi_{dro} \\ -\frac{3}{2} \frac{P.M}{J_s} \Psi_{so} & 0 & -\frac{h}{J} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \Psi_{qro} & 0 & 0 \\ -\Psi_{dro} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/J \end{bmatrix}$$

On a d'après le principe de superposition :

$$G_r(s) = \frac{\Delta \omega_r}{\Delta C_r} \quad \left| \quad \Delta \omega_s = 0 \right.$$

$$G_\omega(s) = \frac{\Delta \omega_r}{\Delta \omega_s} \quad \left| \quad \Delta C_r = 0 \right.$$

Ces deux (O2) fonctions de transfert sont définies par l'expression :

$$M(s) = C.(SI - A)^{-1}. B = \frac{Y(s)}{U(s)} \quad (I.7)$$

où C est la matrice telle que :

$Y = C.X$ définissant les variables de sortie dans notre cas :

$$\Delta \omega_r = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \psi_{dr} \\ \Delta \psi_{qr} \\ \Delta \omega_r \end{bmatrix}$$

$$(S I - A) = \begin{bmatrix} S + \frac{1}{T_r} & (\omega_{ro} - \omega_{so}) & \psi_{qro} \\ 0 & (S + \frac{1}{T_r}) & -\psi_{dro} \\ \frac{3}{2} \frac{P}{J} \frac{M}{S} \psi_{so} & C & \frac{h}{S} + S \end{bmatrix}$$

En supposant le point de fonctionnement très proche du synchronisme,

soit donc en fonctionnement à vide, il est valide d'écrire l'écart :

$$\omega_{so} - \omega_{ro} = 0 ; \text{ les équations (1 - 4) donnent :}$$

$$\psi_{dro} = 0 \text{ et } \psi_{qro} = -\frac{M}{L_s} \psi_{so}$$

$$\det(S I - A) = (S + \frac{1}{T_r}) \left[\left(\frac{h}{J} + S \right) (S + \frac{1}{T_r}) + \frac{3}{2} \frac{P}{J} \frac{M^2}{S L_s} \psi_{so} \right]$$

en posant :

$T_m = \frac{J}{h}$, on déduit d'après (1 - 7) les deux (02) fonctions de transfert schématisées dans le schéma bloc sont :

$$G_r(s) = \frac{-h(1 + ST_r')}{(1 + ST_m)(1 + ST_r') + K.h}$$

et

(I-8)

$$G_n(s) = \frac{K.h}{(1 + ST_r')(1 + ST_m) + K.h}$$

avec :

$$K = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{R_r} \cdot \frac{M^2}{L_s^2} \psi_{so}^2$$

La fonction de transfert $G_n(s)$ peut s'écrire sous la forme :

$$G_s(s) = \frac{K'}{(1 + ST_a)(1 + ST_p)}$$

où T_a est une constante de temps dominante et T_p une petite constante de temps.

Le circuit de réglage de vitesse doit comprendre un régulateur PI ayant la fonction de transfert :

$$G_R(s) = \frac{1 + ST_{nn}}{ST_{in}}$$

où :

T_{nn} est à compenser avec T_a et $T_{in} = 2 K' T_p$