



Contribution à l'optimisation des ensembles convertisseurs-machines à réductance variable. Minimisation du facteur de dimensionnement

Bernard Multon

► To cite this version:

Bernard Multon. Contribution à l'optimisation des ensembles convertisseurs-machines à réductance variable. Minimisation du facteur de dimensionnement. Energie électrique. Université Pierre et Marie Curie - Paris VI, 1985. Français. NNT: . tel-00447842

HAL Id: tel-00447842

<https://theses.hal.science/tel-00447842>

Submitted on 16 Jan 2010

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

ECOLE NORMALE SUPERIEURE DE CACHAN

THESE présentée

pour l'obtention

du

DIPLOME DE DOCTEUR de 3^{ème} CYCLE

à

L'UNIVERSITE PIERRE ET MARIE CURIE

- Paris 6 -

spécialité: SCIENCES PHYSIQUES

mention: ELECTROTECHNIQUE

par Bernard MULTON

sujet de la thèse:

CONTRIBUTION A L'OPTIMISATION DES
ENSEMBLES CONVERTISSEUR-MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE
MINIMISATION DU FACTEUR DE DIMENSIONNEMENT

soutenue le 2 juillet 1985 devant la commission composée de:

M.RIOUX Christian	Président
M.FAUCHER Jean	examineur
M.GLAIZE Christian	rapporteur
M.GOELDEL Clément	examineur

*à Fabienne
et à Lucile*

Je remercie Monsieur RIOUX, Professeur à l'Université de PARIS VI, d'avoir accepté de diriger mon travail de recherche et de me faire l'honneur d'être Président du Jury de ma thèse.

Je tiens à remercier tout particulièrement Monsieur SOL, Professeur à l'E.N.S.E.T. et Directeur du Laboratoire d'Electrotechnique, de Signaux et de Robotique, de m'avoir accueilli en m'ayant fait bénéficier de bonnes conditions de travail et, de m'avoir accordé sa confiance.

Que soient remerciés Monsieur FAUCHER, Maître Assistant à l'E.N.S.E.I.I.H.T. et Monsieur GOELDEL, Professeur à l'Université de REIMS, d'avoir accepté d'être membres du Jury.

Je remercie vivement Monsieur GLAIZE, Maître Assistant à l'E.N.S.E.T., de m'avoir encadré au cours de ce travail de recherche en me faisant bénéficier de ses bons conseils tout en me laissant suffisamment d'initiative et, enfin, d'être rapporteur de cette thèse.

Que soient remerciés, Monsieur LOUIS, Professeur à l'E.N.S.E.T., pour ses précieux conseils ainsi que pour son aide matérielle, Monsieur TIAN pour sa collaboration et son sens du travail de groupe, Messieurs ALLANO, DESESQUELLES, FOREST, LUCIDARME et enfin, l'équipe du centre de calcul d'ORSAY qui, par leur disponibilité, m'ont permis de progresser dans ma recherche.

Que Mesdames D. BOULET et G. DESESQUELLES, Messieurs M. BRUNELLO, J.M. DESAGULIER, P. FERROLI, D. MACE et R. MAILHE ainsi que l'équipe du service reprographie de l'E.N.S.E.T., soient assurés de mes remerciements les plus sincères pour leur aide technique et leur participation à la constitution de ce mémoire.

Enfin, je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance à mon épouse pour l'aide et la patience qu'elle m'a accordées pendant la durée de ce travail.

INTRODUCTION

CHAPITRE I

PRINCIPE DE LA MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE

STRUCTURES DES MACHINES

I.1 - PRINCIPE DE LA MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE

I.1.1 - Description du fonctionnement d'une structure simplifiée

I.1.2 - Modèle énergétique - Calcul du couple

I.2 - DIFFERENTES STRUCTURES DE MACHINES

I.2.1 - Structures à entrefer radial

I.2.2 - Structures à entrefer axial

I.2.3 - Intérêt des structures polydiscoïdes

I.3 - MODES D'ALIMENTATION

I.3.1 - Machine non excitée

I.3.2 - Machine excitée

I.3.3 - Couple moyen suivant le mode de fonctionnement

I.4 - CONCLUSION

CHAPITRE II

FACTEURS DE DIMENSIONNEMENT DES CONVERTISSEURS

PRELIMINAIRES ET OPTIMISATION DE FORMES DE COURANT

II.1 - DEFINITIONS DES FACTEURS DE DIMENSIONNEMENT DES CONVERTISSEURS

II.1.1 - Nécessité - Définitions générales

II.1.2 - Définitions en régime excité

II.1.3 - Intérêt de l'optimisation - Composants

II.1.4 - Exemples de structures alimentant des machines à
reluctance variable

II.2 - PROBLEME DE L'OPTIMISATION DE LA FORME DU COURANT

II.2.1 - Minimisation des facteurs de dimensionnement

II.2.2 - Etude du couple instantané - Etapes de la recherche

II.3 - CHOIX DU MODELE ELECTROMAGNETIQUE DE LA MACHINE

II.3.1 - Modèles de la variation de perméance

II.3.2 - Modèle de la caractéristique magnétique

II.3.2.1 - Normalisation des grandeurs

II.3.2.2 - Calculs du flux et du couple à partir du modèle à 4 pentes

II.3.2.3 - Simplifications pour le modèle à 3 pentes

II.3.3 - Considérations sur le modèle à 3 pentes

II.3.3.1 - Explication physique des paramètres DZN et K

II.3.3.2 - Calcul de la surface de cycle utilisable pour des ampères-tours maximaux donnés

II.3.3.3 - Symétrie des fonctionnements moteur et générateur

II.4 - CALCULS ANALYTIQUES ET NUMERIQUES

OPTIMISATION DE FORMES PARTICULIERES D'ALIMENTATION EN COURANT

II.4.1 - Calcul du couple à partir des harmoniques de courant et de perméance en régime linéaire

II.4.1.1 - Courant purement sinusoïdal de fréquence $1/2$ sans composante continue

II.4.1.2 - Courant purement sinusoïdal à la fréquence de la perméance

II.4.1.3 - Courant sinusoïdal pur, à la fréquence de la perméance. Composante continue

II.4.1.4 - Courant avec fondamental à la fréquence de la perméance, harmoniques et composante continue

II.4.1.5 - Courant avec fondamental à la fréquence $1/2$, harmoniques et composante continue

II.4.1.6 - Conclusion sur ces premiers calculs en régime linéaire

II.4.2 - Optimisation de cas particuliers d'alimentation en courant

II.4.2.1 - Choix des formes d'onde

II.4.2.2 - Optimisation des paramètres en régime linéaire

II.4.2.2.1 - Sans excitation

II.4.2.2.2 - Avec excitation

II.4.2.3 - Optimisation des paramètres en régime saturé

- II.4.2.3.1 - Sans excitation
- II.4.2.3.2 - Avec excitation
- II.4.2.4 - Conclusion

CHAPITRE III

OPTIMISATION GENERALE

III.1 - REALISATION D'UN PROGRAMME D'OPTIMISATION DES FORMES DE COURANT

- III.1.1 - Choix de la méthode - Réalisation
- III.1.2 - Optimisation - Résultats du programme MRVTF
 - III.1.2.1 - Résultats de l'étude systématique
 - III.1.2.2 - Exemples d'application de l'optimisation

III.2 - REALISATION D'UN PROGRAMME D'OPTIMISATION POUR UNE TENSION EN CRENEAUX

III.3 - INTERPRETATION - CONCLUSION

CHAPITRE IV

ETUDE PARAMETRIQUE

RESULTATS GENERAUX ET CONSEQUENCES DE L'OPTIMISATION

AVEC UNE TENSION EN CRENEAUX

IV.1 - OPTIMISATION ET CONSEQUENCES EN REGIME NON EXCITE

- IV.1.1 - Fonctionnement linéaire
- IV.1.2 - Fonctionnement saturé
- IV.1.3 - Influence des paramètres de l'alimentation: φ , U_M et θ_o
- IV.1.4 - Exemples de formes d'onde de courant et de couple
- IV.1.5 - Conclusion en régime non excité

IV.2 - OPTIMISATION ET CONSEQUENCES EN REGIME EXCITE

- IV.2.1 - Machine non saturée
- IV.2.2 - Machine saturée
- IV.2.3 - Caractéristiques de la machine excitée
- IV.2.4 - Conclusion en régime excité

IV.3 - CONCLUSION

CHAPITRE V

ETUDE COMPARATIVE DES CONVERTISSEURS SUSCEPTIBLES DE GENERER LES FORMES D'ONDE OPTIMALES

V.1 - EN REGIME NON EXCITE

V.1.1 - Structures monophasées

V.1.2 - Structures polyphasées

V.2 - EN REGIME EXCITE

V.2.1 - Structures monophasées bidirectionnelles en courant

V.2.2 - Structures polyphasées

V.3 - EXEMPLE COMPARATIF DES DIMENSIONNEMENTS DES DIVERSES STRUCTURES DE CONVERTISSEURS ETUDIEES

V.4 - MODES DE COMMANDE

V.5 - COMPARAISON THEORIQUE AVEC UN ENSEMBLE CONVERTISSEUR-MACHINE SYNCHRONE

V.6 - CONCLUSION

CHAPITRE VI

EXPERIMENTATION D'UN ENSEMBLE CONVERTISSEUR-MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE

VI.1 - CARACTERISTIQUES ET MODELE DE LA MACHINE UTILISEE

VI.1.1 - Présentation - Mesures des caractéristiques

VI.1.2 - Modèle énergétique de la machine

VI.2 - CHOIX ET REALISATION DU CONVERTISSEUR ET DE SA COMMANDE

VI.2.2 - Partie puissance du convertisseur

VI.2.3 - Partie commande du convertisseur

VI.3 - ESSAIS - COMPARAISON AVEC LA SIMULATION

VI.3.1 - En régime non excité

VI.3.2 - En régime excité

VI.4 - CONCLUSION

CONCLUSION GENERALE

ANNEXES

Annexe 1 - Contenu harmonique de la perméance lorsque la réluctance est sinusoïdale

Annexe 2 - Paramètres optimaux du courant en régime linéaire

Annexe 3 - Evaluation d'une première limite, en régime excité, des facteurs de dimensionnement du convertisseur d'alimentation

Annexe 4 - Calcul du couple produit par la machine non saturée alimentée en tension en créneaux

Annexe 5 - Détermination d'une deuxième limite théorique des facteurs de dimensionnement du convertisseur d'alimentation en régime excité, avec alimentation en tension en créneaux

Annexe 6 - Dernière limite des facteurs de dimensionnement. Alimentation en tension carrée et perméance triangulaire.

BIBLIOGRAPHIE

NOTATIONS EMPLOYEES

α	coût relatif des ampères-tours d'excitation
c	couple électromagnétique instantané
C	couple normalisé
$\langle C \rangle$	couple moyen normalisé
DZN	variation relative de perméance
$\delta^{(i)}$	facteur de dimensionnement (δ , δ' , δ'')
$\delta_o^{(i)}$	facteur de dimensionnement du convertisseur d'alimentation seul, dans le cas des machines excitées
E	tension d'alimentation
f	fréquence de l'onde de perméance
F	fréquence de rotation
Ψ	flux par spire
FLUX	flux normalisé
j	ampères-tours instantanés
J	ampères-tours normalisés
J_s	ampères-tours de saturation normalisés
J_{sc}	ampères-tours de saturation à la conjonction, normalisés
J_{so}	ampères-tours de saturation à l'opposition, normalisés
J_{aeff}	ampères-tours variables (d'alimentation) efficaces, normalisés
J_{aM}	ampères-tours variables maximaux, normalisés
J_{eff}	ampères-tours efficaces, normalisés
J_{ex}	ampères-tours d'excitation, normalisés
J_M	ampères-tours maximaux
K	paramètre de la caractéristique magnétique (saturation)
ω	pulsation de l'onde de perméance
Ω	pulsation de rotation
p	nombre de plots rotoriques (ou de dents)
pp	nombre de paires de poles (machines classiques)
P	puissance électromagnétique
t	temps
T	période électrique (de l'onde de perméance)
ψ	décalage angulaire
$\mathcal{R}$	réductance
R	résistance
θ	angle électrique

θ_m	angle mécanique (rotor) $\theta = p \cdot \theta_m$
u	tension instantanée
U	tension normalisée (volts par radians par seconde)
U_M	tension maximale normalisée
w	énergie convertie
w_{em}	énergie électromagnétique
w'_{em}	coénergie électromagnétique
WEM	énergie normalisée
$WCEM$	coénergie normalisée
z	perméance
Z	perméance normalisée

INTRODUCTION

Les machines électrotechniques peuvent se classer en plusieurs groupes : les machines classiques (à courant continu, synchrone, asynchrone), les machines sans fer et enfin, les machines à réluctance variable qui sont l'objet du présent travail.

Bien que très anciennes (le premier moteur à réluctance variable a été construit en 1837 [1]), ces dernières n'ont jamais connu le développement de leurs soeurs les machines classiques. Ceci est dû à différentes raisons que nous considérerons plus loin. Dans le domaine des actionneurs électrotechniques, elles ont occupé et occupent encore des créneaux bien particuliers. Elles ont animé des jouets dans les années 1900, des horloges électriques [2]... Leurs principales applications furent et sont encore pour quelques unes :

- les alternateurs homopolaires pour la génération des hautes fréquences électrotechniques : alimentation des émetteurs de la T.S.F. (32kHz) (avant l'apparition des oscillateurs à lampes), et des fours à induction, à des fréquences comprises entre 1 et 10kHz [3] ;
- certaines machines haute vitesse et forte puissance [4] ;
- les machines à effet vernier, fournissant des forts couples à basse vitesse [49] pour la traction en particulier, ou fonctionnant en pas à pas dans des asservissements généralement en boucle ouverte [22,26,40] (puissances inférieures à 2kW).

Technologiquement ces machines sont simples. Le rotor ne comportant aucun conducteur a un coût de fabrication réduit [5] et une grande robustesse permettant des vitesses de rotation élevées. Les enroulements d'alimentation et éventuellement d'excitation sont placés uniquement au stator. Les pertes Joule et une partie des pertes fer s'y trouvent alors localisées : le refroidissement en est d'autant plus aisé.

Un inconvénient non négligeable des machines à réluctance monoentrefers est leur faible puissance massique ; or, une étude comparative des différentes machines électrotechniques, réalisée par le Professeur RIOUX [7] a montré qu'il était possible d'augmenter considérablement la puissance massique de ces machines, et même de dépasser celle des machines classiques dans certains domaines, à condition d'augmenter la surface d'entrefer. C'est ainsi que sont réapparues les machines polyentrefers, en particulier à structures polydiscoïdes à entrefer axial (technologiquement plus facilement réalisables que les structures polycylindriques)[9,10,16]. Dans ces conditions, il est nécessaire de travailler à des fréquences électrotechniques élevées [11] (quelques centaines de hertz). La réalisation d'alimentations statiques, fonctionnant aux fréquences et puissances demandées, est devenue possible grâce à l'arrivée de composants commandés de puissance suffisamment rapides (thyristors rapides, transistors, thyristors blocables GTO).

Jusqu'à présent un autre inconvénient, non des moindres, est le fort surdimensionnement des convertisseurs d'alimentation des machines à réluctance variable, quelle que soit leur technologie. On emploie généralement l'expression de "mauvais facteur de puissance" pour qualifier ce surdimensionnement. Pour pallier à ce grave inconvénient des machines de forte puissance, des travaux d'optimisation des formes de courant d'alimentation [12], ont été menés au Laboratoire d'Electrotechnique de Signaux et de Robotique (L.E.S I.R.) de l'E.N.S.E.T de CACHAN conjointement avec le Laboratoire d'Electrotechnique des Universités de PARIS VI et PARIS XI à ORSAY où sont conçus et étudiés des prototypes polydiscoïdes. Ils avaient pour but la minimisation des pertes Joule ou du courant maximal, à couple donné. Un convertisseur original et sa commande ont été réalisés [13,45,54] et utilisés pour alimenter une maquette d'essai discoïde monophasée de 10kW. Un autre convertisseur du type commutateur de courant à diodes d'isolement a été étudié [14,15] pour alimenter une machine polydiscoïde trois fois monophasée de 200kW.

A la suite de ces travaux, il s'est révélé utile d'effectuer l'optimisation des formes d'onde de courant avec, pour critère, la minimisation du dimensionnement des convertisseurs d'alimentation. Nous avons été amené à utiliser une modélisation de la machine prenant en compte la saturation et les harmoniques de la perméance. Dans les machines étudiées, il n'y a pas de couplage magnétique entre phases : notre étude ne s'intéressera

qu'aux machines monophasées ou "multimonophasées" (multistack). Un travail prenant en compte les inductances mutuelles est actuellement en cours.

Après réalisation d'un programme d'optimisation, il est apparu que les alimentations en créneaux de tension étaient optimales pour le convertisseur, sans perte de performances de la machine.

Nous avons étudié les conséquences d'une telle alimentation, sur le couple instantané dans le cas de machines monophasées et sur le flux dans le cas de machines multimonophasées, excitées ou non excitées. Parallèlement, nous avons recherché les caractéristiques les plus intéressantes des machines, notamment la forme de l'onde de perméance. Enfin, nous avons réalisé un convertisseur à transistors ainsi qu'une commande d'autopilotage pour l'alimentation d'une machine monophasée de petite puissance. Il a été ainsi possible de vérifier la bonne concordance des calculs et des mesures ainsi que le bon comportement de l'ensemble convertisseur-machine.

CHAPITRE I

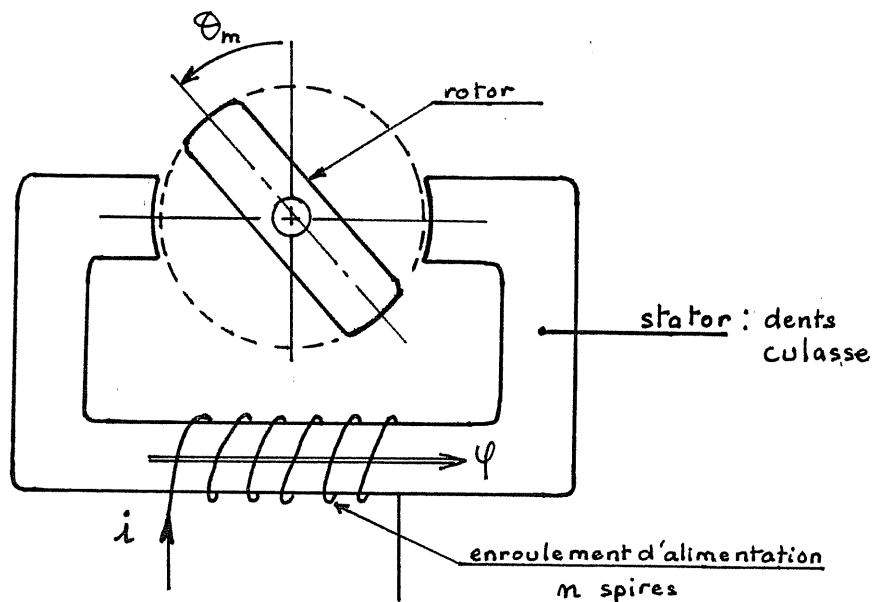
PRINCIPE DE LA MACHINE A RÉLUCTANCE VARIABLE STRUCTURES DES MACHINES

I.1 - PRINCIPE DE LA MACHINE A RÉLUCTANCE VARIABLE

I.1.1 - Description du fonctionnement d'une structure simplifiée

Nous allons décrire un ensemble à réluctance variable fonctionnant en rotation, (il pourrait d'ailleurs être étudié en translation, il existe en effet des machines à réluctance variable linéaires [17,18]).

La structure présentée à la figure I.1.1 a un nombre de dents statoriques égal au nombre de dents rotoriques. Soit p ce nombre.



STRUCTURE ÉLÉMENTAIRE D'UNE MACHINE A RÉLUCTANCE VARIABLE

FIGURE I.1.1

Le stator et le rotor sont en matériaux magnétiques. L'enroulement d'alimentation est bobiné sur le stator.

Pour un tour complet du rotor, on observe :

2 positions de perméance maximale, ce sont les positions de CONJONCTION qui ont lieu pour :

$$\theta_m = \pi/2 \text{ et } \theta_m = 3\pi/2$$

2 positions de perméance minimale, ce sont les positions d'OPPOSITION qui ont lieu pour :

$$\theta_m = 0 \text{ et } \theta_m = \pi$$

On rappelle que la perméance est l'inverse de la réluctance.

Le rotor présente ici deux dents ou deux plots : $p = 2$

La perméance $z(\theta)$ est ainsi périodique de période $2\pi/p$. On notera l'angle électrique :

$$\theta = p\theta_m \quad \text{I.1.1.1}$$

Lorsqu'on impose dans la bobine un courant i de signe quelconque, le rotor se déplace de manière à ce que la perméance soit maximale (règle du flux maximum). Il est ainsi possible d'entretenir un mouvement de rotation en établissant et en coupant le courant aux instants adéquats, à condition d'avoir fourni, au départ, une certaine quantité d'énergie mécanique. On obtient ainsi un fonctionnement synchrone.

Si la machine tourne à la fréquence F , la fréquence de la fonction perméance $z(\theta)$ est :

$$f = pF \quad \text{I.1.1.2}$$

En supposant les inerties ramenées au rotor de la machine suffisamment importantes, la vitesse de rotation est constante et l'angle θ a pour expression:

$$\theta = 2\pi.f.t + \theta_0 \quad \text{I.1.1.3}$$

où t est le temps ($\theta = \omega t + \theta_0$)

Dans une structure linéaire, la variable θ est remplacée par x et la pulsation ω par la vitesse v .

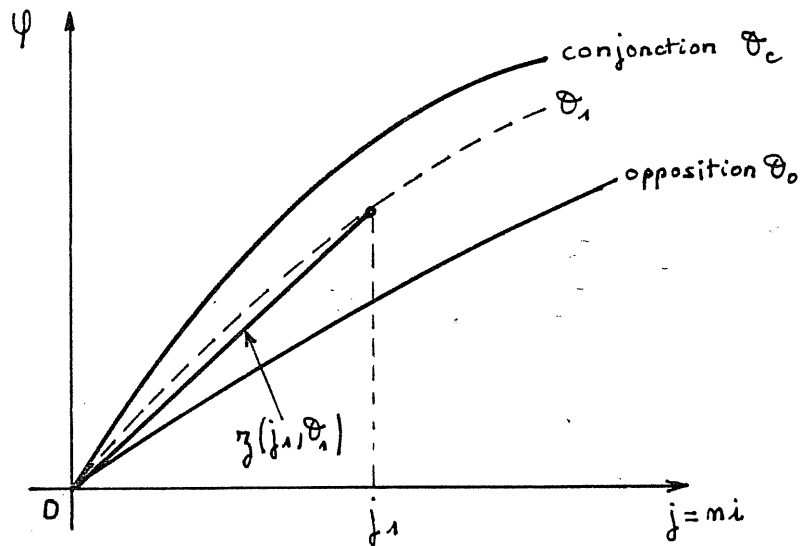
I.1.2 - Modèle énergétique. Calcul du couple

Soient $j=n.i$ la force magnétomotrice et Ψ le flux par spire

$$\Psi = z(j, \theta).j \quad \text{I.1.2.1}$$

Cette relation définit aussi la perméance en régime non linéaire.

Si on néglige les pertes Joule, la machine est essentiellement représentée par la fonction $z(j, \theta)$, c'est-à-dire par un réseau de courbes paramétrées en θ dans le plan $\Psi(j)$, fig.I.1.2.

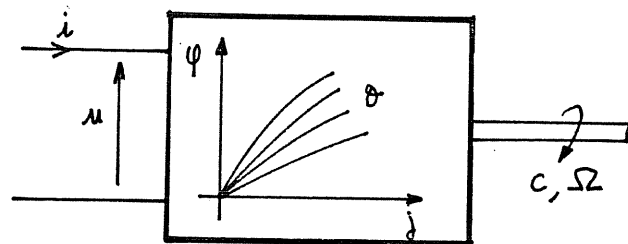


RÉSEAU DE COURBES $\Psi(J)$ REPRÉSENTANT LA MRV

FIGURE I.1.2

- Pour les divers calculs, il est indispensable de prendre en compte la saturation sachant que ces machines travaillent généralement à fort niveau d'excitation du fer.

Considérons le modèle énergétique réversible en convention récepteur (ou moteur) [19,20,41] fig.I.1.3



MODELE ÉNERGETIQUE RÉVERSIBLE

FIGURE I.1.3

Soient :

dW_e la variation d'énergie électrique apportée par la source,

dW_{em} la variation d'énergie électromagnétique stockée dans le circuit magnétique,

dW_m l'énergie mécanique fournie par la machine.

Le modèle considéré fait abstraction des pertes, celles-ci mettant en cause la réversibilité totale. Dans un modèle prenant en compte les pertes, on introduirait une résistance pour les pertes Joule, les pertes fer seraient contenues dans l'énergie électromagnétique et les pertes mécaniques seraient incluses dans l'énergie mécanique.

La conservation de l'énergie s'écrit, pour le modèle de la figure I.1.3

$$dW_e = dW_{em} + dW_m \quad \text{I.1.2.2}$$

or $dW_m = c d\theta \quad \text{I.1.2.3}$

et $dW_e = u \cdot i \cdot dt \quad \text{I.1.2.4}$

$$u = n \, d\psi/dt \quad \text{I.1.2.5 (loi de Lentz)}$$

donc $dW_e = j \, d\psi \quad \text{I.1.2.6}$

alors on obtient l'équation d'état :

$$dW_{em} = j \, d\psi - c \, d\theta \quad \text{I.1.2.7}$$

à partir de laquelle on peut calculer c et j :

$$c = -\partial W_{em}(\psi, \theta) / \partial \theta \quad \text{I.1.2.8}$$

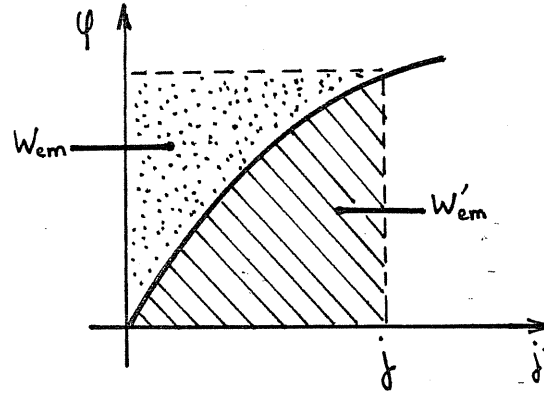
et

$$j = \partial W_{em}(\psi, \theta) / \partial \psi \quad \text{I.1.2.9}$$

soit la coénergie magnétique W'_{em} définie par :

$$W'_{em} = \int_0^j dW'_{em} = \int_0^j \psi dj' \quad \text{I.1.2.10}$$

W'_{em} est représentée par l'aire hachurée, fig.I.1.4



ÉNERGIE ET COÉNERGIE MAGNÉTIQUES

FIGURE I.1.4

Par définition : $W_{em} + W'_{em} = \Psi \cdot j$, alors :

$$dW_{em} + dW'_{em} = j d\Psi + \Psi dj \quad \text{I.1.2.11}$$

on obtient alors l'équation d'état duale :

$$dW'_{em} = c d\theta + \Psi dj \quad \text{I.1.2.12}$$

à partir de laquelle on obtient

$$c = \partial W'_{em}(j, \theta) / \partial \theta \quad \text{I.1.2.13}$$

$$\Psi = \partial W'_{em}(j, \theta) / \partial j \quad \text{I.1.2.14}$$

On utilise, de préférence, les équations I.1.2.13 et I.1.2.14 pour les calculs du couple électromagnétique et du flux lorsque la machine est alimentée en courant. Il est alors pratique d'employer la notion de perméance qui permet de calculer simplement la coénergie à partir des ampères-tours imposés. C'est à l'aide de ces équations que nous effectuerons nos calculs car nous allons chercher des formes optimales de courant.

A l'opposé, les équations I.1.2.8 et I.1.2.9 seront utilisées pour les calculs du couple et des ampères-tours lorsque la machine fonctionne à flux forcé, c'est-à-dire à tension imposée, dans les hypothèses de Kapp. La notion de réluctance permet alors de calculer plus simplement l'énergie magnétique.

En régime linéaire : $\Psi = z(\theta) \cdot j$, alors en courant imposé :

$$c = 1/2 \cdot j^2 \frac{dz}{d\theta} \quad \text{I.1.2.15}$$

ou encore :

$$c = 1/2 \cdot i^2 \frac{dl}{d\theta} \quad \text{I.1.2.16}$$

et à flux forcé : $c = -1/2 \cdot \Psi^2 \frac{d\mathcal{R}}{d\theta} \quad \text{I.1.2.17}$

De ces équations en régime linéaire, on peut tirer deux conclusions importantes :

- le signe du courant (ou du flux) n'a aucune importance sur le signe du couple ;

- le couple est positif, lorsque la perméance est croissante (réductance décroissante) et, négatif lorsqu'elle est décroissante (réductance croissante).

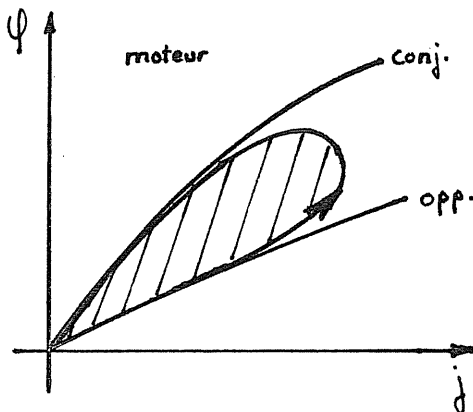
En régime périodique, un cycle est parcouru dans le plan $\Psi(j)$; ce cycle est limité par les deux courbes extrêmes de conjonction et d'opposition. L'aire de cycle est égale à l'énergie convertie pendant une période de la perméance fig.I.1.6

Soit w cette énergie : $w = \oint \Psi dj \quad \text{I.1.2.18}$

On peut écrire l'égalité de l'énergie convertie électromagnétiquement et de l'énergie mécanique : $\langle c \rangle \cdot \Omega = w \cdot f$

alors le couple électromagnétique moyen vaut :

$$\langle c \rangle = p w / 2\pi \quad \text{I.1.2.19}$$



CYCLES ÉNERGETIQUES D'UNE MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE

FIGURE I.1.5a

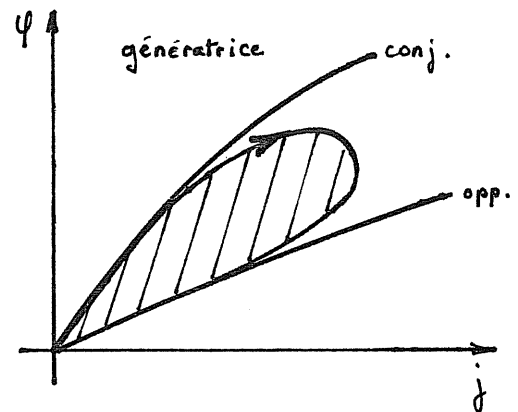


FIGURE I.1.5b

Sur la fig.I.1.5a, les ampère-tours sont croissants à l'opposition et décroissants à la conjonction, la machine fonctionne en moteur ; sur la fig.I.1.5b, on observe le phénomène opposé : la machine est génératrice, avec la convention prise, l'énergie mécanique est négative.

I.2 - Différentes structures de machines

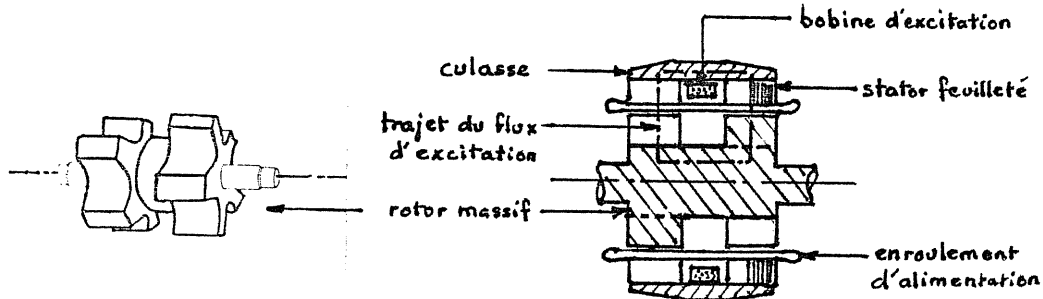
Nous avons traité du principe de la machine à réluctance variable sur une structure simple cylindrique à entrefer radial. Il existe bien d'autres structures à réluctance variable, en particulier discoïdes et polydiscoïdes à entrefer axial. Nous nous contenterons de donner quelques exemples afin de montrer cette diversité des structures.

I.2.1 - Structures à entrefer radial

-machine à réluctance "homopolaire" Jeumont Schneider [4]

C'est un moteur à haute vitesse et de forte puissance : 10000 tr/mn et 1MW. Il a été jugé plus intéressant que la machine asynchrone pour ce type d'utilisation à grande vitesse. Le rotor est muni de deux parties décalées l'une par rapport à l'autre d'un pas dentaire. Ce décalage et la forme des dents permettent d'obtenir une réluctance sensiblement constante vis-à-vis de la bobine d'excitation qui est placée au stator. L'alimentation est réalisée par 6 phases logées au stator. La masse totale est : $M = 5520\text{kg}$ soit une puissance massique de 181W/kg .

Sur la fig.I.2.1, nous présentons la structure d'une machine à 5 dents par demi-rotor.



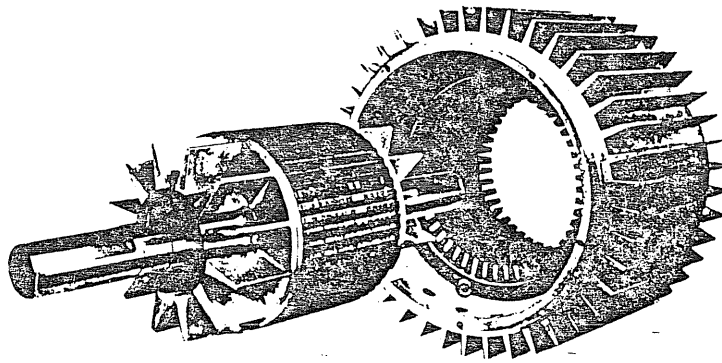
MACHINE A RÉLUCTANCE VARIABLE HOMOPOLAIRE JEUMONT-SCHNEIDER

FIGURE I.2.1

-Exemple de machine à réluctance variable de type vernier [25,36].

Cette machine à fort couple et basse vitesse, conçue au LEEI de Toulouse, développe un couple maximal de 150N.m , soit 6kW à 400 tr/mn . Le bobinage est triphasé à 4 pôles. Le nombre de dents au stator est $N_s = 48$ et au rotor $N_r = 52$.

L'alimentation prévue est à courant bidirectionnel de valeur moyenne nulle. (voir § I.3.1)



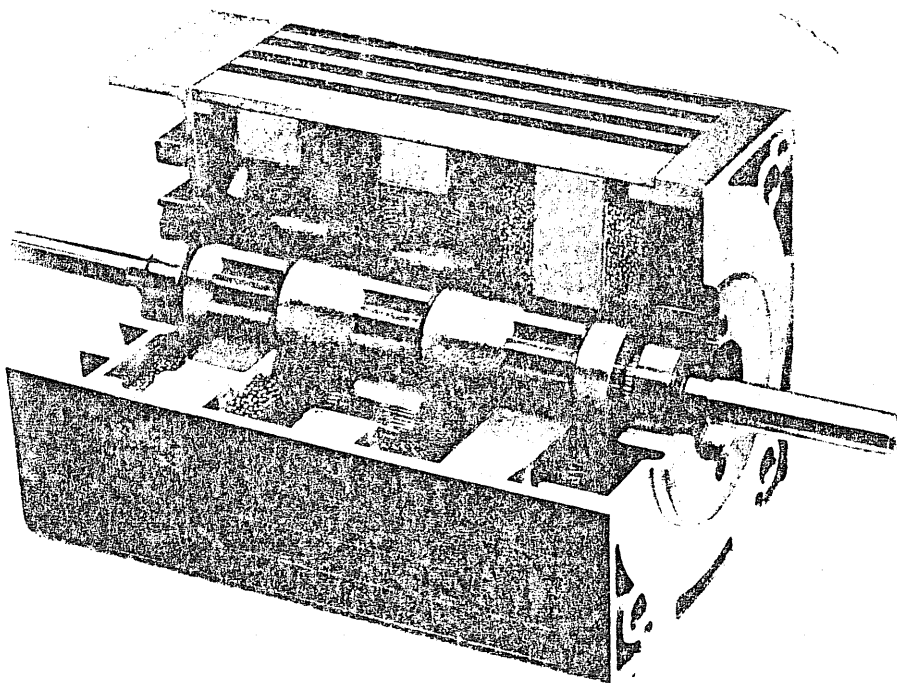
MACHINE DE TYPE VERNIER 150N.m, 6kW A 400tr/mn

FIGURE I.2.2

(photo thèse d'État J.FAUCHER)

-machine pas à pas du type "Multistack" [26]

C'est un moteur pas à pas de puissance de l'ordre du kW. Il est constitué de 3 ensembles monophasés magnétiquement indépendants [53]: les 3 parties dentées du rotor sont alignées alors que celles du stator sont décalées les unes par rapport aux autres d'un angle mécanique de $2\pi/q.p$ (q est le nombre de phases et p le nombre de dents au rotor et au stator). On peut ainsi, comme dans une machine vernier, avec une alimentation convenablement décalée des q phases, obtenir une rotation continue dans le sens choisi.



MACHINE A RÉLUCTANCE VARIABLE " MULTISTACK "

FIGURE I.2.3

(photo thèse d'État C.GOELDEL)

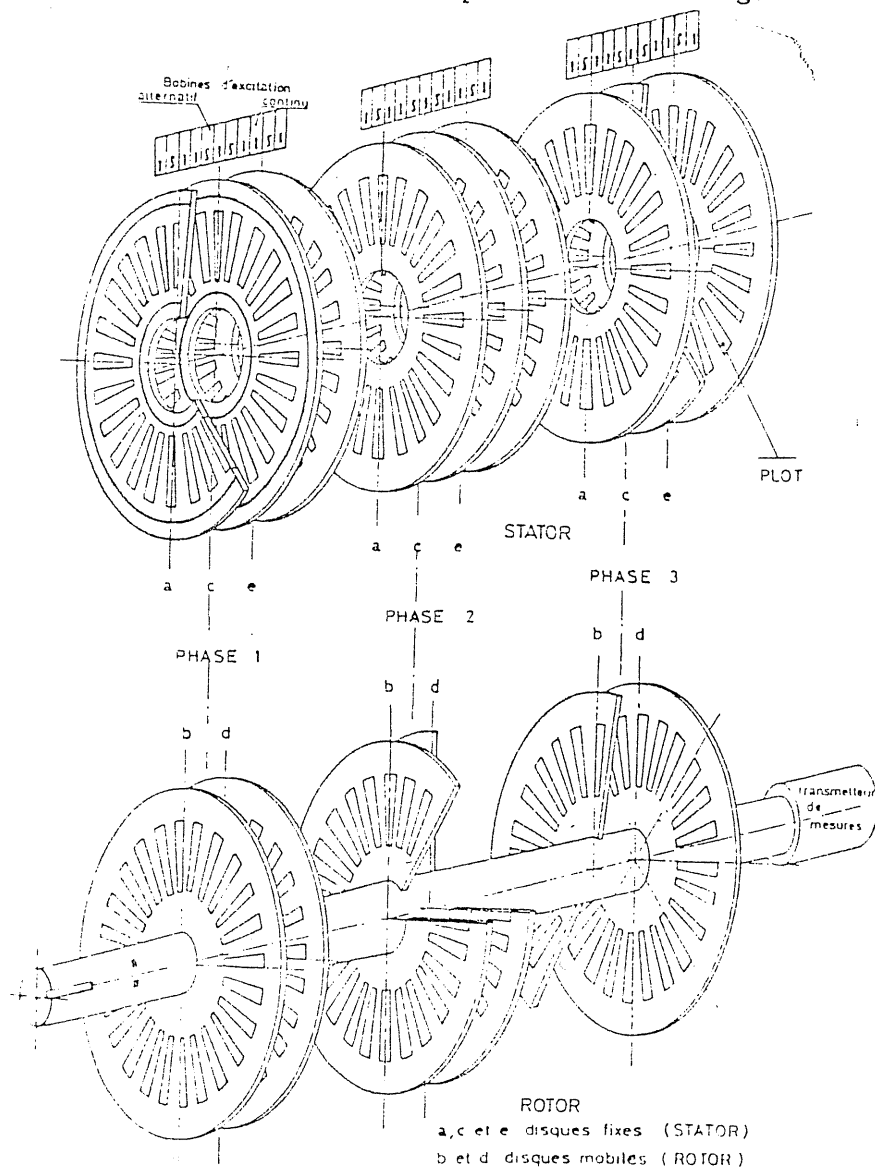
I.2.2 - Structures à entrefer axial

Ce sont les structures que le laboratoire d'électrotechnique d'ORSAY a choisi de développer. Nous allons présenter deux machines polydiscoïdes.

-machine polydiscoïde triphasée excitée du type multistack 200kW

C'est une machine constituée de 3 blocs magnétiquement indépendants comprenant chacun deux bobines concentriques : une d'alimentation et une d'excitation. Chaque phase est constituée de 5 disques dont 2 sont mobiles et solidaires du rotor, chaque disque est en résine epoxy et contient 24 plots magnétiques feuilletés, fig.I.2.4. Le couple maximal est : 3800N.m , soit une puissance maximale de 200kW à 500 tr/mn (à 200Hz)

La structure en trois éléments est présentée à la figure I.2.4.



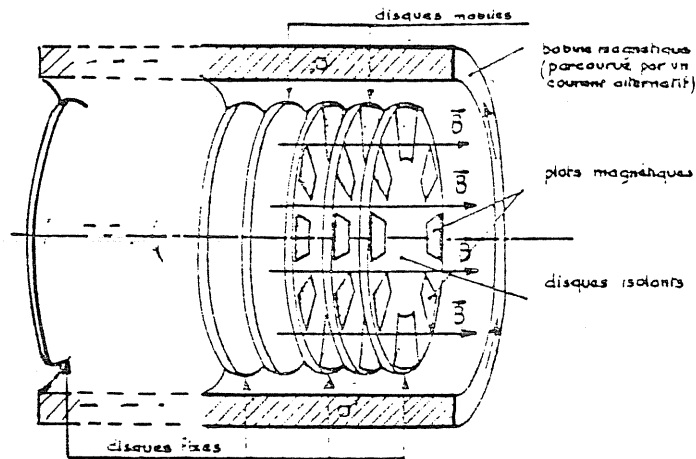
MACHINE POLYDISCOÏDE TRIPHASÉE A STRUCTURE MULTISTACK DE 200kW

FIG.I.2.4

-prototype d'essai polydiscoïde monophasé

Il s'agit d'une maquette monophasée destinée à montrer la faisabilité des machines polyentrefer à grand nombre de plots (voir § I.2.3). Elle est composée d'une bobine d'alimentation et de 11 disques de 100 plots dont 5, solidaires de l'arbre, sont mobiles. C'est une machine à fort couple et faible vitesse ($< 100 \text{ tr/s}$).

Le couple nominal vaut : $C_n = 100 \text{ N.m}$. Sa masse est de 13kg, son couple massique vaut donc $7,7 \text{ N.m/kg}$. Sa structure est donnée à la figure I.2.5



STRUCTURE POLYDISCOÏDE

FIG. I.2.5

I.2.3 - Intérêt des structures polydiscoïdes

Le Professeur RIOUX a montré que la puissance convertible par une machine électrique classique ou à réluctance variable est bornée par le produit :

$$P_M = k B_M^2 \cdot S \cdot v \quad \text{I.2.3.1}$$

où B_M est l'induction maximale, S la surface d'entrefer et v la vitesse périphérique de la partie tournante.

Le coefficient k dépend du type de machine. Il est environ six fois plus faible [44] pour une machine à réluctance variable que pour une machine classique. Il semble intéressant de réaliser des machines polyentrefer afin d'accroître la puissance convertie par une augmentation de la surface d'entrefer dans un volume donné. Dans le cas des machines classiques, il faut

placer des conducteurs à proximité de chaque entrefer, il en résulte alors une augmentation prohibitive des pertes Joule, ce qui ne se produit pas avec les machines à réluctance variable. Leur puissance massique, lorsqu'elles sont polyentrefers, peut donc dépasser celle des machines classiques. Pour des raisons technologiques, on préfère construire des machines polyentrefers à structure discoïde, elles sont dites polydiscoïdes.

On montre alors [11], qu'à dimensions et à vitesse de rotation données, si on multiplie par N le nombre de disques, par N le nombre de plots et donc par N la fréquence d'alimentation, le couple et la puissance sont multipliés par N : couple et puissance massiques peuvent ainsi être considérablement augmentés.

La machine 200kW présentée dans le § I.2.2. a une masse de 1600kg et un couple massique de $2,5 \text{ N.m/kg}$ à une fréquence de 200Hz, et ce n'est qu'un prototype. Il serait possible, en augmentant encore N , et en adoptant une géométrie différente d'atteindre 7 N.m/kg .

machines classiques CGEE Alsthom

	MRV polydiscoïde (prototype)	asynchrone à cage N2RX 355 K62 <i>Leroy Sommer LSPC 355M</i>	Synchrone sans bagues ni balais AT 400 MB11	courant continu D2C PY400A 18121
P_n	200 kW	<i>à cage</i> 250 210 kW	132 168 kW	199 kW
N_n	500 tr/mn	735 740 tr/mn	600 750 tr/mn	518 tr/mn
C_n	3800 N.m	2600 2710 N.m	2148 2140 N.m	3670 N.m
M	1600 kg	1700 1700 2300 kg	1 1800 kg	2650 kg
C_n/M	$2,5 \text{ m.N/kg}$	1,53 $1,2 \text{ m.N/kg}$	$1,2 \text{ m.N/kg}$	$1,38 \text{ m.N/kg}$
P_n/M	125 W/kg	118 91 W/kg	93 W/kg	75 W/kg

349
 $C_n/C_n = 1,8$  *Leroy Sommer*
CLS 355 KVL 12

TABLEAU COMPARATIF DE MACHINES CLASSIQUES
DE PUISSANCE ET VITESSE VOISINES DE CELLES DE LA MACHINE 200kW

FIGURE I.2.8

Le tableau de la Fig.I.2.8 montre l'avantageux couple massique de la machine à réluctance polydiscoïde 200kW comparativement à des machines classiques industrielles choisies sur catalogue.

Les machines polydiscoïdes du laboratoire ont des structures telles qu'il n'existe pas de couplage magnétique entre phases. Notre travail ne portera, par conséquent, que sur les machines monophasées ou polyphasées du type "Multistack" qui n'ont pas d'inductances mutuelles. Certaines machines à quatre phases ont des inductances mutuelles négligeables, elles respectent donc nos hypothèses.

I.3 - Modes d'alimentation

I.3.1 - Machine non excitée

La machine ne comporte qu'un seul bobinage par phase, il produit tous les ampères-tours.

Le signe du couple étant indépendant du signe du courant, deux types d'alimentation sont possibles pour le même couple instantané produit, fig.I.3.1

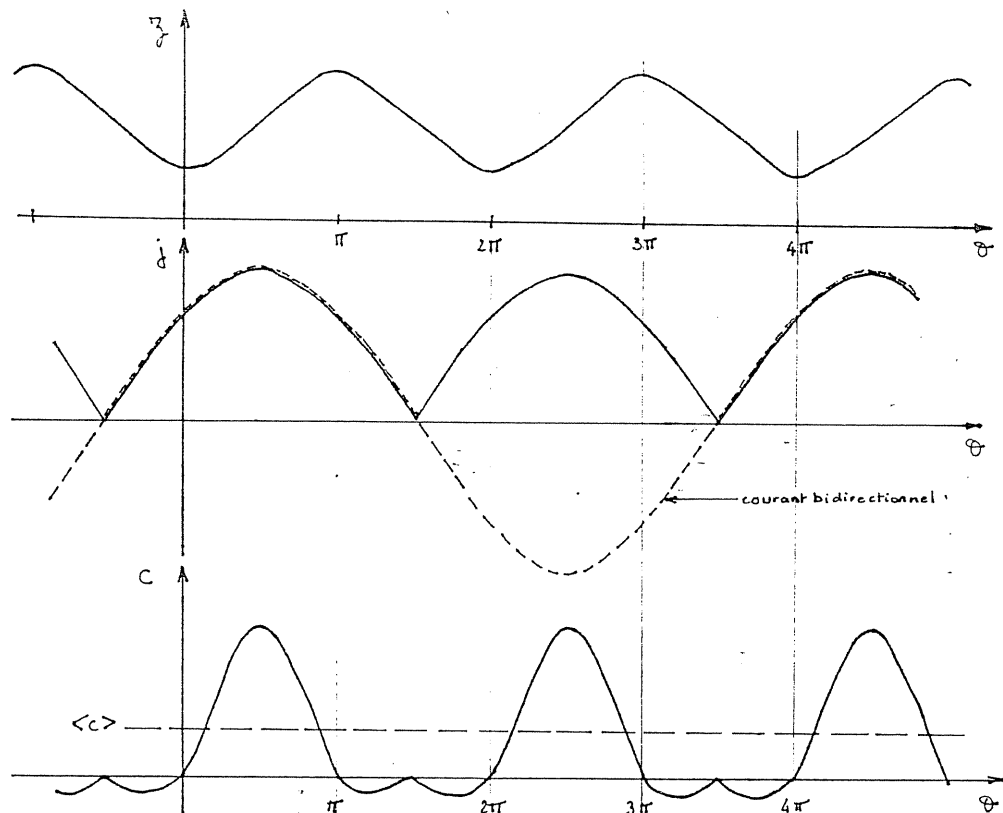
En effet, supposons que l'on alimente la machine en lui imposant périodiquement un courant positif, on peut obtenir un couple moyen non nul. Le courant est unidirectionnel et, il a une fréquence identique à celle de la perméance. Maintenant, changeons le signe de ce courant une période sur deux, le couple est invariant puisqu'il est fonction de son carré : on a réalisé une alimentation en courant bidirectionnel dont la fréquence est la moitié de celle de la perméance (fréquence 1/2).

Nous donnons une démonstration limitée aux premiers harmoniques du courant et de la perméance au § I.3.3.

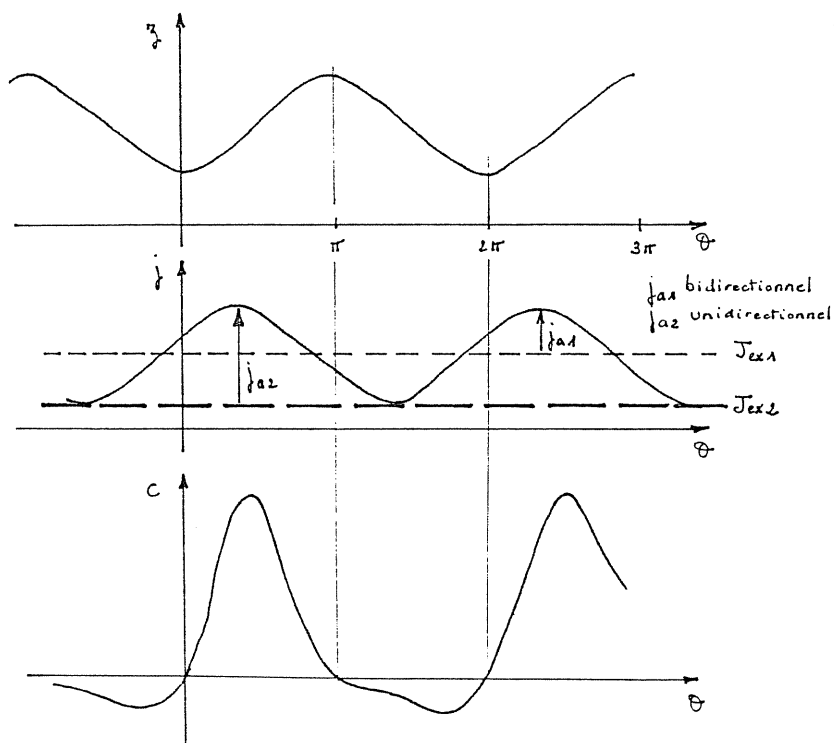
I.3.2 - Machine excitée

Ici, la machine comprend deux bobinages distincts que nous supposons parfaitement couplés magnétiquement. Les ampères-tours produits par chacun d'eux s'ajoutant algébriquement.

L'un d'eux, le bobinage dit d'excitation, produit des ampères-tours constants. L'autre, dit bobinage d'alimentation, produit des ampères-tours variables à la fréquence de $z(\theta)$. Ces ampères-tours peuvent être, soit bidirectionnels à valeur moyenne nulle (Excitation mode n°1), ils permettent alors une excursion autour de ceux d'excitation, soit unidirectionnels (Excitation mode n°2), ils ne font alors qu'accroître la valeur de ces derniers. (Fig.I.3.2)



**ALIMENTATION EN REGIME NON EXCITÉ
EN COURANT UNIDIRECTIONNEL OU BIDIRECTIONNEL**
FIG. I.3.1



**ALIMENTATION EN REGIME EXCITÉ EN COURANT UNIDIRECTIONNEL OU
BIDIRECTIONNEL**
FIG. I.3.2

Les ampères-tours continus sont en général produits à moindre coût, c'est là l'intérêt de la machine excitée.

Il existe différentes méthodes d'excitation. Certaines mettent en oeuvre des aimants permanents (moteurs hybrides) [22,23]. On utilise, soit des aimants fractionnés au stator (structure de Lyndell)[38] soit un seul aimant au rotor (structure de Guy et Lorentz)[38]. Le lieu des points de fonctionnement de l'aimant est alors sur leur droite de recul et les ampères-tours d'excitation ne sont plus constants. Les autres méthodes nécessitent des bobinages comme nous l'avons signalé au début de ce paragraphe. C'est ce cas que nous traiterons, il concerne en particulier la machine polydiscoïde de 200kW.

I.3.3 - Couple moyen suivant le mode de fonctionnement.

Nous allons montrer qu'il existe deux fréquences d'alimentation de la machine à réluctance variable permettant d'obtenir un couple moyen non nul. Ceci donne une explication théorique simplifiée des modes d'alimentation précédemment décrits.

Les hypothèses de calcul sont le fonctionnement en régime linéaire et la limitation aux premiers harmoniques du courant et de la perméance,

$$\text{soit :} \quad j = J_0 + J_a \sin(k\theta + \beta)$$

$$z = Z_0 - Z_1 \cos \theta \quad (\text{avec } Z_1 < Z_0)$$

Les ampère-tours variables ont donc une fréquence kf par rapport à celle de la perméance.

Le couple instantané vaut : $c = p \frac{1}{2} j^2 \frac{dz}{d\theta}$

$$\begin{aligned} c = & (p/2) \cdot Z_1 [J_0^2 \sin \theta + J_0 \cdot J_a \cos((k-1)\theta + \beta) - J_0 j_a \cos((k+1)\theta + \beta) \\ & + J_a^2/2 \sin \theta + J_a^2/4 \sin((2k-1)\theta + 2\beta) - J_a^2/4 \sin((2k+1)\theta + 2\beta)] \end{aligned}$$

I.3.3.1

Alors, deux cas pour lesquels le couple moyen est non nul se présentent :

1 . $k = \pm 1$ fonctionnement à la fréquence de $z(\theta)$:

$$\langle c \rangle = p/2 Z_1 J_0 J_a \cos \beta$$

I.3.3.2

Seul le deuxième terme de l'expression I.3.3.3 a une valeur moyenne non nulle, les autres donnent un couple purement pulsatoire. Ce cas correspond en fait au régime excité, J_0 représente alors l'excitation dans l'exemplé de la Fig.I.3.2.1 ($J_0 = J_{ex1}$ ou $J_0 + J_a = J_{ex2}$), ou au régime non excité avec alimentation en courant unidirectionnel (dans ce cas J_a est proportionnel à J_0 et le produit $J_0 J_a$ est proportionnel à J_a^2). La machine ne peut donc fournir du couple que si la valeur moyenne des ampère-tours est non nulle. Le couple moyen est maximal pour $\beta = \pi/2$.

Ce couple est dit "couple hybride" dans les machines excitées par courant ou par aimants

2 . $k=\pm 1/2$ fonctionnement à la moitié de la fréquence de $z(\theta)$:

$$\langle c \rangle = p/8 Z_1 J_a^2 \sin 2\beta$$

I.3.3.3

Ceci correspond au régime non excité avec alimentation en courant bidirectionnel. Il est indépendant de J_0 , on a intérêt à annuler J_0 pour diminuer les pertes Joule et le couple pulsatoire (voir §II.4.1).

Le couple est proportionnel au carré du courant, il est dit "couple de réluctance pure".

On remarque, que dans les deux cas, le couple moyen est proportionnel à la variation absolue de la perméance.

Une étude plus générale, prenant en compte les harmoniques éventuels des ampères-tours et de la perméance, est menée au § II.4.1 en régime linéaire.

I.4. CONCLUSION

Dans ce premier chapitre, nous avons énoncé le principe de la machine à réluctance variable. Après avoir montré, sur quelques exemples, la diversité des structures de ces machines, nous avons rappelé les qualités de forts couple et puissance massiques des machines polyentrefers. C'est ce type de machines que le laboratoire du Professeur RIOUX a développé. Elles sont à structure polydiscoïde, monophasées ou polyphasées de type "multistack" et, par conséquent, sans inductances mutuelles. Notre travail se limitera donc aux machines sans couplage magnétique entre phases.

Dans la suite du mémoire, nous allons, d'abord, définir les facteurs de dimensionnement des convertisseurs introduits par C. GLAIZE [12]. Nous nous proposons de les minimiser en optimisant les formes du courant d'alimentation. Mais, avant d'entreprendre cette optimisation, nous allons définir un modèle de la machine.

CHAPITRE II
FACTEURS DE DIMENSIONNEMENT DES CONVERTISSEURS
PRELIMINAIRES ET OPTIMISATION DE FORMES DE COURANT

II.1 Définitions des facteurs de dimensionnement des convertisseurs

II.1.1 Nécessité - Définitions générales

En électrotechnique, on dispose essentiellement de deux sources d'énergie électrique : une tension sinusoïdale à fréquence industrielle (50Hz, 60Hz, 16Hz2/3, 400Hz...), ou une tension continue délivrée par des accumulateurs chimiques ou des génératrices. Pour leur fonctionnement à vitesse et couple variables, ne serait-ce que pour la variation en amplitude du courant ou de la tension, il est intéressant de modifier les caractéristiques de cette énergie. On est alors amené à utiliser des convertisseurs.

A l'exception des cycloconvertisseurs, gradateurs et redresseurs qui transforment directement la tension sinusoïdale, on convertit l'énergie à partir d'une source de tension ou de courant continu dont on dispose d'emblée ou que l'on réalise à l'aide d'un redresseur. Suivant les types de machines (à courant continu à collecteur, synchrones, asynchrones, à réluctance variable), les besoins sont différents ; les structures de convertisseurs sont appelées hacheurs, onduleurs, commutateurs... elles modifient les formes d'onde de tension ou de courant de la source pour les adapter à la machine.

En fonction de sa charge, la machine demande à son convertisseur une certaine puissance transmise par des ondes de tension et de courant, en général, ni continues ni sinusoïdales. Leurs valeurs maximales et efficaces sont des contraintes pour les composants semi-conducteurs. On peut alors parler de puissance de dimensionnement du convertisseur en Volt-Ampère (V.A.), celle-ci est toujours supérieure ou égale à la puissance active convertie électriquement.

En électrotechnique classique, on parle de "cos φ " lorsque la tension et le courant sont sinusoïdaux. On définit ainsi le facteur de dimensionnement :

$$\delta = \frac{S}{P} \quad \text{II.1.1.1}$$

où $S = U_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}}$ est la puissance apparente
 $P = U_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}} \cos \varphi$ est la puissance active.

alors dans ce cas particulier :

$$\delta = \frac{1}{\cos \varphi} \quad \text{II.1.1.2}$$

$\delta \geq 1$, lorsque le récepteur n'est pas purement résistif, il absorbe ou fournit une puissance réactive ; celle-ci est responsable d'une augmentation du courant efficace et donc des échauffements par effet Joule.

Lorsque l'une des deux grandeurs, tension ou courant, n'est pas sinusoïdale, on parle de facteur de puissance f_p , c'est l'inverse du facteur de dimensionnement δ .

$$f_p = \frac{P}{S} \quad \text{II.1.1.3}$$

où
$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u.i.dt$$

Par exemple, dans les montages redresseurs-onduleurs [28] fonctionnant en commutation naturelle sur le réseau, ce même facteur est utilisé pour dimensionner la ligne ou l'éventuel transformateur d'alimentation. Ici, les courants sont non sinusoïdaux et par conséquent, leurs harmoniques de rang supérieur à 1 ne fournissent pas de puissance active. C'est aussi le cas de la bobine à noyau de fer saturée et alimentée sous tension sinusoïdale.

Les convertisseurs de puissance travaillent en courant et tension non sinusoïdaux, et ils ne peuvent pas, par conséquent, être dimensionnés par le facteur de puissance tel qu'il a été défini. C. GLAIZE [12] a introduit deux nouveaux rapports définis par analogie avec le facteur de dimensionnement δ :

$$\delta' = \frac{U_M I_{eff}}{P} \quad \text{II.1.1.4}$$

$$\delta'' = \frac{U_M I_M}{P} \quad \text{II.1.1.5}$$

où U_M est la tension maximale aux bornes d'une phase de la machine et I_{eff} , I_M sont les courants efficace et maximal traversant cette phase.

En outre, ces rapports pourront s'appliquer au régime sinusoïdal qui ne sera qu'un cas particulier. Alors, dans ce cas,

$$\delta' = \frac{\sqrt{2}}{\cos\varphi} \quad \text{et} \quad \delta'' = \frac{2}{\cos\varphi}$$

Le facteur δ' s'utilisera pour dimensionner les convertisseurs à thyristors ou à diodes, fonctionnant en commutation assistée (machine synchrone par exemple). Le thyristor, comme la diode d'ailleurs, est dimensionné en fonction de la tension maximale blocable et du courant efficace qui le traverse lorsqu'il est passant. Il supporte, en effet, des surintensités élevées par rapport à l'intensité efficace nominale (de l'ordre de dix fois pendant 10ms). Ceci est applicable aux thyristors asymétriques utilisés, avec une diode en antiparallèle, dans des structures à résonance par exemple [29]. Ce facteur est aussi représentatif du dimensionnement en fer (ou ferrite) et en cuivre d'un transformateur fonctionnant à fréquence et à forme de tension définies, la tension maximale correspondant alors à l'induction maximale et le courant efficace aux pertes Joule.

Le facteur δ'' s'utilisera pour dimensionner des convertisseurs à commutation forcée où les composants sont blocables par nature ou par des circuits auxiliaires. Dans les deux cas, le courant maximal est une contrainte. Les composants blocables sont : d'une part, les transistors bipolaire [30] et MOS [33] - qui doivent impérativement fonctionner à l'intérieur de leur aire de sécurité limitée en partie par une tension maximale et par un courant maximal - d'autre part, le thyristor blocable par la gachette (thyristor GTO) [31,32] qui ne peut commuter, dans des conditions acceptables, qu'avec un courant maximal peu supérieur à son courant efficace nominal. En ce qui concerne les convertisseurs à thyristors à commutation forcée, les circuits auxiliaires d'extinction sont définis par un certain pouvoir de coupure, imposant une limite en courant maximal.

On remarquera que ces facteurs de dimensionnement ne prennent pas en compte les structures de convertisseurs. Ils sont tout à fait généraux et se calculent à partir des équations de la machine alimentée en tension ou en courant imposé.

Pour la comparaison de différentes structures et en vue d'effectuer un choix, nous introduisons la notion de facteur de dimensionnement global $\delta_g^{(i)}$ (notation générale pour δ ou δ' ou δ''). Nous prenons en compte le nombre

n_c d'interrupteurs commandés, qui dépendra de la structure (tension ou courant unidirectionnel ou bidirectionnel).

$$\delta_g^{(i)} = n_c k^{(i)} \delta^{(i)} \quad \text{II.1.1.6}$$

où $k^{(i)}$ est un coefficient éventuellement différent de 1, faisant intervenir, la complexité du convertisseur, dans le cas de l'utilisation de condensateurs de commutation par exemple, ou le couplage électrique des phases de la machine (voir § III.2.1). Toutefois, pour effectuer l'optimisation générale, nous étudierons les facteurs de dimensionnement δ' et δ'' tels qu'ils ont été définis ci-dessus. Le courant I et la tension U sont les grandeurs électriques de la machine alimentée. Nous supposons qu'elles se retrouvent sur les composants du convertisseur. Nous utiliserons le facteur de dimensionnement global au § III.3 dans une étude comparative des structures de convertisseur.

II.1.2 Définitions en régime excité

Nous avons traité au chapitre I.3, des deux principaux modes d'alimentation : non excité et excité. Le second mode nécessite, soit des aimants permanents, soit un bobinage d'excitation alimenté par un second convertisseur dit, lui aussi, d'excitation. Dans ce cas le premier convertisseur est dit d'alimentation. L'excitation, par définition, ne transfère pas d'énergie, la puissance consommée correspond aux pertes Joule.

L'alimentation de l'induit nécessite, premièrement, un étage à courant continu comprenant un redresseur éventuellement réversible dans deux ou quatre quadrants ainsi qu'un filtre, deuxièmement le convertisseur d'alimentation de la machine pour lequel on cherche à minimiser le dimensionnement (le dimensionnement de la partie à courant continu n'étant pas affecté par les formes d'onde de la machine, dans l'hypothèse d'un filtrage parfait). L'excitation nécessite normalement une source plus simple. Cette source ne comprend qu'un seul étage de conversion : un redresseur commandé ou non, ou éventuellement un hacheur. De plus, la puissance installée sera normalement faible devant celle de l'alimentation. Pour ces raisons, C.GLAIZE, a introduit [12] un coefficient α pondérateur du coût des ampères-tours d'excitation par rapport au coût de ceux d'alimentation. En régime excité, on calculera δ' et δ'' à partir d'ampères-tours équivalents de la manière suivante :

$$\delta' = \frac{U_M \cdot J_{\text{effeq}} / n}{P} \quad \text{I.1.2.1}$$

$$\text{où } J_{\text{effeq}}^2 = J_{\text{aeff}}^2 + \alpha \cdot J_{\text{ex}}^2 \quad \text{I.1.2.2}$$

$$\delta'' = \frac{U_M \cdot J_{\text{Meq}} / n}{P} \quad \text{I.1.2.3}$$

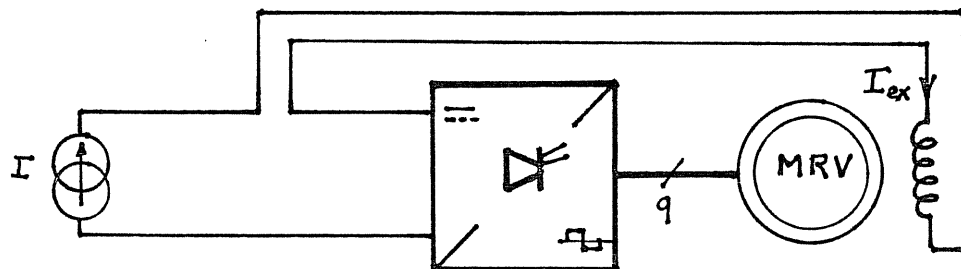
$$J_{\text{Meq}} = J_{\text{aM}} + \alpha J_{\text{ex}} \quad \text{II.1.2.4}$$

L'indice "a" signifie alimentation et l'indice "ex" signifie excitation.

Le coefficient de pondération α sera compris entre 0 et 1 suivant la complexité relative des convertisseurs d'excitation et d'alimentation. Il sera tenu compte du coût d'équipement (nombre de composants, auxiliaires, puissance...) et du coût d'exploitation (pertes), l'un pourra être privilégié par rapport à l'autre. En fait, le choix de la valeur de α sera très subjectif, il demandera d'avoir une idée préalable de la structure des deux convertisseurs.

Dans le cas d'une excitation par aimants permanents [23], le coût d'exploitation est nul. Si on ne prend pas en compte le coût d'équipement, α est également nul.

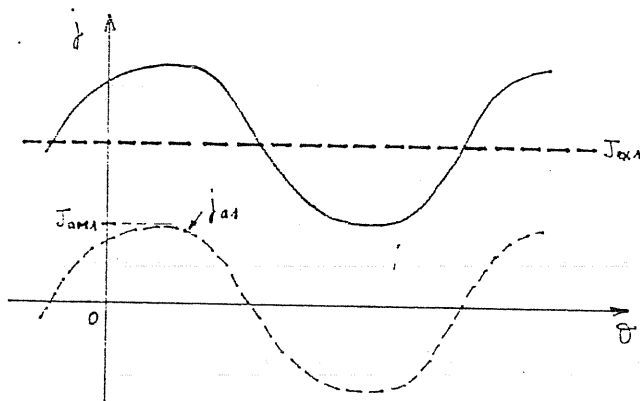
Un autre cas où α est très faible celui dans lequel la bobine d'excitation est placée en série avec les bobines d'induit alimentées en courant (on consomme seulement la puissance Joule nécessaire). Ce type de fonctionnement est dit à excitation liée [11]. La structure est donnée à la figure II.1.2.1.



EXCITATION LIÉE
FIGURE II.1.2.1

Les ampères-tours d'excitation sont proportionnels, voire égaux, à ceux d'alimentation.

Revenons maintenant à l'alimentation en énergie de la machine. En général, cette alimentation délivre un courant bidirectionnel, le courant d'excitation correspond alors à la valeur moyenne des ampères-tours fig.II.1.2.2.



L'ALIMENTATION DE LA MACHINE EXCITÉE PEUT ÊTRE EN
COURANT BIDIRECTIONNEL OU UNIDIRECTIONNEL

FIGURE II.1.2.2

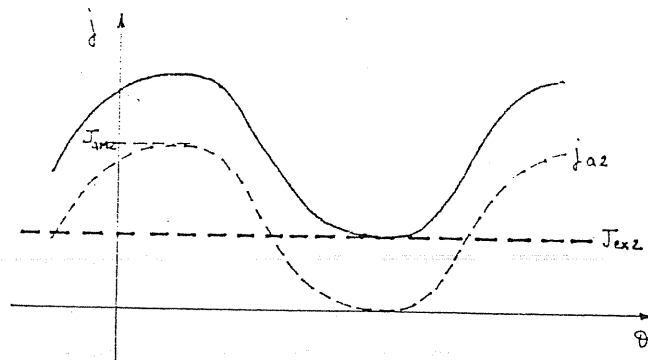


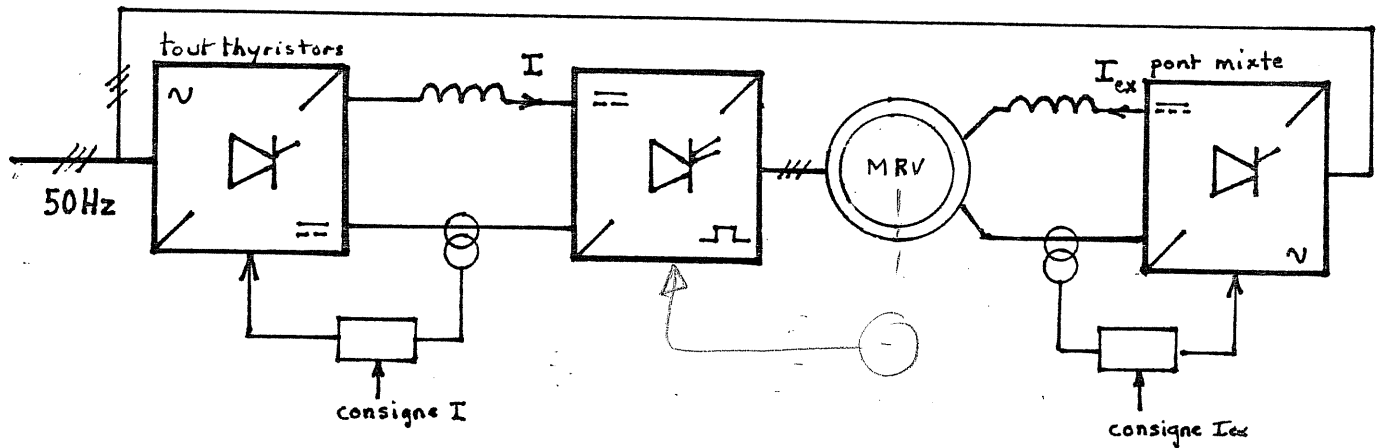
FIGURE II.1.2.3

On peut aussi concevoir une alimentation qui fournit un courant unidirectionnel. La valeur moyenne des ampères-tours est alors la somme de la valeur moyenne des ampères-tours de l'alimentation et des ampères-tours d'excitation fig.II.1.2.3.

Dans les deux cas, du point de vue magnétique, la machine a exactement le même comportement.

Le second convertisseur d'alimentation aura un facteur de dimensionnement moins de deux fois plus grand que le premier ($J_{aM2} < 2.J_{aM1}$) mais, avec un nombre d'interrupteurs commandés (convertisseur unidirectionnel en courant) deux fois moindre. Donc, son facteur de dimensionnement global sera légèrement inférieur. L'excitation sera plus faible et, par conséquent, moins coûteuse que dans le premier cas. Nous verrons, quand utiliser l'un ou l'autre des deux types d'excitation, lorsque nous étudierons les structures de convertisseurs d'alimentation au § III.3.2.

Exemple de détermination de α



EXEMPLE D'UN ENSEMBLE COMPLET D'ALIMENTATION ET D'EXCITATION
D'UNE MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE
FIGURE II.1.2.4

L'alimentation proprement dite comprend deux convertisseurs alors que l'excitation n'en comprend qu'un seul.

L'onduleur est du type dit "à diodes d'isolement" (voir § II.4.1), c'est un commutateur de courant qui délivre des ondes de courant bidirectionnelles en créneaux.

La puissance d'alimentation vaut : $P_a = 200\text{kW}$ soit 1,3MVA en puissance de dimensionnement de l'onduleur. Et la puissance d'excitation vaut : $P_{ex} = 5\text{kW}$, soit environ 10kVA.

On peut considérer un coût d'équipement environ dix fois plus faible pour l'excitation. L'onduleur doit être fortement surdimensionné, en partie à cause de la forme du courant. L'alimentation en puissance comprend, de plus, des condensateurs de commutation et un pont 6 thyristors régulé en courant. L'excitation ne nécessite qu'un pont mixte avec asservissement de courant (Figure II.1.2.4).

En ce qui concerne le coût d'exploitation, le courant d'alimentation traverse trois thyristors et une diode, ce qui correspond à sept unités de chutes de tension; le courant d'excitation, quant à lui, traverse un thyristor et une diode, ce qui correspond à trois unités de chutes de tension. A densité de courant égale dans l'excitation et l'alimentation, on peut considérer que le rapport des coûts d'exploitation des deux convertisseurs est de 2,5.

En accordant deux fois plus d'importance au coût d'équipement qu'au coût d'exploitation, on a : $\alpha \neq 0,2$.

En général α est inférieur à 0,5. S'il était supérieur à cette valeur, l'excitation perdrait tout intérêt [12].

En général α est inférieur à 0,5. S'il était supérieur à cette valeur, l'excitation perdrait tout intérêt [12].

II.1.3 Intérêt de l'optimisation - Composants

Nous avons évoqué, dans l'introduction, les mauvais facteurs de dimensionnement habituellement rencontrés avec l'utilisation des machines à réluctance variable. En effet, le facteur δ'' atteint des valeurs de l'ordre de 40 dans certains montages, ce qui, économiquement, est difficilement acceptable. En ce qui concerne les machines classiques à courant alternatif, le facteur de dimensionnement δ'' atteint des valeurs de l'ordre de 2 à 5, suivant le déphasage entre le fondamental du courant et celui de la tension (l'alimentation en tension sinusoïdale donnant le meilleur résultat : $\delta''=2$, si $\Psi=0$). Rappelons que pour les machines à courant continu, δ' et δ'' sont égaux à 1, si les ondulations du courant et de la tension sont nulles.

Le surdimensionnement du convertisseur, outre l'augmentation du coût, présente l'inconvénient de dégrader le rendement dans bon nombre de cas. Il nécessite des composants, supportant des tensions plus élevées et, par conséquent, moins rapides ou ayant un faible gain dans le cas des transistors bipolaires (complication des commandes). Les composants ont des limites technologiques en courant et tension [34,35] données dans le tableau II.1.3.1, (situation en 1985).

	diodes de puissance		diodes rapides	thyristors de puissance 450 μ s	thyristors rapides 40 μ s	thyristors asymétriques 10 μ s	thyristors GTO 50 μ s	transistors bipolaires		transistors MOS	
U_M	4800	800	2600	4200	2000	1400	4500	1500	500	1000	50
I_{eff}	1500	9100	1500	5600	1800	150					
I_M	10500	65000	15500	48000	9600	1450	3000	9	750	5	45

LIMITES ACTUELLES DES SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE

TABLEAU II.1.3.1

Si l'on désire utiliser ces composants au-delà de ces limites, on doit les associer en série ou en parallèle. Ces associations s'appliquent à condition d'utiliser des circuits supplémentaires d'équilibrage (en statique et en dynamique) et, d'appliquer un coefficient de sécurité sur le nombre des composants. Autant que possible, on a intérêt à travailler sans association de

composants, afin d'éviter de dégrader le rendement et de diminuer la fiabilité. Lorsque cela sera possible, on ajustera le nombre de spires des bobines de la machine, de manière à se trouver dans la plage optimale courant - tension pour les composants choisis ($u = n \, d\Phi/dt$ et $i = j/n$).

Les machines à réluctance variable peuvent fonctionner en commutation naturelle, elles sont alors sous-utilisées. Il est préférable de forcer la commutation du courant. Alors, on peut utiliser des composants commandables à l'ouverture et à la fermeture tels que:

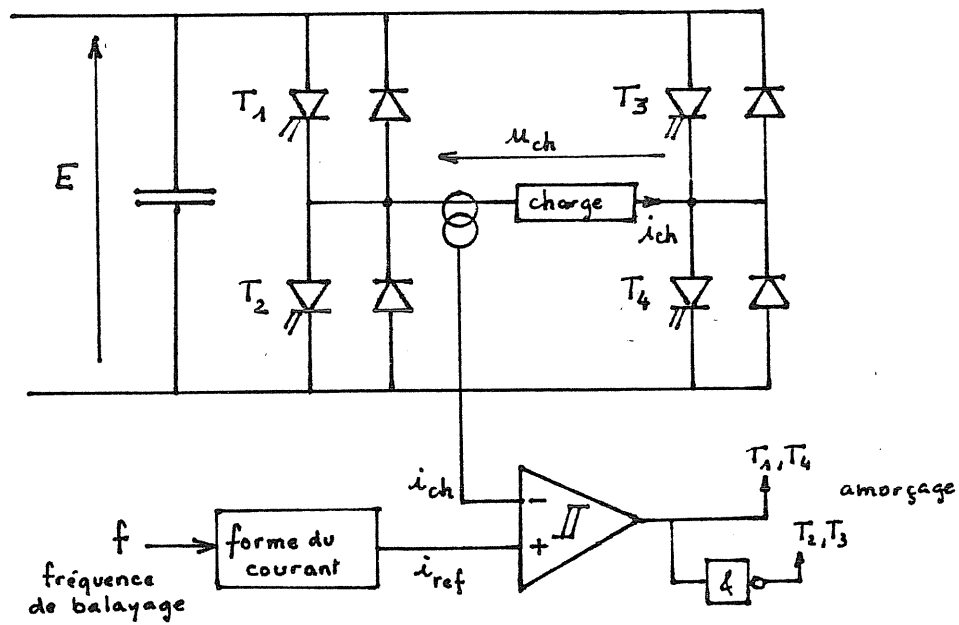
- les transistors MOS pour les plus petites puissances et grandes fréquences de commutation (>50kHz)
- les transistors bipolaires pour les puissances moyennes (< quelques dizaines de kVA) sachant que leur limite technologique en tension est de l'ordre de 1000 Volt
- les thyristors GTO dont le développement est très prometteur (utilisation prévue jusqu'à quelques MVA à des fréquences inférieures à quelques kHz).

Ces composants blocables permettent, en effet, de diminuer les coûts d'équipement par la disparition des circuits conventionnels d'extinction (condensateurs, inductances, semi-conducteurs).

Actuellement, pour les puissances supérieures à quelques centaines de kVA, on utilise les thyristors munis de circuit d'extinction. Toutefois, le thyristor est meilleur marché que les composants blocables cités précédemment à même puissance commutable.

Le travail d'optimisation des formes d'onde de courant, que nous allons mener, minimisera les facteurs de dimensionnement et, par conséquent, contribuera à l'amélioration du rendement ainsi qu'à une meilleure utilisation des composants. Enfin, bien sûr, il permettra une diminution du coût d'équipement.

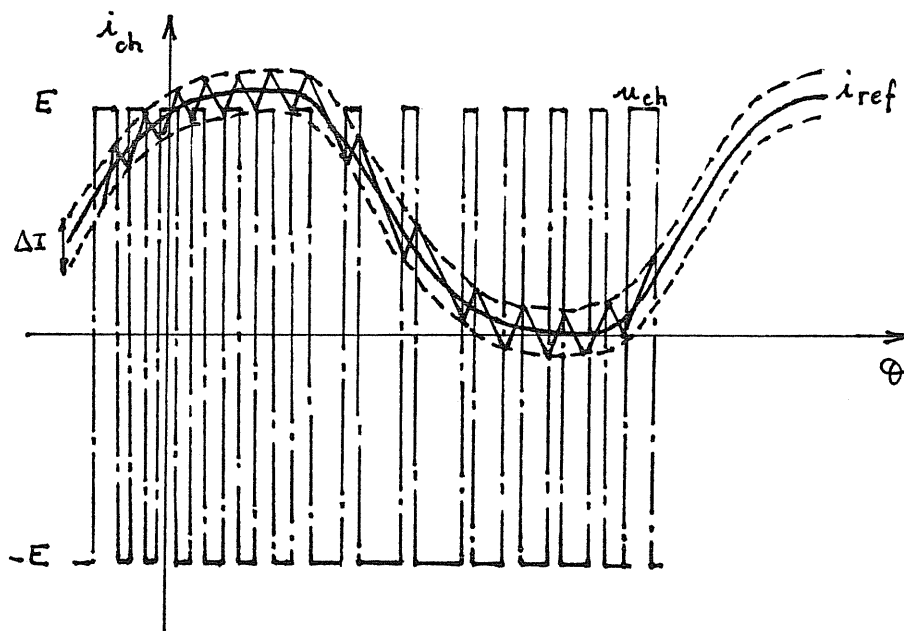
Nous partons du principe qu'il est possible de générer n'importe quelle forme d'onde de courant, par la technique de modulation de largeur d'impulsion avec fourchette de courant [26]. La structure de base d'un tel convertisseur est donnée fig.II.1.3.2.



CONVERTISSEUR A MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION
PAR FOURCHETTE DE COURANT

FIGURE II.1.3.2

L'allure des ondes de tension et courant est donnée fig.II.1.3.3.



ONDES DE TENSION ET COURANT EN SORTIE DU CONVERTISSEUR A M.L.I.

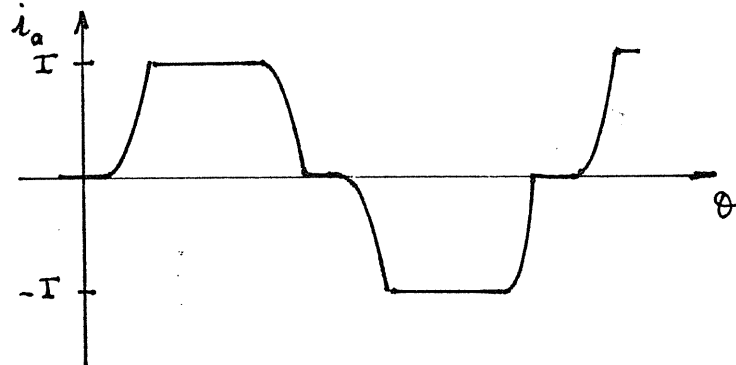
FIGURE II.1.3.3

II.1.4 Exemples de structures alimentant des machines à réluctance variable

II.1.4.1 Onduleur à diodes d'isolement: fig.II.1.4.2.

Ce type de convertisseur est utilisé pour l'alimentation de la machine 200kW du laboratoire [12,14,15].

Il fournit des ondes bidirectionnelles de courant dont la forme est dessinée à la figure II.1.4.1.



FORME DE L'ONDE DE COURANT DÉLIVRÉE PAR UN ONDULEUR TRIPHASÉ
A DIODES D'ISOLEMENT
FIGURE II.1.4.1

Dans ce cas, à la puissance nominale, soit 200kW à 500tr/mn, les facteurs de dimensionnement valent :

$$\begin{array}{ll} \delta' = 6,4 & \text{si } \alpha = 0 \\ \delta'' = 9,1 & \text{si } \alpha = 0 \end{array} ; \quad \begin{array}{ll} \delta' = 12 & \text{si } \alpha = 0,2 \\ \delta'' = 14 & \text{si } \alpha = 0,2 \end{array}$$

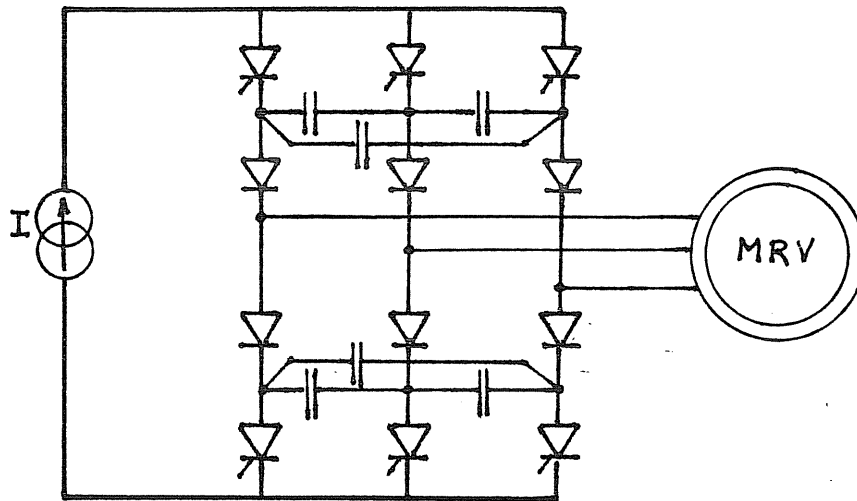
Ce convertisseur est aussi utilisé pour alimenter une machine vernier, non excitée, de 6kW [36] (présentée au § I.2.1) alors :

$$\delta' \neq 32 \text{ et } \delta'' \neq 40$$

Il alimente encore une autre machine triphasée non excitée [6] de 2,5kW, à 4 pôles :

Avec les informations données, on peut calculer :

$$\delta' = 10 \text{ et } \delta'' = 12$$



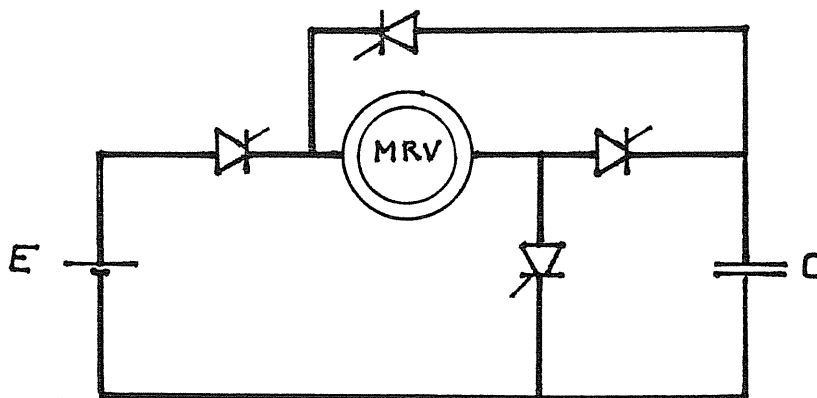
ONDULEUR TRIPHASÉ A DIODES D'ISOLEMENT

FIGURE II.1.4.2

Son principal avantage est la possibilité de commander directement le couple par le courant.

II.1.4.2 Convertisseur à quatre thyristors pour une machine monophasée

Ce convertisseur a été réalisé et utilisé pour alimenter une machine monophasée constituée par un disque de 24 plots [12,13,45]. La source fournit une tension continue, un condensateur produisant la tension nécessaire à une variation rapide du courant. On obtient aux fréquences moyennes (400Hz, 1000tr/mn) des pseudo-crêteaux de courant [56]. La structure du convertisseur est donnée à la figure II.1.4.3.



CONVERTISSEUR A QUATRE THYRISTORS, DEUX MODES SONT UTILISÉS :
PSEUDO-CRÊNEAUX DE COURANT ET ARCHES DE SINUSOIDE

FIGURE II.1.4.3

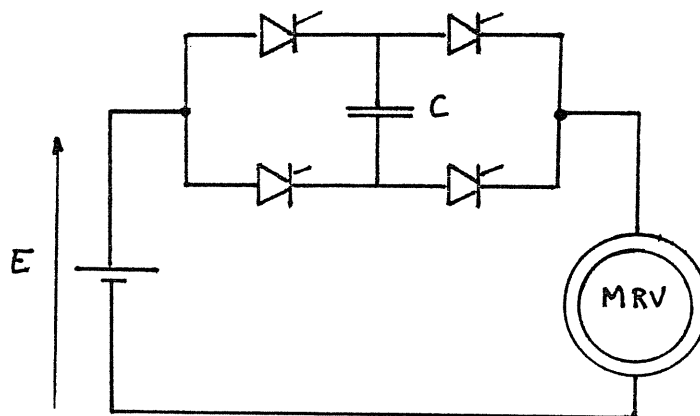
A ces vitesses de rotation, suivant les valeurs du couple fourni : δ' varie entre 10 et 20 et, δ'' varie entre 25 et 45.

Le facteur de puissance (inverse de δ) varie entre 0,29 et 0,06 (soit : $5 < \delta < 17$).

Les facteurs de dimensionnement diminuent lorsque la vitesse croît car les formes d'onde de courant deviennent des arches de sinusoïde, mais alors, le couple obtenu est plus faible [54].

II.1.4.3 Convertisseur en pont

Un autre convertisseur, dit convertisseur en pont fig.II.1.4.4, utilisé pour alimenter la machine précédente, fournit des formes de courant en arches de sinusoïdes [16,46].



CONVERTISSEUR EN PONT

FIGURE II.1.4.4

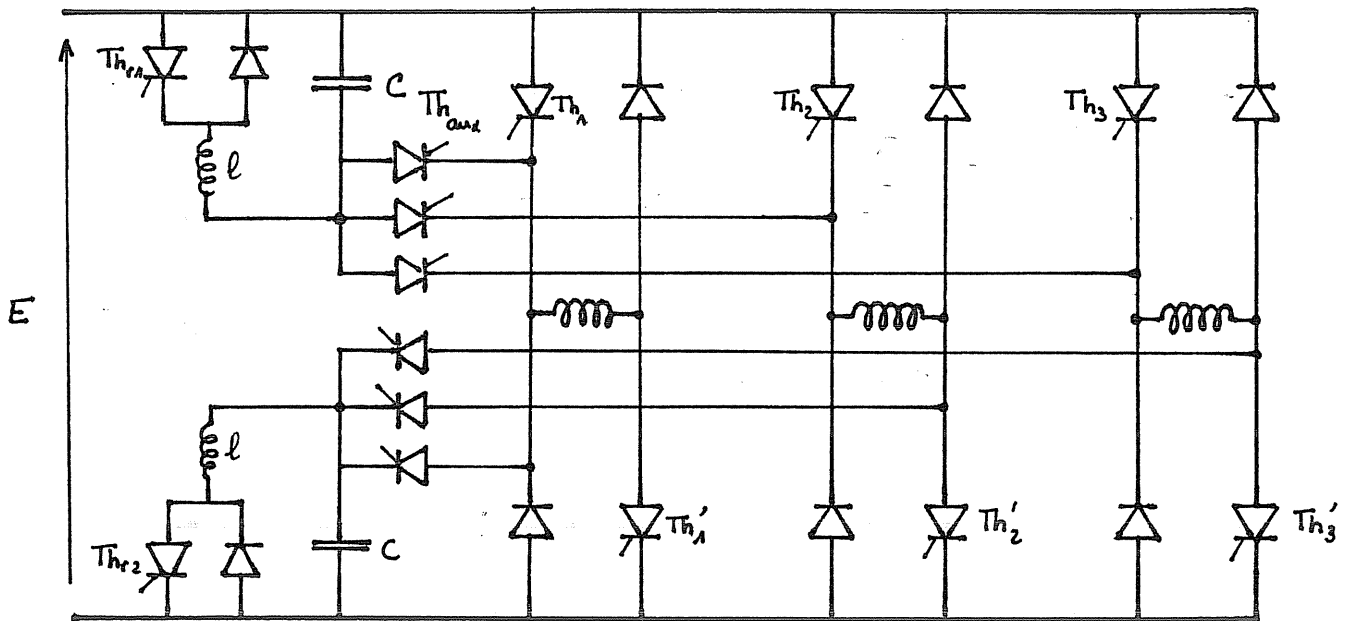
Les résultats obtenus dans la gamme couple-vitesse précédente donnent des facteurs de dimensionnement δ'' et δ à peu près constants : $\delta'' \approx 38$ et $\delta \approx 12$. Ils sont plus faibles dans la plage de vitesses plus élevées.

II.1.4.4 Onduleurs de tension

D'autres convertisseurs sont utilisés, ils commutent une tension continue aux bornes des enroulements de la machine. Dans les articles publiés, seules les valeurs du facteur de puissance sont données ou peuvent être calculées, ces valeurs ne sont pas représentatives.

En ce qui concerne les résultats de la Ford Motor Company, avec un moteur monophasé de 6kW à structure polydiscoïde (deux disques de 17 plots)[10], δ est égal à 12, à la puissance nominale.

La machine vernier triphasée de 10kW, de l'Université de DUBLIN [7,8], à sa puissance nominale, avec le convertisseur présenté à la figure II.1.4.5 a un facteur de dimensionnement : $\delta \approx 10$ (d'après des oscillogrammes).



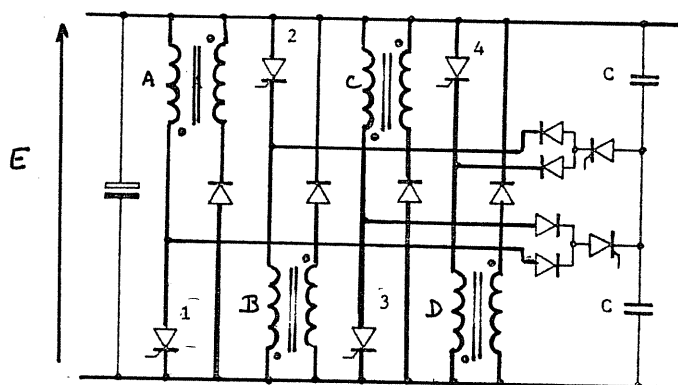
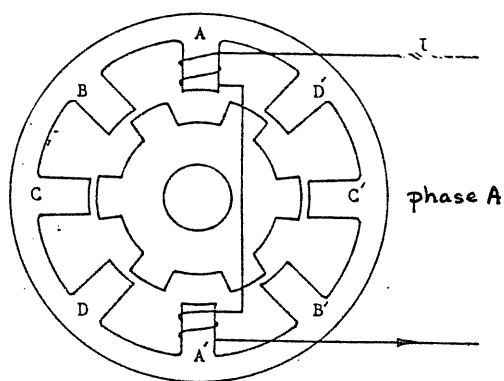
ONDULEUR DE TENSION UNIDIRECTIONNEL EN COURANT
(UNIVERSITÉ DE DUBLIN)

FIGURE II.1.4.5

La tension aux bornes des différents enroulements est alternativement $+E$ lorsque deux thyristors conduisent et, $-E$ lorsqu'ils sont bloqués, le courant est unidirectionnel. Lorsque l'on désire bloquer deux thyristors, on amorce les deux thyristors auxiliaires correspondants, et on applique la tension de blocage fournie par le condensateur, qui se recharge à travers l'enroulement de la machine. Il suffit ensuite, d'amorcer Thr1 et Thr2 pour inverser la tension du condensateur afin d'être prêt pour la prochaine extinction.

D'autres machines [37], en particulier un moteur de traction vernier de 15kW, sont alimentées par onduleur de tension [47,48,57] mais les résultats de mesures donnés sont incomplets pour calculer un seul des facteurs de dimensionnement.

La méthode utilisant deux enroulements couplés par phase est utilisée pour un moteur de traction de 20kW tétraphasé [49] (fig.II.1.4.6).



ONDULEUR DE TENSION ALIMENTANT UNE MACHINE
A ENROULEMENTS COUPLÉS (Equipe du Professeur LAWRENSON)

FIGURE II.1.4.6

Du point de vue du flux dans la machine, ce montage est l'équivalent de celui présenté à la figure II.1.4.5.

II.2 Problème de l'optimisation de la forme du courant

Nous rappelons que C.GLAIZE [12] avait recherché les formes d'onde optimales de courant afin de minimiser les pertes Joule à couple moyen donné (maximisation du rapport $\langle c \rangle / J_{\text{eff}}^2$), ou le courant maximal à couple moyen donné (maximisation du rapport $\langle c \rangle / J_M^2$). Brièvement, les résultats étaient les suivants :

-pour maximiser le premier rapport, on doit fournir, lorsque l'onde de perméance présente un point d'inflexion, une impulsion de courant centrée sur ce point. Un courant de forme quelconque, nul lorsque la perméance est décroissante, est optimal si l'onde de perméance est trapézoïdale.

-pour maximiser le second rapport, il faut maintenir le courant maximal pendant au moins tout le temps de croissance de la perméance.

En régime saturé, les résultats dépendent de chaque cas particulier (caractéristiques de la machine et couple moyen).

En général, les formes d'onde optimales, pour être obtenues, demandent des tensions très élevées pendant les intervalles de croissance et de décroissance. C'est ce qui nous a conduit à introduire, les facteurs de dimensionnement, tels que nous venons de les définir, comme critères d'optimisation.

II.2.1 Minimisation des facteurs de dimensionnement

Partant d'une machine de caractéristiques définies (réseau $\Psi(j, \theta)$ connu), nous allons chercher les formes optimales du courant (ou des ampère-tours) qui minimisent les facteurs $\delta^{(i)}$.

Un modèle électromagnétique prenant en compte la saturation s'impose pour ce type de machines. Ce modèle sera étudié au § II.3.

Nous allons d'abord prendre un modèle électrique, relativement complet. Nous le simplifierons, ultérieurement, en formulant des hypothèses qui nous seront indispensables à une étude générale.

Soient : R la résistance de la bobine d'alimentation

Ψ le flux par spire

Ψ_f le flux de fuite

w l'énergie convertie pendant un cycle

Ω la vitesse angulaire de rotation.

L'énergie convertie pendant un cycle vaut : $w = \oint \Psi dj$

Le couple moyen électromagnétique vaut : $\langle c \rangle = p w / 2\pi$

La puissance électromagnétique vaut alors :

$$P_e = \langle c \rangle \Omega \quad \text{II.2.1}$$

$$P_e = p \Omega / 2\pi \oint \Psi dj \quad \text{II.2.2}$$

La tension aux bornes de la bobine de n spires en convention moteur vaut :

$$u = n d(\Psi + \Psi_f) / dt + Ri \quad \text{II.2.3}$$

or : $\theta = \omega.t$

$$\Psi = z(j, \theta) \cdot j$$

$$\Psi_f = z_f \cdot j$$

$$i = j/n$$

alors :

$$u = n \cdot \omega \cdot [d(z(j, \theta) \cdot j) / d\theta + d(z_f \cdot j) / d\theta] + R \cdot j / n \quad \text{II.2.4}$$

Nous noterons $\{ \text{expression} \}$, la valeur maximale ou efficace de l'expression.

$$\delta^{(i)} = \{ u \} \cdot \{ i \} / P_e \quad \text{II.2.5}$$

$$\delta^{(i)} = \frac{n \omega \left\{ \frac{d(z(j, \theta) \cdot j)}{d\theta} + \frac{d(z_f \cdot j)}{d\theta} + \frac{R \cdot j}{n^2 \omega} \right\} \cdot \frac{\{ j \}}{n}}{\frac{p \cdot \Omega \cdot w}{2\pi}} \quad \text{II.2.6}$$

$$\delta^{(i)} = \frac{\left\{ \frac{d(z(j, \theta) \cdot j)}{d\theta} + \frac{d(z_f \cdot j)}{d\theta} + \frac{R \cdot j}{n^2 \omega} \right\} \cdot \{ j \}}{\frac{1}{2\pi} \oint z(j, \theta) \cdot j \cdot dj} \quad \text{II.2.7}$$

On ne se préoccupera pas des fuites magnétiques puisqu'elles sont, en général, suffisamment faibles devant le flux principal.

Si l'on désire inclure la résistance du bobinage, on doit prendre en compte la vitesse de rotation (voir § II.2.7) ce qui introduit un paramètre supplémentaire dans l'optimisation. Pour cette raison, et parce qu'elle est généralement faible dans les machines de puissance supérieure à la centaine de watts, on négligera la résistance de l'enroulement d'alimentation et par conséquent les pertes Joule. Nous la prendrons en compte lors de l'expérimentation (§ VI) afin d'étudier son influence.

Ces deux hypothèses sont connues et souvent utilisées pour les autres machines sous le nom d'hypothèses de Kapp.

Dans ces conditions, les calculs des $\delta^{(i)}$ sont indépendants de la fréquence d'alimentation. Deux paramètres disparaissent : la résistance et la fréquence.

Alors :

$$\delta^{(i)} = \frac{\left\{ \frac{d(\gamma(j, \theta) \cdot j)}{d\theta} \right\} \cdot \{j\}}{\frac{1}{2\pi} \int \gamma(j, \theta) \cdot j \cdot dj} \quad \text{II.2.8}$$

Le problème consiste alors en la recherche de la fonction optimale $j(\theta)$ qui minimiserait δ , δ' , δ'' tels que :

$$\delta = \frac{\sqrt{\int j^2 d\theta} \cdot \sqrt{\int \left[\frac{d(\gamma(j, \theta) \cdot j)}{d\theta} \right]^2 d\theta}}{\int \gamma(j, \theta) \cdot j \cdot dj} \quad \text{II.2.9}$$

$$\delta' = \frac{\sqrt{\int j^2 d\theta} \cdot \text{Max} \left(\frac{d(\gamma(j, \theta) \cdot j)}{d\theta} \right)}{\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int \gamma(j, \theta) \cdot j \cdot dj} \quad \text{II.2.10}$$

$$\delta'' = \frac{\text{Max}(j) \cdot \text{Max} \left(\frac{d(\gamma(j, \theta) \cdot j)}{d\theta} \right)}{\frac{1}{2\pi} \int \gamma(j, \theta) \cdot j \cdot dj} \quad \text{II.2.11}$$

où $z(j, \theta)$ est une fonction plus ou moins complexe de deux variables dont une est l'inconnue. En fait, ce sont seulement les expressions II.2.10 et II.2.11 qui nous concernent et plus particulièrement cette dernière. (Les convertisseurs d'alimentation des machines à réluctance variable sont, généralement, à commutation forcée).

La détermination d'une telle fonction $j(\theta)$ pose un problème quasiment impossible à résoudre analytiquement. (Fonctions $\text{Max}(x)$ en particulier).

On se propose donc de chercher la solution par une méthode numérique. Les fonctions j , $z(\theta)$ et Ψ seront représentées chacune par un ensemble de N échantillons sur une période. On aura alors à rechercher les N inconnues, composantes de $j(\theta)$.

Si l'on prend en compte la saturation, suivant le couple converti par la machine, la forme optimale du courant sera différente. La non-linéarité du modèle implique la non-homothétie de la fonction $j(\theta)$. On devra alors rechercher une forme optimale en fixant a priori la valeur du couple moyen; on aura ainsi une optimisation avec contrainte. En régime linéaire, les formes sont évidemment homothétiques.

Une dernière hypothèse, que l'on a considérée implicitement, est celle du non couplage magnétique entre phases dans le cas d'une machine polyphasée (§ I.2.3). Dans le cas contraire, le calcul du couple ferait intervenir les inductances mutuelles, variant, elles aussi, avec la position.

Le nombre de paramètres de la machine serait au moins doublé et l'étude générale serait trop complexe.

II.2.2 Etude du couple instantané. Etapes de la recherche

Parallèlement à l'optimisation de la forme d'onde de courant, nous chercherons quels sont les paramètres optimaux de la machine qui minimisent les facteurs de dimensionnement, en particulier l'onde de perméance. Nous nous intéresserons au spectre harmonique du couple monophasé, dont il est possible de déduire celui de la machine polyphasée constituée de q machines monophasées convenablement décalées.

En effet, on montre que le spectre du couple d'une machine à q phases ne contient plus que les harmoniques dont les rangs multiples de q , y compris le rang q . En particulier, les harmoniques de rang inférieur à q sont éliminés. Il peut donc être intéressant de minimiser, dans le cas d'une machine triphasée, les harmoniques du couple monophasé de rangs $3, 6, \dots, 3k$. Nous

montrerons que certains cas théoriques donnent un couple triphasé parfaitement constant.

Pour chaque cas, nous calculerons aussi l'amplitude de l'ondulation du couple monophasé, rapportée à la valeur moyenne du couple. Celle-ci est en général très importante et, elle produit des contraintes mécaniques élevées ainsi que des vibrations (dans les machines monophasées et à structure "multistack"). Nous lui accorderons donc une attention particulière.

Après avoir défini un modèle magnétique de la machine (§ II.3), nous aborderons le problème par une étude analytique et numérique en régime linéaire de différents cas d'alimentation en courant de forme quelconque, de fréquence fondamentale égale à la moitié de celle de la perméance ou égale à celle-ci avec ou sans composante continue (§ II.4.1). Ces formes de courant seront définies par leur série de Fourier. Elles seront appliquées à une machine de variation relative de perméance égale à 0,5 ($DZN = 0,5$, voir § II.3.1) à onde de perméance sinusoïdale ou de réluctance sinusoïdale. Le calcul numérique sera utilisé pour résoudre les problèmes tels que la recherche des valeurs maximales et des harmoniques du couple instantané.

Après cette première approche du problème, nous limiterons les formes de courant à des ondes simples, définies par un nombre minimal de paramètres et, nous rechercherons les valeurs optimales de ceux-ci pour minimiser les facteurs de dimensionnement en fonction des caractéristiques des machines en régime linéaire puis saturé (§ II.4.2). Cette deuxième étape nous permettra de comparer les différents cas, de montrer la possibilité d'une amélioration et d'approcher l'optimisation définitive. Nous distinguerons, à partir de cette étape, le régime non excité du régime excité.

Ensuite, nous réaliserons un programme d'optimisation générale qui effectuera la recherche de l'onde optimale de courant en régime saturé, pour une machine de caractéristiques données et pour un couple moyen demandé.

II.3 Choix du modèle électromagnétique de la machine

Dans les hypothèses de calcul, la machine est complètement définie par son réseau de courbes $\Psi(j, \theta)$.

Cette caractéristique magnétique devra être aussi proche que possible de la réalité et pouvoir définir un nombre suffisant de machines à réluctance variable, avec un nombre minimal de paramètres. Cette dernière condition permettra une comparaison plus aisée des machines, on pourra ainsi effectuer une première approche de l'optimisation de la machine par rapport à son convertisseur.

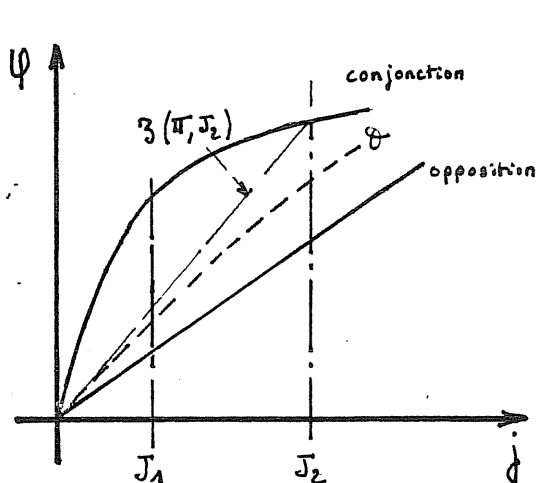
Disposant d'une machine à réluctance variable, on peut mesurer ses caractéristiques magnétiques à l'arrêt notamment, les positions de conjonction et d'opposition. Connaissant ces deux courbes limites, il reste à déterminer l'évolution de la caractéristique en fonction de l'angle entre le rotor et le stator. On peut la mesurer rotor bloqué ou en rotation. L'essai dynamique est relativement facile à mettre en oeuvre, il ne demande pas le calage précis et difficilement réalisable nécessaire à l'essai statique.

Alors, nous définirons la perméance $z(\theta)$, fig.II.3.1 de la manière suivante

$$z(\theta) = \Psi/j \quad \text{à} \quad j = \text{cte} \quad \text{II.3.1}$$

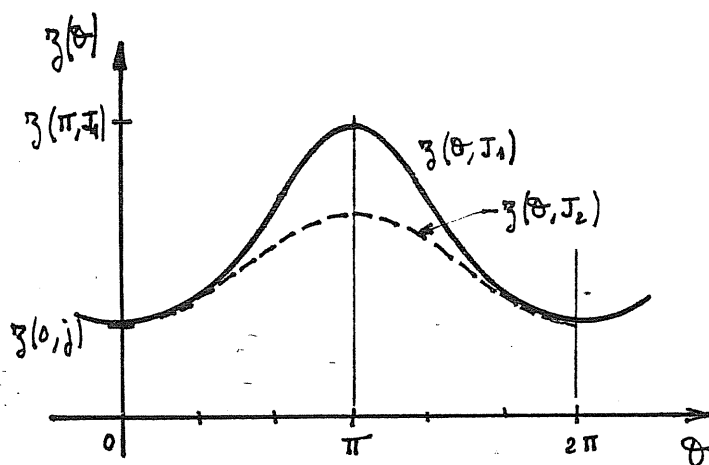
Nous n'avons pas pris en compte le changement de forme d'onde de la perméance en fonction du niveau d'excitation du fer. C'est-à-dire que nous avons considéré une forme de $z(\theta)$ unique quel que soit j .

Il serait certainement utile que soit menée une étude des formes d'onde de perméance, en fonction du niveau de saturation et des formes de dents. La seule observation générale qui puisse être faite, est "l'écrasement de la courbe $z(\theta)$ " à la conjonction, lorsque la machine se sature (phénomène observé sur la machine polydiscoïde 200kW et sur un moteur pas à pas vernier SFMI ref.20.181.100).



MODÈLE MAGNÉTIQUE DE LA MACHINE

FIGURE II.3.1

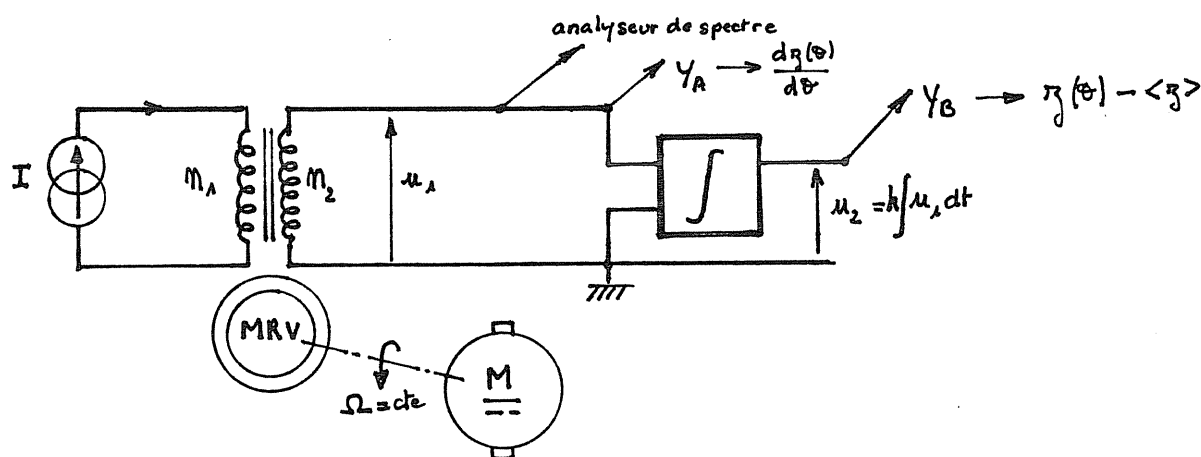


FORME DE L'ONDE DE PERMÉANCE

FIGURE II.3.2

Il est possible de mesurer la courbe $z(\theta)$ pour différents niveaux d'excitation. Le montage est le suivant :

-si l'on possède deux enroulements parfaitement couplés (cas de la machine excitée), on peut réaliser le montage fig.II.3.3.a.



MESURE DE LA FORME DE L'ONDE DE PERMÉANCE
AVEC UNE MACHINE A DEUX ENROULEMENTS PAR PHASE

FIGURE II.3.3.a

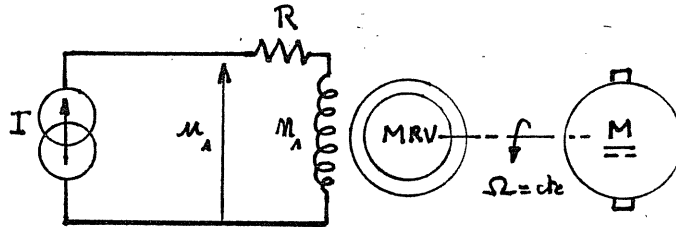
La tension induite dans la bobine alimentée vaut : $u_1 = -n_1 \cdot d\varphi_{21}/dt$
or $n_2 \cdot I = \varphi_{21}/z$ et $\theta = \omega \cdot t$, alors :

$$u_1 = -n_1 n_2 \cdot I \cdot \omega \cdot dz/d\theta$$

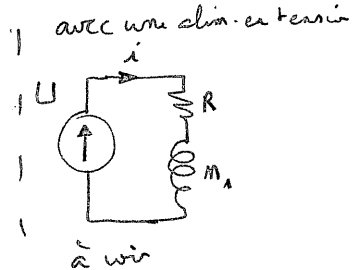
II.3.2

La tension aux bornes de la bobine est proportionnelle à la dérivée de la perméance . On peut alors effectuer une analyse spectrale afin de déterminer les différents coefficients harmoniques de la perméance. Un intégrateur permet de reconstituer la fonction perméance sans sa composante continue.

-si l'on ne possède qu'un seul enroulement, on peut réaliser le montage de la fig.II.3.3.b.



MESURE DE LA FORME DE L'ONDE DE PERMÉANCE
AVEC UNE MACHINE A UN SEUL ENROULEMENT PAR PHASE
FIGURE II.3.3.b



La tension aux bornes de la bobine vaut : $u_1 = -n_1 \cdot d\varphi_1 / dt + RI$

or : $\varphi_1 = n_1 I \cdot z(\theta)$, on obtient ainsi :

$$u_1 = n_1^2 I \cdot \omega \cdot dz / d\theta + RI \quad \text{II. 3.3.}$$

Un filtrage de la composante RI est nécessaire avant l'intégration de u_1 , ensuite, le procédé de détermination de z est le même que dans le cas précédent.

La seule difficulté de la méthode réside dans la réalisation d'une bonne source de courant, il est en effet important que di/dt soit nul.

II.3.1 Modèles de la variation de la perméance $z(\theta)$

Nous avons considéré plusieurs modèles de la fonction perméance. Ce sont les formes utilisées par divers auteurs, dans la bibliographie scientifique. Nous les définissons en zone linéaire. Nous verrons, lors de l'étude du modèle complet, comment la forme est conservée en zone saturée. Définissons tout d'abord un premier paramètre, la variation relative de perméance (DZN pourra varier de 0 à 1) :

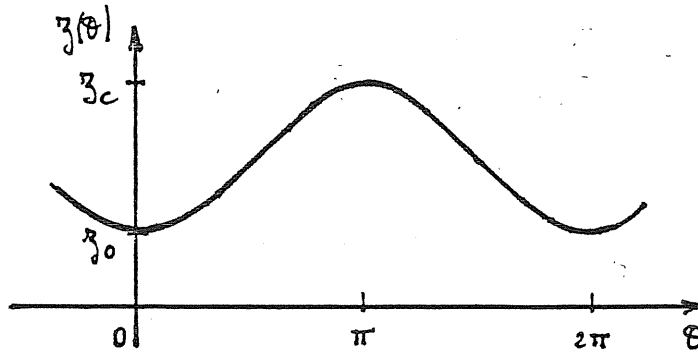
$$\boxed{DZN = (z_c - z_o) / (z_c + z_o)} \quad \text{II.3.4}$$

Les modèles de la fonction perméance sont :

-la perméance sinusoïdale

$$z(\theta) = [(z_c + z_0)/2] \cdot (1 - DZN \cos \theta)$$

II.3.5



VARIATION DE PERMÉANCE SINUSOÏDALE

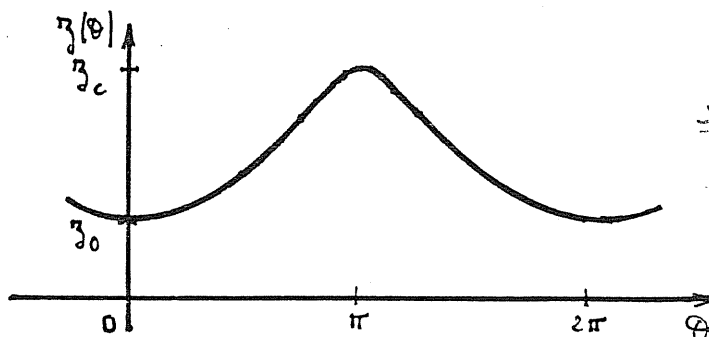
FIGURE II.3.4.a

Cette forme se rencontre dans certaines machines, par exemple dans le prototype polydiscoïde 200kW du laboratoire d'ORSAY en zone saturée, ainsi que dans un alternateur homopolaire 1kHz [3]. Elle peut aussi correspondre à l'approximation du premier harmonique.

-la réluctance sinusoïdale

$$z(\theta) = [(z_c + z_0)/2] \cdot (1 - DZN^2)/(1 + DZN \cos \theta)$$

II.3.6



VARIATION DE RÉLUCTANCE SINUSOÏDALE

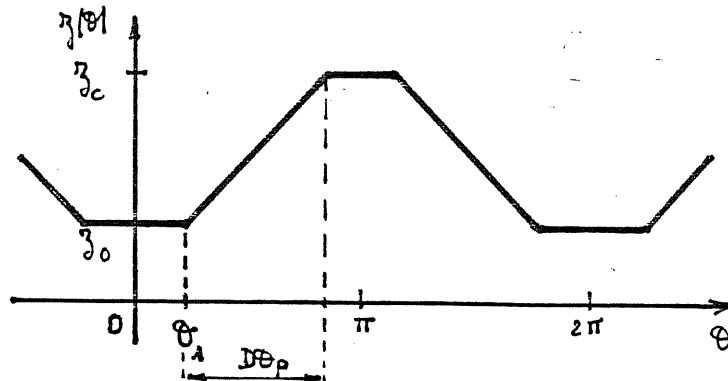
FIGURE II.3.4.b

$$\begin{aligned} \frac{1-DZN^2}{1+DZN \cos \theta} &= 1 - DZN f(\theta) \\ \Rightarrow f(\theta) &= \left(1 + \frac{1-DZN^2}{1+DZN \cos \theta} \right) \frac{1}{DZ} \\ &= \frac{DZN \cos \theta + DZN^2}{1+DZN \cos \theta} \\ &= \frac{DZN + \cos \theta}{1+DZN \cos \theta} \\ f(0) &= \frac{DZN + 1}{1+DZN} = 1 \\ f(\pi) &= \frac{DZN - 1}{1-DZN} = -1 \end{aligned}$$

Cette forme se rencontre plus souvent que la précédente ; son contenu harmonique de perméance est important (les contenus harmoniques sont donnés en

annexe 1). Pour $DZN < 0,3$, on se rapproche beaucoup de la perméance sinusoïdale. Nous rencontrons cette allure de courbe sur le prototype 200kW en régime linéaire ainsi que sur la machine 24 plots, 10000tr/mn du laboratoire d'ORSAY.

-la perméance trapézoïdale



VARIATION TRAPÉZOIDALE DE PERMÉANCE

FIGURE II.3.4.c

C'est une forme idéalisée qui est utilisée par de nombreux auteurs étrangers. Elle prend diverses allures variant du triangle [55] au trapèze, à durée de variation $D\theta_p$ égale à $2\pi/3$ [48], en passant par le trapèze à palier nul seulement à la conjonction [10] et par le trapèze à paliers de durée égale à l'opposition et à la conjonction. Cette forme présente l'avantage d'une simplification des calculs du couple qui est alors soit nul, soit proportionnel au carré du courant. L'allure utilisée par l'équipe de l'Université de Nottingham [48] permet d'obtenir, en théorie, un couple constant sur une machine triphasée : il suffit que le courant soit constant pendant la phase de croissance de la perméance et qu'il varie pendant les paliers de celle-ci afin d'obtenir trois créneaux de couple monophasé de durée $2\pi/3$ et de somme constante .

Soit $k \in \mathbb{N}^*$

si $D\theta_p = 2\pi/k$, les harmoniques de la perméance de rang $h_n = n.k$ sont nuls.

Dans le cas particulier $D\theta_p = 2\pi/3$: les harmoniques $3, 6 \dots 3.n$ sont nuls.

-La perméance décomposée en série de Fourier

Nous avons cherché à modéliser le plus simplement possible la perméance sous forme de série de Fourier. Nous avons été conduit à l'expression suivante:

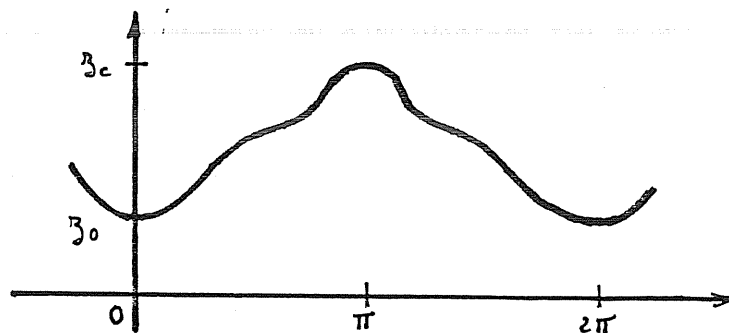
$$z(\theta) = [(z_c + z_o)/2] \cdot [Z_o - \sum_{i=1}^{\infty} DZN_i \cos i\theta] \quad \text{II.3.7}$$

avec

$$Z_o = 1 - \sum_{p=1}^{\infty} DZN_{2p} \quad \text{II.3.8}$$

$$DZN = \sum_{p=0}^{\infty} DZN_{2p+1} \quad \text{II.3.9}$$

On respecte alors les conditions : $z(0) = [(z_c + z_o)/2] \cdot (1 - DZN)$
et $z(\pi) = [(z_c + z_o)/2] \cdot (1 + DZN)$



VARIATION QUELCONQUE DE LA PERMÉANCE
DÉCOMPOSITION EN SÉRIE DE FOURIER

FIGURE II.3.4.d

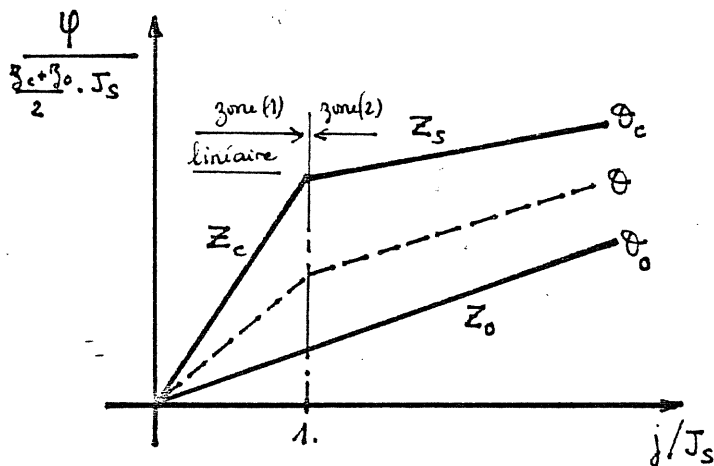
L'écriture sous forme d'une fonction paire est possible à condition que les dents (ou les plots dans une machine discoïde) soient symétriques, ce qui est toujours le cas.

Nous avons appliqué cette représentation à différents exemples, en particulier à la modélisation de la machine MRP du L.E.E.I. de Toulouse [25], d'une machine vernier de 5kW du laboratoire de l'Université de Dublin [7,8] et enfin, de la machine sur laquelle nous avons mené l'expérimentation.

II.3.2 Modèle de la caractéristique magnétique

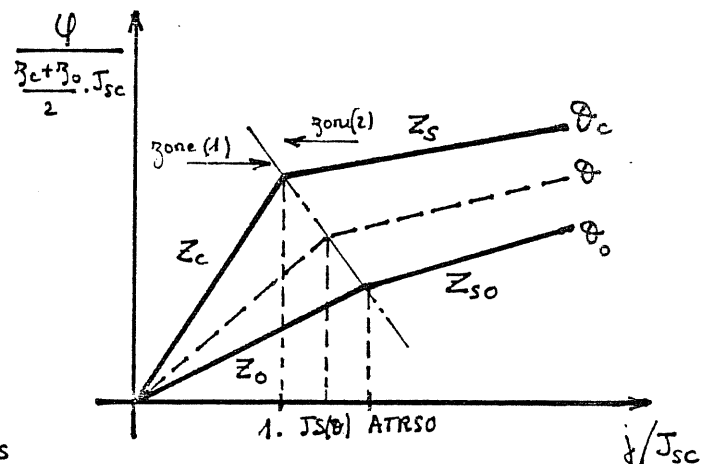
Dans le but d'effectuer des calculs simples qui minimisent le temps d'exécution (celui-ci devenant vite prohibitif dans les programmes d'optimisation) et, pour définir la machine par un nombre minimal de paramètres, nous avons choisi un modèle non linéaire déjà éprouvé [12,14].

Le modèle utilisé est linéaire par parties, nous le nommons "modèle à 3 pentes" (fig.II.3.5.a) lorsqu'il n'y a pas de saturation à l'opposition (cas très courant), et "modèle à 4 pentes" (fig.II.3.5.b) lorsqu'il y a une saturation à la conjonction. Ce dernier est une amélioration du premier qui nous sera utile dans le cas particulier de la machine qui nous a servi à l'expérimentation (§ IV.1).



MODÈLE A 3 PENTES

FIGURE II.3.5.a



MODÈLE A 4 PENTES

FIGURE II.3.5.b

Après normalisation, le modèle à 3 pentes n'est plus défini que par deux paramètres :

$$DZN = (z_c - z_o) / (z_c + z_o)$$

$$z_o = \frac{1 - DZN}{1 + DZN} z_c$$

et $K = (z_s - z_o) / (z_c - z_o)$

II.3.10

Le modèle à 4 pentes nécessite deux paramètres supplémentaires :

$$DZNS = (z_s - z_{so}) / (z_c + z_{so})$$

II.3.11

$$ATRSO = J_{so} / J_{sc}$$

II.3.12

$$\text{si } \beta_{so} = \beta_o$$

$$DZNS = \frac{\beta_s - \beta_o}{\beta_c + \beta_o} = K \cdot DZN$$

ATRSO est le rapport des ampère-tours de saturation à l'opposition sur ceux à la conjonction.

Nous allons effectuer, tout d'abord, les calculs sur le modèle le plus élaboré puis, nous simplifierons les résultats afin de les adapter au modèle à 3 pentes.

Le modèle à 3 pentes sera le modèle de base de l'optimisation. Il satisfait aux mesures effectuées sur la machine polydiscoïde de 200kW et, il est représentatif de nombreuses machines.

II.3.2.1 Normalisation des grandeurs

Les grandeurs normalisées seront notées en lettres capitales.

Nous avons choisi d'exprimer les grandeurs en fonction de la position θ :

-la perméance normalisée est $Z(\theta)$:

$$Z(\theta) = z(\theta) / [(z_c + z_o) / 2] \quad \text{II.3.13}$$

alors, les pentes normalisées du modèle sont :

$$Z_c = 1 + DZN \quad \text{II.3.14}$$

$$- Z_o = 1 - DZN \quad \text{II.3.15}$$

$$Z_s = (2K - 1) DZN + 1 \quad \text{II.3.16}$$

$$Z_{so} = \frac{1 - DZNS}{1 + DZNS} (1 + (2K-1)DZN) \quad \text{II.3.17}$$

-les ampère-tours normalisés sont $J(\theta)$: $J(\theta) = j(\theta) / J_{sc}$
 II.3.18

-le flux normalisé est FLUX (θ) : $\text{FLUX}(\theta) = \varphi(\theta) / [(z_c + z_o) / 2 \cdot J_{sc}]$
 II.3.19

-la tension normalisée est $U(\theta)$: $U(\theta) = u(\theta) / [n \cdot \omega \cdot J_{sc} \cdot (z_c + z_o) / 2]$
 II.3.20

-le couple normalisé est $C(\theta)$: $C(\theta) = c(\theta) / [p \cdot J_{sc}^2 \cdot (z_c + z_o) / 2]$
 II.3.21

Nous allons établir les expressions du flux et du couple en grandeurs normalisées.

II.3.2.2 Calculs du flux et du couple à partir du modèle à 4 pentes

Prenons l'expression la plus générale de la perméance (série de Fourier) (II.3.7).

On définit sur la caractéristique de la figure II.3.5.b deux zones : une zone linéaire (1) lorsque $J(\theta) < JS(\theta)$ et une zone saturée (2) lorsque $J > JS(\theta)$

$$JS(\theta) = \frac{2 \cdot ATRSO \cdot DZN}{(1 - ATRSO) \cdot (1 - Z(\theta)) + DZN \cdot (1 + ATRSO)} \quad \text{II.3.22}$$

Dans la zone (1), la perméance est $Z(\theta)$. Dans la zone (2), on définit une fonction $ZS'(\theta)$ telle que :

$$ZS'(\theta) = \frac{\delta FLUX(\theta, J)}{\delta J(\theta)}$$

Montrons que si cette fonction $ZS'(\theta)$ varie suivant la même loi que $Z(\theta)$, la perméance $FLUX(\theta)/J$, en zone (2), varie aussi suivant cette même loi pour le modèle à 3 pentes seulement. (Hypothèse de conservation de la forme de perméance en fonction du niveau d'excitation).

$$\begin{aligned} ZS(\theta) &= Z_x + kZ(\theta) \\ FLUX(\theta) &= Z(\theta) \cdot JS(\theta) + ZS(\theta) \cdot [J(\theta) - JS(\theta)] \\ FLUX(\theta)/J(\theta) &= Z_x (1 - JS/J) + Z(\theta) [(1 - k)JS/J + k] \end{aligned} \quad \text{II.3.23}$$

A courant fixé $J(\theta) = \text{cte}$, la perméance définie par II.3.1 vaut :

$$FLUX(\theta)/J(\theta) = k_1 + k_2 Z(\theta)$$

où

$$k_1 = Z_x (1 - JS/J) \text{ et } k_2 = (1 - k)JS/J + k$$

La loi de variation est conservée si $JS = \text{cte}$.

$ZS'(\theta)$ étant définie par II.3.23, elle doit se plier à la normalisation par rapport à $(z_c + z_o)/2$

soit KMZ une constante utile pour la simplification des expressions :

$$KMZ = (z_s + z_{so}) / (z_c + z_o) \quad II.3.24$$

alors, d'après les expressions II.3.14 à 17 :

$$KMZ = [(2K-1)DZN+1] / [1+DZNS] \quad II.3.25$$

$$ZS(\theta) = KMZ \cdot [1 + (z(\theta)-1) \cdot DZNS/DZN] \quad II.3.26$$

-Calcul du flux

.en zone linéaire (1)

$$FLUX1(\theta) = Z(\theta) \cdot J(\theta) \quad II.3.27$$

.en zone saturée (2)

$$FLUX2(\theta) = Z(\theta) \cdot JS(\theta) + KMZ [1 + DZNS/DZN (Z(\theta)-1)] \cdot [J(\theta) - JS(\theta)] \quad II.3.28$$

-Calcul du couple

La coénergie est $w'_{em} = \int_0^j \Psi dj'$

et le couple vaut : $c(\theta) = \partial w'_{em}(j, \theta) / \partial \theta$

soit la coénergie normalisée : $WCEM = w'_{em} / [J_{sc} \cdot (z_c + z_o) / 2]$

.en zone linéaire (1)

$$\begin{aligned} WCEM1 &= \int_0^J Z(\theta) \cdot J(\theta) dJ \\ WCEM1 &= Z(\theta) \cdot J^2(\theta) / 2 \\ C1(\theta) &= [J^2(\theta) \cdot dZ(\theta) / d\theta] / 2 \quad II.3.29 \end{aligned}$$

.en zone saturée (2)

$$\begin{aligned} WCEM2 &= \int_0^{JS} Z(\theta) \cdot J(\theta) \cdot dJ + \int_{JS}^J [ZS(\theta) \cdot (J(\theta) - JS) + Z(\theta) \cdot JS(\theta)] dJ \\ WCEM2 &= [Z(\theta) - ZS(\theta)] \cdot [JS \cdot J(\theta) - JS^2 / 2] + ZS \cdot JS^2 / 2 \\ WCEM2 &= [Z(\theta) (1 - KMZ \cdot DZNS/DZN) - KMZ (1 - DZNS/DZN)] \cdot [JS \cdot J(\theta) - JS^2 / 2] \\ &\quad + [KMZ (1 - DZNS/DZN) + KMZ \cdot DZNS/DZN \cdot Z(\theta)] \cdot J^2(\theta) / 2 \end{aligned}$$

$$C2 = \partial WCEM2 / \partial \theta \quad II.3.30$$

Ces expressions seront celles utilisées dans les programmes de calcul.

II.3.2.3 Simplifications pour le modèle à 3 pentes : fig.II.3.5a

Lorsque nous passons du modèle à 4 pentes, au modèle à 3 pentes, nous avons :

$$z_{so} = z_s \quad \text{et} \quad J_{sc} = J_{so}$$

La frontière entre la zone (1) et la zone (2) est maintenant définie par $J_S = 1$ quel que soit θ .

Les conséquences sont alors, d'après les expressions II.3.11 et II.3.4 :

$KMZ = DZNS/DZN \cdot K$, donc :

$$KMZ = (K-1) DZN + 1 \quad \text{II.3.31}$$

.en zone (1) : les expressions de FLUX et C sont inchangées

.en zone (2) :

$$FLUX2(\theta) = Z(\theta) + [KMZ + K(Z(\theta)-1)] \cdot [J(\theta)-1] \quad \text{II.3.32}$$

$$C2(\theta) = dZ(\theta)/d\theta \cdot [(1-K)(J(\theta)-1/2) + K \cdot J^2(\theta)/2] \quad \text{II.3.33}$$

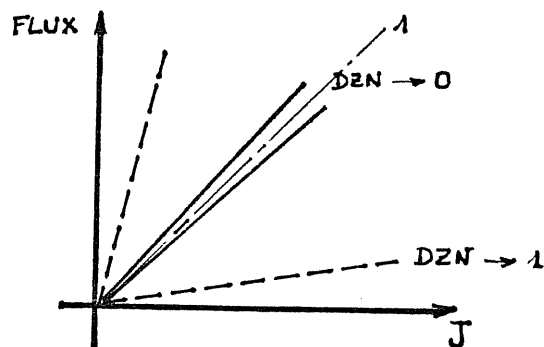
avec $DZNS = K DZN$
 $\left[\frac{Z_S(\theta)}{(K-1)DZN+1} \right] \left[1 + (J(\theta)-1) \frac{DZNS}{DZN} \right]$
 $\left[\frac{(K-1)DZN+1}{(K-1)DZN+1} \right] \left[1 + (J(\theta)-1)K \right]$

II.3.3 Considérations sur le modèle à 3 pentes

II.3.3.1 Explication physique des paramètres DZN et K :

- Le paramètre DZN appartient à l'intervalle]0,1[, nous rappelons son expression :

$$DZN = (z_c - z_o) / (z_c + z_o)$$



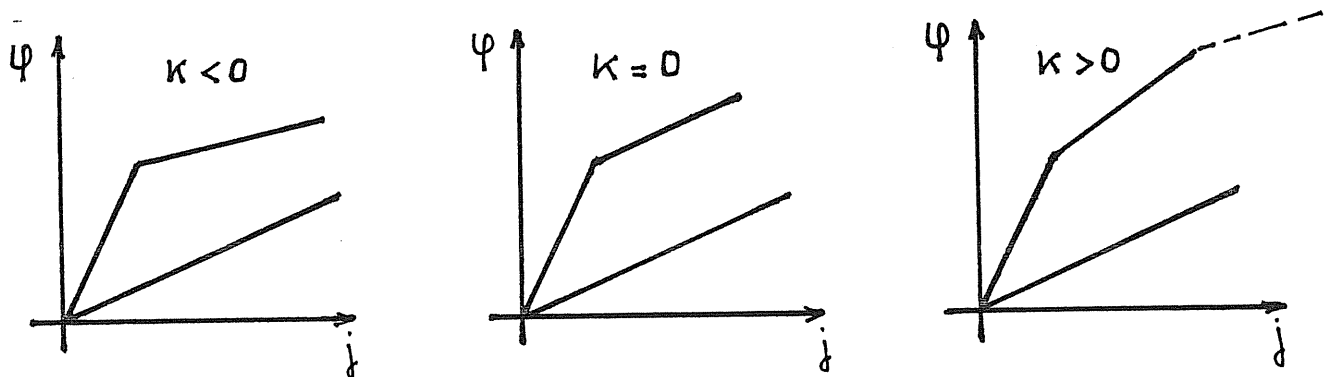
LA VARIATION RELATIVE, DZN, DE LA PERMÉANCE
PEUT ÊTRE COMPRISE ENTRE 0 et 1

FIGURE II.3.6

DZN représente la variation relative de la perméance ou de l'inductance en zone linéaire. Il semble a priori intéressant d'avoir DZN le plus grand possible afin de maximiser la surface totale du cycle. En fait, ceci a un aspect trompeur car une machine, à faible nombre de plots (ou de dents), peut avoir une valeur de DZN très grande (machine de l'Université de Dublin [8] $p=4$ et $DZN = 0,92$; machine MRP du LEEI à entrefer radial [25] ($p = 6$ et $DZN=0,66$), alors qu'une machine à grand nombre de plots ou vernier, à grand nombre de dents, aura une valeur de DZN petite (machine 100 plots d'Orsay $DZN = 0,26$ machine vernier à aimants, 86 dents au rotor [24] $DZN = 0,03$).

Or, le couple réel convertible en zone linéaire est proportionnel au nombre de plots et à DZN, et vaut : $p DZN / 2\pi \cdot [(z_c + z_o)/2] \cdot J_s^2$ pour une machine de dimensions données. Lorsque p varie, $(z_c + z_o)$, DZN et J_s varient aussi ; il est donc difficile d'effectuer une analyse complète mais, il semble qu'il existe un nombre de plots optimal.

- Le second paramètre est : $K = (z_s - z_o) / (z_c - z_o)$



DIFFÉRENTES ALLURES DE LA CARACTÉRISTIQUE MAGNÉTIQUE SUIVANT
LA GÉOMETRIE ET LE NIVEAU DE SATURATION ATTEINT

FIGURE II.3.7

Ces trois cas représentent, en fait, des régimes de fonctionnement différents des machines.

Lorsque K est négatif, la machine est fortement saturée et, on passe brutalement de la zone linéaire à la zone saturée (pas de coude de saturation).

Lorsque K est positif, la machine est peu saturée ; on représente alors le coude de saturation dans lequel on travaille.

Généralement, les machines à réluctance variable sont utilisées en régime de très forte saturation, alors K est négatif. Il existe des machines à valeur de K voisine de 0 [7,8,47] utilisées à fort courant (plusieurs fois J_s).

II.3.3.2 Calcul de la surface du cycle utilisable pour des ampère-tours maximaux donnés :

Calculons maintenant l'aire maximale du cycle utilisée en injectant un créneau d'ampères-tours de valeur maximale J_M (expressions I.1.2.18 et 19) :

- si $J_M \leq 1$

$$C_{MOYEN} = DZN/2\pi \cdot J_M^2 \quad \text{II.3.34}$$

- si $J_M > 1$

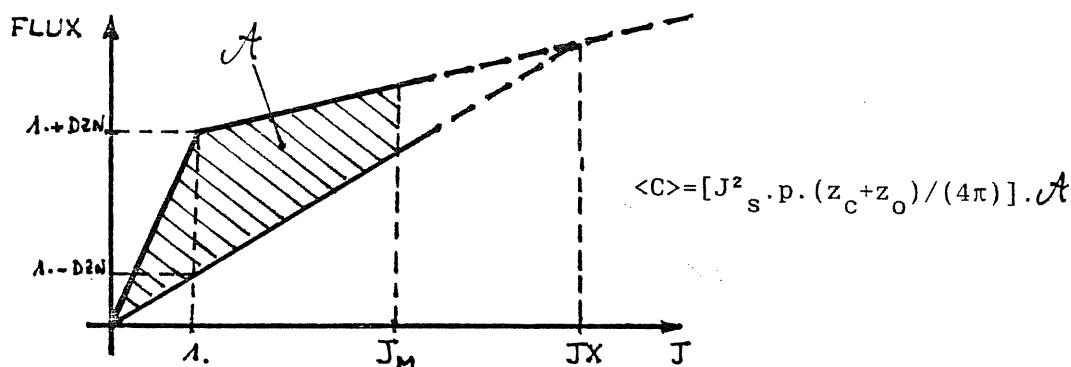
-lorsque $K > 0$: le couple moyen maximal convertible n'est théoriquement pas limité (avec $K > 0$, le courant maximal est limité par les hypothèses de faible saturation, K doit devenir négatif pour des courants supérieurs).

-lorsque $K < 0$,

$$C_{MOYEN} = DZN/(2\pi) \cdot [1 + 2 \cdot (J_M - 1) + K \cdot (J_M - 1)^2] \quad \text{II.3.35}$$

Nous trouvons, alors, une limite théorique à l'aire maximale du cycle, limitée par les courbes à l'opposition et à la conjonction. Ces courbes se rejoignent pour fermer le cycle à une abscisse J_X , fig.II.3.8.

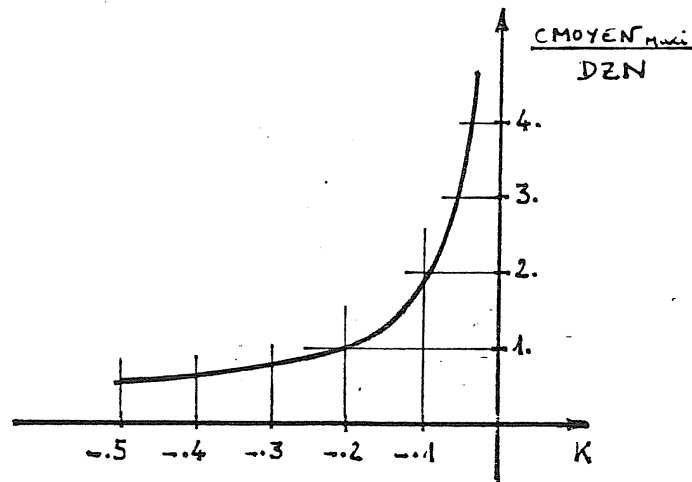
$$J_X = 1 - 1/K \quad \text{II.3.36}$$



COUPLE MAXIMAL CONVERTIBLE A AMPÈRES-TOURS MAXIMAUX FIXÉS

FIGURE II.3.8

alors, d'après l'expression II.3.36, le couple normalisé maximal convertible est borné par $DZN/2\pi \cdot J_X$, fig.II.3.9



COUPLE MAXIMAL CONVERTIBLE EN FONCTION DE K

FIGURE II.3.9

Le seul moyen de "remplir" la totalité de l'aire maximale est de réaliser un créneau de courant entre l'opposition et la conjonction. Pour s'en rapprocher, il faut réaliser des convertisseurs très surdimensionnés en tension. Dans les calculs qui suivent, nous déterminerons la proportion de l'aire utilisée par rapport à l'aire maximale (définie par le courant crête).

II.3.3.3 Symétrie des fonctionnements moteur et générateur

La parité de la fonction perméance $z(\theta)$ donne une symétrie des fonctionnements moteur et générateur de la machine quel que soit son sens de rotation. La fonction $\Psi(j, \theta)$ à θ donné est "bijective en j ". C'est-à-dire qu'à un nombre d'ampères-tours donnés, ne correspond qu'un seul flux et vice versa. Que l'on alimente la machine en tension ou en courant, il existe une relation de symétrie entre le courant et le couple ou entre la tension et le couple par rapport à l'angle de calage (entre position angulaire et onde d'alimentation), les hypothèses étant toujours résistance et flux de fuite nuls.

Pour cette raison, l'optimisation des formes de courant d'alimentation, afin de minimiser les facteurs de dimensionnement des convertisseurs, pourra s'effectuer uniquement en fonctionnement moteur. Les résultats seront applicables au fonctionnement générateur.

II.4 - Calculs analytiques et numériques

Optimisation de formes particulières d'alimentation en courant

Nous avons défini au § II.2.2, le plan de recherche des formes optimales du courant d'alimentation des machines à réluctance variable. Nous allons le suivre dans le présent paragraphe.

Les différentes grandeurs étudiées sont normalisées par rapport à des constantes de la machine (définitions au § II.3.2.1).

Lorsque la complexité des calculs est trop grande (régime saturé, calcul de valeurs maximales, efficaces...), nous écrivons des programmes spécifiques en langage FORTRAN ASCII [50] sur l'ordinateur Sperry-Univac 1110 de la Faculté d'Orsay.

II.4.1 - Calcul du couple à partir des harmoniques de courant et de perméance en régime linéaire.

Avant la recherche des facteurs de dimensionnement optimaux, nous allons étudier la manière dont est formé le couple moyen pour divers types d'alimentation.

Nous effectuons les calculs, avec des alimentations en courant, pour des formes de perméance sinusoïdale puis de réluctance sinusoïdale. La dualité, vue au § I.1, nous permet de déduire de ces calculs les fonctionnements avec alimentation en tension ; les ampères-tours sont remplacés par le flux et, la perméance devient la réluctance. Rappelons que les équations de fonctionnement sont alors en régime linéaire : $c = -1/2 \cdot \Psi^2 \cdot d\mathcal{G}/d\theta$ et $j = \mathcal{G} \cdot \Psi$. La dualité n'est applicable qu'aux résultats sur le couple et non aux facteurs de dimensionnement. La tension n'a, en effet, pas son dual.

Les deux formes d'onde de perméance choisies pour l'étude ont toutes deux pour caractéristique : $DZN = 0,5$

La perméance sinusoïdale est : $Z_1(\theta) = 1 - DZN \cos \theta$

La réluctance sinusoïdale donne une perméance :

$$Z_2(\theta) = (1 - DZN^2) / (1 + DZN \cos \theta)$$

Si on décompose Z_2 en série de Fourier, alors :

$$Z_2 = Z_0 - \sum_{k=1}^{\infty} DZN_k \cos k\theta \quad \text{II.3.7}$$

avec :

$DZN_1 = .464$	$DZN_4 = -.00866$
$DZN_2 = -.125$	$DZN_5 = .0026$
$DZN_3 = .0329$	$DZN_6 = -.00087$
$Z_0 = .866$	

Nous avons vu, au § II.3.3.2, que le couple maximal convertible (obtenu avec une alimentation en créneaux de courant), en régime linéaire, vaut :

$$\langle C \rangle_M = DZN/2\pi \cdot J_M^2$$

si $DZN = .5$ alors :

$$\langle C \rangle_M = .07957 J_M^2$$

Le couple maximal convertible va nous permettre de calculer la proportion de l'aire du cycle utilisée à J_M donné.

Les ampère-tours totaux (y compris la composante continue, le cas échéant) s'écrivent :

$$J(\theta) = J_0 + \sum_{i=1}^{\infty} J_i \sin(i\theta/2 + \varphi_i) \quad \text{II.4.1.1}$$

La valeur efficace de la partie alternative vaut :

$$J_{\text{aeff}} = \sqrt{1/2 \sum_{i=1}^{\infty} J_i^2}$$

Nous avons choisi, pour représenter les ampère-tours, l'expression II.4.1.1, car elle définit tous les modes de fonctionnement possibles.

Deux cas essentiels vont se présenter :

- le fondamental a sa fréquence égale à la moitié de celle de la perméance, alors les harmoniques de rangs $i = 1$ à m peuvent être représentés.
- le fondamental a la même fréquence que la perméance, alors seuls les harmoniques de rangs $i = 2$ à m , avec i pair, peuvent exister.

Le couple normalisé pour une phase vaut (expression II.3.29) :

$$C = 1/2 J^2 dZ/d\theta$$

alors d'après les expressions II.3.7 et II.4.1.1 nous obtenons :

$$\begin{aligned} C = & \left[J_0^2 \sum_{k=1}^{\infty} k \cdot DZN_k \sin k\theta \right. \\ & + J_0 \sum_{k=1}^{\infty} k \cdot DZN_k \cdot J_i [\cos((k-i/2)\theta - \varphi_i) - \cos((k+i/2)\theta + \varphi_i)] \\ & + 1/4 \sum_{\substack{k,j=1 \\ k \neq j}}^{\infty} k \cdot DZN_k \cdot J_i \cdot J_j \cdot \\ & \left. [\sin((k+(i-j)/2)\theta + \varphi_i - \varphi_j) + \sin((k+(j-i)/2)\theta + \varphi_j - \varphi_i) \right. \\ & \left. - \sin((k+(i+j)/2)\theta + \varphi_i + \varphi_j) - \sin((k-(i+j)/2)\theta - \varphi_i - \varphi_j)] \right] / 2 \end{aligned}$$

II.4.1.2

Le premier membre est purement pulsatoire, il est dû à la composante continue des ampère-tours (éventuellement d'excitation). Il est, dans le cas des machines excitées, en grande partie responsable, de la grande amplitude des harmoniques du couple. Le deuxième membre est le couple hybride. Sa valeur moyenne est non nulle dans le cas où $i=2k$, c'est-à-dire lorsqu'il existe des harmoniques des ampère-tours de même rang que ceux de la perméance et, bien sûr, une composante continue. Enfin, le troisième membre, déjà plus complexe,

est le couple de réluctance pure. Les cas où sa valeur moyenne est non nulle sont : $k=(j-i)/2$ ou $k=(i+j)/2$. Ce couple moyen est ainsi produit par le carré des harmoniques de rangs égaux à la moitié de ceux de la perméance ($i=1$ pour $k=1$, $i=2$ pour $k=2...$) ou par combinaisons d'harmoniques de rangs pairs entre eux ou encore de rangs impairs entre eux.

La valeur moyenne du couple est :

$$\begin{aligned} \langle C \rangle &= 1/2 J_0 \sum_{i=2k} k D Z N_k \cdot J_i \cos \varphi_i \\ &+ 1/4 \sum_{i=2k} k \cdot D Z N_k \cdot J_i \cdot J_j \cdot \sin(\varphi_i - \varphi_j) \\ &+ 1/8 \sum_{i=2k} k \cdot D Z N_k \cdot J_i \cdot J_j \sin(\varphi_i + \varphi_j) \end{aligned}$$

II.4.1.3

En ce qui concerne les harmoniques du couple, nous rappelons que dans une machine polyphasée (q phases), il ne reste que les harmoniques de rangs multiples de q . Ces harmoniques conservent la même valeur rapportée au couple moyen. Nous présenterons les spectres du couple monophasé pour chaque cas étudié.

D'autre part on calculera la variation relative du couple monophasé :

$$\Delta C / \langle C \rangle = (C_{\text{Max}} - C_{\text{min}}) / \langle C \rangle$$

Elle est significative des contraintes exercées sur le rotor dans le cas des machines polyphasées de type multistack.

Les exemples qui vont être présentés sont destinés à analyser quelques cas idéaux et à rencontrer des cas complexes où les différents modes de fonctionnement s'imbriquent.

II.4.1.1 - Courant sinusoïdal pur de fréquence 1/2 sans composante continue

$$j(\theta) = J_1 \sin(\theta/2 + \varphi_1)$$

alors :

$$\langle C \rangle = 1/8 D Z N_1 \cdot J_1^2 \cdot \sin 2\varphi_1 \quad \text{II.4.1.4}$$

Le couple moyen est maximal pour $\varphi_1 = \pi/4$; quelle que soit la forme de l'onde de perméance, son fondamental est seul à participer à la conversion d'énergie.

Les formes d'onde sont données à la figure II.4.1.1 et le spectre du couple est représenté à la figure II.4.1.2

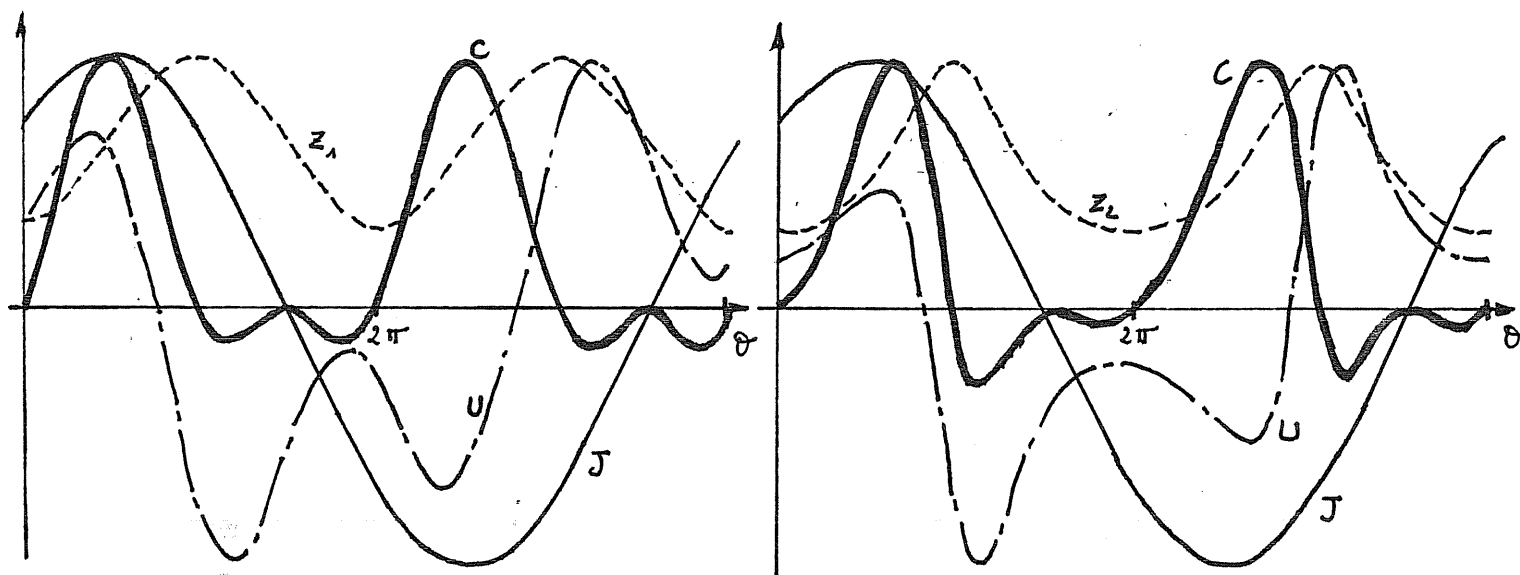
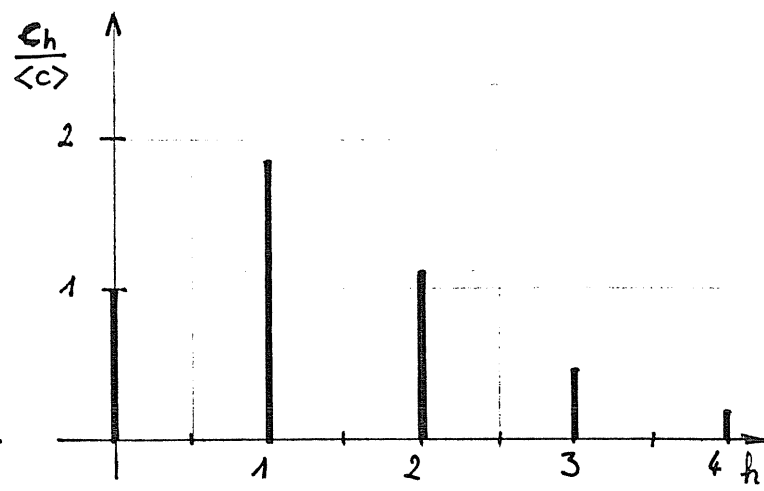
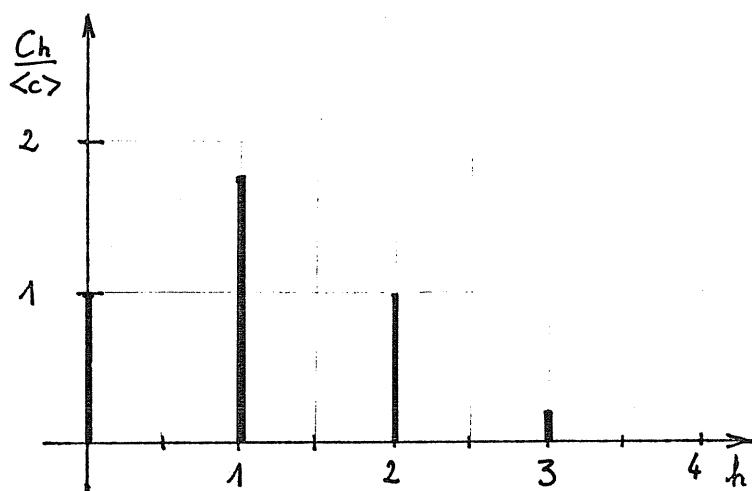


FIGURE II.4.1.1.1

PERMÉANCE SINUSOIDALE

RÉLUCTANCE SINUSOIDALE



SPECTRE DU COUPLE MONOPHASÉ

FIGURE II.4.1.1.2

Les résultats pour $J_1=1$ sont présentés ci-dessous fig.II.4.1.1.3

	$\langle c \rangle$	$\frac{\langle c \rangle}{\langle c \rangle_M} \text{ en } \%$	$\frac{\Delta c}{\langle c \rangle}$	U_M	δ	δ'	δ''
$Z_1(\theta)$	.0625	78.5	4.5	.762	5.1	8.6	12.2
$Z_2(\theta)$	.058	72.9	6.1	.862	5.2	10.5	14.9

FIGURE II.4.1.1.3

Rappelons que cette comparaison porte sur deux machines de mêmes caractéristiques à l'opposition et à la conjonction et de formes d'onde de perméance différentes. Les fondamentaux de celles-ci sont donc différents. L'intérêt d'une variation sinusoïdale de perméance est évident. Dans ces conditions, une machine triphasée, aurait un couple parfaitement constant.

Si la machine était alimentée en tension sinusoïdale (flux sinusoïdal) on trouverait le cas dual de l'exemple présent, le couple d'une machine triphasée serait parfaitement constant avec une réluctance sinusoïdale.

Remarque

Une composante continue (ou excitation) ne présente aucun intérêt : elle ne fait qu'accroître le couple pulsatoire.

II.4.1.2 - Courant purement sinusoïdal, à la fréquence de la perméance.

$$J(\theta) = J_2 \sin(\theta + \varphi_2)$$

Il n'existe pas de couple hybride. Seul, un couple de réluctance pure peut être produit, si la perméance possède un harmonique 2. Alors :

$$\langle C \rangle = 1/4 DZ N_2 \cdot J_2^2 \sin 2\varphi_2 \quad \text{II.4.1.5}$$

Dans le cas de la réluctance sinusoïdale, $DZ N_2$ est négatif, donc $\langle C \rangle$ est maximal lorsque $\varphi_2 = -\pi/4$

Dans ces conditions, les formes d'onde et le spectre du couple sont donnés à la figure II.4.1.2.1

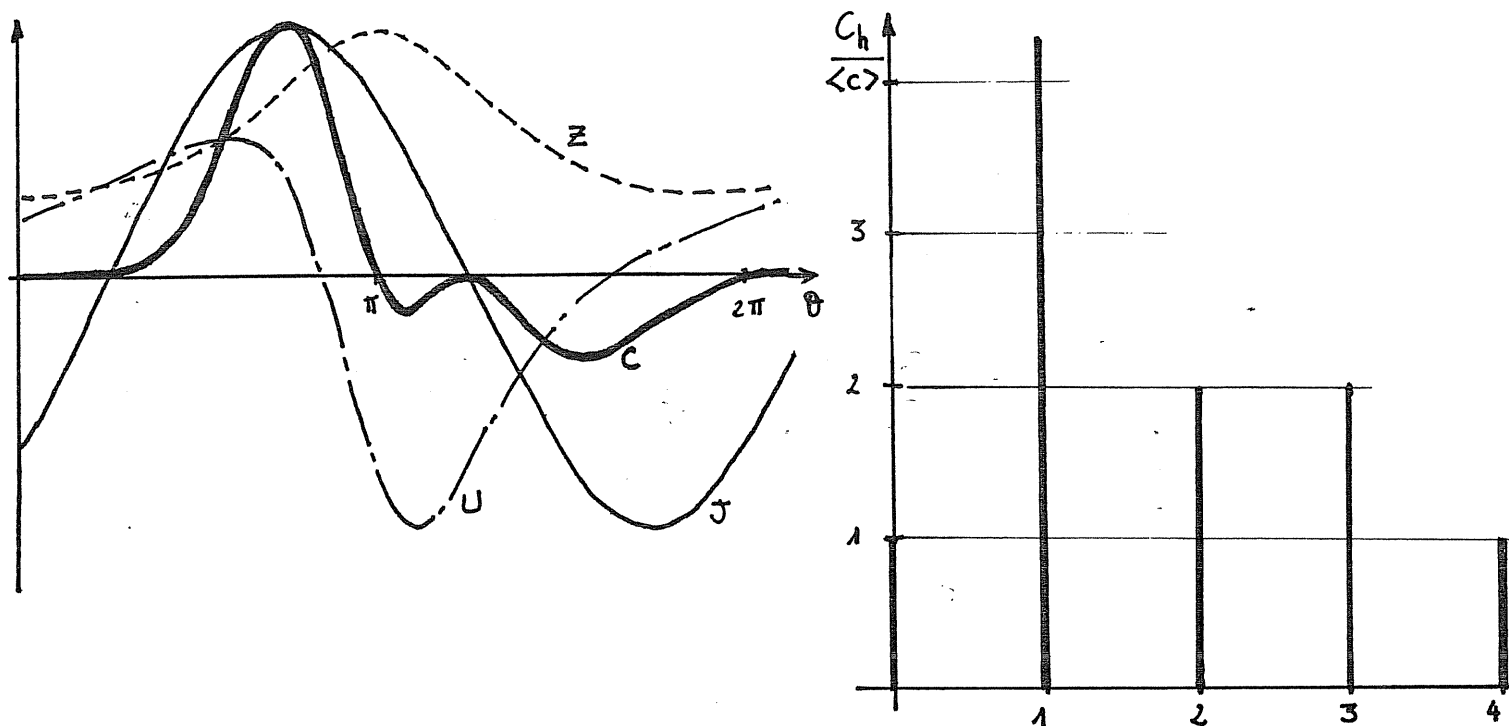


FIGURE II.4.1.2.1

Les résultats numériques sont présentés dans le tableau ci-dessous fig.II.4.1.2.2

	$\langle c \rangle$	$\frac{\langle c \rangle}{\langle c \rangle_M} \text{ en } \%$	$\frac{\Delta C}{\langle C \rangle}$	U_M	δ	δ'	δ''
Z_2	.0343	39,3	13.6	1.48	16.2	35.6	47.5

FIGURE II.4.1.2.2

Le couple moyen obtenu est loin d'être négligeable. On remarque toutefois que l'ondulation du couple monophasé est très grande.

Il peut être intéressant de faire fonctionner la machine sur son deuxième harmonique de perméance à condition que sa valeur soit supérieure à la moitié de celle du fondamental (voir annexe 1, dans le cas d'une variation de réductance sinusoïdale) :

$$2.DZN_2 > DZN_1$$

Ce couple peut exister avec tous les harmoniques de perméance, s'il existe un harmonique de courant de rang i adéquat ($i = k$).

$$J(\theta) = J_k \sin(k\theta/2 + \varphi_k)$$

$$\langle C \rangle = 1/8.k.DZN_k.J_k^2 \sin 2\varphi_k$$

II.4.1.3 - Courant purement sinusoïdal, à la fréquence la perméance et, composante continue.

$$J(\theta) = J_0 + J_2 \sin(\theta + \varphi_2)$$

Nous obtenons, à la fois, un couple hybride et un couple de réductance :

$$\langle C \rangle = \langle C \rangle_h + \langle C \rangle_r$$

$$\langle C \rangle_h = 1/2 J_0 \cdot DZ N_1 J_2 \cos \varphi_2$$

$$\langle C \rangle_r = 1/4 DZ N_2 \cdot J_2^2 \sin 2\varphi_2$$

Nous allons effectuer un calcul maximisant seulement le couple hybride avec :

$$J_0 = 1, J_2 = 1 \text{ et } \varphi_2 = 0$$

Les courbes et les spectres du couple sont donnés aux figures II.4.1.3.1 et II.4.1.3.2.

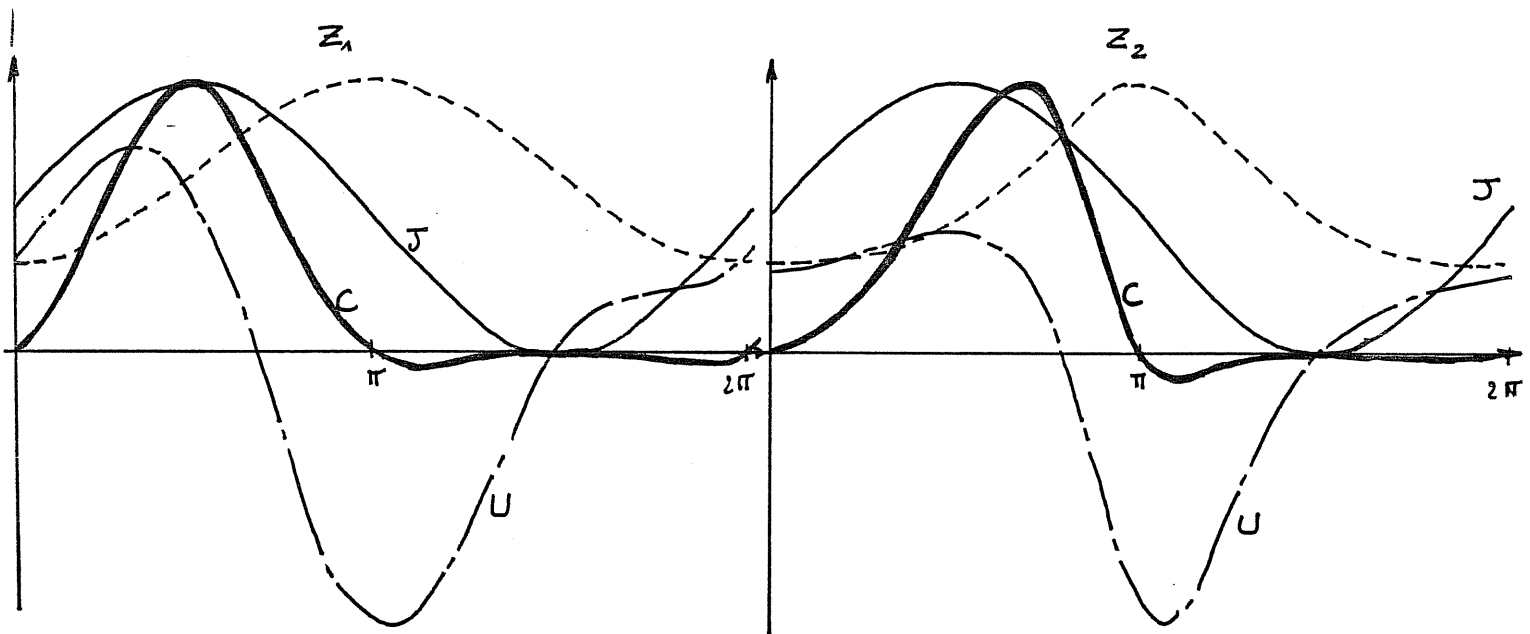


FIGURE II.4.1.3.1

Dans le cas de la réductance sinusoïdale $Z_2(\theta)$ (expression II.3.6), on peut optimiser le décalage φ_2 du courant pour maximiser le couple moyen total. On obtient alors une valeur optimale de -14° , ainsi qu'une augmentation du couple de 3%, plus de 10% de dégradation des facteurs de dimensionnement...

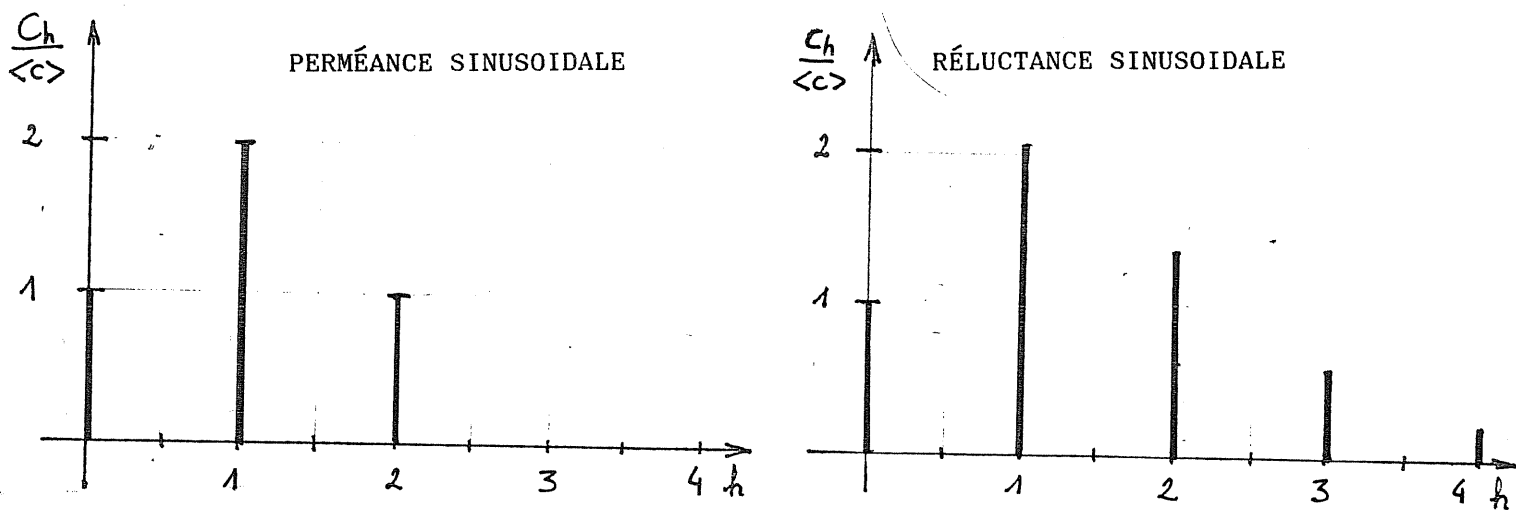


FIGURE II.4.1.3.2

Les résultats des calculs sont rassemblés dans le tableau de la figure II.4.1.3.3. Etant donné la présence d'une composante continue, nous avons calculé les facteurs de dimensionnement pour $\alpha = 0$ et $\alpha = 1$ (voir § II.1.2)

$$J_M = 2$$

	$\langle c \rangle$	$\frac{\langle c \rangle}{\langle c \rangle_M}$ en %	$\frac{\Delta C}{\langle c \rangle}$	U_M	$\alpha = 0$			$\alpha = 1$		
					δ	δ'	δ''	δ	δ'	δ''
$Z_1(\theta)$	.25	78.5	4.1	1.541	2.4	3.5	6.2	4.2	7.5	12.3
$Z_2(\theta)$	.232	72.9	4.8	1.672	2.4	3.4	7.2	4.2	8.8	14.4

FIGURE II.4.1.3.3

On remarque, ici encore, l'avantage de la variation de perméance sinusoïdale. Une machine tétraphasée, alimentée en courant sinusoïdal à la fréquence de la perméance sinusoïdale et excitée à courant constant, aurait un couple constant. (La dualité existe aussi : une machine tétraphasée, à variation de réluctance sinusoïdale, alimentée sous tension sinusoïdale avec un courant unidirectionnel, a un couple constant).

II.4.1.4 - Courant avec fondamental à la fréquence de la perméance, harmoniques et composante continue.

$$J(\theta) = J_0 + \sum_{m=1}^n J_{2m} \sin(2.m\theta/2 + \varphi_{2m})$$

Alors l'expression complète de $\langle C \rangle$ (II.4.1.3) nous permet de calculer le couple moyen.

Nous allons effectuer les calculs numériques sur un exemple précis, et nous indiquerons la contribution énergétique des différents harmoniques de courant et de perméance dans le tableau II.4.1.4.1. L'importance du couple de réluctance y apparaît clairement. Soient les valeurs arbitraires de J_i et φ_i :

$$\begin{array}{cccccc} J_0 = 1 & J_2 = 1 & J_4 = .5 & J_6 = .25 & J_8 = .125 \\ \varphi_2 = 45^\circ & \varphi_4 = 90^\circ & \varphi_6 = 90^\circ & \varphi_8 = -135^\circ \end{array}$$

	perméance sinusoïdale					réluctance sinusoïdale				
	k	i	j	<c>	% de <c>	k	i	j	<c>	% de <c>
couple hybride $i = 2k$	1	2	/	.1768	79.01	1	2	/	.164	104.6
						2	4	/	0	0
						3	6	/	0	0
						4	8	/	$1.53 \cdot 10^{-3}$	.97
couple de réluctance $k = \frac{i-j}{2}$	1	2	4	.04419	19.75	1	2	4	$41 \cdot 10^{-3}$	26.15
		4	6	0	0	1	4	6	0	0
		6	8	.00276	1.24	2	2	6	$2.56 \cdot 10^{-3}$	1.63
						2	4	8	$-11.05 \cdot 10^{-3}$	-7.04
$k = \frac{i+j}{2}$						3	2	8	$-2.76 \cdot 10^{-3}$	-1.76
						4	2	8	0	0
						1	/	/	0	0
						2	2	2	$-31.25 \cdot 10^{-3}$	-19.92
						3	2	4	-8.72	-5.56
						4	4	2	10^{-3}	
						4	4	4	0	0
									$1.53 \cdot 10^{-3}$	.97
total				.2238	100				.1569	100

CONTRIBUTION ÉNERGÉTIQUE DES HARMONIQUES DU COURANT A LA PRODUCTION DU COUPLE

TABLEAU II.4.1.4.1

Cet exemple n'optimise ni le couple, ni les facteurs de dimensionnement, comme l'indiquent les résultats figurant au tableau II.4.1.4.2

	<c>	$\frac{\langle c \rangle}{\langle c \rangle_H}$ en %	$\frac{\Delta c}{\langle c \rangle}$	U_H	$\alpha = 0$			$\alpha = 1$		
					δ	δ'	δ''	δ	δ'	δ''
$Z_1(\theta)$	.2238	41.4	8.4	2.02	4.1	7.4	14.5	6.4	11.7	23.6
$Z_2(\theta)$	.1569	29.1	6.7	1.85	4.5	9.6	18.9	7.2	15.2	30.7

FIGURE II.4.1.4.2

Nous avons pu constater la grande importance des harmoniques du courant et de la perméance, en particulier la diminution du couple due à une mauvaise utilisation des harmoniques de la perméance.

II.4.1.5 - Courant avec fondamental à la fréquence 1/2, harmoniques et composante continue

Cet exemple permet de comprendre la complexité des interactions courant-perméance. Afin de pas alourdir l'exposé, nous ne donnons les résultats que dans le cas de la perméance sinusoïdale.

$$J(\theta) = J_0 + \sum_{i=1}^m J_i \sin(i\theta + \varphi_i)$$

Les valeurs de J_i et φ_i sont arbitrairement les suivantes :

$J_0 = 1$	$J_1 = 2$	$J_2 = 1$	$J_3 = .5$	$J_4 = .25$	$J_5 = .15$	$J_6 = .07$	$J_7 = .03$	$J_8 = .01$
	$\pi/4$	0	$-\pi/4$	$-\pi/2$	$-3\pi/4$	$-\pi$	$3\pi/4$	$\pi/2$

Les angles φ_i sont optimisés pour maximiser le couple en considérant les valeurs de J_i données.

La contribution des harmoniques est présentée au tableau II.4.1.5.1

perméance sinusoïdale					
	k	i	j	<c>	% de <c>
couple hybride	1	2	—	.25	37.4
$k = \frac{j-i}{2}$ couple de réductance	1	1	3	.125	18.7
		2	4	.03125	4.67
		3	5	.009375	1.4
		4	6	.002188	.33
		5	7	$562 \cdot 10^{-3}$	.08
		6	8	$87 \cdot 10^{-6}$	~0
$k = \frac{j+i}{2}$	1	1	1	.25	37.4
total				.6685	100

TABLEAU II.4.1.5.1

Nous pouvons remarquer que s'il n'existait que le fondamental (i=1), il ne serait produit que 37,4% du couple moyen total. Ou encore, s'il n'y avait que

l'harmonique 2 ($i=2$) et la composante continue, on ne produirait aussi que 37,4% du couple. Ceci est essentiel et montre la part importante prise par les harmoniques du courant dans la conversion d'énergie.

Les courbes et le spectre sont donnés à la figure II.4.1.5.2

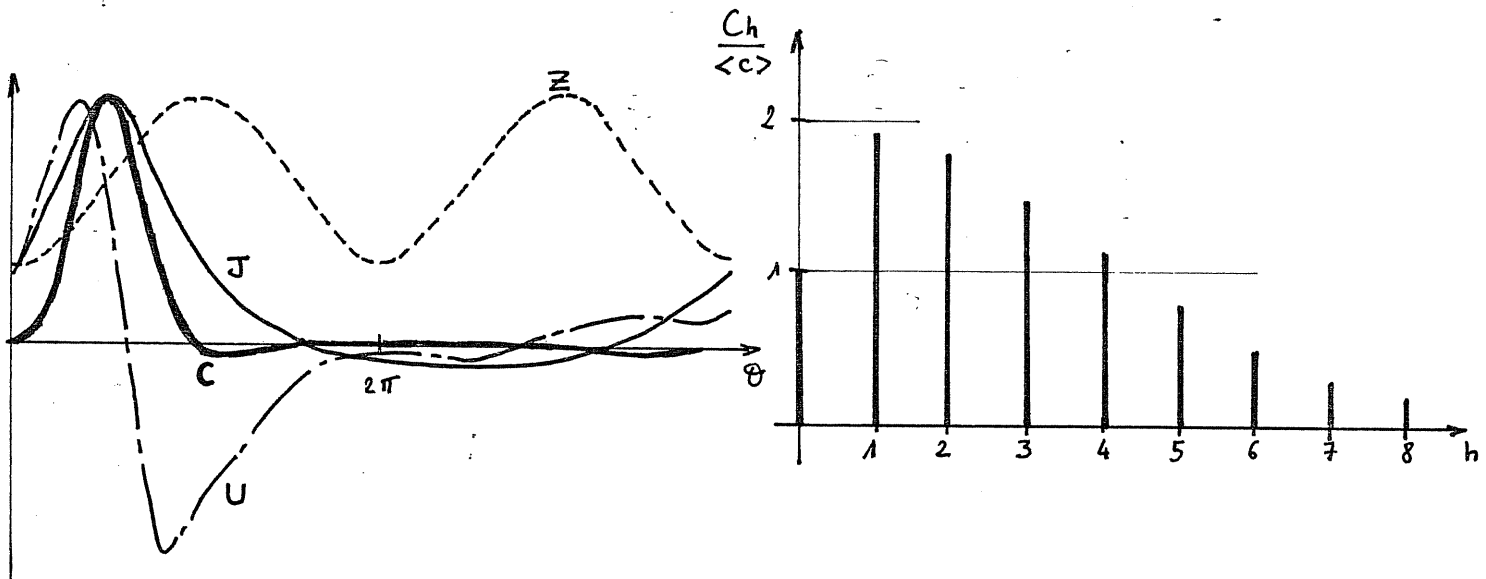


FIGURE II.4.1.5.2

II.4.1.6 - Conclusion sur ces premiers calculs en régime linéaire

Il apparaît que les harmoniques du courant, ainsi que la composante continue (excitation), participent de façon complexe à la conversion d'énergie en interagissant avec les harmoniques de perméance.

A harmoniques d'amplitudes égales, le couple hybride est toujours intrinséquement supérieur au couple de réluctance pure. A plus forte raison, si la composante continue d'excitation est produite à faible coût (voire nul : $\alpha=0$), la conversion hybride est très intéressante.

Dans tous les cas, les premiers harmoniques du couple sont très importants. Avec les alimentations en courant, la variation de réluctance sinusoïdale donne un spectre du couple plus étendu que la variation de perméance sinusoïdale.

L'amplitude de variation du couple monophasé (notée $\Delta C / \langle C \rangle$) est toujours grande (supérieure à 4) par rapport à celle qui serait obtenue avec une machine synchrone classique.

Dans le cas d'une alimentation par un créneau de courant positif, pendant la phase de croissance de la perméance et, nul pendant celle de décroissance,

on obtient $\Delta C / \langle C \rangle = \pi$ (avec une perméance sinusoïdale). Le cas optimal est obtenu avec une perméance triangulaire, alors dans les mêmes conditions : $\Delta C / \langle C \rangle = 2$; l'ondulation de couple ne peut pas être plus faible avec une machine monophasée. Cependant, il est possible d'obtenir, dans certains cas particuliers, en régime linéaire, avec une machine triphasée ou tétraphasée, un couple complètement lissé.

On peut constater que, dans les cas où l'on désire un couple constant (machine triphasée ou tétraphasée), le facteur de dimensionnement δ'' vaut 12,2 (§II.4.1.1 et II.4.1.3). Le remplissage du cycle est alors très bon puisque l'alimentation permet d'utiliser près de 80% du couple maximal à courant crête donné.

Le calcul, par les décompositions en série de Fourier, montre une propriété très intéressante des machines à réluctance variable : si la perméance est à variation sinusoïdale dans l'espace, le premier harmonique du courant n'est pas seul à participer à la conversion d'énergie (§II.4.1.4).

En revanche dans une machine classique à courant alternatif et à répartition sinusoïdale du champ dans l'entrefer, seuls les fondamentaux de la tension et du courant produisent une puissance active, les harmoniques de rangs supérieurs sont magnétisants et sont source de pertes supplémentaires. Il existe ainsi une limite aux facteurs de dimensionnement de ces machines classiques à courant alternatif : $\delta' \geq \sqrt{2}$ et $\delta'' \geq 2$ (la limite "égale" étant atteinte lorsqu'elles sont alimentées en tension et courant sinusoïdaux et que le $\cos \varphi$ vaut 1).

Cette propriété des machines à réluctance variable nous donne une perspective intéressante. En effet, il est possible de franchir la limite inférieure des facteurs de dimensionnement des machines classiques à courant alternatif par une bonne utilisation des harmoniques du courant et par adjonction d'une excitation gratuite (à comparer avec l'excitation des machines synchrones à aimants permanents).

II.4.2 - Optimisation de cas particuliers d'alimentation en courant

II.4.2.1 - Choix des formes d'onde

Les exemples précédents ont mis en oeuvre des formes de courant quelconques non optimisées ou maximisant le couple moyen. Les facteurs de dimensionnement obtenus sont alors plutôt mauvais mais nous n'avons pas cherché à les minimiser. Maintenant, par adoption de formes réelles paramétrées, nous allons minimiser les facteurs de dimensionnement en recherchant les paramètres optimaux pour différentes caractéristiques de machines.

Nous avons choisi des formes de courant se rapprochant aussi simplement que possible des formes optimales obtenues par C.GLAIZE pour la minimisation des pertes Joule ou du courant maximal à couple moyen donné.

Ces formes sont les suivantes :

- l'arche de sinusoïde

- paramètres : β et θ_M

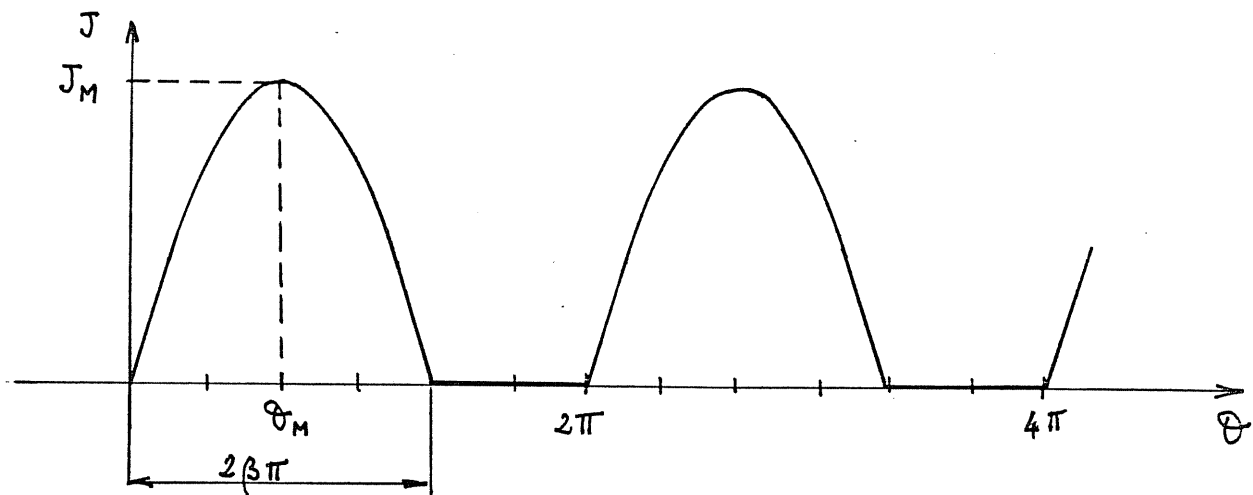


FIGURE II.4.2.1.1

Cette forme est proche de celle délivrée par un onduleur utilisé au laboratoire d'électrotechnique d'ORSAY sur la maquette monophasée à un disque mobile de 24 plots.

- le trapèze

paramètres $D\theta$, θ_a , θ_b et J_M

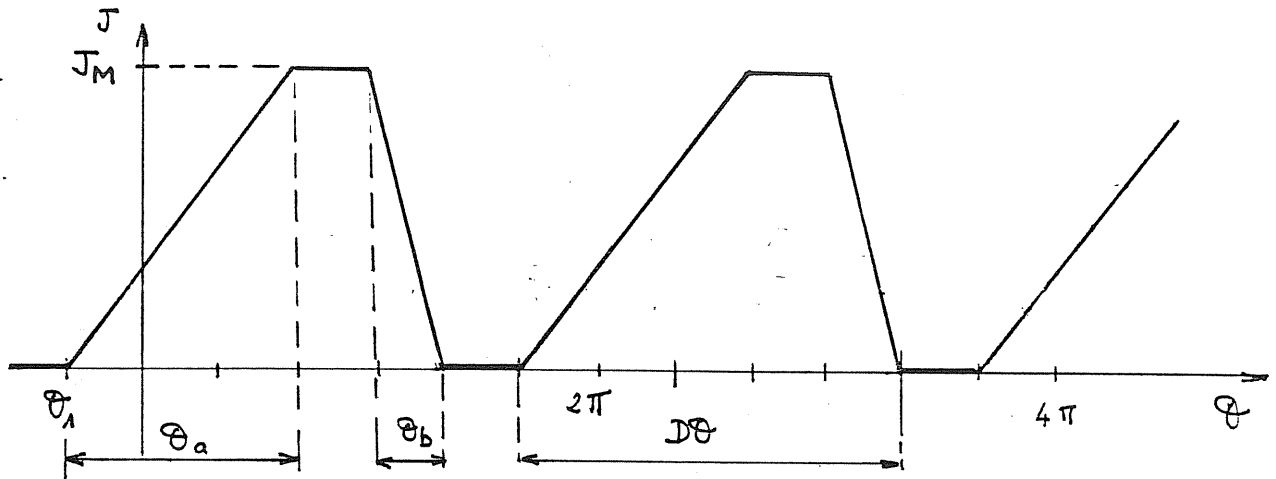


FIGURE II.4.2.1.2

Cette forme peut être représentative d'une alimentation par commutateur de courant ou d'une alimentation utilisant de fortes tensions pour faire varier rapidement le courant[45].

- la sinusoïde avec composante continue

paramètres J_{ex} , DJN et ψ

$$j = J_{ex}(1 + DJN \sin(\theta + \psi))$$

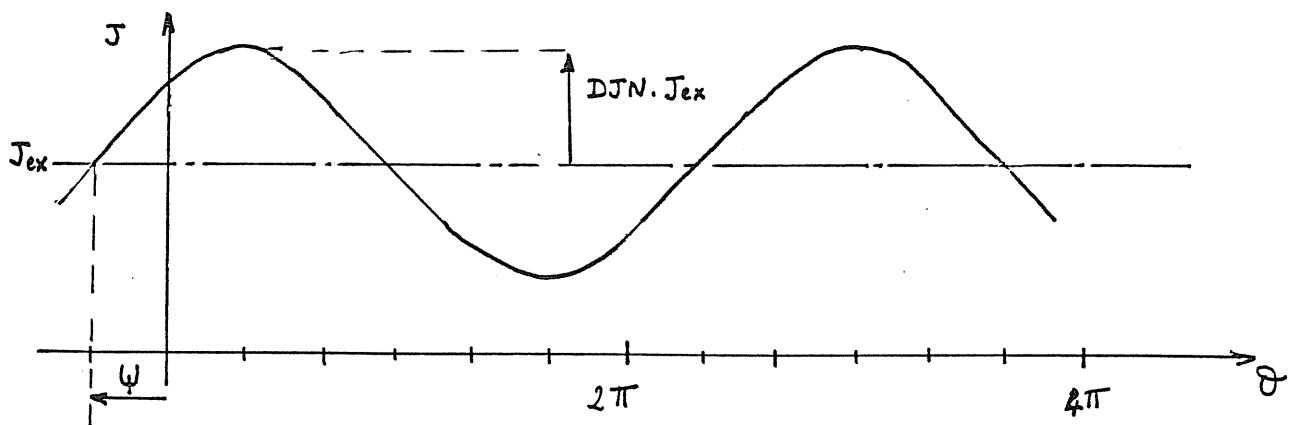


FIGURE II.4.2.1.3

Ce cas correspond au régime excité avec alimentation en courant sinusoïdal. Pour calculer les facteurs de dimensionnement de l'ensemble, nous utiliserons le facteur de pondération du coût des ampère-tours d'excitation α , défini au § II.1.2.

Le modèle de la machine est celui à 3 pentes, défini au § II.3.2.3, par les paramètres DZN et K.

Les formes de variation de perméance comparées sont celles définies au § II.3.1,

- sinusoïdale, fig.II.3.4.a
- inversement sinusoïdale (réductance sinusoïdale), fig.II.3.4.b
- trapézoïdale, fig.II.3.4.c

Pour cette dernière, les possibilités de formes étant nombreuses, nous avons choisi deux cas particuliers : une forme trapézoïdale à durée de variation de $2\pi/3$: $D\theta_p = 2\pi/3$ et $\theta_1 = \pi/4$, et une forme triangulaire : $D\theta_p = \pi$ et $\theta_1 = 0$.

Pour l'instant, nous laissons de côté l'alimentation par courant de fréquence fondamentale, égale à la moitié de celle de la perméance. En fait, les deux cas du régime non excité (courants unidirectionnel et bidirectionnel "à fréquence 1/2") peuvent se ramener à l'alimentation en courant unidirectionnel si l'on change le signe des alternances négatives. Le couple est alors strictement identique et les facteurs de dimensionnement sont inchangés. Ainsi, seule l'alimentation e fréquence 1/2, avec une composante continue, n'est pas étudiée. Elle ne semble pas présenter d'intérêt particulier. Nous y reviendrons lors de l'optimisation générale au § III.1.2.

Nous calculerons, pour chaque cas optimisé, la série de Fourier du couple, la variation relative du couple monophasé $\Delta C / \langle C \rangle$, ainsi que le taux d'ondulation du couple d'une machine polyphasée à q phases :

$$F_{cq} = \sqrt{\sum C_{heff}^2 / \langle C \rangle^2}$$

En outre, nous calculerons la proportion du cycle maximal utilisée. Celle-ci est, en effet, représentative d'une bonne utilisation de la machine à courant maximal donné.

II.4.2.2 - Optimisation des paramètres en régime linéaire

II.4.2.2.1 - Sans excitation

Avec un courant en arche de sinusoïde, pour les différentes formes d'onde de perméance choisies, les facteurs de dimensionnement minimaux sont donnés en fonction de DZN fig.II.4.2.2.1.

Les paramètres optimaux β et θ_M correspondant aux valeurs de DZN (comprises entre 0 et 1) sont donnés en annexe 2.

Des résultats détaillés sont donnés dans le cas $DZN=0,5$ pour une comparaison des différentes formes d'onde de perméance. Tableau II.4.2.2.2

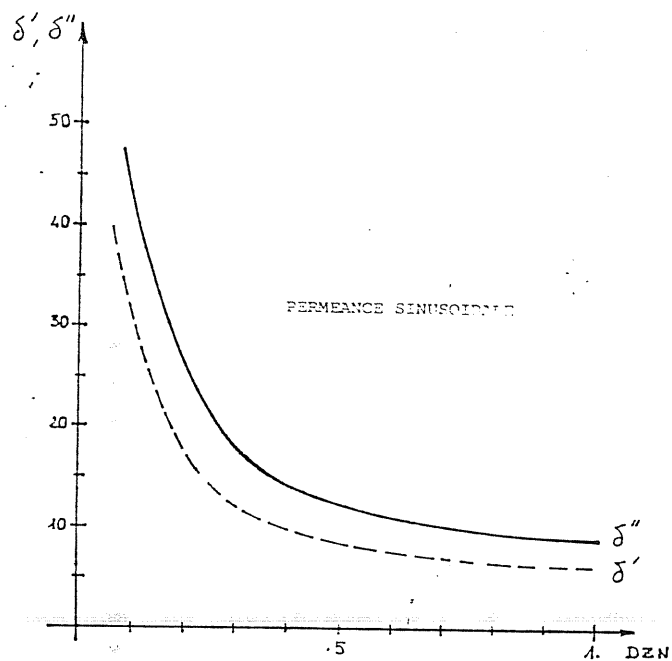


FIGURE II.4.2.2.1a

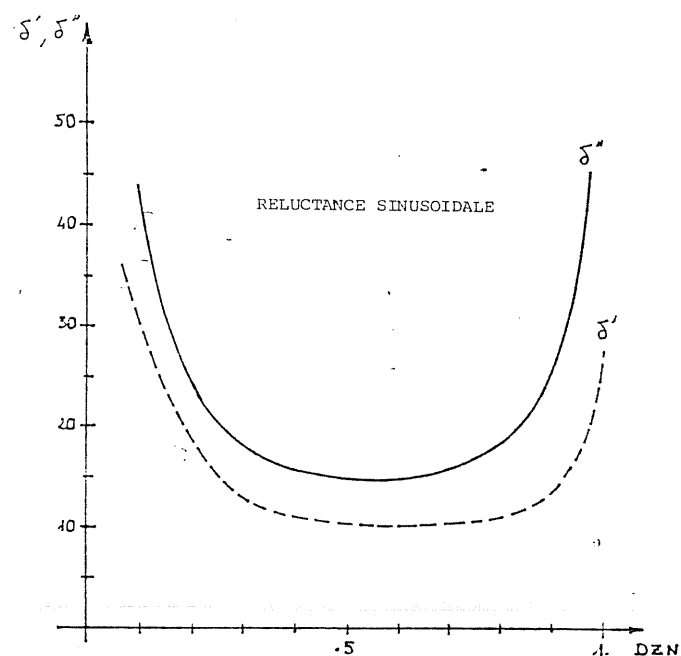


FIGURE II.4.2.2.1b

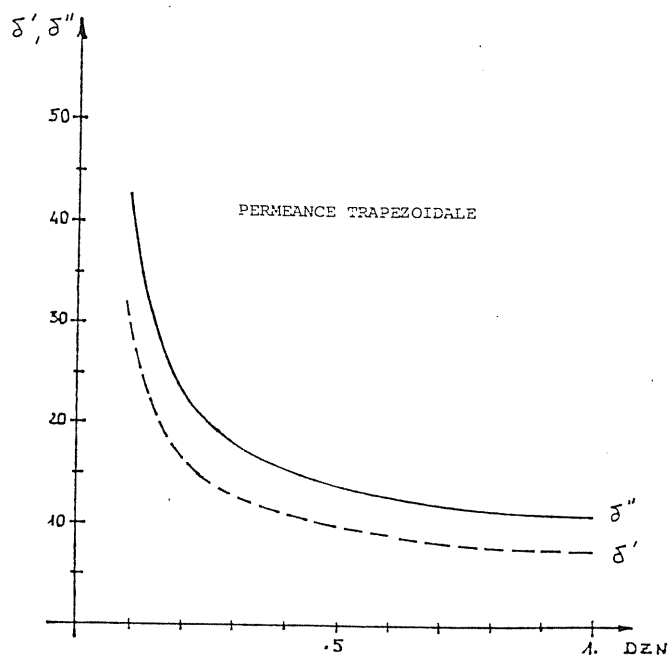


FIGURE II.4.2.2.1c

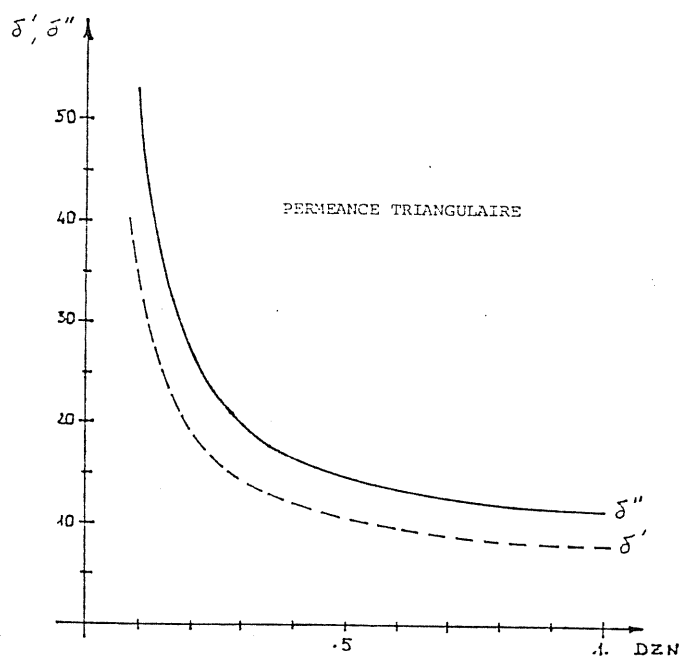


FIGURE II.4.2.2.1d

FIGURE II.4.2.2.1

perméance DZN = .5	optimis.	paramètres courant		δ'	δ''	% cycle maxi	$\frac{\Delta c}{\langle c \rangle}$	Ch3 %	Ch4 %	Fe3 %	Fe4 %
		β	θ_M°								
sinusoïdale	δ'	.95	90	8.6	12.5	80.2	4.3	4.4	1.7	3.1	1.2
	δ''	1.	90	8.6	12.2	78.5	4.5	0	0	0	0
inversement sinusoïdale	δ'	.86	90	10.2	15.5	76.4	5.1	50.4	23.7	35.9	16.7
	δ''	.96	90	10.4	14.9	74.4	5.8	59	24.1	41.8	17
trapézoïdale	δ'	.92	93.6	9.7	14.3	82.3	4.7	6	39.4	12	32.8
	δ''	1	86.4	9.8	13.8	78.5	5	4.6	45.5	9.3	38.2
triangulaire	δ'	.98	99.7	10.5	14.9	63.3	4.9	63.9	17.2	50.4	13.5
	δ''	1.	99.7	10.5	14.8	62.6	5.	67.8	16.6	53.2	13.1

TABLEAU II.4.2.2.2

Avec des courants trapézoïdaux, les allures des courbes des δ minimaux, pour les différentes formes d'onde de perméance, sont identiques à celles de la fig.II.4.2.2.1. On note une sensible amélioration des facteurs de dimensionnement, suivant les valeurs de DZN et suivant les ondes de perméance. Pour DZN = 0,5, le gain sur δ' varie de 20 à 35%, celui sur δ'' varie de 15 à 30% ; le maximum étant observé pour la perméance sinusoïdale et le minimum pour la perméance triangulaire.

Nous avons donné les résultats pour trois valeurs de DZN ; 0,26 (correspondant à la machine monophasée, du laboratoire d'ORSAY, à 24 plots par disque); 0,5 (machine triphasée 200kW) et 0,8. (tableaux II.4.2.2.3.)

perméance DZEN = .26	optimi- sation	paramètres courant				δ'	δ''	% cycle maxi	$\frac{\Delta C}{<C>}$	Ch3 %	Ch4 %	Fc3 %	Fc4 %
		θ_0	D θ	θ_a	θ_b								
sinusoïdale	δ'	-90	360	126	162	10.3	15.1	81	4.3	9.4	5.7	7.5	4.1
	δ''	"	"	"	"								
inversement sinusoïdale	δ'	-90	360	65	180	10.3	16.2	69	4.6	17.3	3.3	12.3	2.8
	δ''	-72	360	97	173	10.9	15.4	79.8	4.8	19.7	11.5	14.1	8.3
trapézoïdale	δ'	-54	360	96	216	9.9	15.2	72.6	5.2	27.5	43.5	25.2	36.7
	δ''	"	"	"	"								
triangulaire	δ'	-72	324	137	155	13.6	22.7	58.8	4.3	18.9	7.8	18	7.1
	δ''	-72	360	126	155	14.3	20.7	67.7	4.4	51.7	23.4	40.8	17.2

FIGURE II.4.2.2.3a

perméance DZEN = .5	optimi- sation	paramètres courant				δ'	δ''	% cycle maxi	$\frac{\Delta C}{<C>}$	Ch3 %	Ch4 %	Fc3 %	Fc4 %
		θ_0	D θ	θ_a	θ_b								
sinusoïdale	δ'	-72	360	96	204	5.7	8.6	75.3	4.6	22.5	3	16.2	2.6
	δ''	"	"	"	"								
inversement sinusoïdale	δ'	-36	288	108	180	7.6	14.8	51	4.4	30	9.8	21.6	7.3
	δ''	-36	324	72	180	7.9	12	71	5.5	43.2	17.4	30.7	12.3
trapézoïdale	δ'	-36	324	79	234	6.6	11.7	59	5.9	40.5	52.1	37.6	43.8
	δ''	-36	360	78	234	7.1	11.	71.2	5.5	26.7	45.7	24.9	38.5
triangulaire	δ'	-72	342	108	168	8.6	13	66.2	4.3	44.5	20.8	35.5	15.7
	δ''	"	"	"	"								

RÉSULTATS D'OPTIMISATION EN COURANT TRAPÉZOIDAL SUR δ' et δ''

FIGURE II.4.2.2.3b

perméance DZN = 0.8	optimi- sation	paramètres courant				δ'	δ''	% cycle maxi	$\frac{\Delta c}{\langle c \rangle}$	Ch3 %	Ch4 %	Fc3 %	Fc4 %
		θ_0°	$D\theta^\circ$	θ_a°	θ_b°								
sinusoïdale	δ'	-36.	324.	48.	252	3.9	6.7	59.7	4	31	17	22.4	12.1
	δ''	"	"	"	"								
inversement sinusoïdale	δ'	72.	151.	36.	115.	8.5	22.8	41.2	7	120	65.9	86.4	48.3
	δ''	-18.	252	25.	108	10.9	16.2	66.4	6.7	94.5	63.3	68.2	45.1
trapézoïdale	δ'	0	252	43.	209	5.1	10.6	51.1	6.1	48.2	51.7	44.2	44.3
	δ''	0	306	43	223	5.5	9.3	70.2	5.3	31.3	46.3	27.9	38.4
triangulaire	δ'	-36.	324	42.	192	6.3	9.2	70.7	4.8	48.4	20.8	43.6	20.3
	δ''	"	"	"	"								

FIGURE II.4.2.2.3c

Un exemple des formes du courant, de la tension et du couple obtenus est donné pour une perméance sinusoïdale et DZN = 0,5 à la figure II.4.2.2.4.

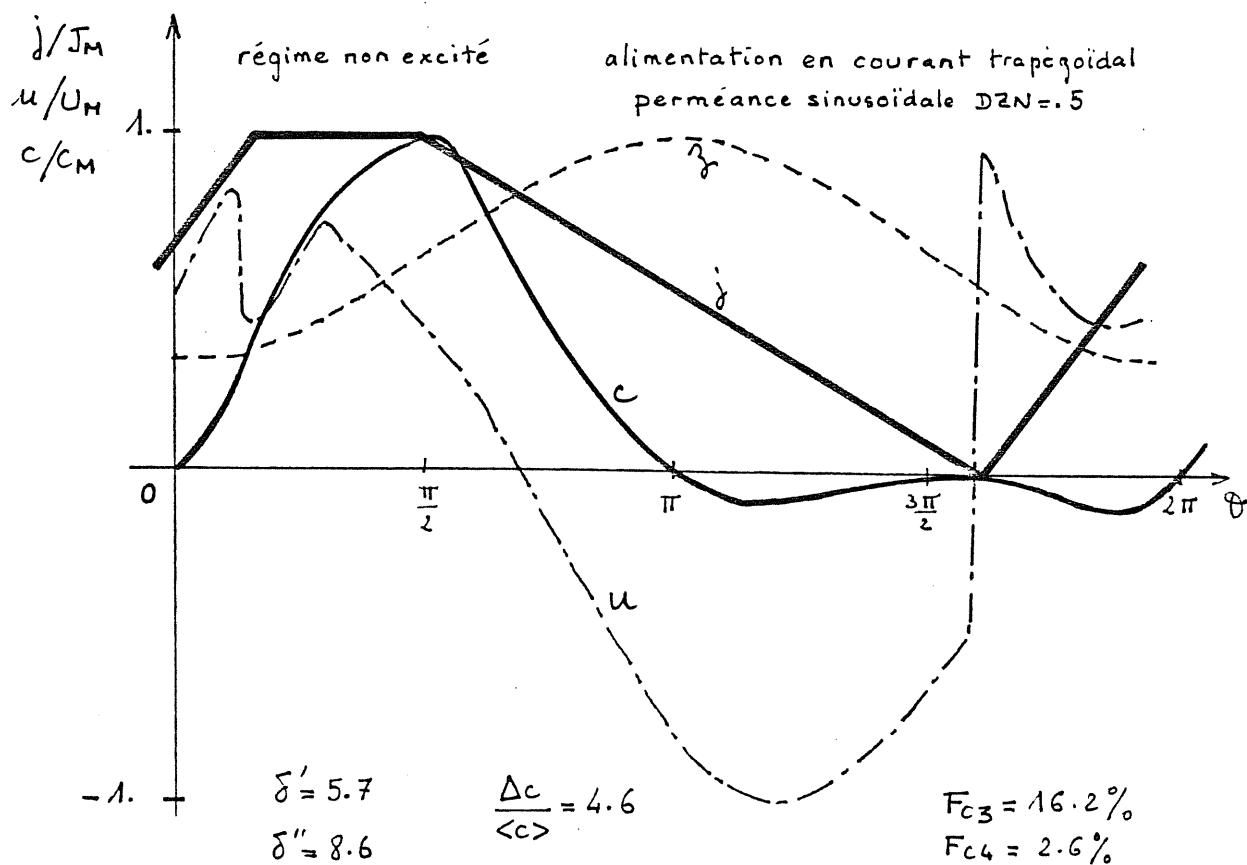


FIGURE II.4.2.2.4

Dans tous les cas, la pente, à la montée du courant, est plus grande qu'à sa descente ($\theta_a > \theta_b$). Ceci permet d'obtenir, négativement et positivement, une tension maximale de même valeur. C'est ce qui permet une amélioration par rapport à l'alimentation en arche de sinusoïde pour laquelle les pentes à la montée et à la descente sont égales.

Remarques

Les formes optimales pour δ' et δ'' ne sont jamais très éloignées ; dans certains cas, il existe même une forme optimale unique. La minimisation des facteurs de dimensionnement se fait légèrement aux dépens de l'ondulation du couple en ce qui concerne les perméances sinusoïdale et trapézoïdale.

Comparaison des formes d'onde de perméance.

Une machine triphasée de caractéristique $DZN = 0,5$ à variation sinusoïdale de perméance alimentée en courant trapézoïdal optimisé, aurait un taux d'ondulation du couple de 16% avec $\delta' = 5,7$ et $\delta'' = 8,6$ alors que, la même machine à variation sinusoïdale de réluctance présenterait un taux d'ondulation du couple de 31% avec $\delta' = 7,9$ et $\delta'' = 12$; soit un surdimensionnement de 40% environ, uniquement dû à la forme de l'onde de perméance !

Si l'on effectue un classement des formes d'onde de perméance étudiées, que le courant soit constitué d'arches de sinusoïde ou de trapèzes :

- pour DZN faible ($< 0,2$), on constate un léger avantage de la perméance trapézoïdale par rapport à la perméance sinusoïdale. Viennent ensuite la réluctance sinusoïdale et la perméance triangulaire. La perméance sinusoïdale est optimale en ce qui concerne l'ondulation du couple.

- pour $DZN > 0,2$, l'avantage est à la perméance sinusoïdale à tous points de vue. Viennent ensuite, successivement, la perméance trapézoïdale, la réluctance sinusoïdale et la perméance triangulaire.

On remarque, d'autre part, lorsque DZN augmente, l'amélioration notable des facteurs de dimensionnement dans tous les cas sauf pour la réluctance sinusoïdale. Si la machine est à variation sinusoïdale de perméance, le gain sur le dimensionnement entre $DZN = 0,5$ et $DZN = 0,8$ est de 120% pour δ' et de 82% pour δ'' , ce qui est considérable.

II.4.2.2.2 Avec excitation.

$$J(\theta) = J_{ex} (1 + DJN \sin(\theta + \psi))$$

Les ampère-tours d'alimentation sont maintenant bidirectionnels :

$J_a(\theta) = J_{ex} \cdot DJN \sin(\theta + \psi)$. Les paramètres à optimiser sont : l'amplitude des ampère-tours alternatifs d'alimentation rapportée à la valeur des ampère-tours continus d'excitation DJN, ainsi que le décalage à l'opposition ψ .

Un problème important dans les machines excitées est l'alimentation de leur enroulement d'excitation en courant constant. En effet, celui-ci étant presque totalement couplé à l'enroulement d'alimentation, il apparaît à ses bornes la tension de la bobine d'alimentation au rapport des nombres de spires près. Il n'est donc pas facile d'y forcer un courant constant.

Dans le cas d'une machine polyphasée, les enroulements d'excitation de chaque phase sont placés en série ; ainsi, la tension apparaissant aux bornes de l'ensemble peut être diminuée voire annulée. Nous calculons le taux d'ondulation F_{fq} de la somme des q flux dans chaque phase : plus il est faible, moins coûteuse est l'excitation (si on désire un courant constant). A la limite, la somme peut être nulle, alors, un générateur de tension suffit.

Dans le cas d'une onde de perméance sinusoïdale, on peut prévoir que le spectre du couple ne s'étendra pas au-delà de l'harmonique 3 (§ II.4.1.3).

Si $\alpha = 0$ (coût des ampères-tours d'excitation nul)

Lorsque l'onde de perméance est sinusoïdale, on remarque que, quelle que soit la valeur de DJN, les facteurs de dimensionnement δ' et δ'' sont d'autant plus faibles que DJN tend vers 0 ; pour cette limite $\delta' = \sqrt{2}$ et $\delta'' = 2$, figure II.4.2.2.5. On atteint alors les facteurs de dimensionnement des machines classiques au prix d'une ondulation relative très importante du couple monophasé, à la limite infinie (figure II.4.2.2.6), (voir démonstration en annexe 3).

Il est toutefois possible d'obtenir des facteurs de dimensionnement plus faibles qu'en alimentation non excitée, avec une ondulation de couple identique : $\delta' = 2,6$ et $\delta'' = 3,6$ pour $\Delta C / \langle C \rangle = 5$ et $C_{h3} = 15\%$ avec DJN = 0,5 et une onde de perméance sinusoïdale (le gain est de 50% dans ce cas, voir figure II.4.2.2.3.b pour comparaison).

Quelle que soit la valeur de DJN, l'harmonique 3 de couple qui est le dernier du spectre, varie de 0 à 25% du couple moyen lorsque DJN varie de 0 à 1 (figure II.4.2.2.6 et annexe 3).

En fait, quelle que soit la forme de l'onde de perméance, l'optimisation conduit à "DJN tendant vers 0" lorsque α tend vers 0. Par exemple, avec une onde sinusoïdale de réductance, lorsque DJN tend vers 0, δ' tend vers 1,95 et δ'' vers 2,76 pour DJN = 0,5. On atteint les limites $\sqrt{2}$ et 2 lorsque DJN devient plus faible ; on se rapproche alors de la perméance sinusoïdale (voir série de Fourier en annexe 1).

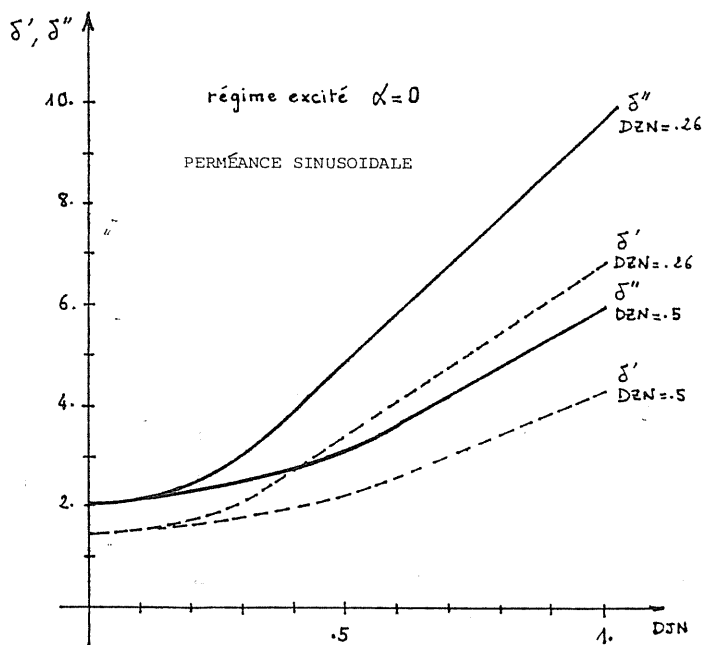


FIG. II.4.2.2.5

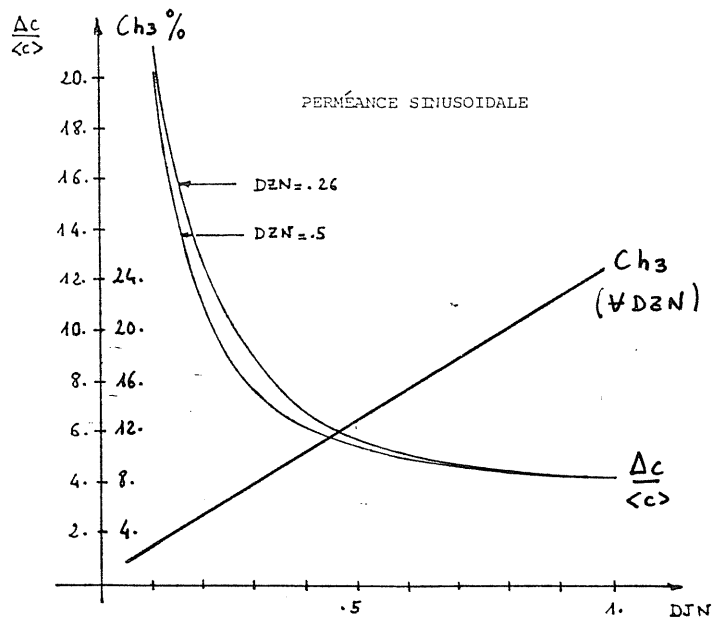


FIG. II.4.2.2.6

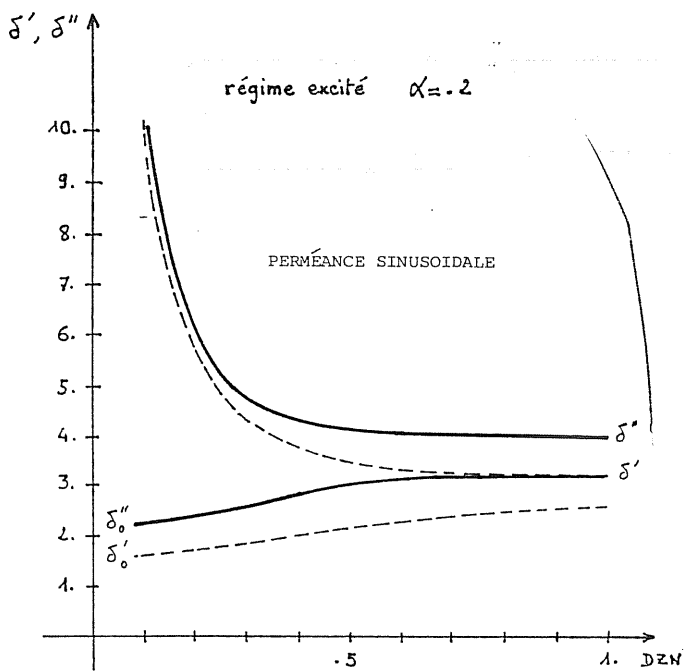


FIG. II.4.2.2.7a

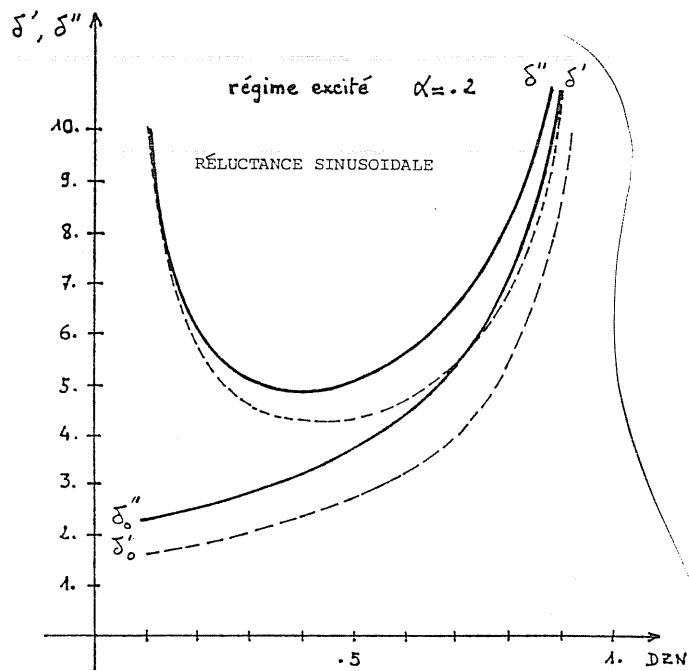


FIG. II.4.2.2.7b

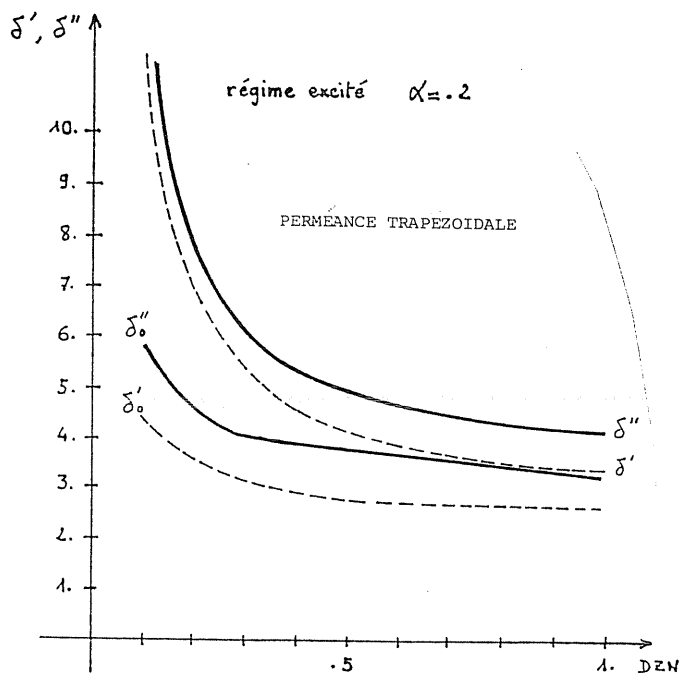


FIG. II.4.2.2.7c

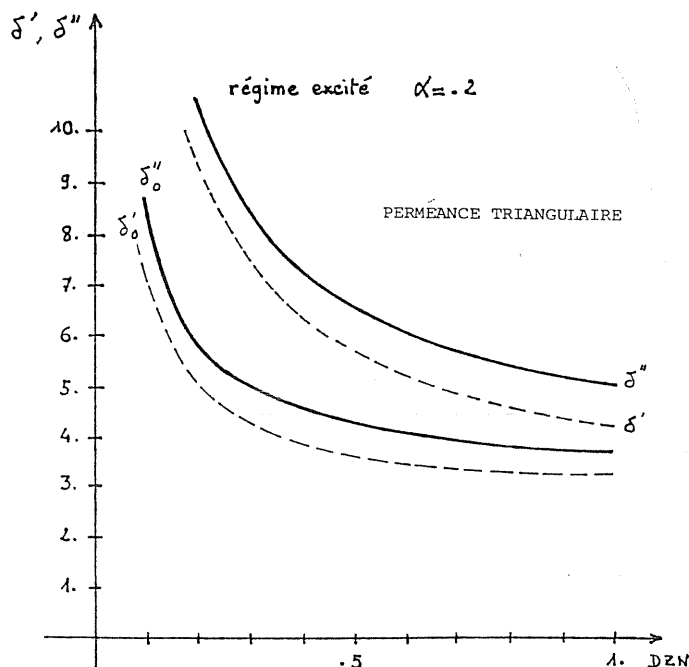


FIG. II.4.2.2.7d

Si α est différent de 0

Nous choisissons arbitrairement le cas $\alpha = 0,2$ pour comparer les différentes formes d'onde de perméance. Nous effectuons pour chaque cas une optimisation de δ' et δ'' en fonction de DZN. Ces facteurs de dimensionnement prennent en compte le convertisseur d'alimentation en courant sinusoïdal et le convertisseur d'excitation. Nous indiquons alors les facteurs de dimensionnement δ'_0 et δ''_0 du convertisseur d'alimentation seul correspondant à chaque cas optimisé (figures II.4.2.2.7 a à d). Les paramètres optimaux DJN et Ψ sont donnés en annexe 2.

La variation de perméance sinusoïdale est optimale quelle que soit la valeur de DZN. La variation de perméance triangulaire est la moins intéressante.

Un tableau comparatif est donné pour chaque forme d'onde de perméance avec DZN = 0,5 à la figure II.4.2.2.8.

Un exemple des formes obtenues du courant, de la tension du couple est donné pour une variation de perméance sinusoïdale et DZN = 0,5 figure II.4.2.2.9.

Remarques

Nous avons constaté que le régime excité nous ouvrait des perspectives intéressantes quant au dimensionnement des convertisseurs ; ceci à condition d'accepter des couples monophasés très pulsatoires.

La perméance sinusoïdale est, ici encore, optimale à tout point de vue. Si on prend pour base le dimensionnement du convertisseur alimentant une machine à variation sinusoïdale de perméance (avec DZN = 0,5) en courant sinusoïdal avec excitation, une alimentation en courant trapézoïdal optimisée (sans excitation) nécessiterait un surdimensionnement de 67% en δ' et 110% en δ'' .

Cependant, ce cas du régime excité nécessitant une alimentation bidirectionnelle en courant, le gain sur le facteur de dimensionnement global sera moins important.

Si α est nul, on cherchera un compromis entre une ondulation de couple acceptable et un bon facteur δ .

II.4.2.3 - Optimisation des paramètres en régime saturé

Dans les cas étudiés jusqu'à présent, en régime linéaire, le couple moyen obtenu était, à ampères-tours d'excitation donnés, proportionnel au carré du

Régime excité $\alpha = .2$

perméance DZN = .5	optimi. sation	Paramètres courant		δ'	δ''	δ'_0	δ''_0	% cycle maxi	$\frac{\Delta c}{\langle c \rangle}$	Ch ₃ %	Ch ₄ %	Fc ₃ %	Fc ₄ %	Ff ₃ %	Ff ₄ %
		DJN	ψ°												
sinusoïdale	δ'	.5	28.8	3.4	4	2.1	3	68.8	6.1	14.3	0	10.1	0	0	0
	δ''	"	"												
inversement sinusoïdale	δ'	.5	86.4	4.2	5	2.6	3.7	4.	59	24.9	6.7	17.6	4.7	.1	.1
	δ''	"	"												
trapézoïdale	δ'	.56	32.4	4.1	5.3	2.8	4	72.6	6.6	40.9	58.6	34.9	50.6	1.4	2.5
	δ''	.53	32.4	4.6	4.9	2.7	3.9	68.9	6.7	40.2	61	34.3	52.5	1.3	2.5
triangulaire	δ'	.51	36	5.6	6.8	3.6	5.1	52.2	7.6	86.9	41.5	71.6	36	3.4	.8
	δ''	.38	28.8	5.8	6.5	3	4.2	43.6	7.4	96.7	29	77.3	24.9	3.3	.5

FIG. II.4.2.2.8

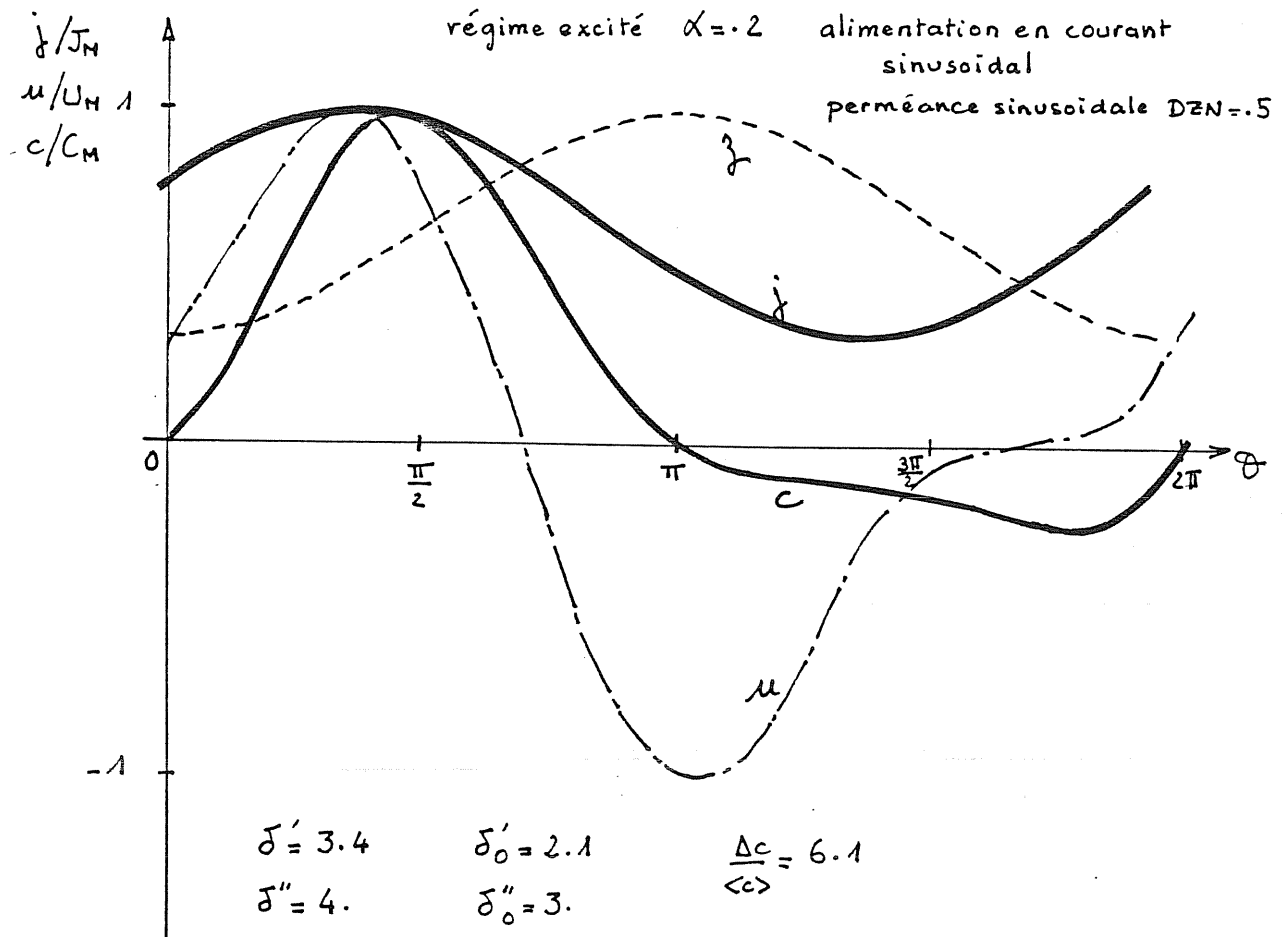


FIG. II.4.2.2.9

courant en régime non excité ou à DJN, en régime excité (voir annexe 3). Les facteurs de dimensionnement, à forme d'ampère-tours donnée, ne dépendaient donc pas de la valeur du couple produit.

Si l'on prend, maintenant, en compte la saturation, le couple moyen ne va plus suivre la même fonction des ampère-tours et les facteurs de dimensionnement ne sont plus conservés lorsque l'on dépasse le courant de saturation ($J > 1$, en grandeur normalisée).

La machine possède maintenant un paramètre supplémentaire : K (§II.3.2). Nous allons, pour ne pas alourdir le chapitre, ne citer que quelques exemples significatifs : en particulier le cas de la machine 200kW ($DZN = 0,5$ et $K = -0,2$) et celui du prototype monophasé 24 plots ($DZN = 0,26$ et $K = -0,45$), figure II.4.2.3.1.

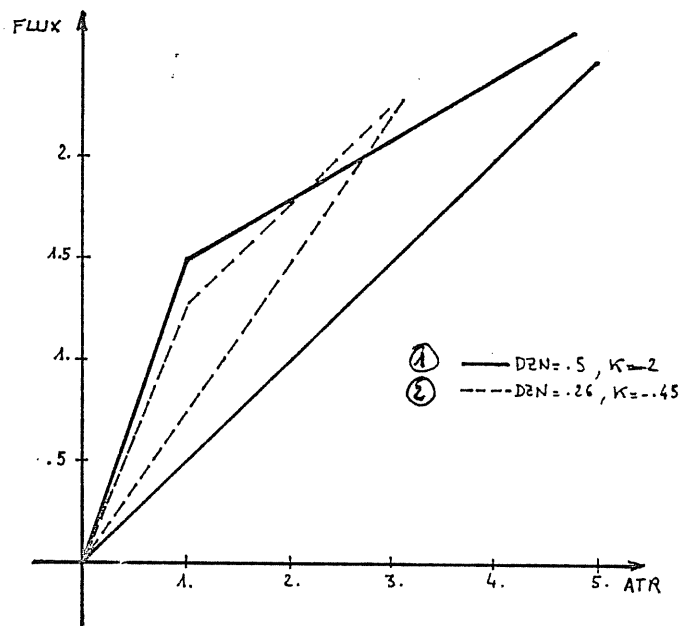


FIGURE II.4.2.3.1

Nous abandonnons, dans ce paragraphe, la perméance triangulaire qui n'a pas donné de résultats intéressants avec les alimentations en courant en régime linéaire (§ II.4.2.2).

II.4.2.3.1 - Sans excitation

Nous allons observer l'évolution des facteurs de dimensionnement en fonction du courant maximal. (La saturation se produit pour $J \geq 1$).

a. Courant en arches de sinusoïde optimisées

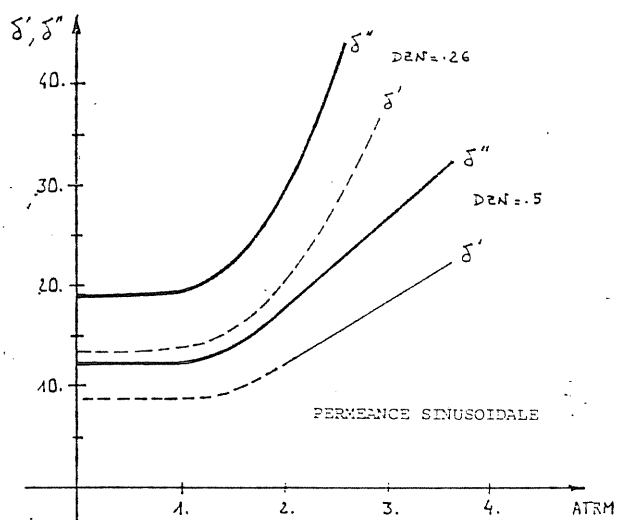


FIG. II.4.2.3.2a

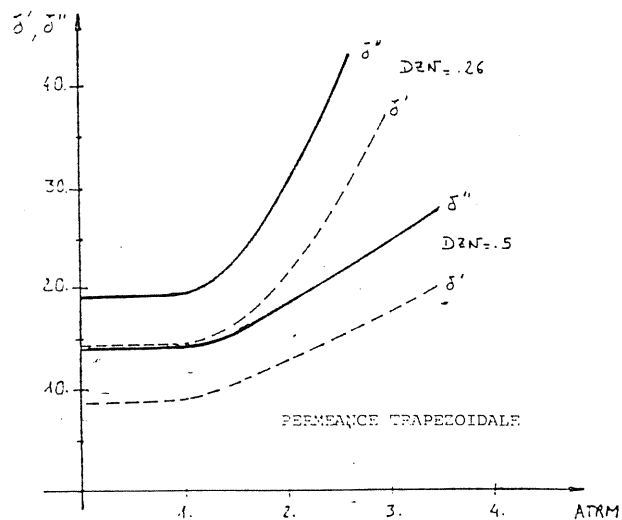


FIG. II.4.2.3.2b

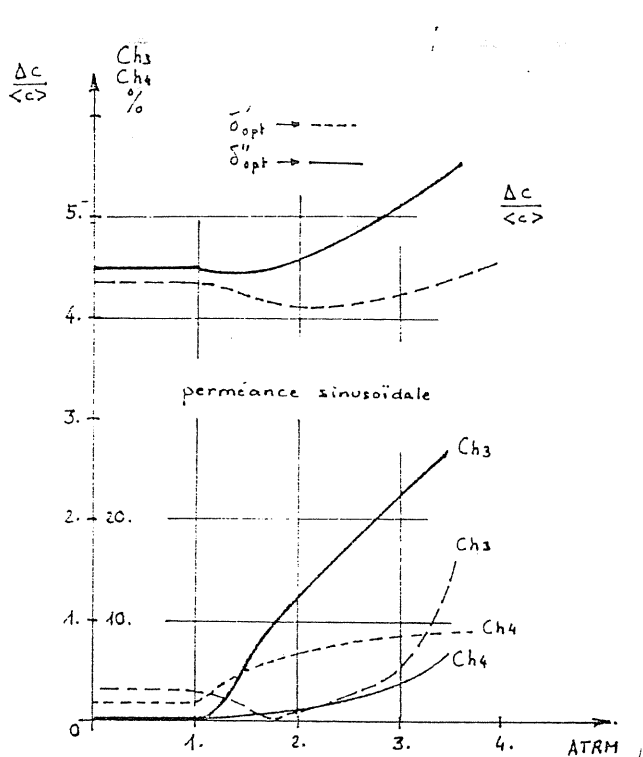


FIG. II.4.2.3.3a

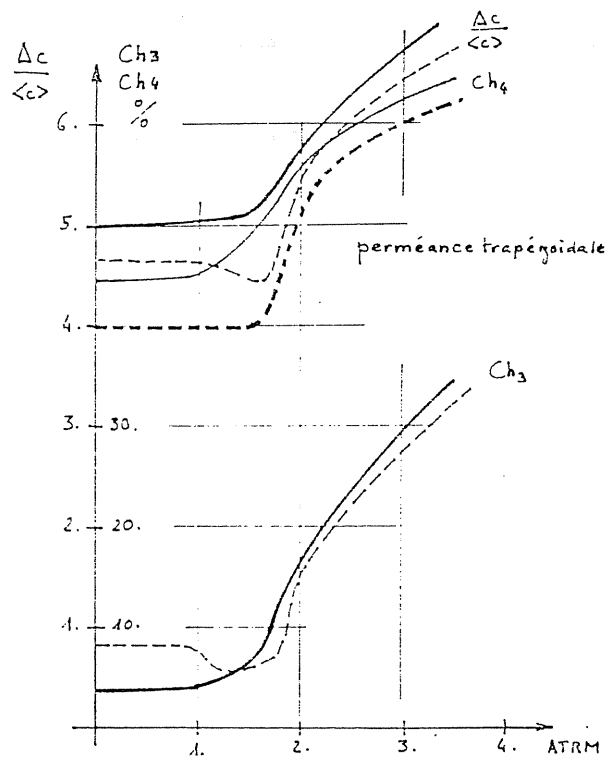


FIG. II.4.2.3.3b

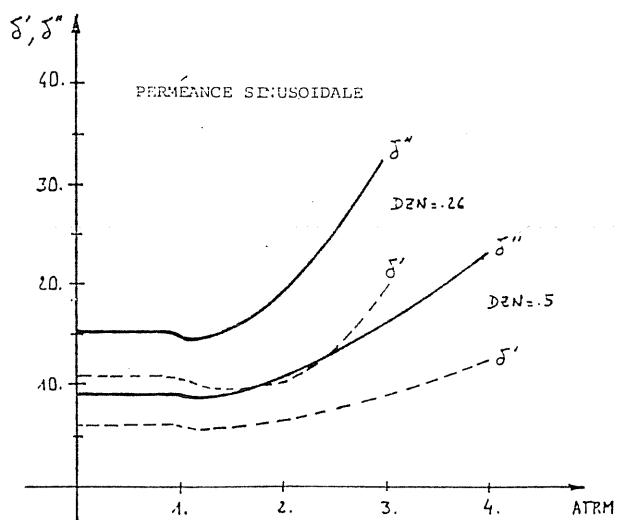


FIG. II.4.2.3.4

On observe une rapide augmentation des facteurs de dimensionnement et cela d'autant plus que K est faible (inférieur à 1 et même négatif). Les ondes optimales deviennent des arches de sinusoïde de durée de plus en plus faible. C'est le phénomène qui avait déjà été observé dans l'optimisation, avec pour critère: la minimisation des pertes Joule à couple moyen donné [12].

On remarque, d'autre part, que la variation de perméance trapézoïdale devient plus intéressante que la variation de perméance sinusoïdale en forte saturation. La variation de réluctance sinusoïdale, dont les courbes ne sont pas représentées, donne des résultats très voisins de la variation de perméance trapézoïdale (figures II.4.2.3.2a et b).

Dans le cas de l'alimentation en arches de sinusoïde de courant, la saturation n'a qu'un effet néfaste sur les facteurs de dimensionnement. En revanche, dans certains cas, l'ondulation du couple peut diminuer lorsque le courant maximal dépasse, de quelques dizaines de pour-cent, le courant de saturation; pour des courants plus importants, la dégradation est très importante ; elle est due en particulier au fait que, pour optimiser δ , l'angle β , de durée des arches de sinusoïde, diminue, (figures II.4.2.3.3 a et b).

b. Courant trapézoïdal optimisé

Au-delà des ampère-tours de saturation ($1 < JM < 1,4$), on observe une diminution des facteurs de dimensionnement (de l'ordre de quelques %). En revanche, leur augmentation est plus lente que dans le cas précédent (alimentation en arches de sinusoïde) : en forte saturation, pour $DZN = 0,5$ et $JM = 3$, δ avait augmenté de 120% alors qu'il n'augmente que de 80% dans le cas présent.

Les résultats pour une onde de perméance sinusoïdale sont présentés à la figure II.4.2.3.4. On remarque encore que l'optimisation en courant trapézoïdal se produit toujours de façon à ce que la tension maximale négative soit égale à la tension maximale positive, (figures II.4.2.3.5 a et b). Contrairement au cas précédent, où le phénomène n'était pas toujours vérifié, la variation de perméance sinusoïdale donne ici les meilleurs résultats en ce qui concerne les facteurs de dimensionnement et le couple. En fonction de la caractéristique DZN , les courbes d'évolution des facteurs de dimensionnement restent sensiblement les mêmes qu'en régime linéaire.

La variation de perméance sinusoïdale, qui semblait optimale en régime linéaire, ne l'est plus a priori en forte saturation ($JM > 3$). La valeur de K a une forte influence sur l'augmentation des facteurs de dimensionnement. Plus K est voisin de 1 (machine linéaire), plus lente est cette augmentation. En effet, on se trouve alors plus loin de la limite du couple maximal théoriquement

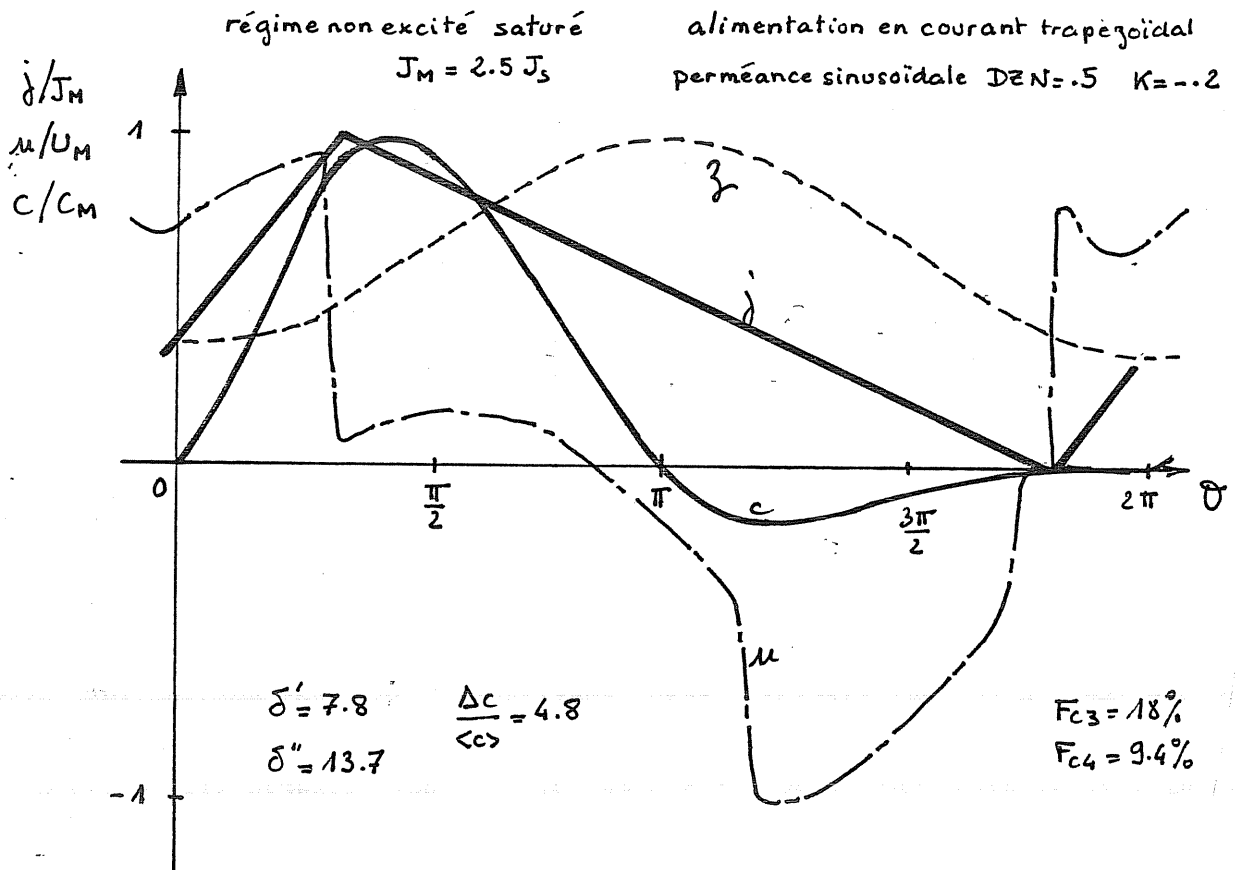


FIG. II.4.2.3.5a

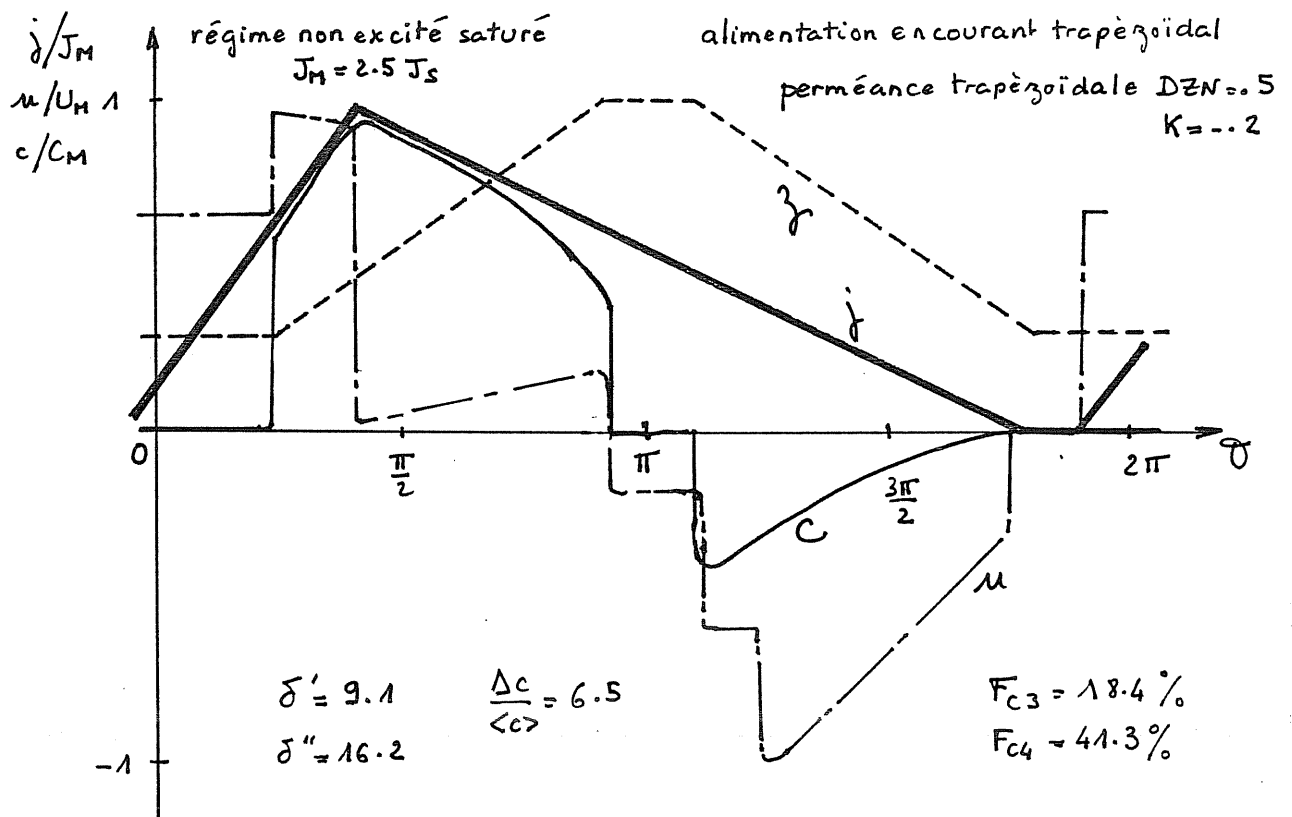


FIG. II.4.2.3.5b

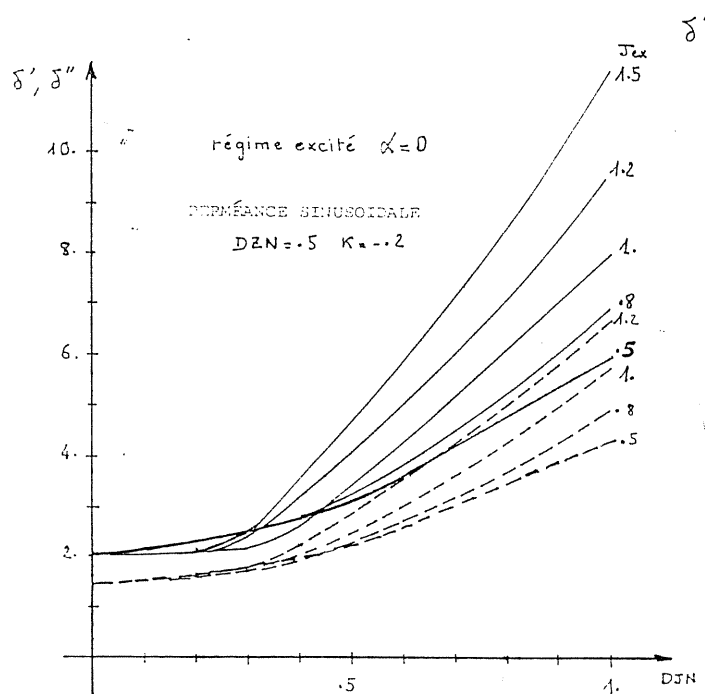


FIG. II.4.2.3.6

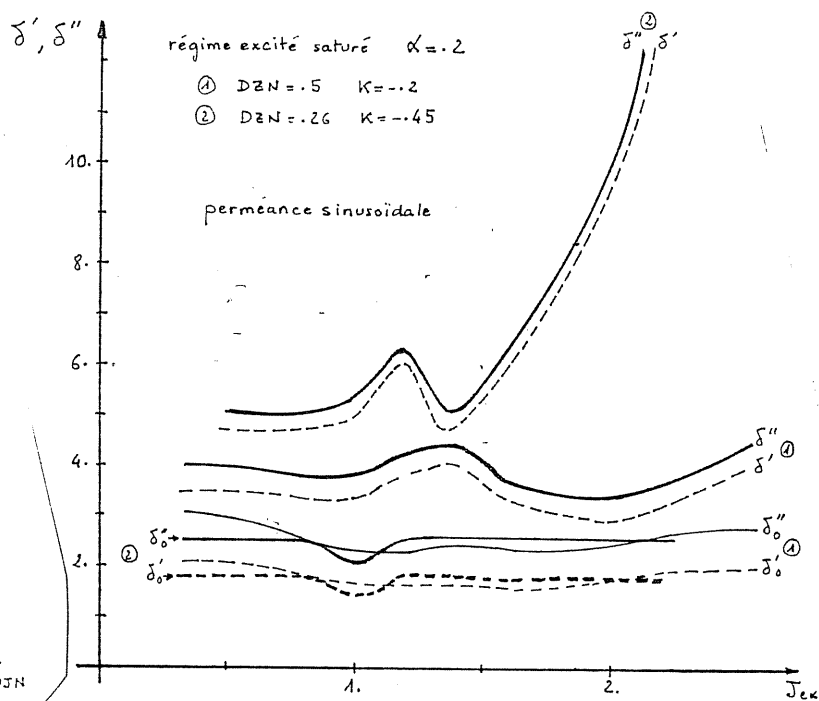


FIG. II.4.2.3.7

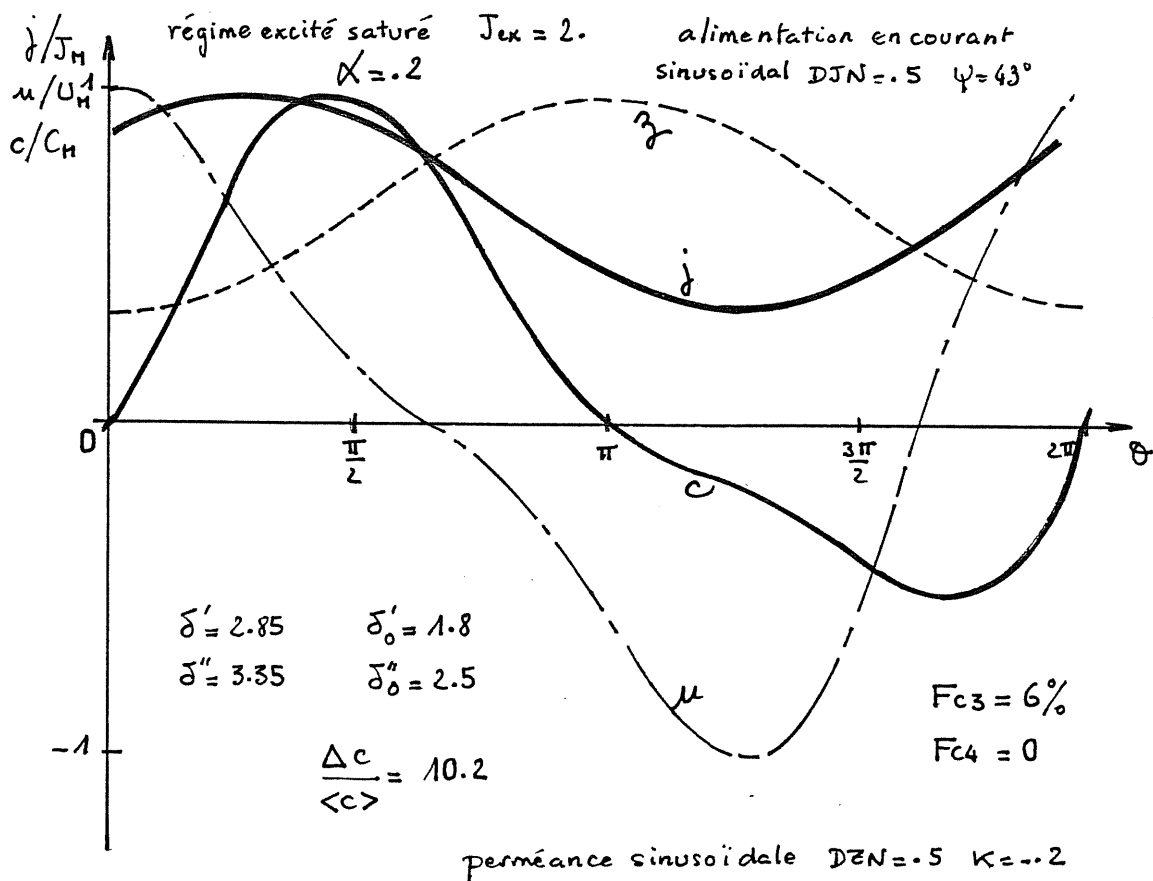


FIG. II.4.2.3.8

convertible par la machine (voir § II.3.3.2). La valeur optimale de K se situe aux alentours de zéro.

II.4.2.3.2 - Avec excitation et alimentation en courant sinusoïdal

Si α est nul, quel que soit le niveau de saturation, l'optimisation conduit à DJN tendant vers 0 et Ψ égal à 0, alors $\delta' = \sqrt{2}$ et $\delta'' = 2$.

On donne, à la figure II.4.2.3.6 l'évolution de δ' et δ'' en fonction de DJN. Lorsqu'on optimise le décalage Ψ , les courbes sont paramétrées en excitation relative aux ampère-tours de saturation.

On constate l'intérêt de la saturation pour DJN inférieur à 0,4 surtout lorsque l'on travaille à la fois dans les zones linéaire et saturée ($J_{ex} = 1$).

Nous avons calculé pour $\alpha = 0,2$ les paramètres optimaux des ampère-tours à différents niveaux d'excitation pour les deux exemples de machines choisis (DZN=0,5 et K=-0,2 et DZN=0,26 et K=-0,45) avec une variation sinusoïdale de la perméance. Pour le premier, le rapport $\Delta C / \langle C \rangle$ varie de 6 à 15 lorsque les ampère-tours d'excitation augmentent de 0,5 à 2,6 ; pour la seconde, il varie de 11 à 83 (pour $J_{ex}=0,5$ à 2,2). Les valeurs optimales en fonction de DZN sont DJN = DZN et, $J_{ex} = 1/(1-DZN)$. La machine travaille alors dans une zone entièrement saturée (voir calculs analytiques en annexe 3).

Comme en régime linéaire, la perméance sinusoïdale est optimale. Quel que soit K, les courbes en fonction de DZN présentent l'allure de celles de la figure II.4.2.2.7.

Les formes d'onde du courant du couple et de la tension, sont données à la figure II.4.2.3.8 dans le cas optimal pour δ' et δ'' , en alimentation sinusoïdale avec $\alpha = 0,2$.

Lorsque K varie pour une valeur de DZN donnée, les deux facteurs de dimensionnement sont optimaux pour les mêmes paramètres. Ils évoluent alors comme le montre la figure II.4.2.3.9. Mais, la variation relative du couple monophasé pour ces cas optimaux varie en sens inverse des facteurs de dimensionnement. (Figure II.4.2.3.10). L'harmonique 3 est proportionnel à K et, par conséquent, nul si K est nul.

II.4.2.4 - Conclusion

De ces premiers calculs, se dégagent déjà quelques conclusions importantes.

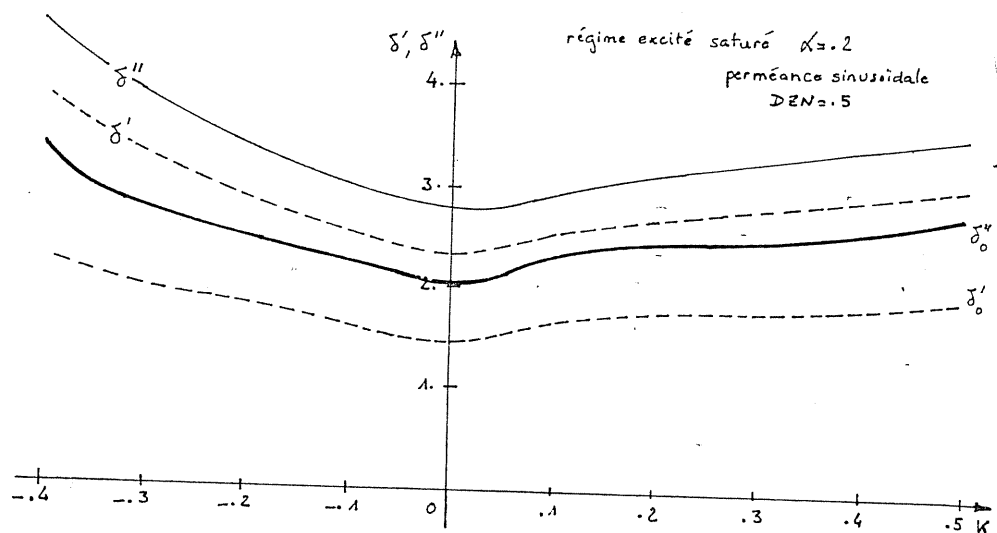


FIG. II.4.2.3.9

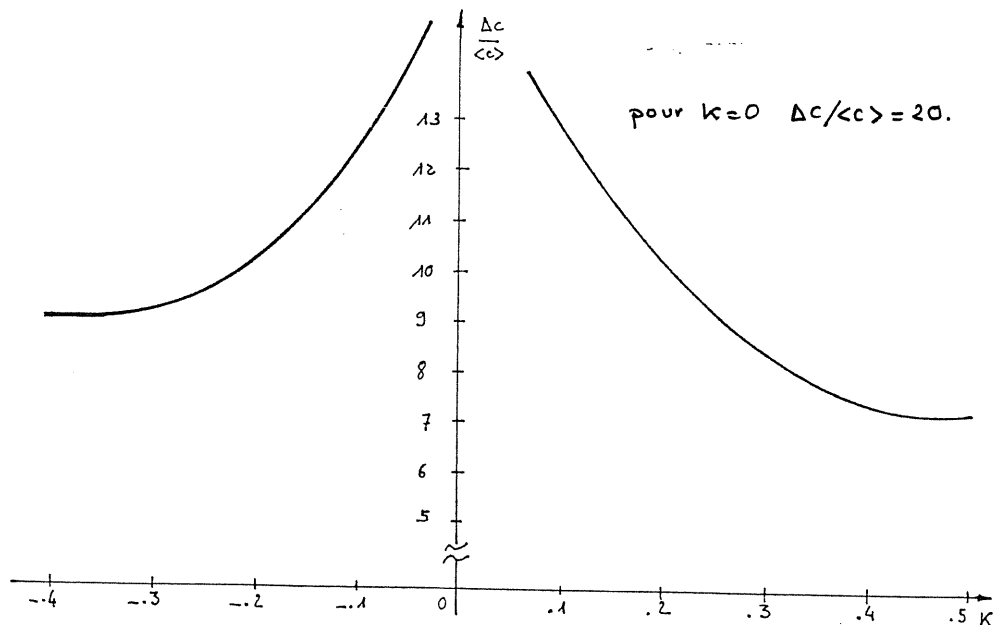


FIG. II.4.2.3.10

alimentation	δ'	δ''	$\langle c \rangle$	$\frac{\Delta c}{\langle c \rangle}$	$F_{c3} \%$	$F_{c4} \%$
régime non excité courant trapézoïdal ATAM = 1.2	5,7	8,5	.0831	4.5	14.8	3.8
régime excité 2 courant sinusoïdal unidirect. $\alpha = 0.2$ $J_{ca} = 2.$	δ'_0 3,8 3,1	δ''_0 5,5 5	.1458	10.2	6.	0

COMPARAISON RÉGIMES EXCITÉ ET NON EXCITÉ MACHINE 200kW

FIG. II.4.2.3.11

Tout d'abord, vis-à-vis du dimensionnement du convertisseur d'alimentation, les caractéristiques de la machine, surtout DZN et la forme de l'onde de perméance, se révèlent être d'une grande importance. L'onde de perméance sinusoïdale étudiée parmi quelques autres formes particulières donne le meilleur dimensionnement. Elle semble, d'autre part, optimale en ce qui concerne les couples instantanés de machines monophasée et polyphasée. Dans ces conditions, toujours dans le but de minimiser la taille du convertisseur, il est préférable d'avoir une valeur de DZN supérieure à 0,5. Ceci est peu compatible avec le grand nombre de plots nécessaire à l'obtention des hautes performances des machines polyentrefers. Il faudra donc trouver un compromis. La machine 200kW triphasée à deux disques mobiles de 24 plots par phase semble remplir des conditions favorables ($DZN = 0,5$).

D'autre part, le régime excité donne d'excellents résultats si le coût des ampère-tours d'excitation est faible ($\alpha \leq 0,2$). Le régime excité étudié nécessite une alimentation bidirectionnelle en courant, mais nous avons vu au § II.1.2, qu'un autre régime excité, avec alimentation unidirectionnelle en courant, était possible (mode d'excitation n°2). Dans le cas d'une alimentation en courant sinusoïdal à même état magnétique, les facteurs δ'_0 et δ''_0 du convertisseur d'alimentation et les ampère-tours d'excitation sont respectivement multipliés par $\sqrt{3}$, par 2 et par $(1 - DJN)$. Une comparaison avec un convertisseur d'alimentation en régime non excité serait alors plus aisée (même dimensionnement global). Le tableau II.4.2.3.11 compare les meilleurs résultats obtenus avec les caractéristiques de la machine 200kW. La machine excitée permet de mieux dimensionner le convertisseur mais elle doit alors accepter mécaniquement de forts couples monophasés pulsatoires.

Dans le cas d'un coût nul de l'excitation ($\alpha = 0$), l'optimisation conduit à une ondulation du couple inadmissible pour les machines multistack. Un compromis entre le dimensionnement du convertisseur et les contraintes mécaniques devra être trouvé.

Quelle que soit la valeur de K, si le cycle de fonctionnement est en zone linéaire ou "purement saturée", les harmoniques du flux sont nuls au-delà du rang 2, ce qui a pour conséquence de produire un "flux polyphasé" parfaitement constant dans les conditions optimales. Une machine triphasée pourra être excitée facilement si elle est alimentée en courant sinusoïdal en zone saturée. Cette propriété émane du modèle de la caractéristique magnétique linéaire par morceaux. L'approximation faite dans ce modèle est généralement valable, la saturation étant souvent assez brutale.

Nous remarquons ainsi que, dans tous les cas, les valeurs du courant sont telles que la tension correspondante présente une valeur maximale négative égale à sa valeur maximale positive.

Cette étude nous a permis de confronter calculs numériques et calculs analytiques lorsque cela était possible. Nous avons vu qu'il était possible d'améliorer considérablement le dimensionnement des convertisseurs d'alimentation des machines à réluctance variable en ne les alimentant pas en créneaux de courant. Ce dernier type d'alimentation présente tout de même l'avantage de mieux utiliser la machine énergétiquement (gain de 10 à 30%).

Nous avons montré l'intérêt des machines excitées pour minimiser la taille du convertisseur d'alimentation. Ce phénomène a déjà été utilisé et remarqué dans les machines alimentées en courant [53, 59] et il est particulièrement intéressant pour les machines de forte puissance [4].

CHAPITRE III

OPTIMISATION GÉNÉRALE

Au chapitre précédent, nous avons effectué des calculs ainsi qu'une optimisation de formes particulières de courant. Nous avons constaté que, parmi les formes étudiées en régime non excité, le courant trapézoïdal était optimal et que l'apport d'une excitation à faible coût permettait d'abaisser considérablement les facteurs de dimensionnement. Il a été possible d'atteindre les facteurs de dimensionnement des machines classiques à répartition sinusoïdale du champ dans l'entrefer et alimentées en tension et courant sinusoïdaux.

Nous nous proposons maintenant de réaliser une optimisation de la forme du courant sans limite imposée par d'éventuels paramètres. Le critère d'optimisation sera toujours la minimisation de l'un des facteurs de dimensionnement.

Nous effectuerons cette optimisation pour des caractéristiques (DZN, K et forme de la variation de la perméance) de machine très diverses, afin de rechercher l'ensemble convertisseur-machine optimal pour les critères précédemment définis.

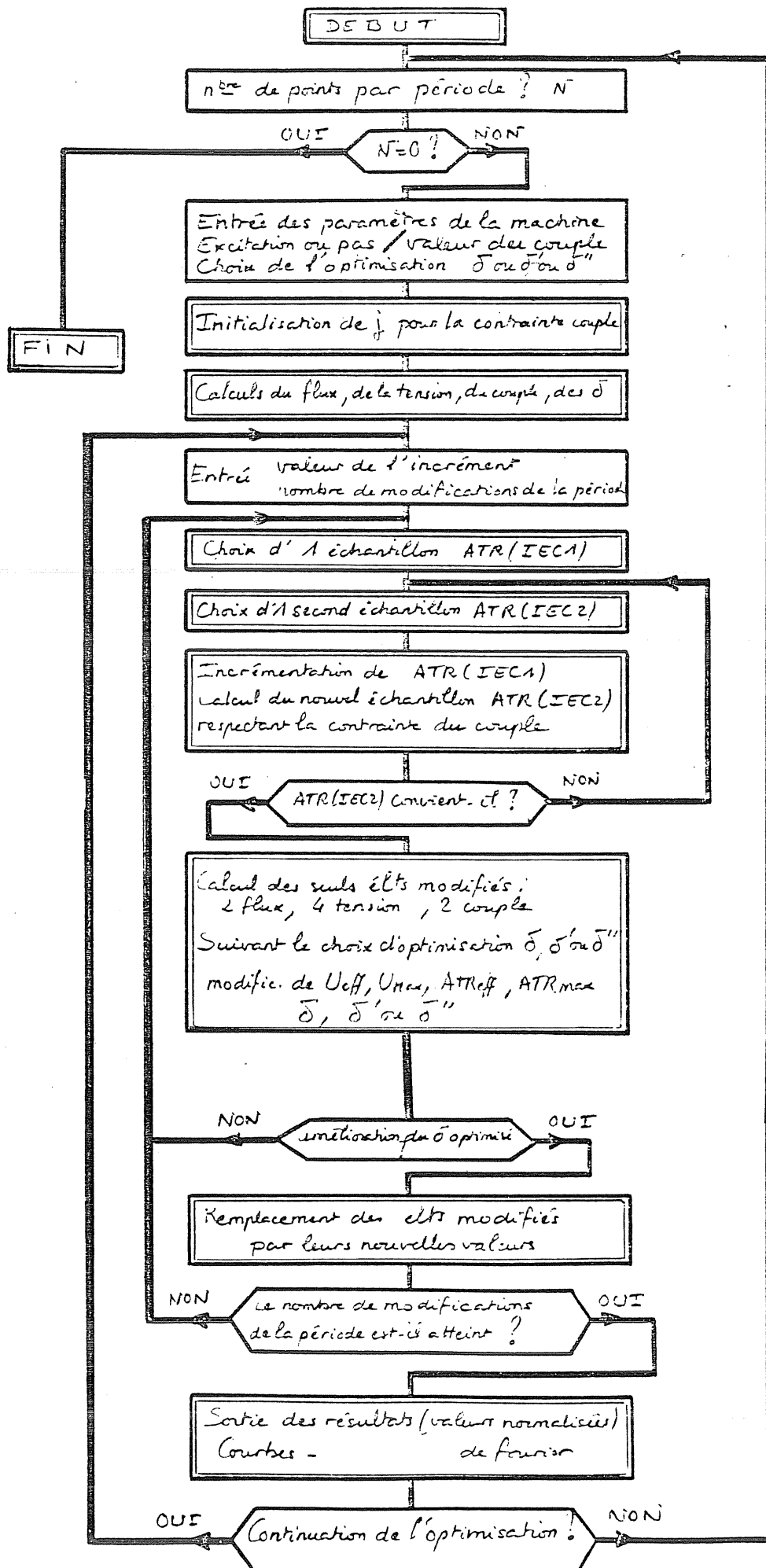
Tout au long de ces calculs, nous étudierons les problèmes concernant le couple instantané (ondulation relative, troisième harmonique du couple monophasé).

III.1 - Réalisation d'un programme d'optimisation des formes de courant

III.1.1 - Choix de la méthode - Réalisation

Nous avons constaté, au chapitre précédent, que la saturation modifiait les paramètres optimaux des ondes de courant étudiées. La non-linéarité de la caractéristique magnétique de la machine "casse" l'homothétie du courant lorsque le couple augmente. Les formes optimales sont donc différentes lorsque les ampère-tours maximaux dépassent ceux de saturation; pour cette raison, nous devons introduire une contrainte sur le couple moyen. Nous allons chercher la forme optimale du courant d'alimentation pour un couple moyen donné. Evidemment, si la machine n'est pas saturée ou, si l'on travaille en deçà du courant de saturation, la forme optimale du courant sera unique, quel que soit le couple demandé, tandis que la valeur des ampère-tours sera proportionnelle à la racine carrée du couple.

La complexité des calculs nous a conduit à une discrétisation des variables (§II.2.1). Le courant ou les ampères-tours vont se présenter sous la



ORGANIGRAMME DU PROGRAMME D'OPTIMISATION GÉNÉRALE

forme d'un ensemble de N éléments, qui seront les N inconnues de l'optimisation (N étant le nombre d'échantillons choisis sur une période électrique).

Pour obtenir un bon compromis entre un temps de calcul acceptable (dans les programmes d'optimisation, celui-ci croît très rapidement avec le nombre d'inconnues) et une précision suffisante, il faut un minimum de 40 échantillons. En effet, la tension est calculée par dérivation du flux et, l'erreur sur sa valeur dépend beaucoup de l'écart entre deux échantillons.

En bibliothèque mathématique UNIVAC, nous disposons d'un programme d'optimisation mettant en oeuvre la méthode du simplexe non linéaire [14,51] et baptisé "FLEXIP". Ce programme ne nous a pas donné satisfaction. En effet, cette méthode étant mal adaptée à un nombre aussi élevé de variables, le temps de calcul devient vite prohibitif au delà d'une valeur de N égale à 20 et, souvent, le calcul ne converge pas. Toutefois, en sacrifiant la précision, nous avons pu réaliser quelques optimisations avec 20 inconnues.

Cette méthode ne nous convenant pas, nous avons donc dû réaliser notre propre programme d'optimisation. Nous avons choisi d'utiliser la méthode des variables alternées [52]. Elle consiste à incrémenter, à tour de rôle les différentes variables, et à ne les conserver que si la fonction de coût (ici le facteur de dimensionnement) a diminué. Pour utiliser cette méthode avec une contrainte sur le couple moyen, il faut faire varier simultanément deux échantillons afin de conserver un couple moyen constant.

Ce procédé est très délicat car le résultat final dépend de l'incrémentation. Il donne toutefois les mêmes résultats que ceux obtenus avec la méthode du simplexe non linéaire, dans des cas où le nombre d'inconnues est faible, en un temps moindre (gain de 2 à 10 sur des temps de calcul d'une durée de plusieurs secondes). Ceci nous a permis de faire confiance à la méthode des variables alternées que nous avons appliquée à des optimisations avec 40 inconnues.

La méthode est exposée sous forme d'un organigramme, figure III.1.1.

Le choix des échantillons est réalisé soit au hasard soit dans l'ordre des échantillons en balayant la période, alternativement, dans le sens croissant et dans le sens décroissant des angles.

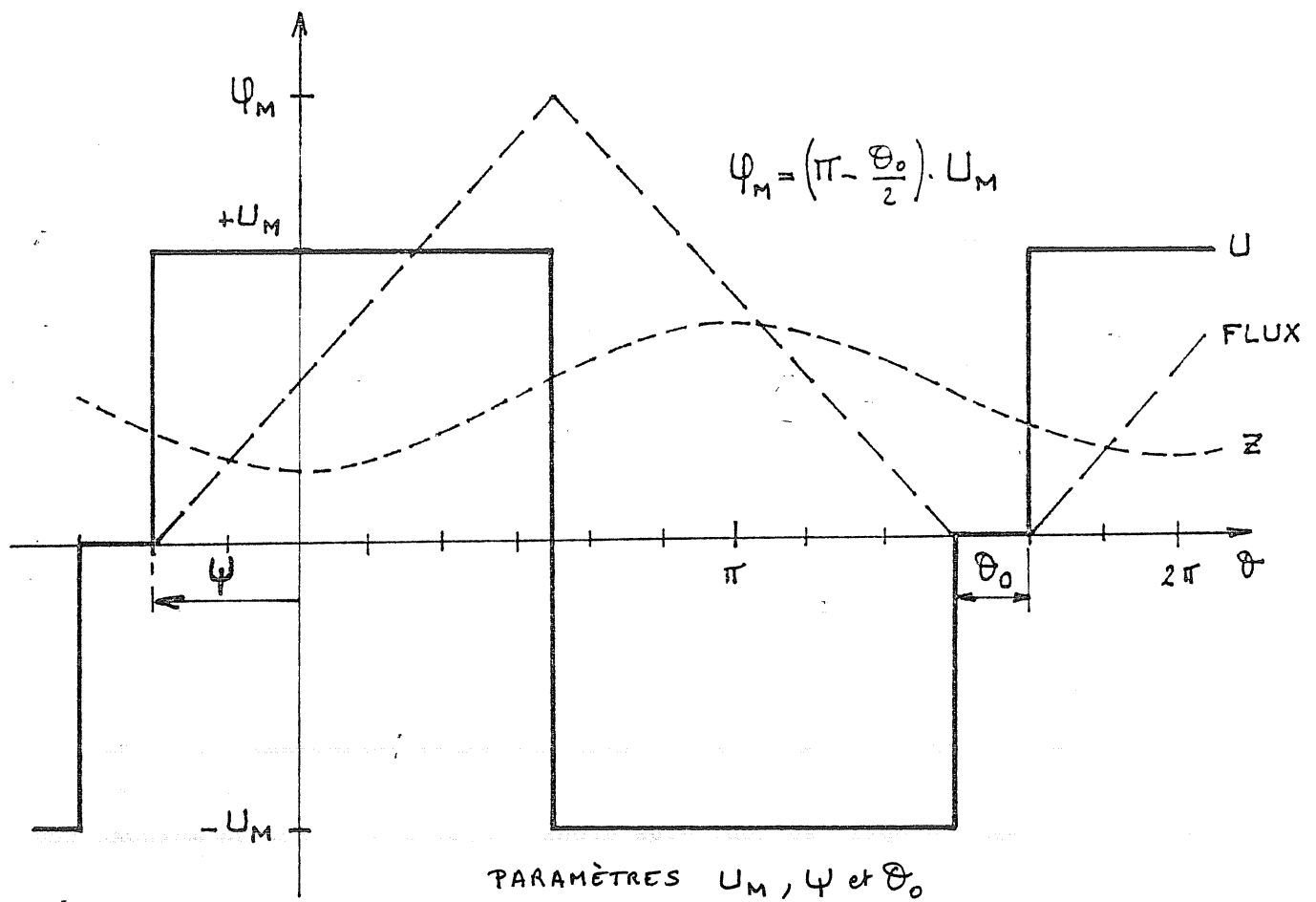
La fonction de hasard utilisée est :

$$IEC_n = INT (a_n \cdot N)$$

où

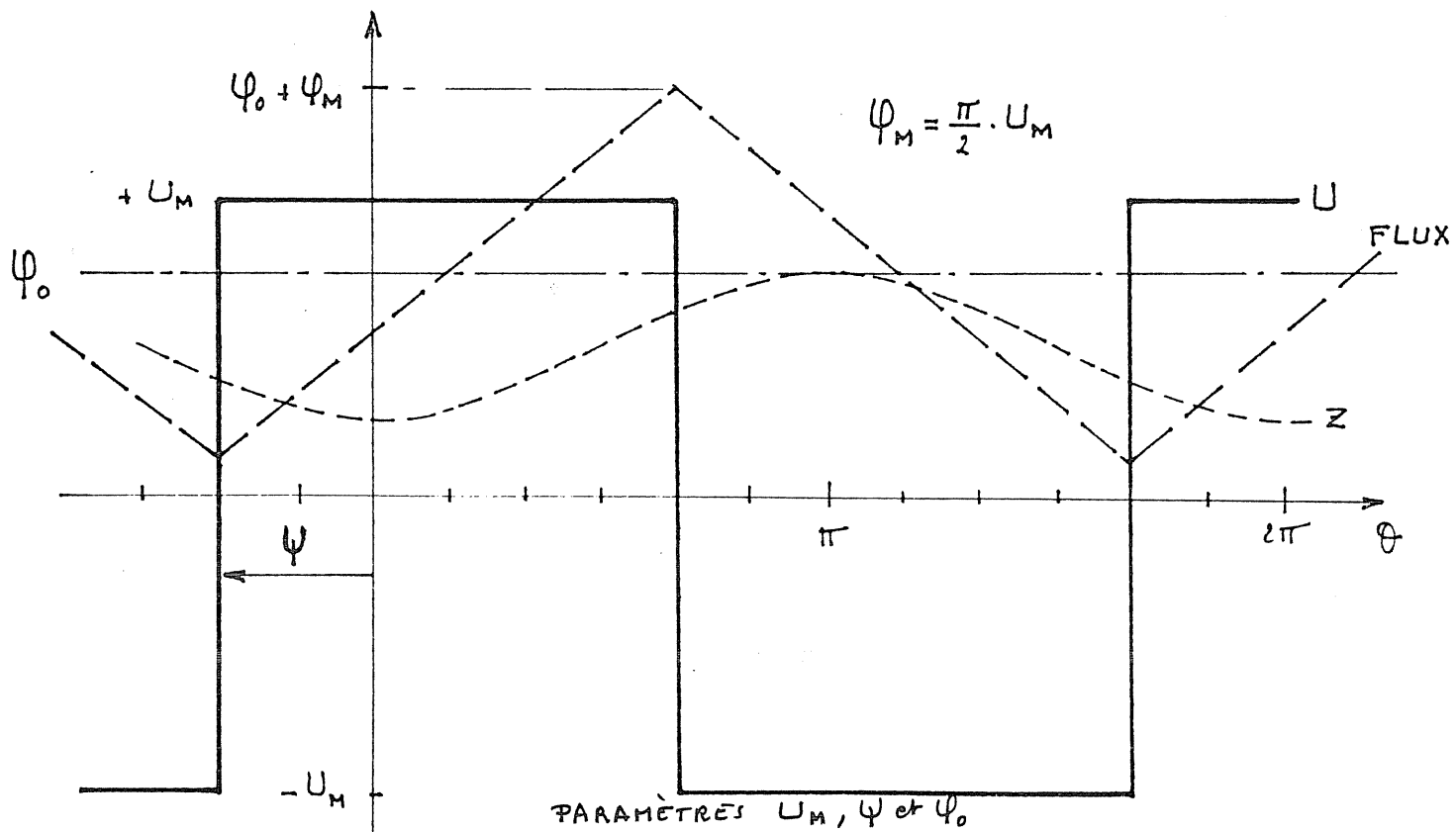
$$a_n = \text{FRAC} (\pi/2 + a_{n-1})^5$$

IEC_n est le numéro de l'échantillon choisi parmi N.



ALIMENTATION OPTIMALE EN RÉGIME NON EXCITE

FIG. III.1.2a



ALIMENTATION OPTIMALE EN RÉGIME EXCITE

FIG. III.1.2b

La valeur de l'incrément est introduite manuellement et peut être modifiée pendant l'optimisation après le travail du programme sur un nombre de périodes choisi initialement. Lorsqu'un échantillon de rang IEC_1 est pris au hasard ou non, il est incrémenté. Ensuite, un autre échantillon de rang IEC_2 est choisi et sa nouvelle valeur est calculée par un sous-programme chargé de respecter la contrainte de couple moyen.

Si le couple d'échantillons réalise une diminution du facteur de dimensionnement à minimiser, il est conservé, sinon le choix est renouvelé immédiatement.

Le logiciel ainsi réalisé, programme principal et sous-programmes compris, comprend environ 1200 lignes FORTRAN.

III.1.2 - Optimisation - Résultats du programme

Nous avons mené une étude quasi systématique des cas possibles (caractéristiques DZN, K et formes de perméance, en régime excité pour diverses valeurs du coût des ampères-tours d'excitation, α). A titre indicatif, ce travail a demandé environ huit heures de temps de calcul sur l'ordinateur UNIVAC 1110. Pour tous les cas étudiés, les formes d'onde de courant optimales qui minimisent δ' ou δ'' correspondent à des tensions en créneaux symétriques à 2 ou 3 paliers (figure III.1.2.a et b). En régime excité ou non excité, quels que soient le niveau de saturation et les caractéristiques de la machine étudiée, l'alimentation optimale peut être définie par trois paramètres (figure III.1.2).

Nous avons effectué le calcul sur 2 périodes de la perméance afin de rechercher l'intérêt éventuel d'une alimentation en courant à fréquence 1/2 (voir définition § I.3.3 et II.4.1.1). Le courant était initialisé avec une sinusoïde de fréquence 1/2 et une composante continue. L'optimisation nous a ramené systématiquement à une alimentation à la fréquence de la perméance.

Du point de vue du dimensionnement du convertisseur d'une machine sans couplage magnétique entre phases, il semble que l'alimentation, à la moitié de la fréquence de la perméance avec ou sans excitation, ne présente pas d'intérêt dans les machines sans couplage magnétique entre les phases. Nous abandonnons donc définitivement ce cas.

III.1.2.1 - Résultats de l'étude systématique

-En régime non excité

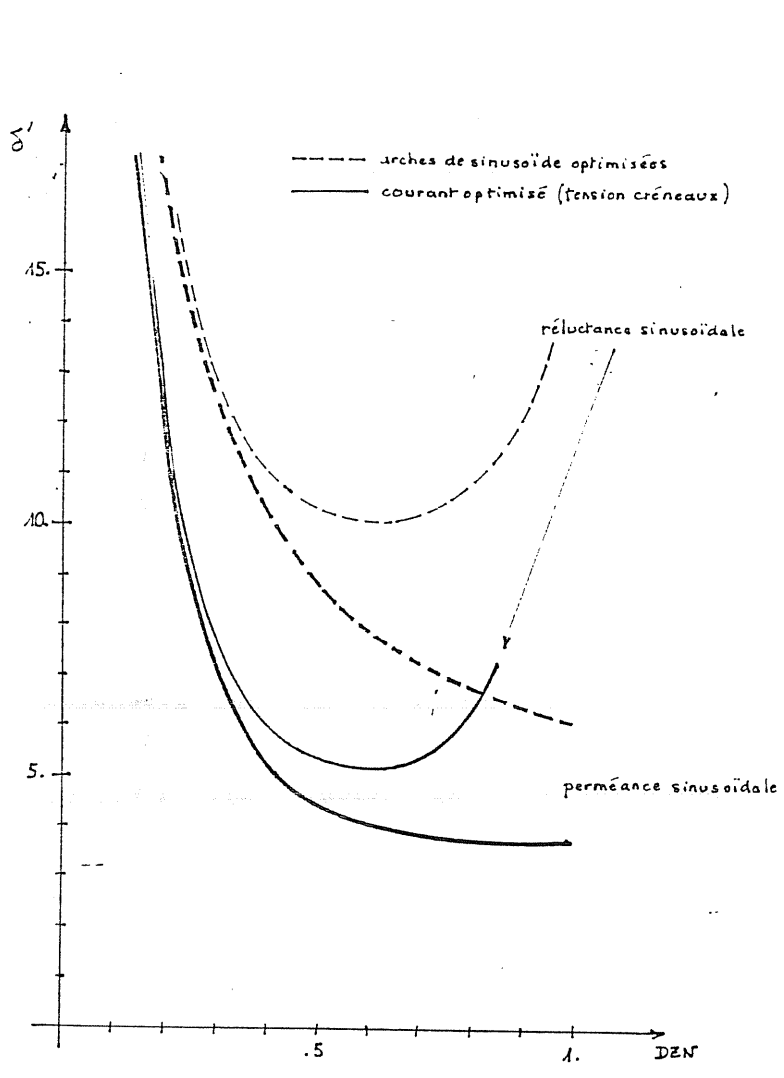


FIG. III.1.3

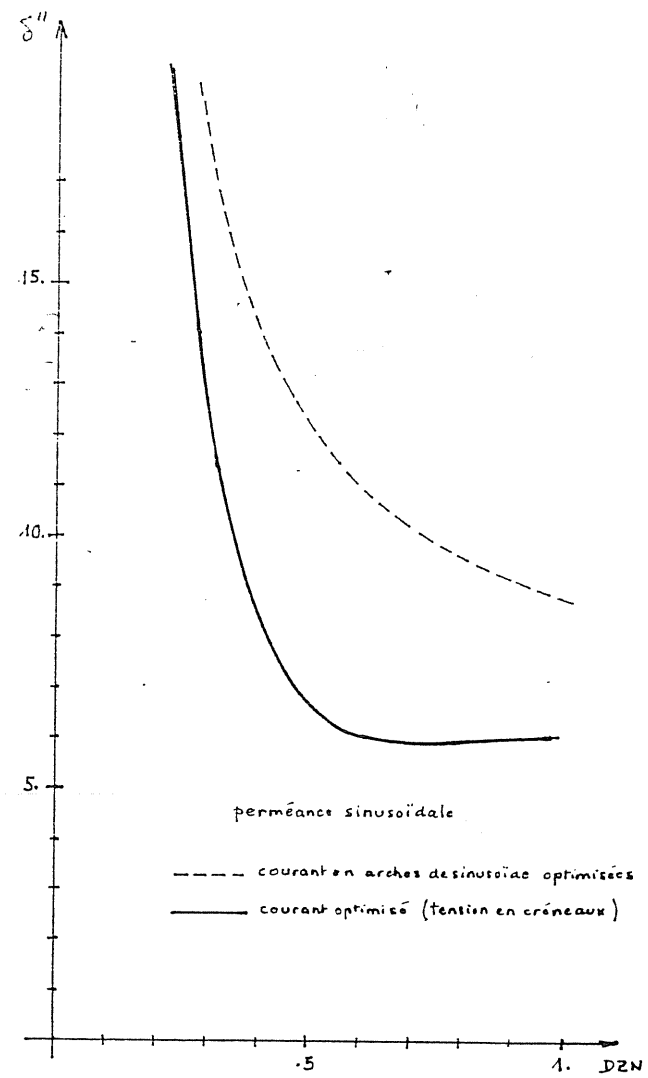


FIG. III.1.4

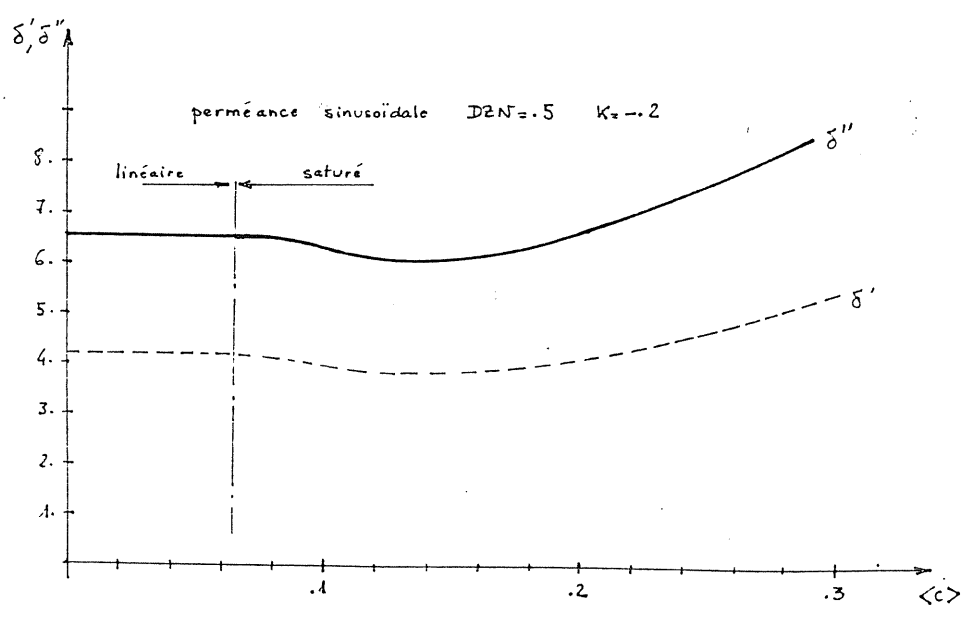


FIG. III.1.5

Tout d'abord, nous avons réalisé des optimisations en régime non saturé avec différentes formes d'onde de perméance, en particulier la forme de perméance sinusoïdale et la forme de réluctance sinusoïdale. Pour chaque cas, nous avons fait varier DZN de 0 à 1. A chaque fois, les formes d'onde de courant sont telles que l'onde de tension correspondante est en créneaux.

Nous présentons aux figures III.1.3 et III.1.4 quelques résultats de ces calculs et nous les comparons aux optimisations en arches de sinusoïde réalisées au § II.4.2.2.1.

En régime saturé, nous avons fait varier K et, quel que soit le couple demandé, la tension optimale s'est révélée être aussi en créneaux. A faible niveau de saturation, K n'a pas une grande importance en ce qui concerne les facteurs de dimensionnement. Ce sont surtout les paramètres Ψ et θ_o qui sont modifiés. En forte saturation, plus K est voisin de 0, meilleurs sont les résultats.

La saturation est avantageuse pour le dimensionnement jusqu'à un certain niveau d'excitation. Nous donnons un exemple avec DZN=0,5 et K=-0,2 à la figure III.1.5 ; les facteurs de dimensionnement minimaux sont donnés en fonction du couple moyen demandé. (Afin d'effectuer une comparaison, le couple nominal normalisé de la machine polydiscoïde de 200kW vaut 0,11).

Les paramètres optimaux de l'onde de tension se situent toujours:

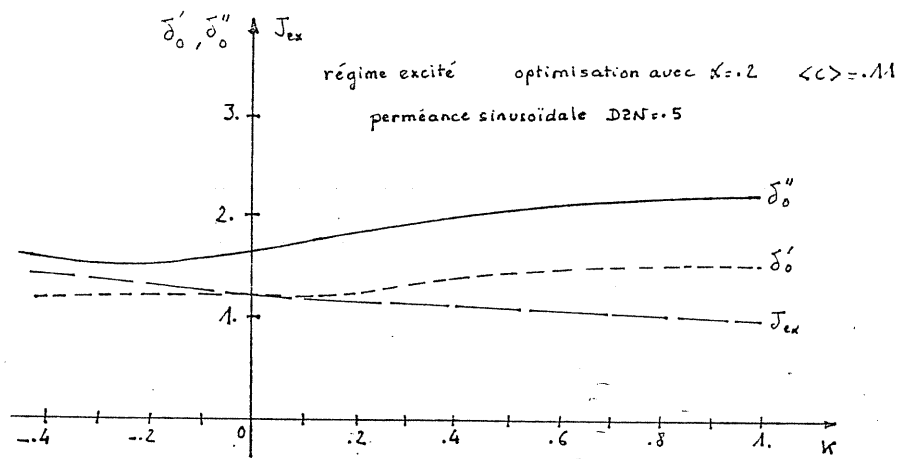
- pour θ_o , aux alentours de 0 ,
- pour Ψ , entre 40 et 80°.

-En régime excité

Dans tous les cas, la tension est en créneaux à deux paliers de durée π ; on n'observe jamais le palier à tension nulle (θ_o) trouvé en régime non excité.

En fonction de DZN, les facteurs de dimensionnement varient de la même manière qu'avec les formes de courant étudiées au § II.4.2.2. Mais on atteint d'excellents facteurs de dimensionnement $\delta'_o=1,3$ et $\delta''_o=1,6$ pour le convertisseur d'alimentation d'une machine de caractéristiques DZN=0,5 et K=-0,2 à onde de perméance sinusoïdale.

La saturation a un effet très favorable. Elle conduit donc le fonctionnement optimal en zone saturée. En revanche, si la saturation contribue à la minimisation du dimensionnement du convertisseur d'alimentation, elle demande en général un courant d'excitation plus grand, fig.III.1.6



FACTEURS DE DIMENSIONNEMENT DU CONVERTISSEUR D'ALIMENTATION SEUL AMPÈRES-TOURS D'EXCITATION

FIGURE III.1.6

Lorsque le couple demandé augmente, on obtient une caractéristique de même type que celle de la fig.III.1.1.

Si le coût de l'excitation, α , augmente, les ampère-tours d'excitation diminuent aux dépens du dimensionnement du convertisseur d'alimentation (diminution de 10 à 30% lorsque α passe de 1 à 0 dans l'exemple choisi).

III.1.2.2 Exemples d'application de l'optimisation

Considérons maintenant quelques exemples d'application de l'optimisation des formes d'onde du courant à l'aide du programme MRVTF sur des machines réelles de caractéristiques diverses (formes d'onde de perméance, DZN et K).

Nous présentons seulement les résultats concernant la minimisation de δ'' , ceux concernant δ' sont en général très proches, voire même, identiques.

a - Machine Leroy-Sommer ^{Jarret} à entrefer axial [25,36,52]

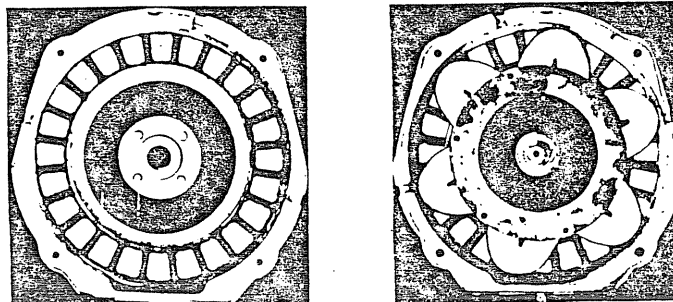


FIGURE III.1.7

(photo : thèse J.FAUCHER [25])

Ses caractéristiques sont les suivantes : 10N.m et 1kW à 1000 tr/mn.

Le nombre de phases est : $q = 4$

Le nombre de dents au rotor est : $p = 6$

Inductances (modèle à 3 pentes) : $L_c = 50\text{mH}$

$DZN = 0,66$

$L_o = 10\text{mH}$

$L_s = 20,8\text{mH}$

$K = 0,27$

$I_s = 5\text{A}$

pour $I_M < 15\text{A}$

Nous avons décomposé la perméance (ou l'inductance) en série de Fourier, (modèle du § II.3.1) : $DZN1 = 0,57$; $DZN2 = 0,14$; $DZN3 = 0,09$

Le couple nominal normalisé vaut : $\langle C \rangle = 0,55$

En entrant ces caractéristiques ainsi que la contrainte sur le couple, nous avons obtenu en régime non excité, une tension d'alimentation carrée, (figure III.1.8). Pour le couple nominal on obtient :

$\delta' = 4,1$ et $\delta'' = 5,7$ pour un courant maximal de $3,4.I_s$ soit 17A c'est-à-dire dans les conditions du modèle.

b- Machine vernier de traction tétraphasée 15kW (Universités de LEEDS et NOTTINGHAM) [47]

Ses caractéristiques sont : 15kW à 1500 tr/mn soit un couple nominal de 95N.m (24N.m par phase)

$N_{\text{Max}} = 2200\text{tr/mn}$; $C_{\text{Max}} = 150\text{N.m}$ à 1100tr/mn.

On négligera les couplages magnétiques entre phases.

$p = 6$

$L_c = 1\text{H}$

$L_o = 0,12\text{H}$

$L_s = 0,194\text{H}$

$I_s = 7\text{A}$

$DZN = 0.786$

$K = 0.08$

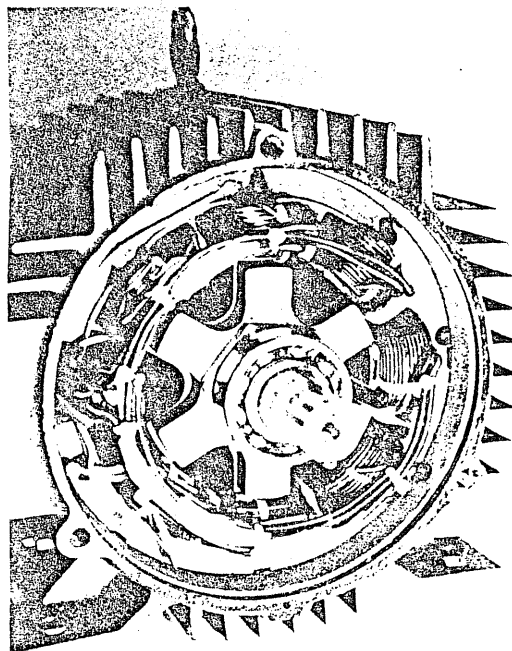
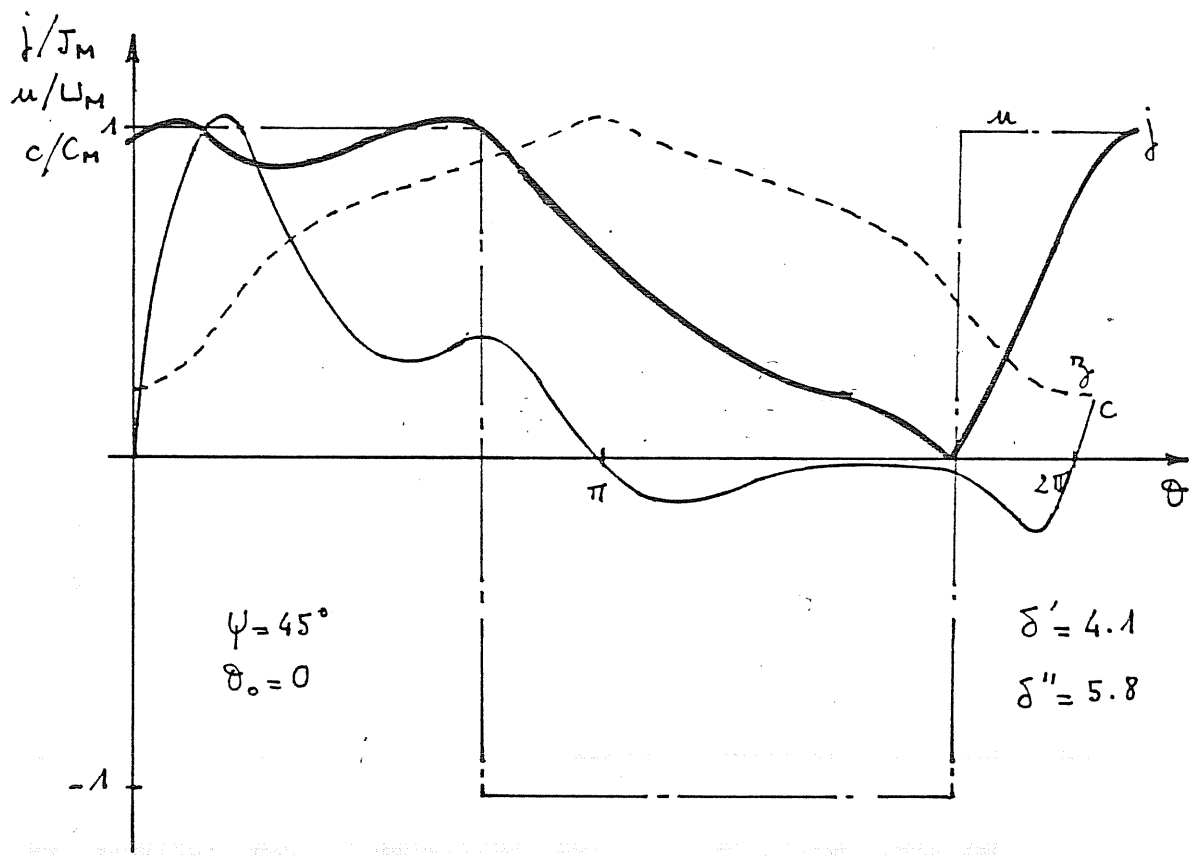


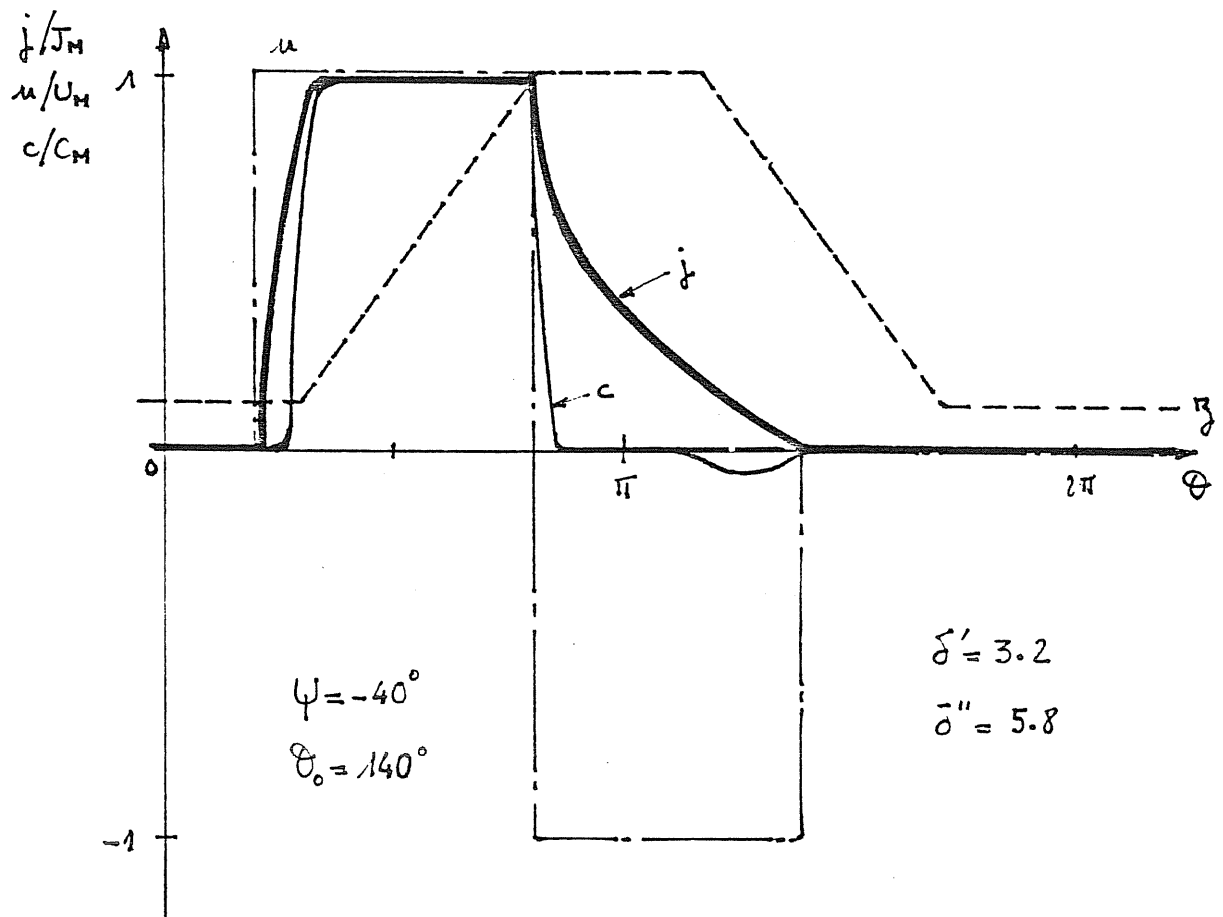
PHOTO PUBLIÉE PAR L'ÉQUIPE DU PROFESSEUR LAWRENSON

FIGURE III.1.9



MACHINE LEROY-SOMMER A ENTREFER AXIAL

FIG. III.1.8



MACHINE VERNIER TÉTRAPHASÉE 15kW

FIG. III.1.9

Le modèle de la variation de perméance est trapézoïdal, ses paramètres définis au §II.3.1 sont : $\theta_1=60^\circ$ et $D\theta_p=90^\circ$.

Quel que soit le couple demandé, la forme de la tension en créneaux reste optimale, jusqu'au couple maximal. On obtient pour le couple maximal : (figure III.1.10), des facteurs de dimensionnement :

$$\delta'=3,2 \text{ et } \delta''=5,8 \text{ pour un courant maximal de } 1,6.I_s.$$

Le quatrième harmonique du couple, dans ces conditions, vaut 10% du couple moyen et le huitième 12%.

On remarque que la machine n'est pas très saturée, ce qui justifie l'utilisation d'un modèle dont la valeur de K est positive et voisine de 0.

La durée de variation de la perméance trapézoïdale est ici, $D\theta_p=90^\circ$, ce qui est adapté à une machine à quatre phases (l'harmonique 3 du couple vaut encore 50% du couple moyen).

c-Machine vernier triphasée 5kW, 60N.m à 800 tr/mn (Equipe des professeurs BYRNE et Mc MULLIN de l'Université de DUBLIN) [8].

Le couple maximal vaut 120N.m pendant 10mn, et la vitesse maximale vaut 7000tr/mn (fonctionnement à puissance constante au-delà de 800tr/mn).

Ses caractéristiques sont :

Nombre de phases $q = 3$

Nombre de dents au rotor $p = 4$

Inductances du modèle à 3 pentes : $L_c=0,313H$

$$L_o=0,0125H$$

$$L_s=L_o$$

$$I_s=6A$$

alors : $DZN=0,92$ et $K=0$ (pour $I_M < 40A$)

La décomposition de la perméance en série de Fourier donne :

$$DZN_1=1 ; DZN_4=0,0125 ; DZN_5=0,016$$

Par phase, le couple nominal vaut : 20N.m, soit en valeur normalisée :

$$\langle C \rangle = 0,853$$

On obtient, là encore, une tension optimale en créneaux et d'excellents résultats :

$$\delta'=2,6 \text{ et } \delta''=3,7 \text{ pour } I_M=4.2.I_s \text{ soit } 25A$$

Pour les machines (b) et (c), des alimentations en tension sont déjà utilisées. On remarque, pour le cas (c), les excellents facteurs de dimensionnement obtenus avec une machine non excitée à forte valeur de DZN et K' nul (les deux conditions optimales réunies).

d-Machine triphasée polydiscoïde 200kW-500tr/mn (Laboratoire d'Electrotechnique d'ORSAY)

Ses caractéristiques magnétiques sont :

les perméances : $Z_c = 15,5 \mu H$

$Z_o = 5,3 \mu H$

DZN=0,5

$Z_s = 3,3 \mu H$

K=0,2

les ampère-tours à la saturation : $J_s = 6800 A.tr$

Le nombre de plots par disque est : $p = 24$, la variation d'onde de perméance est sinusoïdale. Le couple nominal normalisé par phase vaut : $\langle C \rangle = 0,11$

En régime non excité (figure III.1.11)

La tension optimale est en créneaux, ses paramètres sont : $\Psi = 70^\circ$ $\theta_o = 30^\circ$

Alors les facteurs de dimensionnement valent : $\delta' = 4$ et $\delta'' = 6,8$ pour $J_M = 1,4.J_s$. L'harmonique 3 du couple vaut 30% de la valeur moyenne

En régime excité

Avec un coût des ampères-tours : $\alpha = 0,2$, on obtient une tension créneaux décalée de : $\Psi = 35^\circ$ et des ampères-tours d'excitation : $J_{ex} = 1,3.J_s$

Alors, les facteurs de dimensionnement de l'ensemble sont : $\delta' = 2,4$ et $\delta'' = 2,5$, et ceux du convertisseur d'alimentation seul sont :

$\delta'_o = 1,3$ et $\delta''_o = 1,55$ pour $J_{aM} = 0,43.J_s$

L'harmonique 3 du couple vaut 4% de la valeur moyenne mais l'ondulation du couple monophasé vaut environ 12.

Les cycles de fonctionnement dans le plan $\Psi_{(j)}$ sont présentés, figure III.1.13

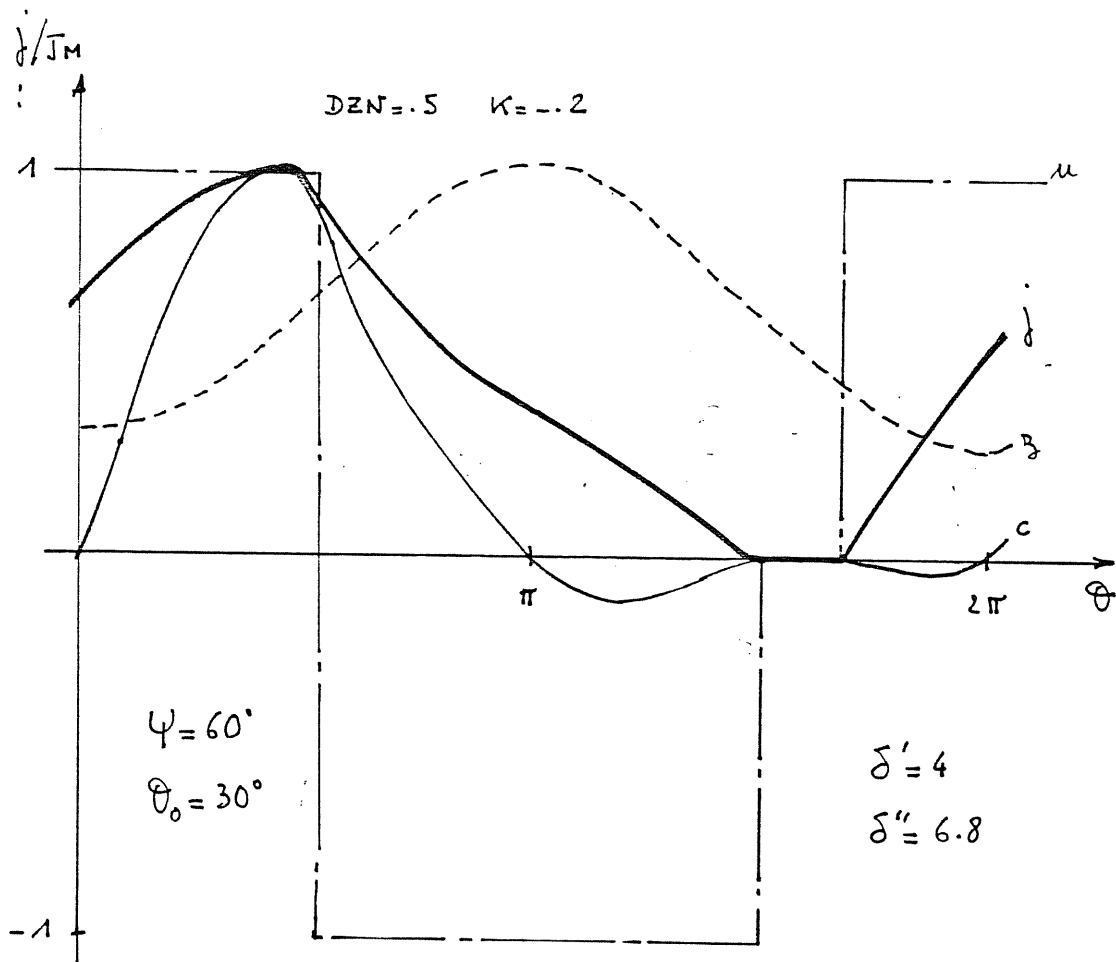


FIG. III.1.11

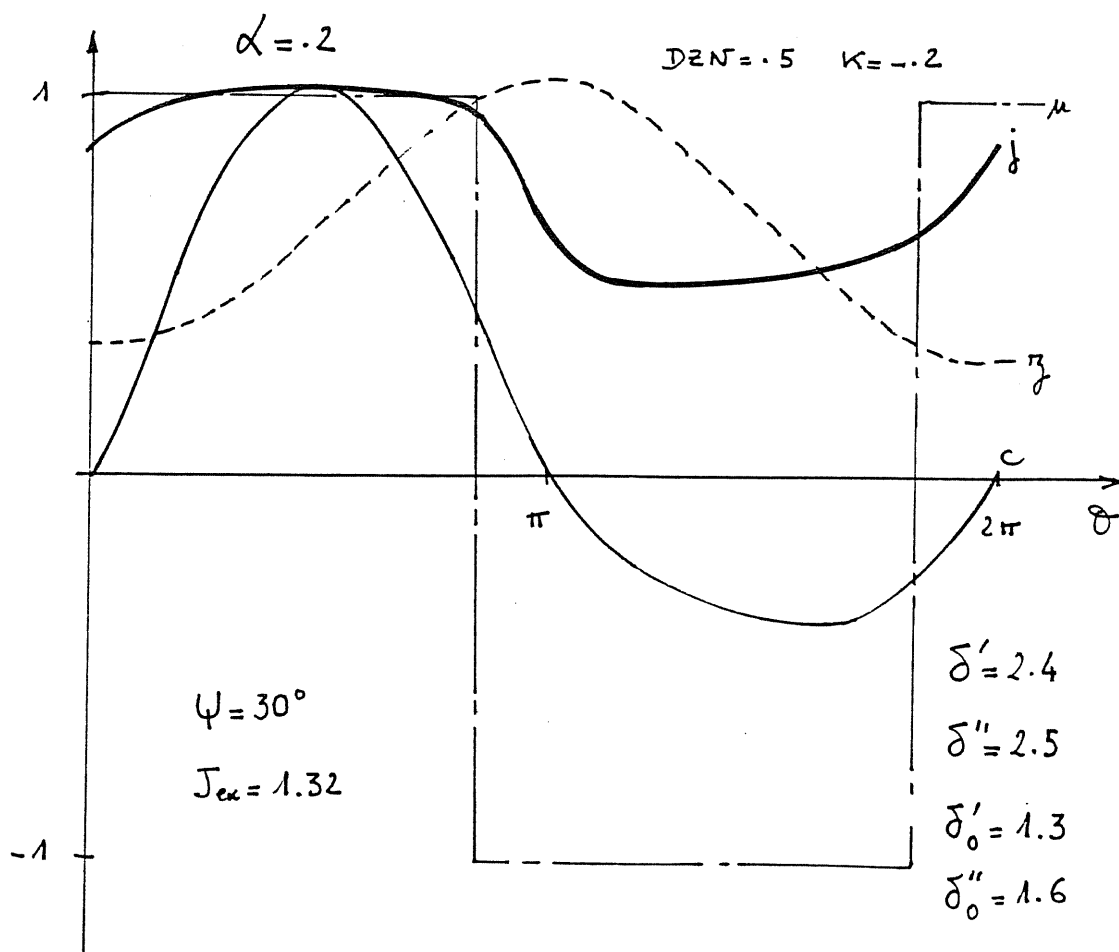
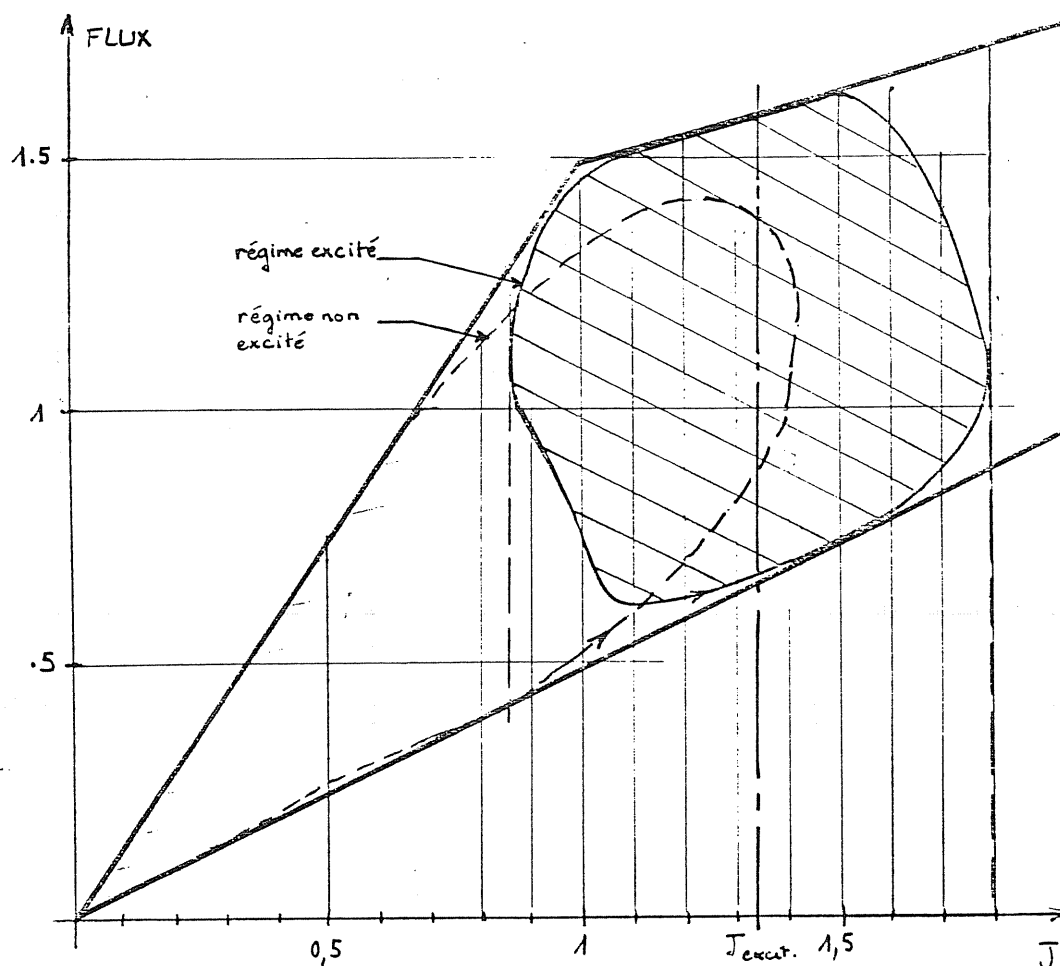


FIG. III.1.12



CYCLES DE FONCTIONNEMENT OPTIMAUX DE LA MACHINE 200kW
EN RÉGIMES EXCITÉ ET NON EXCITÉ

FIGURE III.1.13

D'autre part, nous avons remarqué que la minimisation du facteur de dimensionnement classique δ conduisait, en général, à des tensions d'alimentation sensiblement sinusoïdales mais ce facteur à peu d'influence sur le dimensionnement du convertisseur de la machine.

Constatant que la tension en créneaux est optimale pour le dimensionnement du convertisseur (en règle générale pour tous les types de machines à réluctance variable fonctionnant en régimes non excité ou excité), nous nous proposons, pour simplifier le problème, de réaliser un programme d'optimisation de la tension d'alimentation en créneaux. Comme nous le montrent les figures III.1.2.a et b, il ne reste plus que 3 paramètres à déterminer au lieu de N (N étant un nombre supérieur à 40).

III.2 - Réalisation d'un programme d'optimisation pour une tension en créneaux. FLOPCAR34

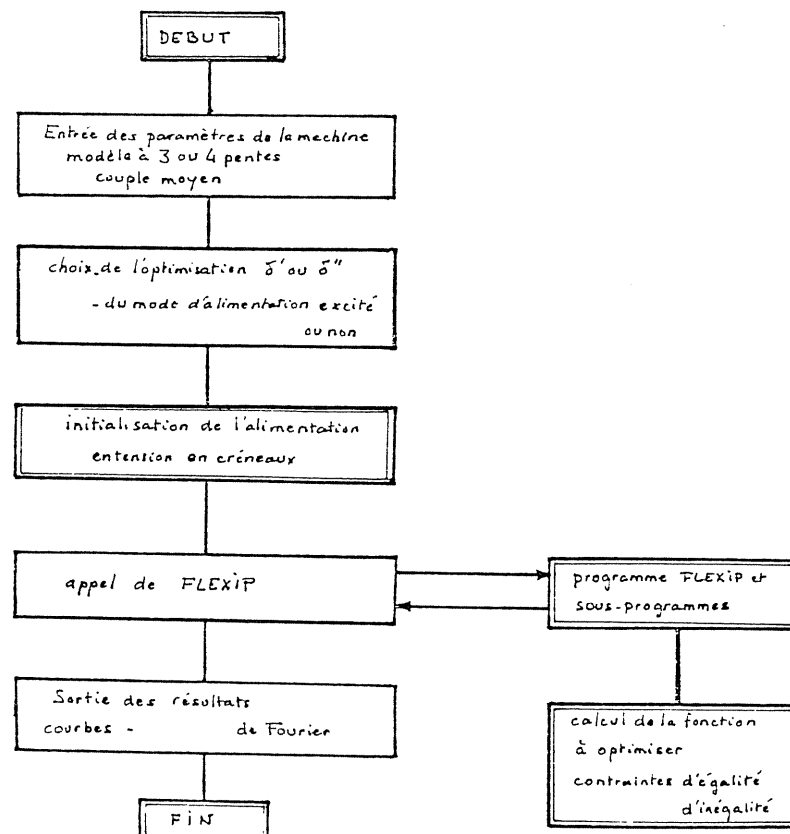
Le nombre de variables de la fonction à optimiser étant réduit à 3, nous pouvons utiliser le programme FLEXIP (dont nous avons parlé au § III.1.1) qui met en oeuvre la méthode du SIMPLEXE non linéaire.

Cette méthode est plus fiable que la précédente pour un nombre de variables faible et, elle est relativement facile à mettre en oeuvre puisque nous disposons des sous-programmes en bibliothèque.

L'organigramme de l'ensemble est donné à la figure.III.2.1:

Par cette méthode, les résultats d'optimisation sont toujours légèrement améliorés par rapport à ceux du programme précédent. Dans quelques cas rares, il existe deux triplets de paramètres optimaux qui conduisent au même facteur de dimensionnement.(Il arrive que, pour une contrainte de couple donnée, les ampère-tours maximaux soient deux fois plus élevés et que la tension maximale soit deux fois plus faible ; le résultat sur les facteurs de dimensionnement est alors inchangé)

Nous présentons d'une manière plus générale, les conséquences de cette optimisation au chapitre IV.



ORGANIGRAMME DU PROGRAMME D'OPTIMISATION EN TENSION EN CRÉNEAUX

FIGURE III.2.1

III.3 - Interprétation - Conclusion

Les paramètres en régime non excité sont : U_M , Ψ et θ_0 .

U_M est un terme normalisé représentant le rapport de la tension maximale à la vitesse de rotation (ou la fréquence d'alimentation). Il est représentatif du flux maximal qui est une caractéristique importante dans toute machine électrique. Pour étudier l'influence des divers paramètres, nous travaillerons, par exemple à $U_M = \text{cte}$, c'est-à-dire à $U/f = \text{cte}$ et à Ψ variable, ou encore à $\Psi = \text{cte}$ et à U_M variable. Le décalage Ψ correspond à un angle interne comparable à celui des machines synchrones.

Vérification de la symétrie des fonctionnements moteur et générateur

En effectuant un calcul analytique en régime linéaire, nous mettons en évidence la symétrie des fonctionnements moteur et générateur qui existe aussi avec l'alimentation en tension.

$$\text{soit } D\theta = \pi - \theta_0/2$$

Nous montrons en annexe 4, que :

$$\langle C \rangle = U_M^2 / 2\pi \left[\int_{-\Psi}^{2D\theta - \Psi} (\theta + \Psi) / z(\theta) d\theta - 2 \cdot D\theta \int_{D\theta - \Psi}^{2D\theta - \Psi} d\theta / z(\theta) \right] \quad \text{III.1.}$$

A Ψ et θ_0 fixés, le couple moyen est proportionnel au carré du rapport de la tension maximale sur la fréquence d'alimentation.

La fonction $\langle C \rangle$ de Ψ est périodique et plus ou moins proche de la sinusoïde.

Quels que soient le modèle adopté et la forme de l'onde de perméance, pourvu que cette dernière respecte la condition de parité définie au § II.3.1, on démontre que le couple moyen a la propriété suivante :

$$\langle C \rangle(\Psi) = -\langle C \rangle(-\Psi - \theta_0) \quad \text{III.2}$$

D'autre part, nous montrons (annexe 4) que l'expression du couple moyen en régime excité est, avec une variation de réluctance sinusoïdale :

$$\langle C \rangle = kJ_{\text{ex}} \cdot U_M \sin \Psi$$

Avec une autre forme d'onde de perméance, l'expression est légèrement modifiée mais sa forme générale est la même.

A U/f et ampères-tours d'excitation fixés, la symétrie est élémentaire :

$$\langle C \rangle(\Psi) = \langle C \rangle(-\Psi) \quad \text{III.3}$$

Nous continuerons donc à n'étudier que le fonctionnement moteur, le fonctionnement génératrice pouvant s'en déduire par symétrie si les hypothèses de Kapp sont vérifiées.

Essai d'interprétation du résultat d'optimisation

Après les résultats obtenus au § II.4.2, c'est-à-dire l'égalité de la tension maximale négative et de la tension maximale positive, dans tous les cas d'optimisation des formes de courant paramétrées, nous ne sommes pas surpris de constater que l'alimentation en créneaux symétriques de tension est optimale.

Ce résultat peut s'interpréter par les commandes dites "bang-bang". L'exemple classique est la recherche du temps minimal de parcours d'un mobile entre deux points. Le résultat optimal est obtenu en appliquant une accélération maximale pendant la moitié du trajet et une décélération de même valeur absolue pendant l'autre moitié. Nous avons ainsi, dans le temps, une fonction accélération en créneaux symétriques.

Notre problème est la minimisation de l'un des facteurs de dimensionnement δ' ou δ'' .

L'application d'une tension "bang-bang" aux bornes de l'enroulement permet d'obtenir l'excursion maximale du flux pour le minimum de tension crête, (figure III.3.1).

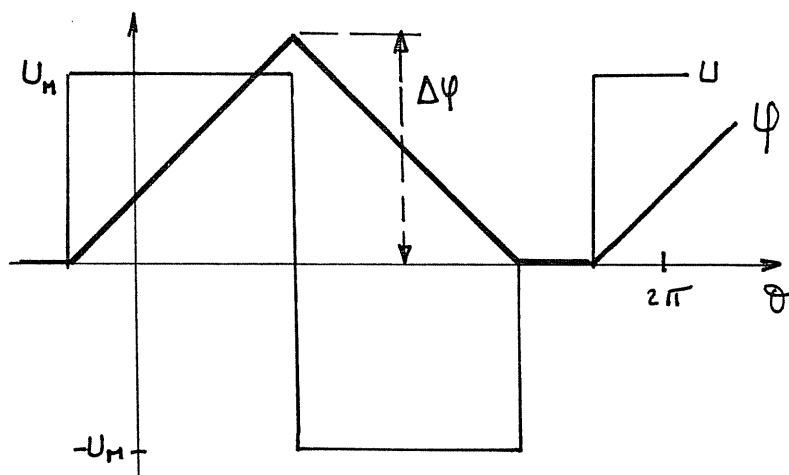


FIGURE III.3.1

$$\Delta\psi = U_{\max} \cdot (\pi - \theta_0 / 2) / n \cdot \omega \quad \text{III.4.}$$

Dans la plupart des cas, l'angle θ_0 est nul. Lorsqu'il est non nul, il permet de réduire le courant efficace ou maximal.

Nous pouvons considérer que la maximisation de l'excursion de flux maximise la quantité d'énergie convertie dans le cycle $\Psi(j)$, à tension maximale donnée.

Nous pouvons ainsi estimer que nous avons minimisé les facteurs de dimensionnement δ' ou δ'' :

$$\delta' = \text{Max}(U) \cdot I_{\text{eff}} / \langle C \rangle \cdot \Omega$$

$$\delta'' = \text{Max}(U) \cdot \text{Max}(i) / \langle C \rangle \cdot \Omega$$

Conclusion

C'est l'alimentation en tension en créneaux qui minimise, dans tous les cas, le dimensionnement du convertisseur. Ce résultat présente un intérêt évident sur le plan de la réalisation pratique car la construction d'un convertisseur générant de telles ondes ne pose pas de problème particulier aux fréquences utiles. Les différents composants semi-conducteurs de puissance cités au § II.1.3 sont utilisables dans leurs domaines respectifs d'application. Contrairement aux machines classiques, à répartition sinusoïdale du flux, qui nécessitent une alimentation en tension sinusoïdale pour obtenir de bons facteurs de dimensionnement et un couple constant, les machines à réluctance se contentent d'ondes de tension en créneaux. Ceci les destine à l'utilisation sur convertisseurs statiques simples et éventuellement unidirectionnels en courant. En outre, leurs facteurs de dimensionnement peuvent être plus faibles que ceux des machines classiques. C'est le cas des machines à réluctance variable excitées qui peuvent être alimentées par convertisseur unidirectionnel ou bidirectionnel en courant. Pour ce dernier type d'alimentation, il est alors possible de les comparer avec les machines synchrones alimentées, elles aussi, en courant bidirectionnel et excitées en courant continu.

Au chapitre suivant, nous étudierons les conséquences d'une telle alimentation sur le couple et les caractéristiques des machines à réluctance variable. Nous nous intéresserons à la minimisation de l'ondulation relative du couple monophasé et à l'obtention d'un couple constant en adoptant une structure polyphasée. Nous verrons alors le rôle très important de la forme de l'onde de perméance.

CHAPITRE IV
ÉTUDE PARAMÉTRIQUE
RÉSULTATS GÉNÉRAUX ET CONSÉQUENCES DE L'OPTIMISATION AVEC
UNE TENSION EN CRÉNEAUX

Nous allons présenter les résultats de l'optimisation des paramètres de l'alimentation en tension qui a été définie au chapitre précédent et considérée comme optimale quels que soient les paramètres de la machine et le couple demandé.

Nous rappelons les principales hypothèses de calculs qui sont l'absence de pertes et de couplage magnétique entre phases ainsi que l'hypothèse de Kapp.

Nous essaierons de dégager de cette étude les caractéristiques de la machine idéale qui permettent de minimiser le dimensionnement de son convertisseur. Nous présenterons, parallèlement à ces résultats d'optimisation, les diverses courbes caractéristiques de la machine obtenues lorsque les paramètres de l'alimentation varient autour de leur optimum. Nous montrerons alors qu'un compromis intéressant entre un bon dimensionnement et un faible couple pulsatoire peut être trouvé.

Les paramètres de réglage et les caractéristiques de fonctionnement étant différents en régimes non excité et excité, nous distinguerons les deux études.

IV.1 - OPTIMISATION ET CONSÉQUENCES EN RÉGIME NON EXCITÉ

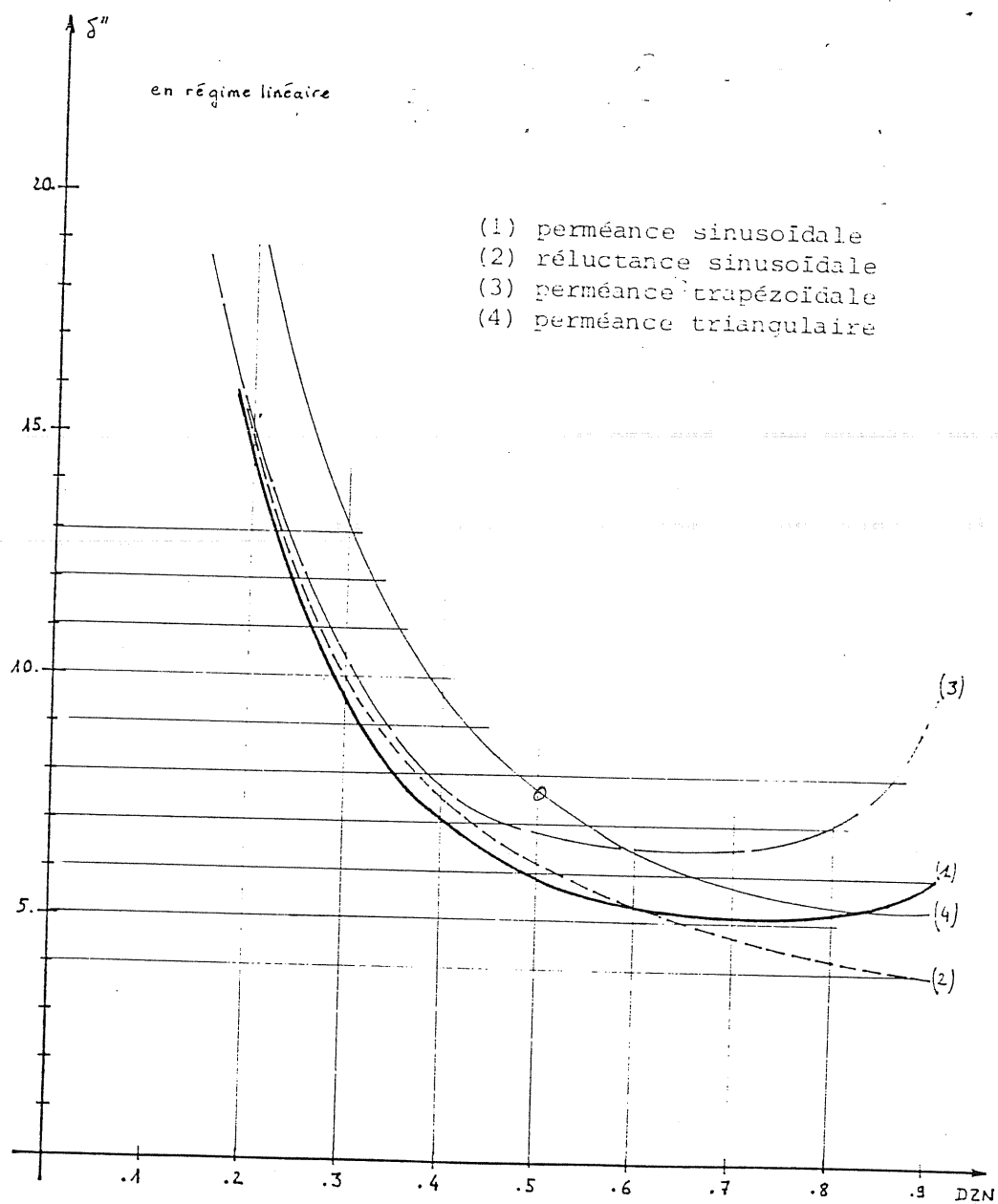
La saturation introduisant un paramètre supplémentaire K (voir définition au § II.3.2, expression II.3.10, explication physique II.3.3.1), et surtout une contrainte sur le couple moyen, nous présenterons une étude aussi générale que possible en fonctionnement linéaire, et des cas particuliers en fonctionnement saturé.

IV.1.1 - Fonctionnement linéaire

Comme nous l'avons fait lors de l'étude d'alimentations en courant, au § II.4.2, nous allons présenter les résultats d'optimisation sur δ ainsi que leurs conséquences, en fonction de la caractéristique DZN et de quelques formes d'onde particulières de la perméance.

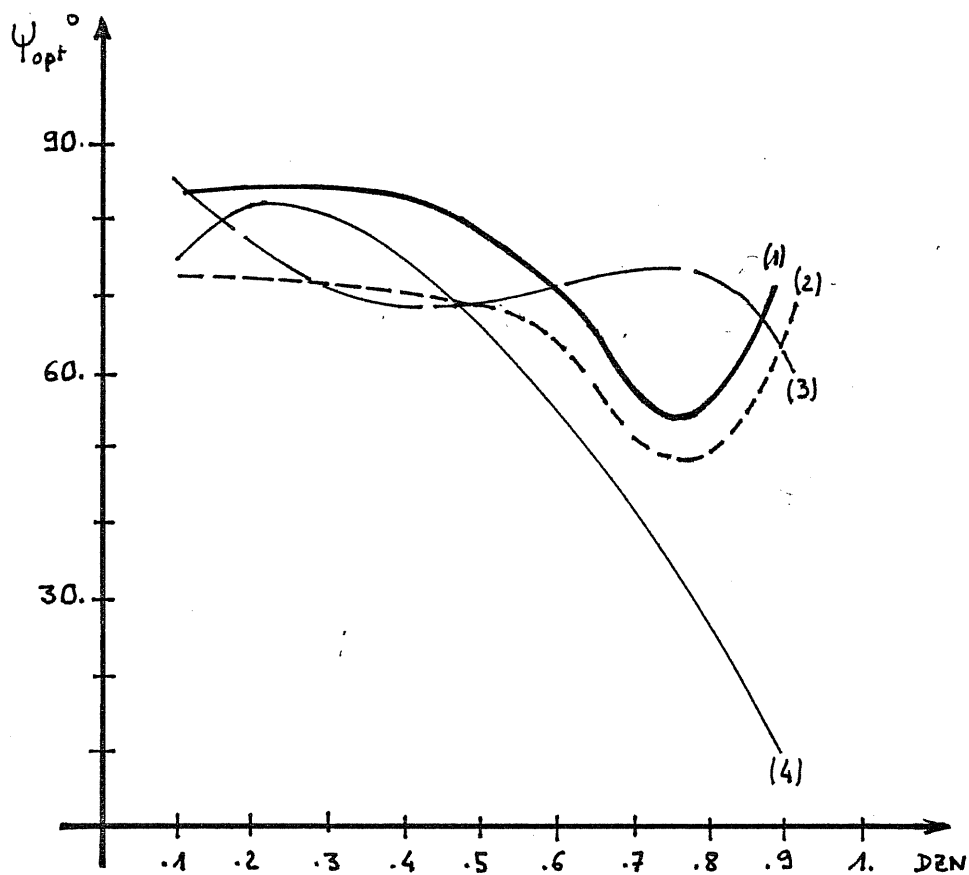
Les formes d'onde de perméance choisies sont :

- (1) - la perméance sinusoïdale
- (2) - la réluctance sinusoïdale
- (3) - la perméance trapézoïdale de paramètres $\theta_1 = \pi/4$ et $D\theta_p = 2\pi/3$,
(voir § II.3.1)

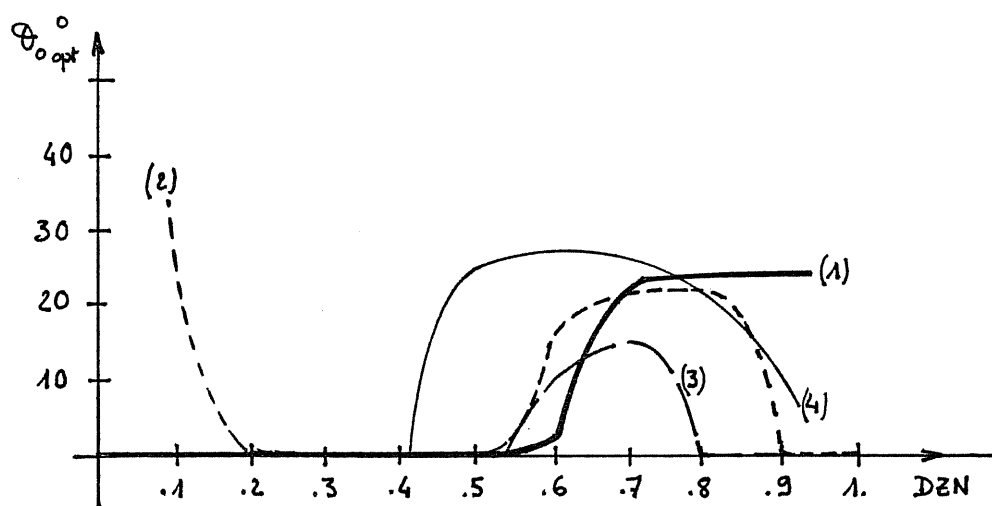


OPTIMISATION EN RÉGIME LINÉAIRE
NON EXCITÉ

Figure IV.1.1



- (1) perméance sinusoïdale
- (2) réluctance sinusoïdale
- (3) perméance trapézoïdale
- (4) perméance triangulaire



PARAMÈTRES OPTIMAUX DE L'OPTIMISATION EN RÉGIME LINÉAIRE
NON EXCITÉ

Figure IV.1.2

(4) - la perméance triangulaire (cas particulier de la perméance trapézoïdale avec $\theta_1=0$ et $D\theta_p=\pi$).

L'optimisation du facteur de dimensionnement δ' est obtenue pour des paramètres de la tension, très voisins de ceux optimisant δ'' , voire identiques. Nous ne présentons donc pas ces résultats. En fait, δ' nous intéresse beaucoup moins que δ'' , puisque la quasi totalité des convertisseurs utilisés est à commutation forcée.

L'optimisation de δ'' en fonction de DZN est donnée à la figure IV.1.1. En règle générale, quelle que soit la forme de l'onde de perméance, le dimensionnement du convertisseur est d'autant plus faible que DZN est grand. Ce phénomène avait déjà été observé avec les alimentations en courant au § II.4.2.1. Lorsque DZN est faible, la perméance moyenne, qui ne participe pas à la conversion d'énergie, est grande par rapport à la variation relative de perméance, il existe, par conséquent, une forte "composante réactive" du courant dégradant les facteurs de dimensionnement.

La variation de réluctance sinusoïdale qui avait semblé totalement dépourvue d'intérêt, avec les alimentations en courant, (§ II.4.2 et [12]) prend tout son sens avec l'alimentation en créneaux de tension pour les valeurs élevées de DZN.

Les paramètres optimaux de la tension sont présentés, figure IV.1.2. En régime linéaire, nous avons vu que le couple était proportionnel à $(E/f)^2$ (§ III.3 et annexe 4).

Conséquence de l'optimisation

Nous avons calculé pour les différents cas :

- la proportion du cycle occupé ($\langle C \rangle \%$) par rapport au cycle obtenu avec un créneau de courant appliqué pendant la phase de croissance de la perméance, figure IV.1.3. Elle est représentative de la bonne utilisation de la machine.

- l'ondulation relative du couple monophasé ($\Delta C / \langle C \rangle$) est donnée à la figure IV.1.4. Elle est égale au rapport de $(C_{\text{Maxi}} - C_{\text{min}})$ sur le couple moyen et, est assez représentative des contraintes mécaniques exercées sur le rotor d'une machine du type multistack. Dans le cas d'une machine polyphasée en un seul élément, cette ondulation de couple est absorbée plus facilement par la masse du rotor. Le problème de liaison mécanique entre les différentes parties de la structure multistack disparaît.

$\langle c \rangle \%$
du cycle maxi

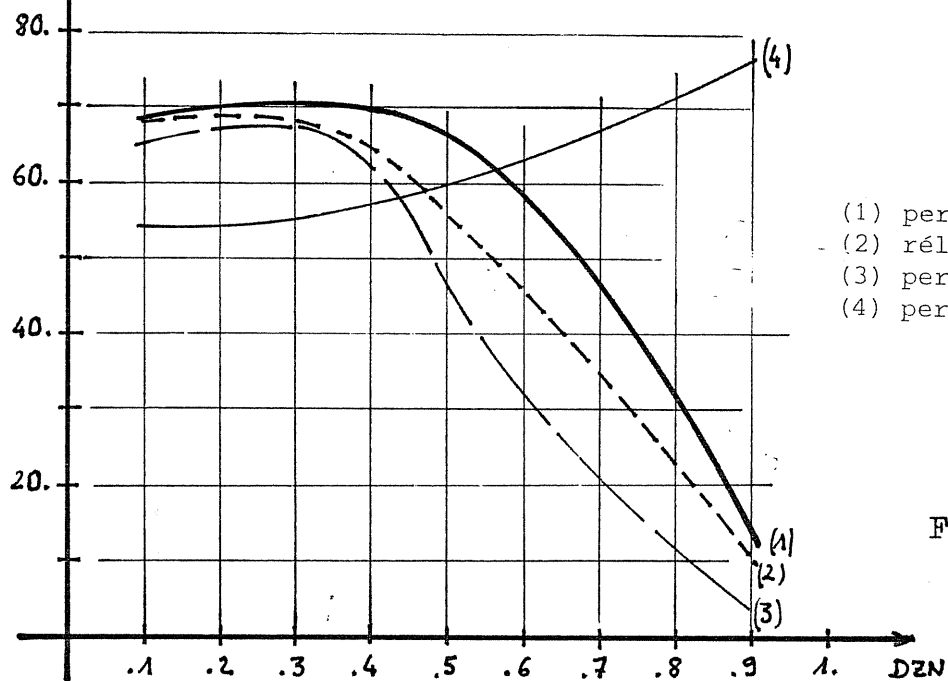


Figure IV.1.3

$\frac{\Delta c}{\langle c \rangle}$

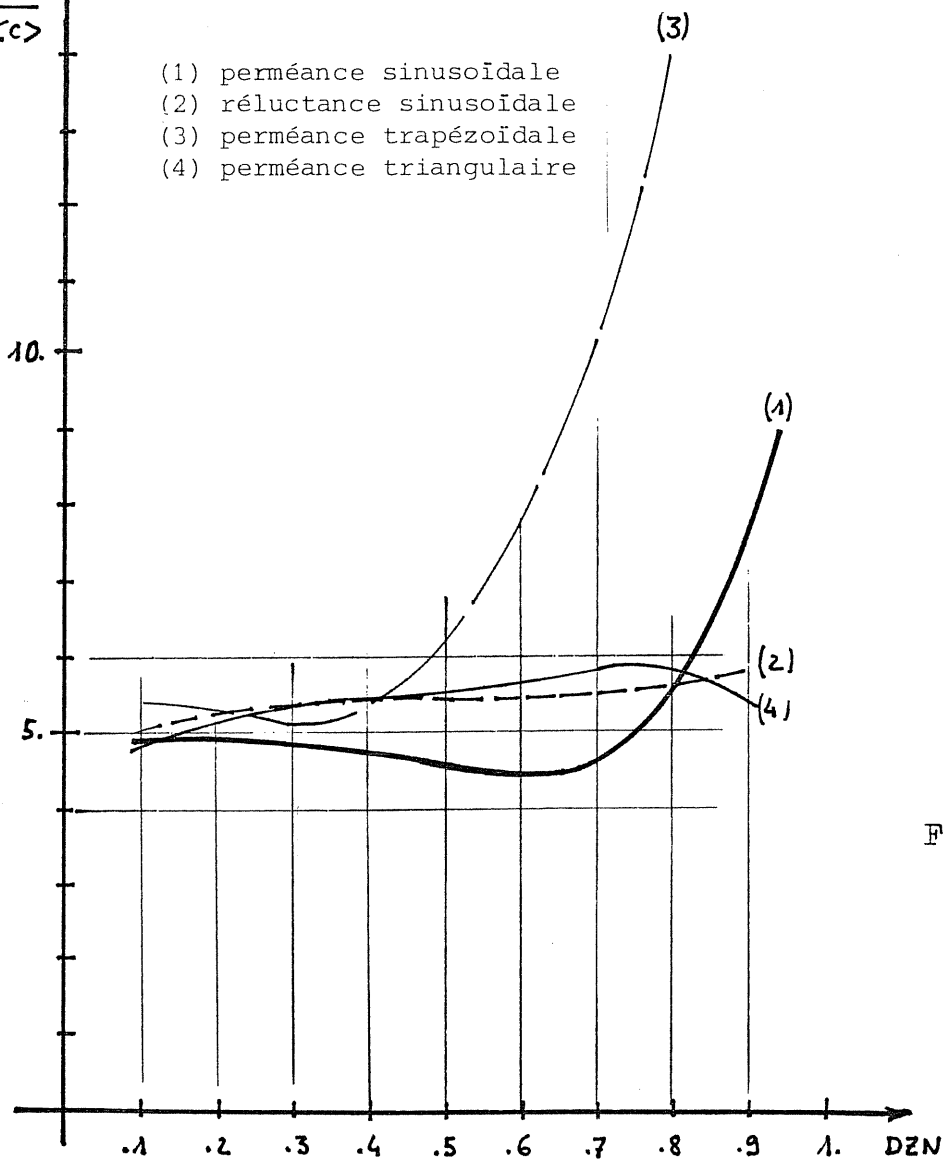


Figure IV.1.4

CONSÉQUENCES DE L'OPTIMISATION

- l'harmonique 3 du couple, (figure IV.1.5), est le premier harmonique du couple d'une machine triphasée. La machine triphasée est la plus courante; elle assure un bon compromis entre une complexité minimale de l'ensemble machine-convertisseur et un couple peu ondulé. L'harmonique qui vient ensuite est de rang 6. Il est beaucoup plus faible, environ 5 fois, sauf pour les machines à perméance trapézoïdale dans lesquelles le spectre ne décroît que lentement avec le rang.

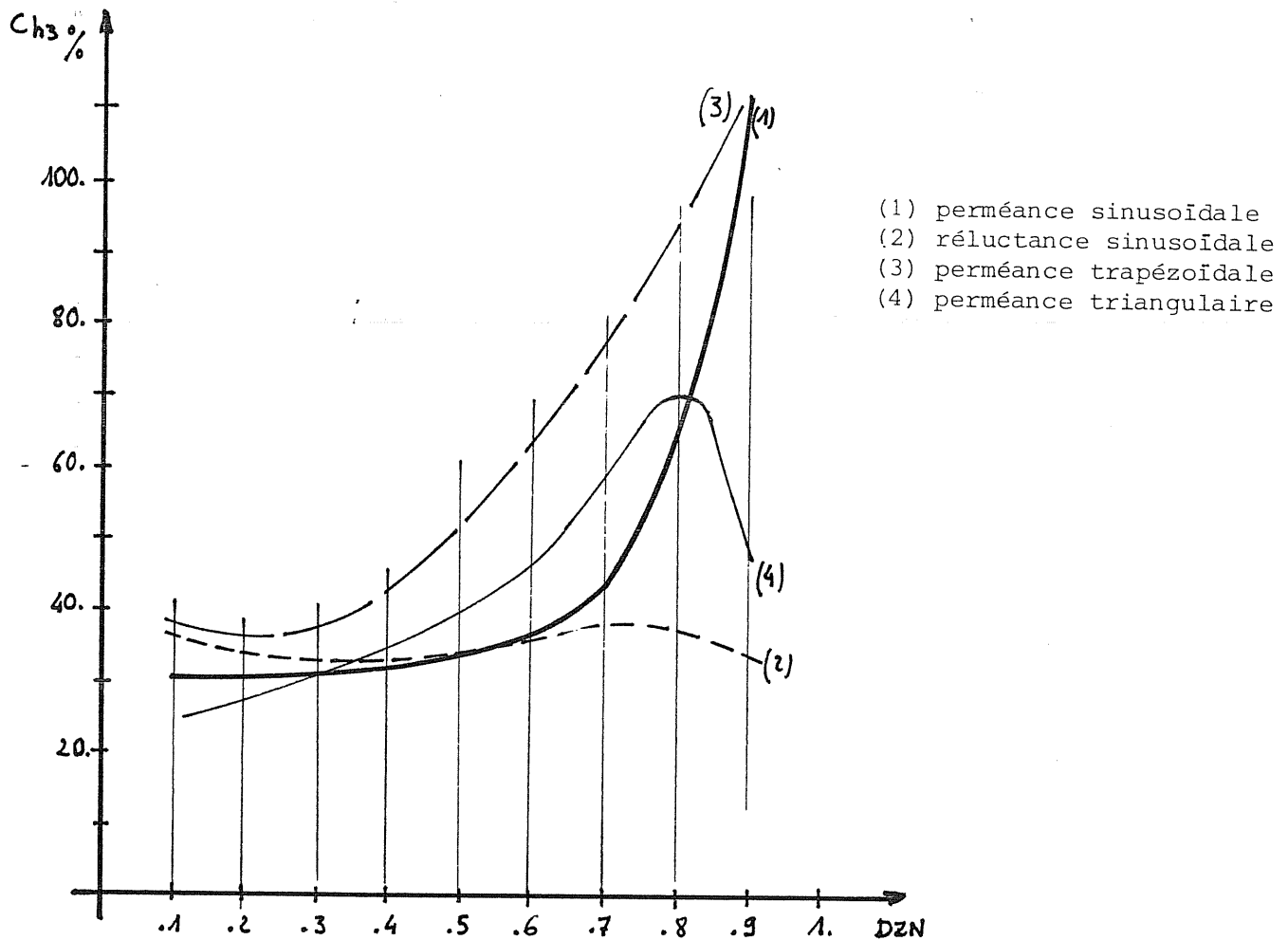


FIGURE IV.1.5

Nous avons effectué un classement de 1 (meilleure performance) à 4 (moins bonne performance) des 4 formes d'onde étudiées en régime linéaire. Il est présenté au tableau IV.1.6.

critère forme	δ''			$\langle c \rangle$ en % de l'aire maxi			$\Delta C / \langle c \rangle$		
	DZN < .6	DZN > .6	DZN < .85	DZN < .45	DZN > .45	DZN > .55	DZN < .4	DZN > .4	DZN > .8
(1)	1	2	3	1	1	2	1	1	3
(2)	2	1	1	2	3	3	2	2	2
(3)	3	4	4	3	4	4	2	4	4
(4)	4	3	2	4	2	1	2	2	1

- (1) perméance sinusoïdale
(2) réluctance sinusoïdale
(3) perméance trapézoïdale
(4) perméance triangulaire

TABLEAU IV.1.6

Lorsque DZN est inférieur à 0,6, la variation de perméance sinusoïdale est optimale selon tous les critères passés en revue.

Lorsque DZN est supérieur à 0,6, le bon compromis convertisseur/machine est obtenu avec une variation de perméance triangulaire. La variation de réluctance sinusoïdale devient optimale lorsque le critère est le dimensionnement, mais alors, elle est particulièrement désavantageuse en ce qui concerne la bonne occupation du cycle.

Nous allons maintenant étudier l'évolution de ces résultats en régime saturé.

IV.1.2 - Fonctionnement saturé

La variation de perméance trapézoïdale, dépourvue d'intérêt en régime linéaire, l'est également lorsque le fer se sature. Nous n'étudions donc plus que les formes (1), (2) et (4) (voir § précédant) pour deux valeurs de DZN : 0,5 et 0,8.

Nous allons effectuer des optimisations de δ'' en fonction de la contrainte du couple moyen, paramétrées en K (pour la signification de K voir § II.3.3.1).

L'exploitation des courbes des figures IV.1.7 et IV.1.8, nous montre qu'il est possible d'obtenir une diminution supplémentaire des facteurs de dimensionnement en saturation (excepté avec la réluctance sinusoïdale) d'autant plus importante que DZN est grand. Pour les forts couples (lorsque l'on s'approche de la limite du couple maximal convertible de la machine), la dégradation de δ'' est très rapide.

Il est intéressant, pour diminuer le dimensionnement du convertisseur, que K avoisine le plus possible 0. Si on considère le modèle magnétique défini au § II.3.2, K=0 correspond à l'égalité de la pente en saturation à la

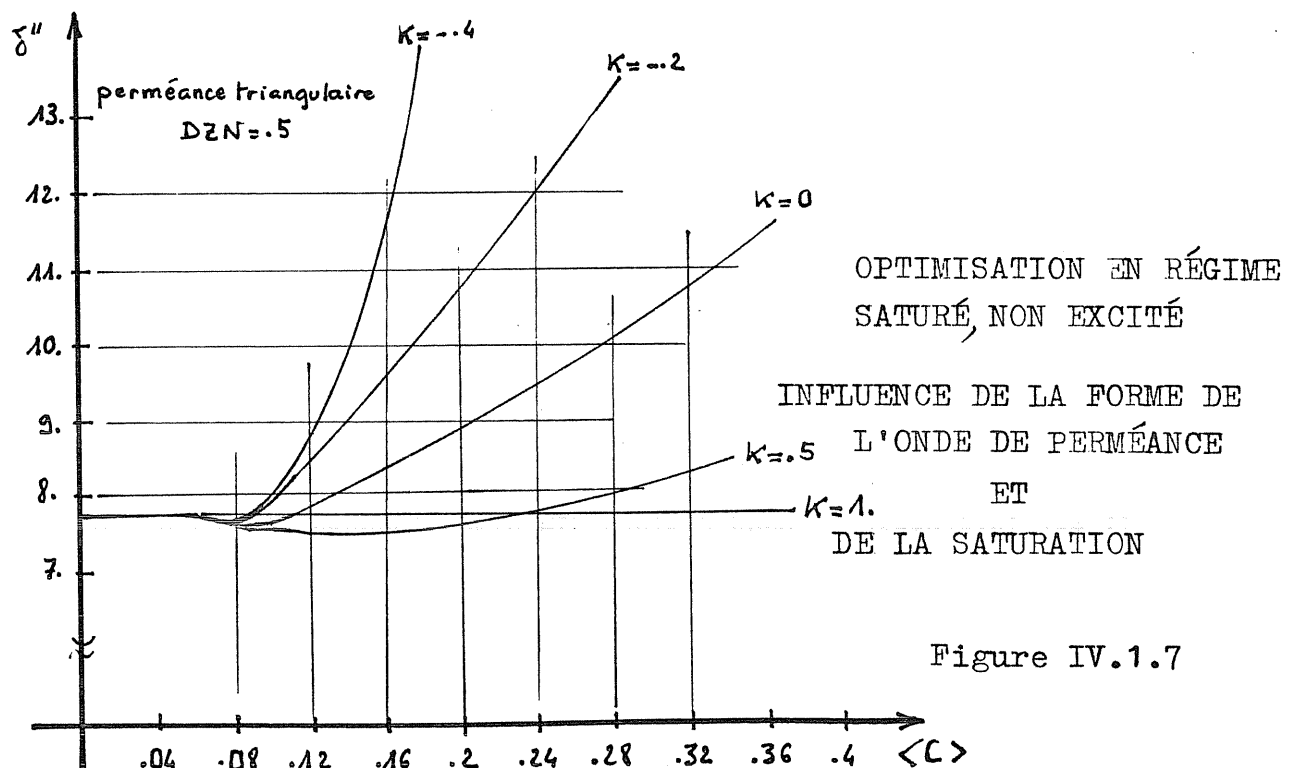
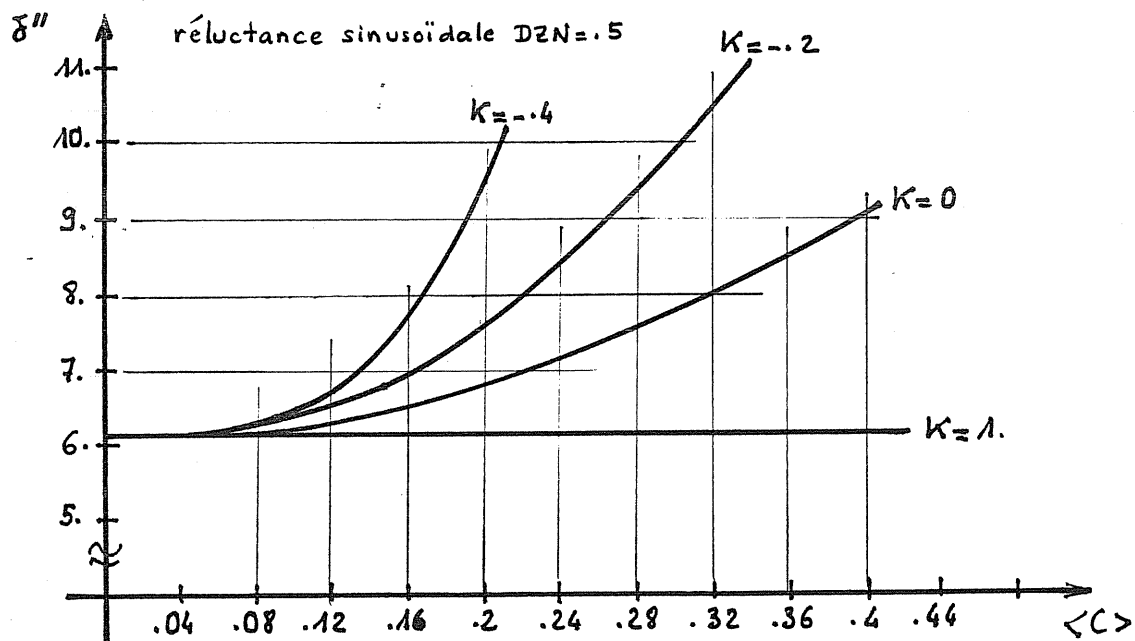
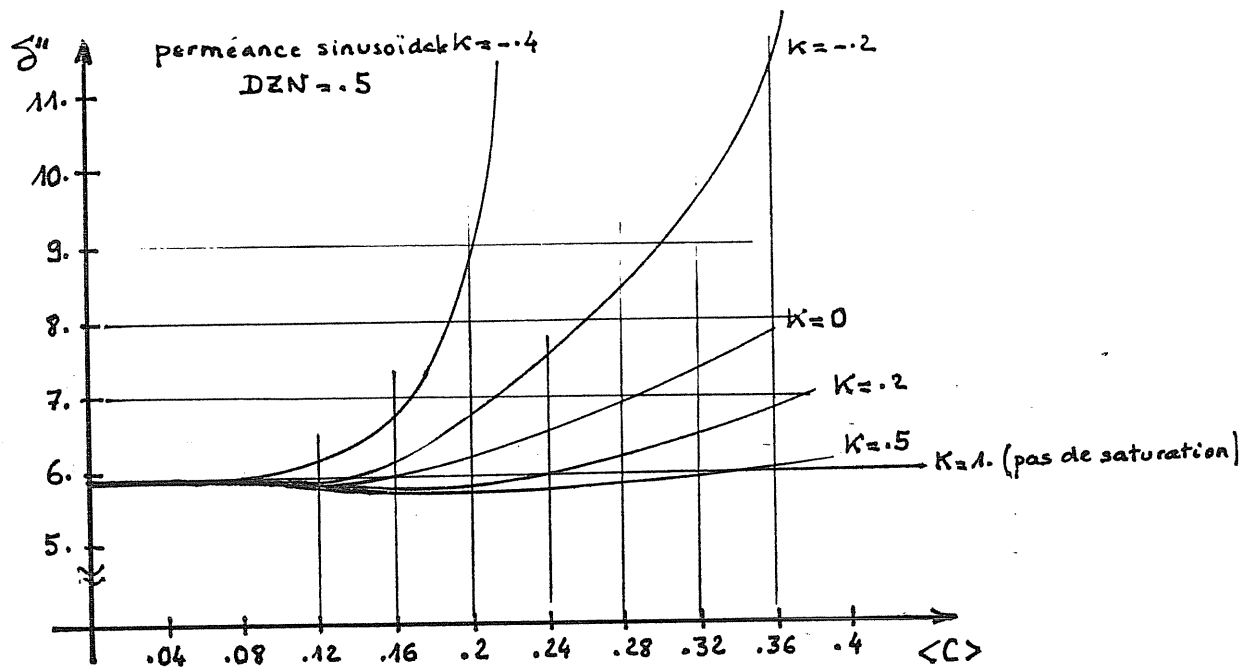


Figure IV.1.7

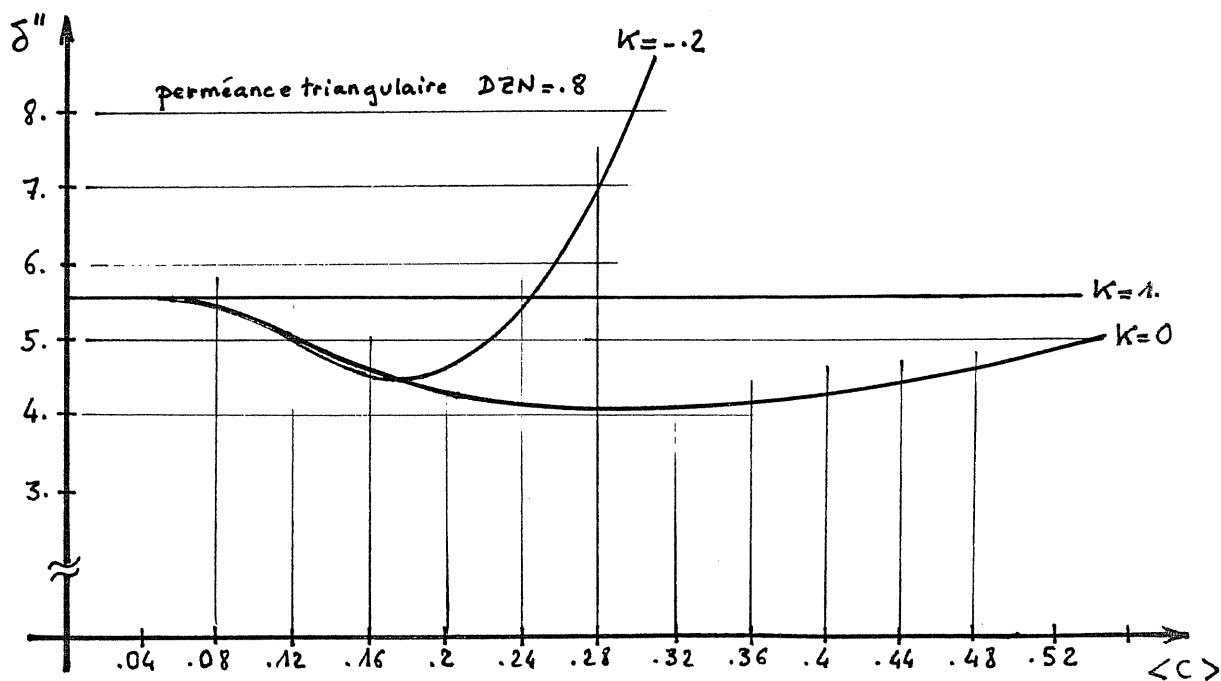
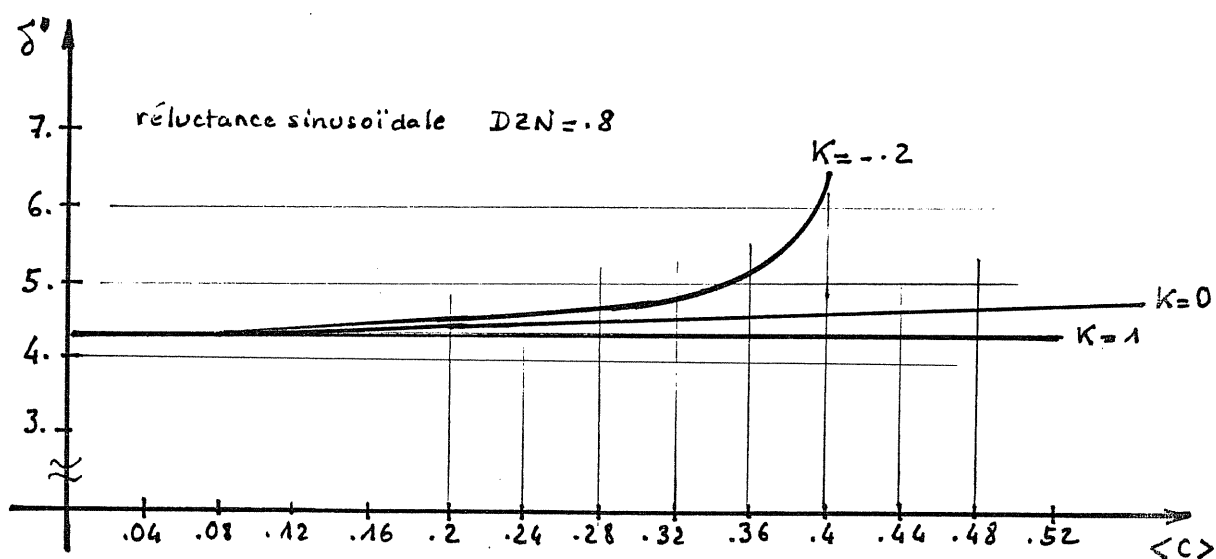
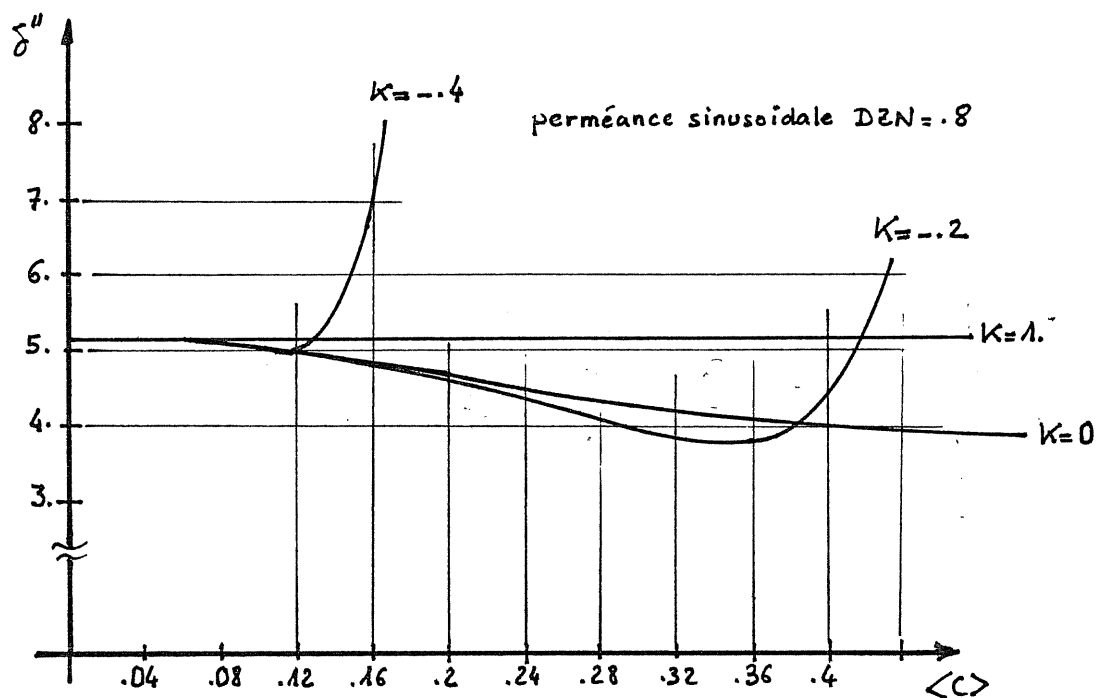


Figure IV.1.8

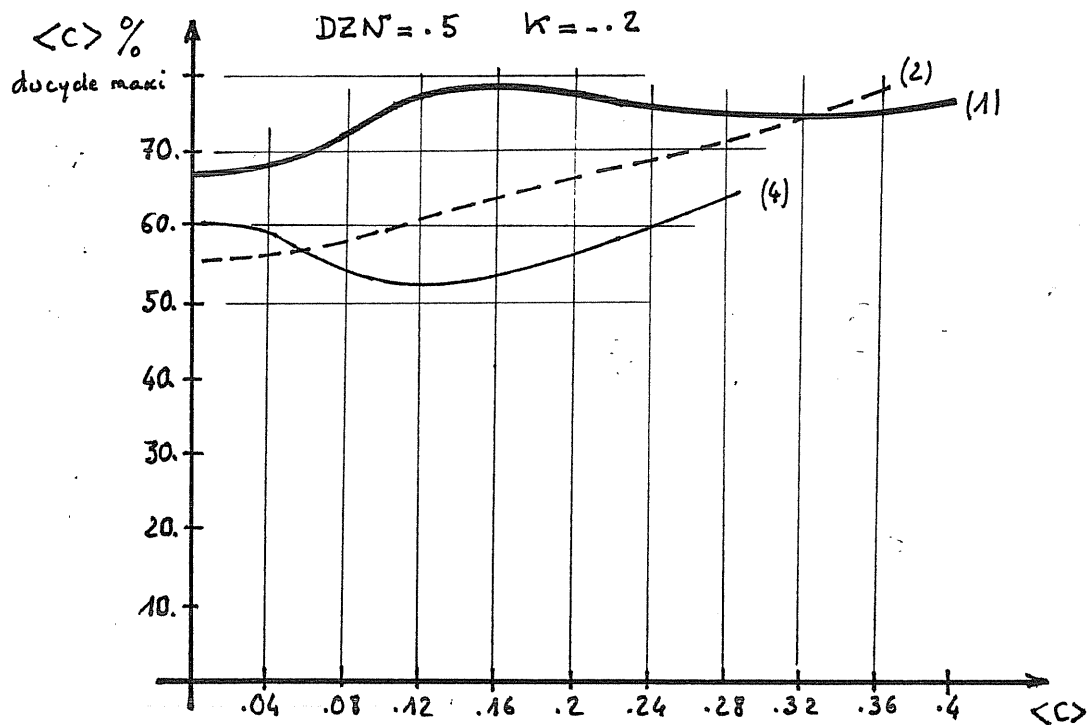
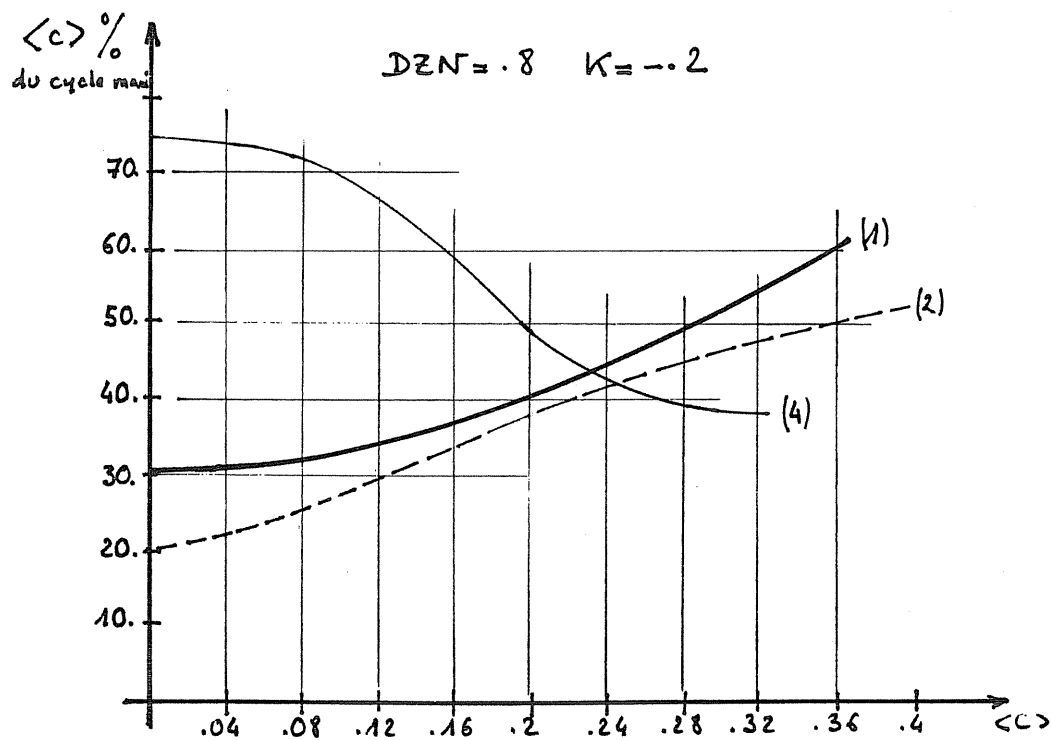


Figure IV.1.9a

- (1) perméance sinusoidale
- (2) réluctance sinusoidale
- (3) perméance trapézoïdale
- (4) perméance triangulaire



CONSEQUENCE DE L'OPTIMISATION EN REGIME SATURE NON EXCITE
SUR LE "REMPLISSAGE DU CYCLE"

Figure IV.1.9b

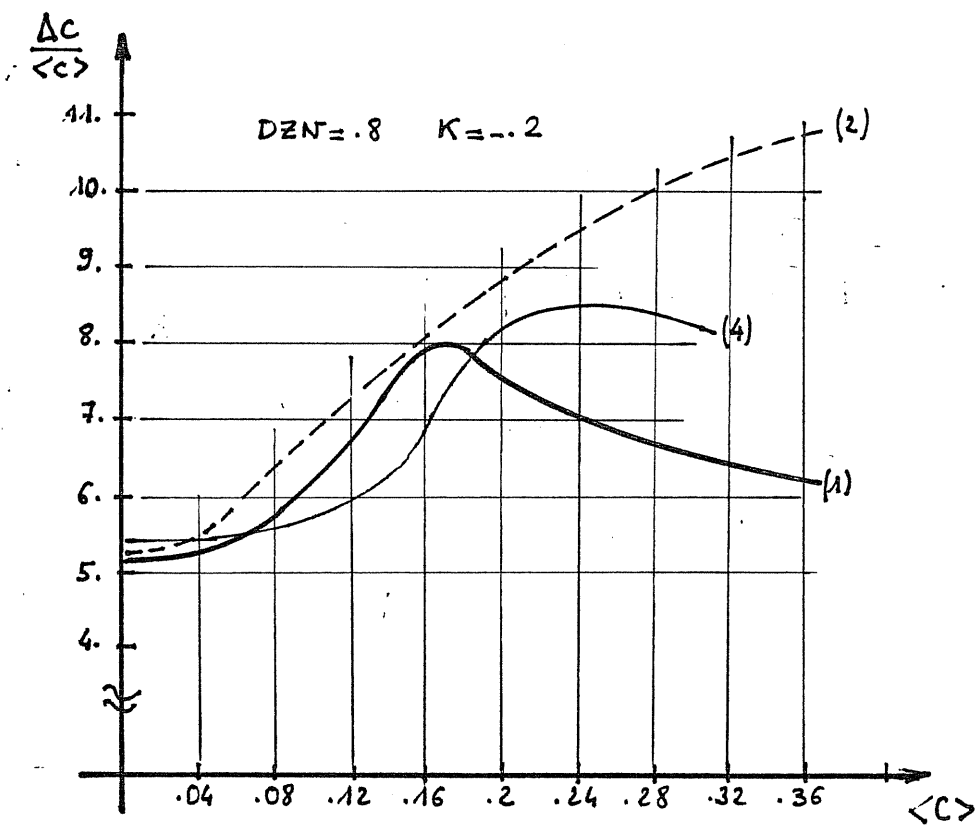


Figure IV.1.10a

- (1) perméance sinusoïdale
- (2) réluctance sinusoïdale
- (3) perméance trapézoïdale
- (4) perméance triangulaire

ONDULATION RELATIVE DU COUPLE MONOPHASE

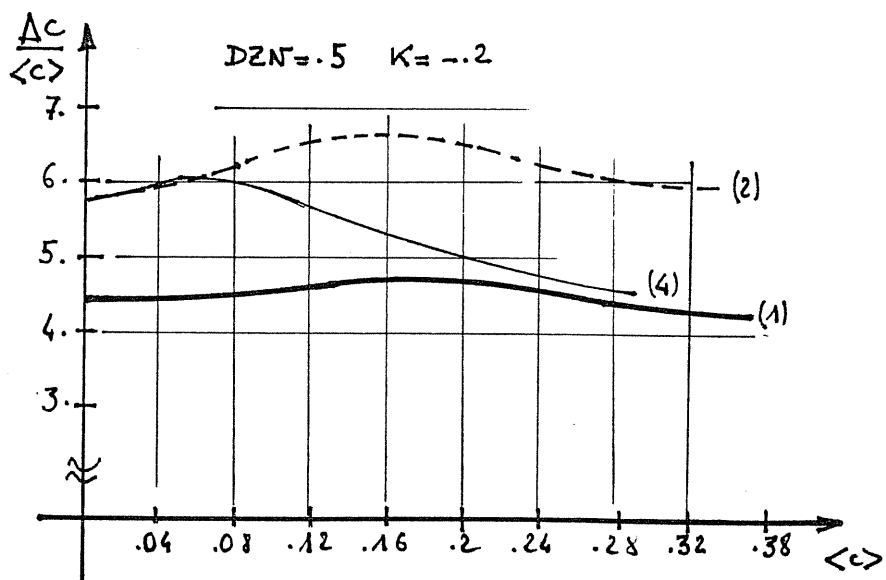


Figure IV.1.10b

conjonction et la pente à l'opposition. Les valeurs positives de K ne sont pas réalistes en très forte saturation (voir § II.3.3.1).

Pour les grandes valeurs de DZN ($>0,6$), la variation de perméance sinusoïdale retrouve l'intérêt qu'elle avait perdu en régime linéaire. En effet, la dégradation des facteurs de dimensionnement, lorsque le couple demandé augmente, est plus lente qu'avec les autres formes d'onde de perméance.

Conséquences de l'optimisation de δ

Nous allons traiter deux exemples précis. Le premier est : $DZN=0,5$ et $K=-0,2$. Ces caractéristiques sont celles de la machine triphasée de 200kW du laboratoire d'ORSAY. Son couple nominal normalisé vaut : $\langle c \rangle = 0,11$. (Magnétiquement, la machine est capable de beaucoup plus, il ne sera donc pas nécessaire de la saturer fortement). Pour comparaison, nous donnons un second exemple avec $DZN=0,8$ et $K=-0,2$.

Les courbes d'occupation du cycle sont présentées aux figures IV.1.9.a et IV.1.9.b, celles de l'ondulation du couple monophasé, aux figures IV.1.10.a et b

Pour l'exemple : $DZN=0,5$, $K=-0,2$, l'intérêt de la variation de perméance sinusoïdale ne nécessite pas de commentaire. On obtient un excellent compromis convertisseur machine.

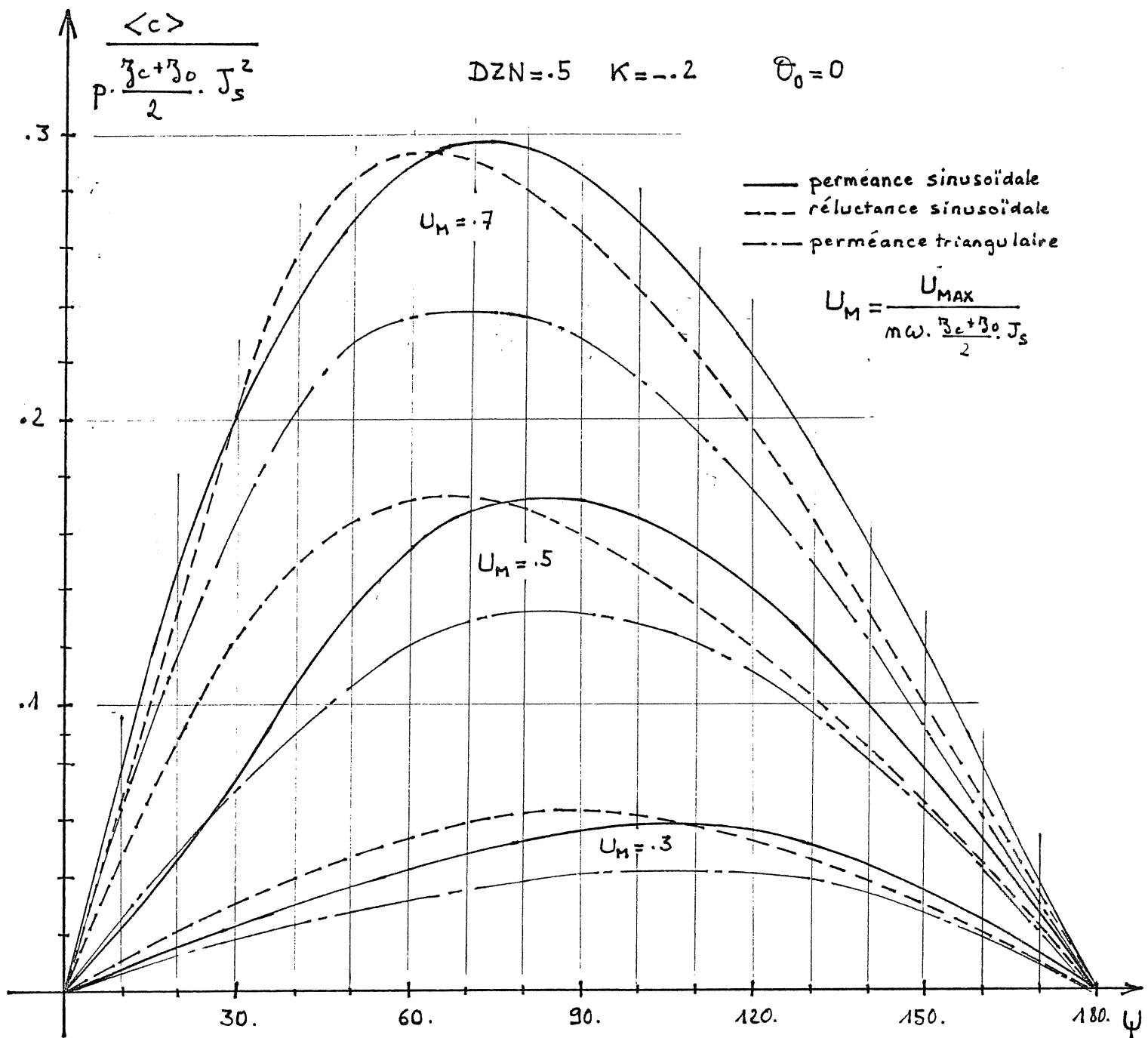
Pour le second exemple : $DZN=0,8$, $K=-0,2$, jusqu'à un couple peu élevé ($\langle c \rangle = 0,2$), la variation de perméance triangulaire est plus intéressante, en particulier pour la bonne occupation du cycle. C'est seulement dans le cas d'une machine très saturée que la variation de perméance sinusoïdale est absolument optimale.

IV.1.3 - Influence des paramètres de l'alimentation Ψ , U_M et θ_0

Dans le cas précis de la machine triphasée de 200kW, nous allons montrer l'évolution des principales caractéristiques en fonction des paramètres Ψ , U_M et θ_0 (rappelons que U_M est une grandeur normalisée homogène au rapport de la tension maximale à la fréquence : U/f).

Ces calculs sont nécessaires pour aborder l'étude des modes de commande au § V.4.

Tout d'abord, donnons la caractéristique d'évolution du couple moyen en fonction de l'angle Ψ (lorsque θ_0 est nul), pour les trois formes de variation de perméance retenues, Fig. IV.1.11.



Ces courbes ont l'allure de sinusoïdes en fonction de ψ (l'expression du couple moyen en régime linéaire a été vue au § III.3).

La très grande importance de la forme de l'onde de perméance est, ici encore, constatée. La saturation décale les maxima vers 0.

Etudions l'évolution des autres variables en fonction de ψ :

-les facteurs de dimensionnement : δ'' (fig.IV.1.12) et δ' (fig.IV.1.13)

Il s'avère que leur évolution, en fonction de ψ et de la saturation, est assez complexe. Leur minimum, à flux donné, a pour abscisse un angle ψ inférieur à celui correspondant au maximum du couple moyen. Ce minimum est en général

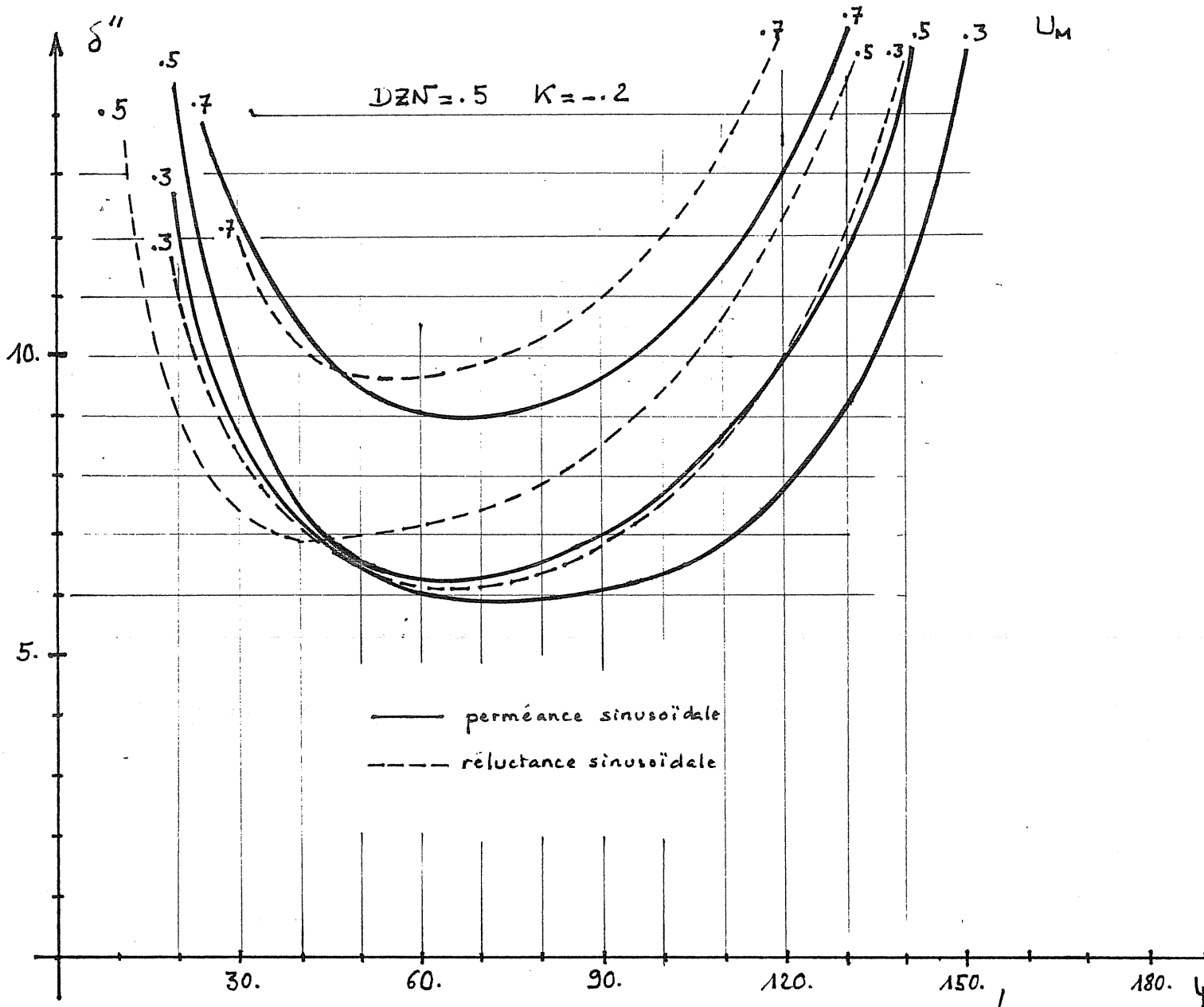


Figure IV.1.12

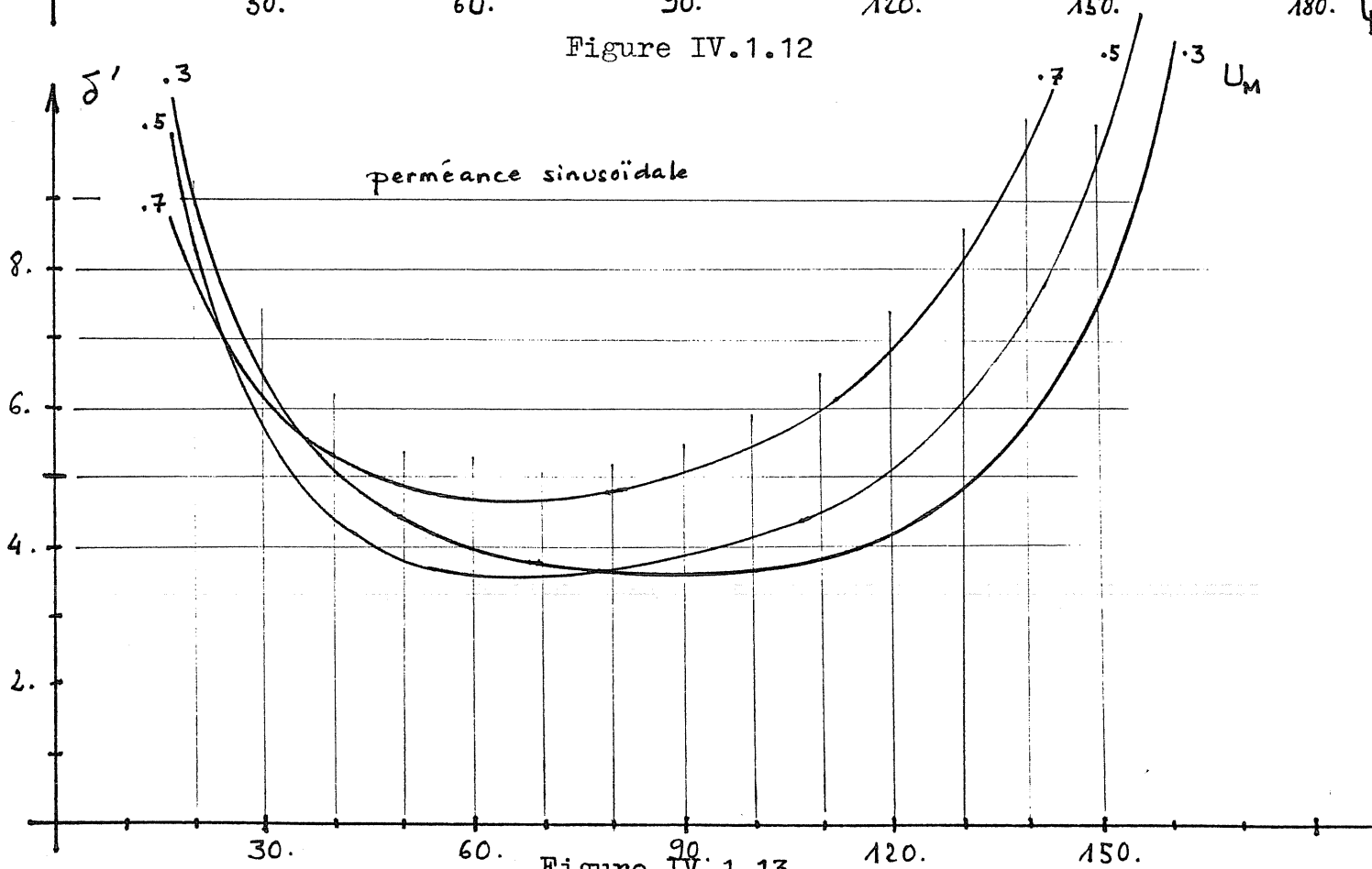
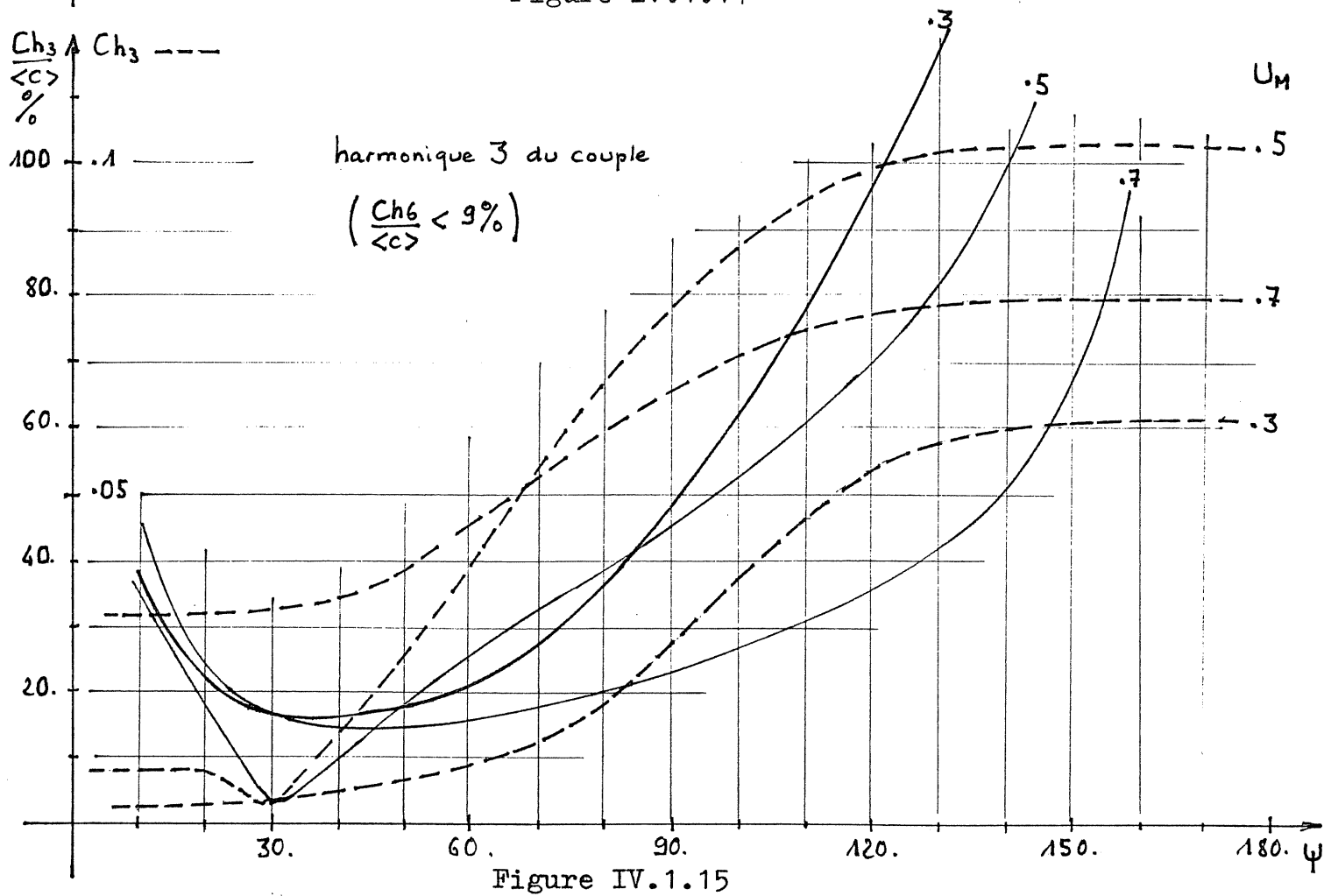
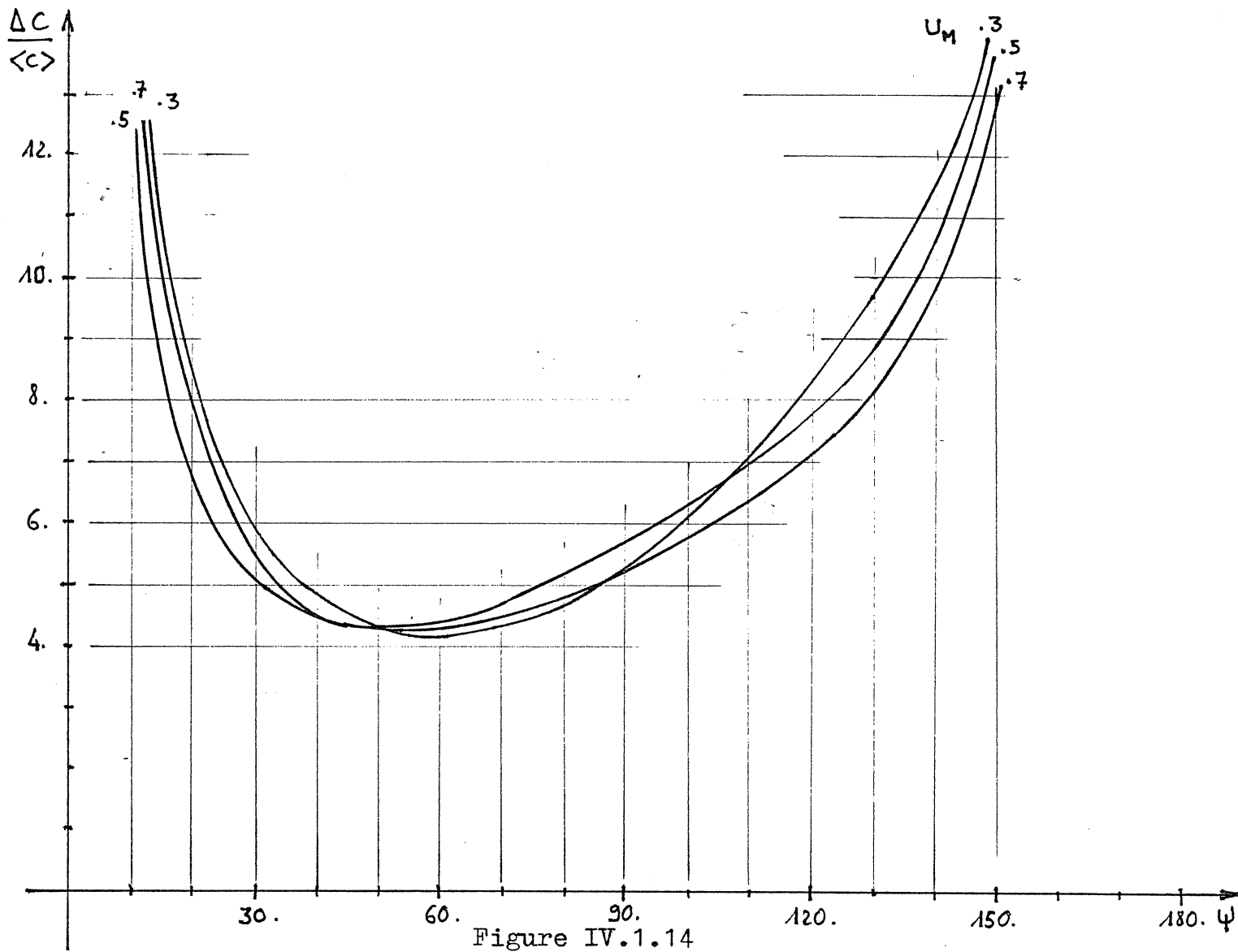


Figure IV.1.13

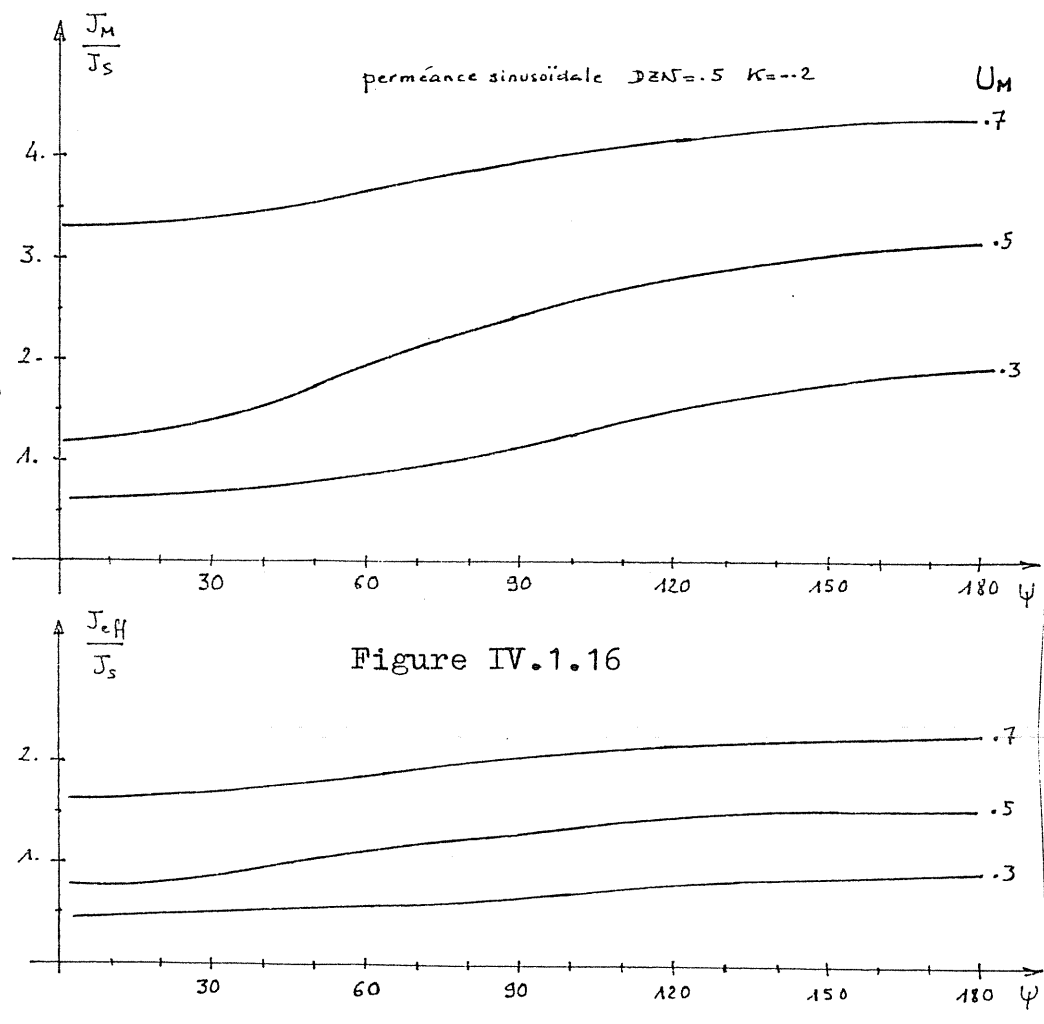


assez "plat" et, une variation d'environ 20° autour du point optimal semble permise sans grande altération des facteurs de dimensionnement.

- l'ondulation du couple $\Delta C / \langle C \rangle$ pour une perméance sinusoïdale, fig. IV.1.14, passe par un minimum qui varie peu en fonction de la saturation (ici, aux alentours de 50°). Il est a priori possible de trouver un compromis entre un bon facteur de dimensionnement et une faible ondulation du couple (l'optimum de δ se produisant pour un angle Ψ aux alentours de $60-70^\circ$).

- l'harmonique 3 du couple, en valeur absolue : C_{h3} , en valeur relative : $C_{h3} / \langle C \rangle$ est présenté à la figure IV.1.15. Ici, la machine étant triphasée, l'harmonique 3 est prépondérant (l'harmonique 6 est toujours inférieur à 9% du couple moyen). Pour le minimiser, il est intéressant de travailler avec un angle Ψ situé aux alentours de 20 à 60° .

- Les ampères-tours maximaux et efficaces. figure IV.1.16. Les ampères-tours maximaux, J_M , continuent d'augmenter au-delà de l'angle Ψ correspondant au maximum du couple moyen. Cette partie de la caractéristique du couple est la zone instable de la machine non autopilotée. En fait, travailler avec une valeur de Ψ dans cette zone ne présente que des inconvénients : facteurs de dimensionnement et ondulation du couple élevés. Ce fonctionnement ne sera jamais utilisé.



Maintenant, étudions le comportement des différentes grandeurs, à Ψ et θ_0 fixés, lorsque le flux maximal varie (U_M varie).

En zone linéaire, le couple est proportionnel à $(U/f)^2$.

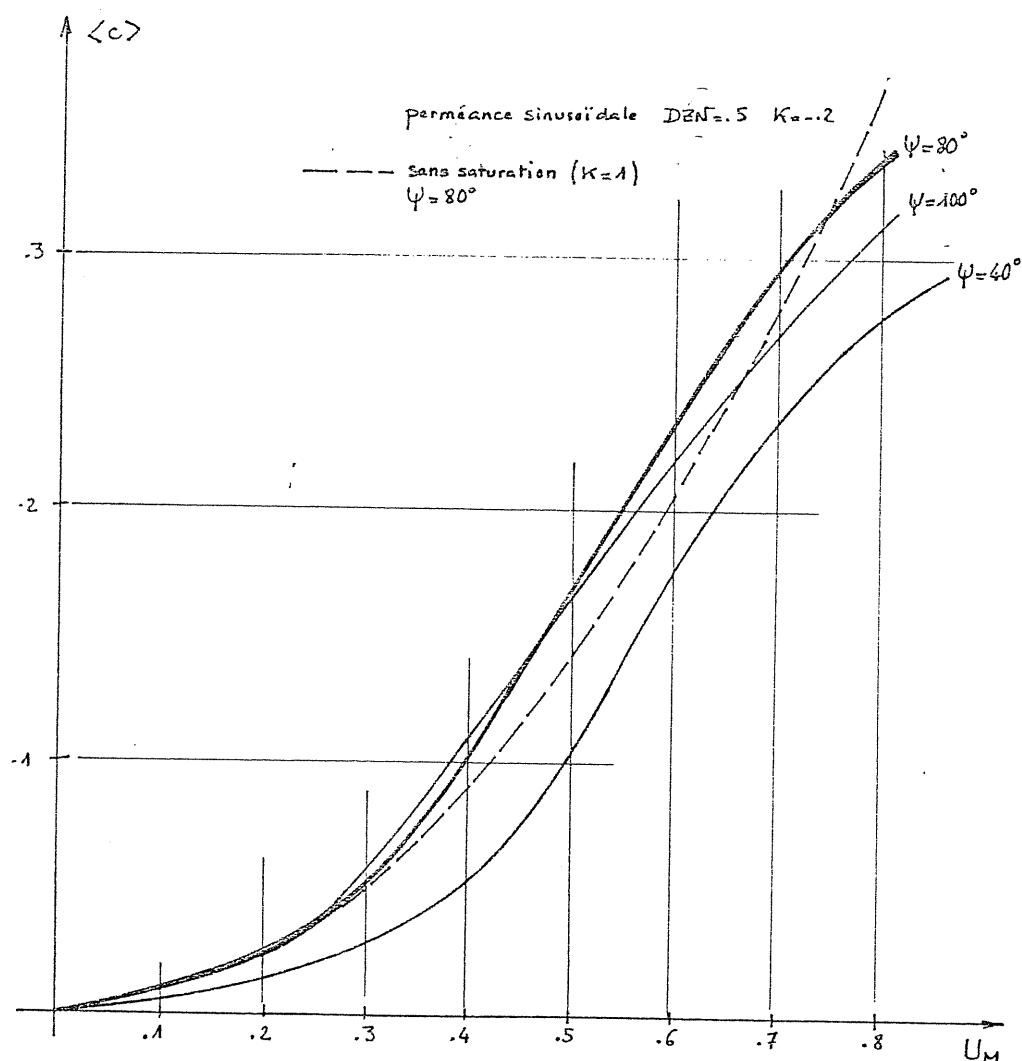


FIGURE IV.1.17

Nous remarquons que la saturation ne modifie pas beaucoup la caractéristique $\langle C \rangle$ fonction de U/f (fig.IV.1.17).

En traits interrompus, nous avons tracé la caractéristique, pour $\Psi = 80^\circ$, sans saturation. Il apparaît qu'à l'entrée en zone saturée, le couple moyen devient plus grand qu'il ne l'aurait été sans saturation. Ce phénomène est propre à l'alimentation à flux forcé. La saturation affaiblit la perméance, et les ampères-tours deviennent plus grands, ce qui, globalement, augmente l'aire du cycle tant que l'on se trouve suffisamment loin de sa limite. Ce phénomène ne se produit pas avec les alimentations en courant pour lesquelles le couple diminue en saturation.

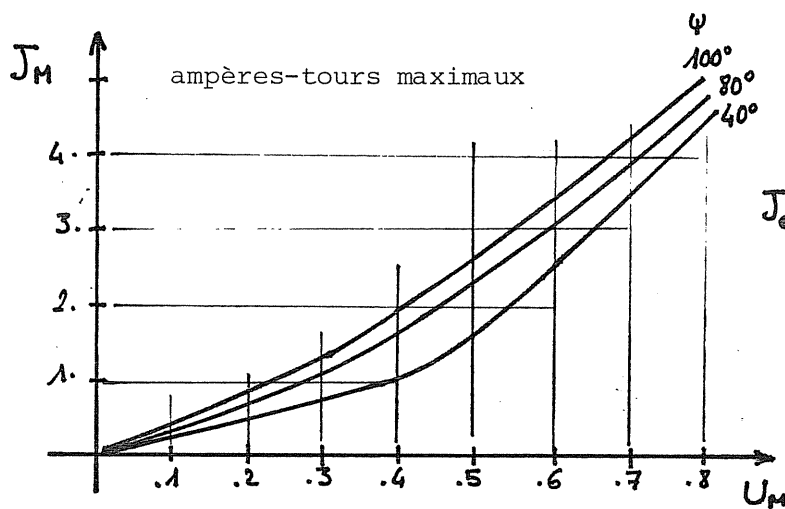


FIGURE IV.1.18a

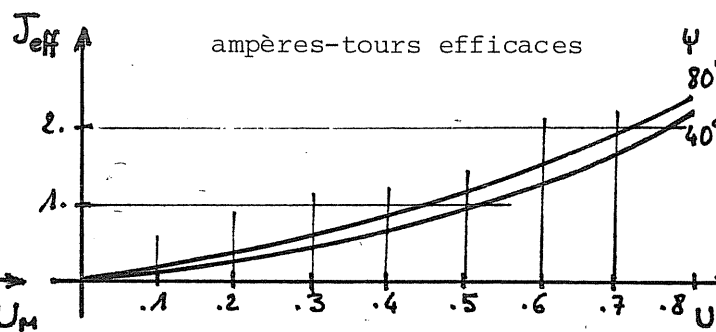


FIGURE IV.1.18b

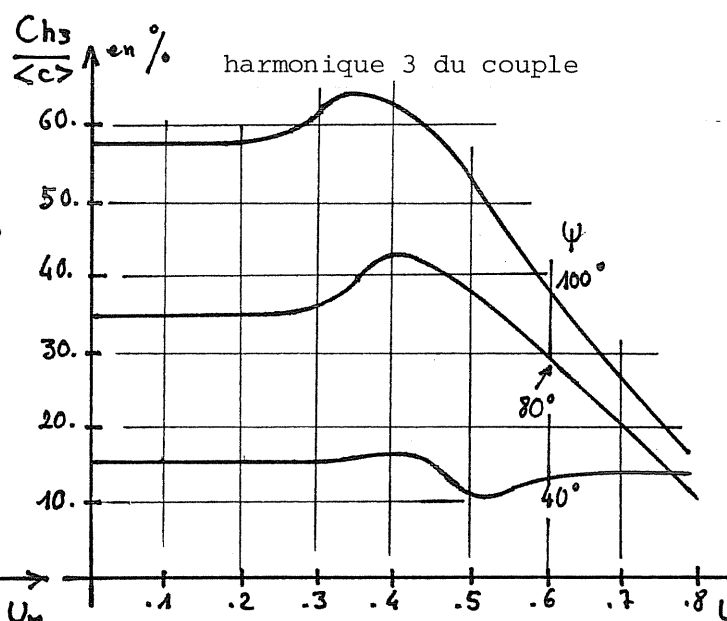
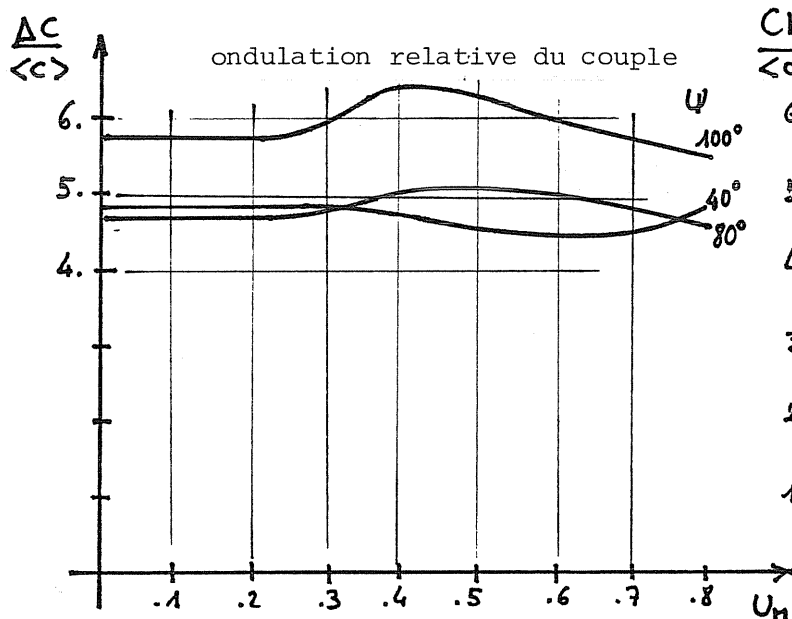


FIGURE IV.1.19

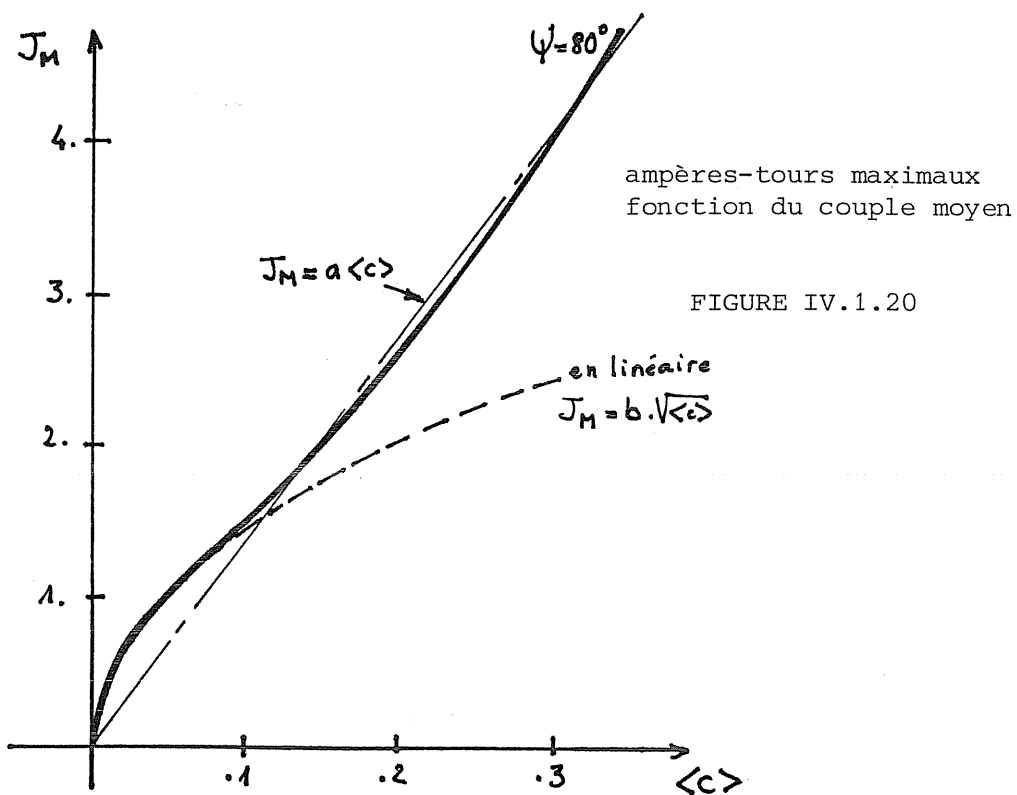


FIGURE IV.1.20

Les courbes des ampères-tours maximaux et efficaces sont données aux figures IV.1.18 a et b. Sans saturation, ces courbes seraient des droites, nous constatons l'augmentation plus rapide du courant qui contribue à l'accroissement du couple dont il est question.

Lorsque la machine est saturée, il est ainsi possible d'imaginer que les facteurs de dimensionnement puissent diminuer. En ce qui concerne δ'' , il suffit que le couple moyen augmente plus rapidement que le courant maximal.

Les courbes de l'ondulation du couple monophasé et de l'harmonique 3 en fonction de U/f sont données à la figure IV.1.19.

A angle Ψ fixé, il est possible de déduire des courbes précédentes, une caractéristique J_M fonction de $\langle C \rangle$. Nous l'avons déterminée pour $\Psi=80^\circ$ à la figure IV.1.20. Dans la partie linéaire, le couple moyen est proportionnel à J_M^2 . Ensuite, la loi de variation est presque linéaire : $J_M=k.\langle C \rangle$. Il s'agit donc d'une caractéristique particulièrement intéressante, si on utilise la machine en forte saturation et que l'on désire effectuer une régulation en couple.

Influence de l'angle à tension nulle : θ_0

Nous remarquons qu'il existe, en réalité, plusieurs minima égaux de δ'' pour le même couple moyen fourni. Par exemple pour $DZN=0,5$, $K=-0,2$ et $\langle c \rangle=0,11$ (figures IV.1.21 et IV.1.22), nous trouvons :

$$U_M=0,45 \quad \Psi=57^\circ \quad \theta_0=10^\circ$$

$$U_M=0,424 \quad \Psi=63^\circ \quad \theta_0=0^\circ$$

qui donnent, tous deux, $\delta''=5,65$

Dans les deux cas, $\Delta C/\langle C \rangle$ est identique. En fait lorsque θ_0 augmente, la courbe $\Delta C/\langle C \rangle$ en fonction de Ψ se déplace vers 0, la valeur optimale de Ψ diminue alors.

Lorsque θ_0 augmente, on constate un accroissement de l'harmonique 3. Par conséquent, dans l'exemple présent, le cas le plus intéressant est obtenu pour $\theta_0=0$. Le programme d'optimisation, quant à lui, ne trouve pas nécessairement le minimum le plus intéressant; il est donc utile de recommencer plusieurs fois la procédure de calcul avec des initialisations différentes.

Nous ne pouvons pas tirer de conclusion générale quant à la valeur de θ_0 optimale, chaque cas étant spécifique. Il semble pourtant qu'elle soit différente de zéro lorsque DZN est supérieur à 0,6 et lorsque l'on sature beaucoup la machine.

IV.1.4 - Exemples de formes d'ondes de courant et de couple

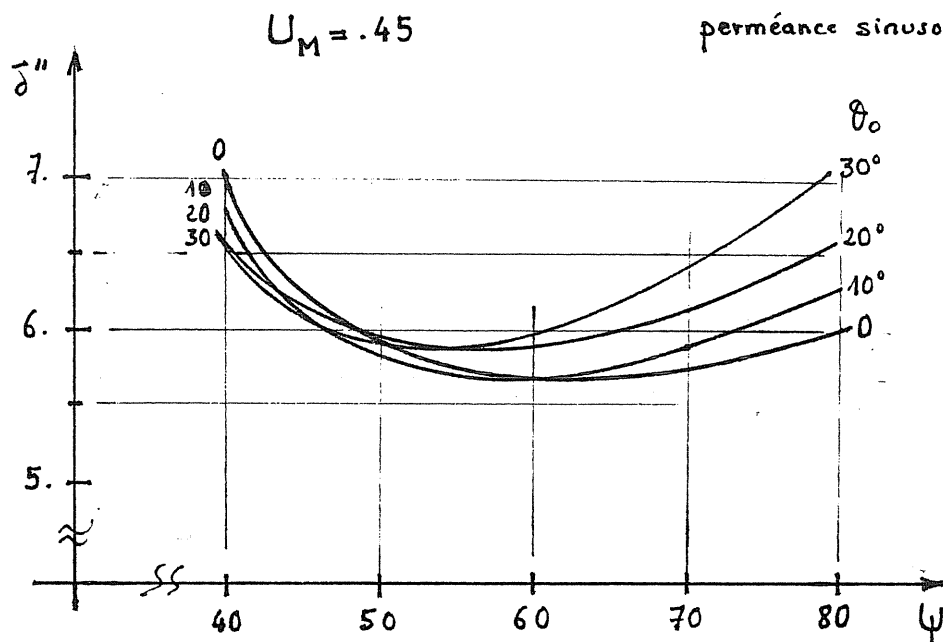


FIGURE IV.1.21

REGIME NON EXCITE :
INFLUENCE DE L'ANGLE θ_0
(palier à tension nulle)

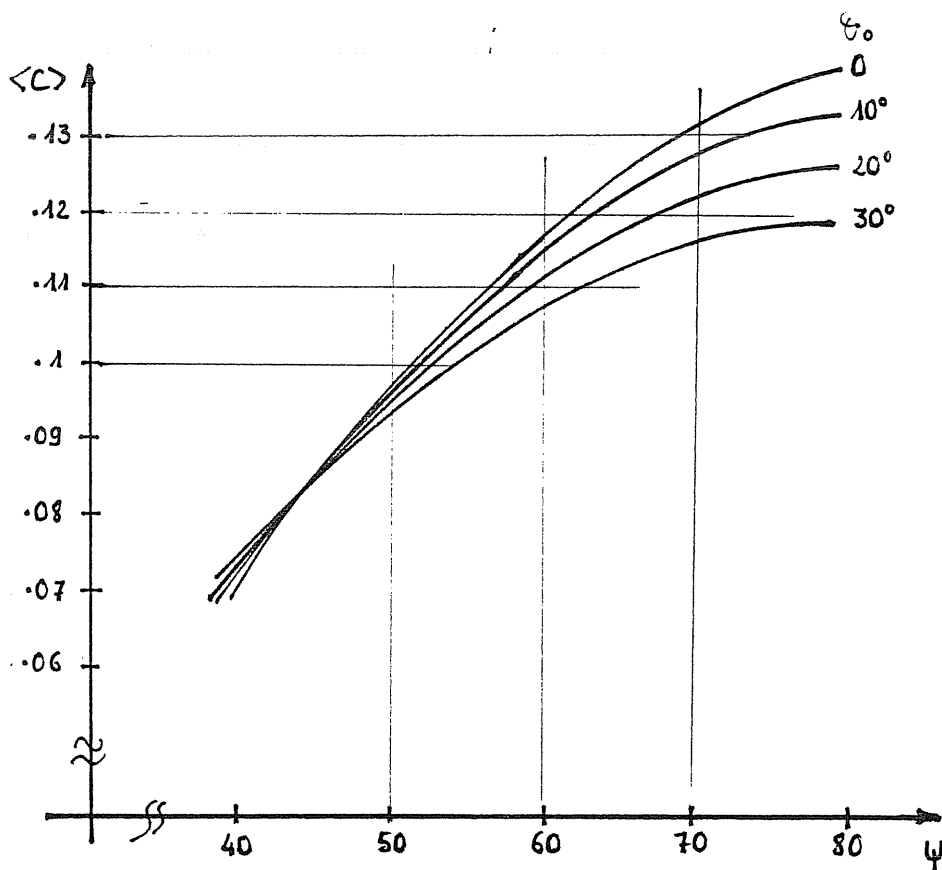


FIGURE IV.1.22

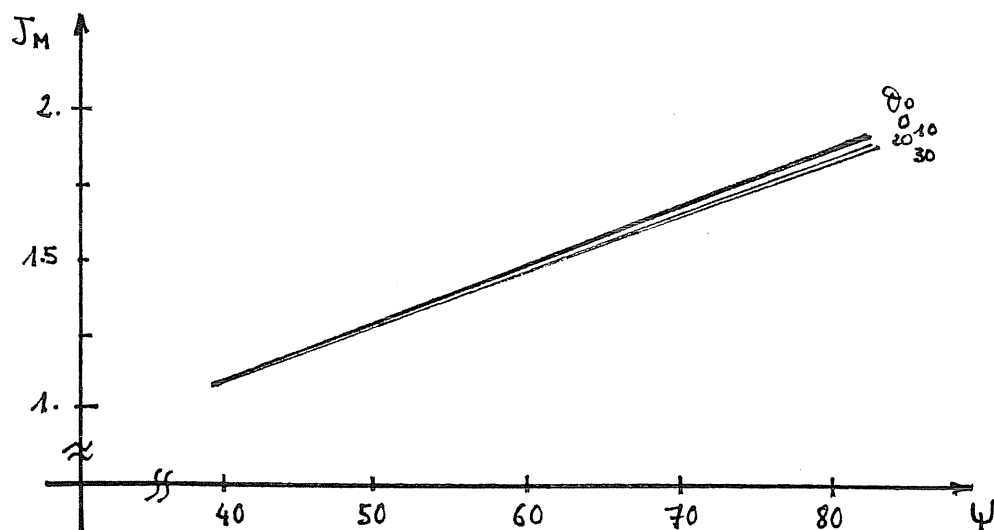


FIGURE IV.1.23

Machine triphasée 200kW $DZN=.5$, $K=-.2$, $\eta(\theta)$ sinusoïdale
non excitée au couple nominal $\langle C \rangle = .11$

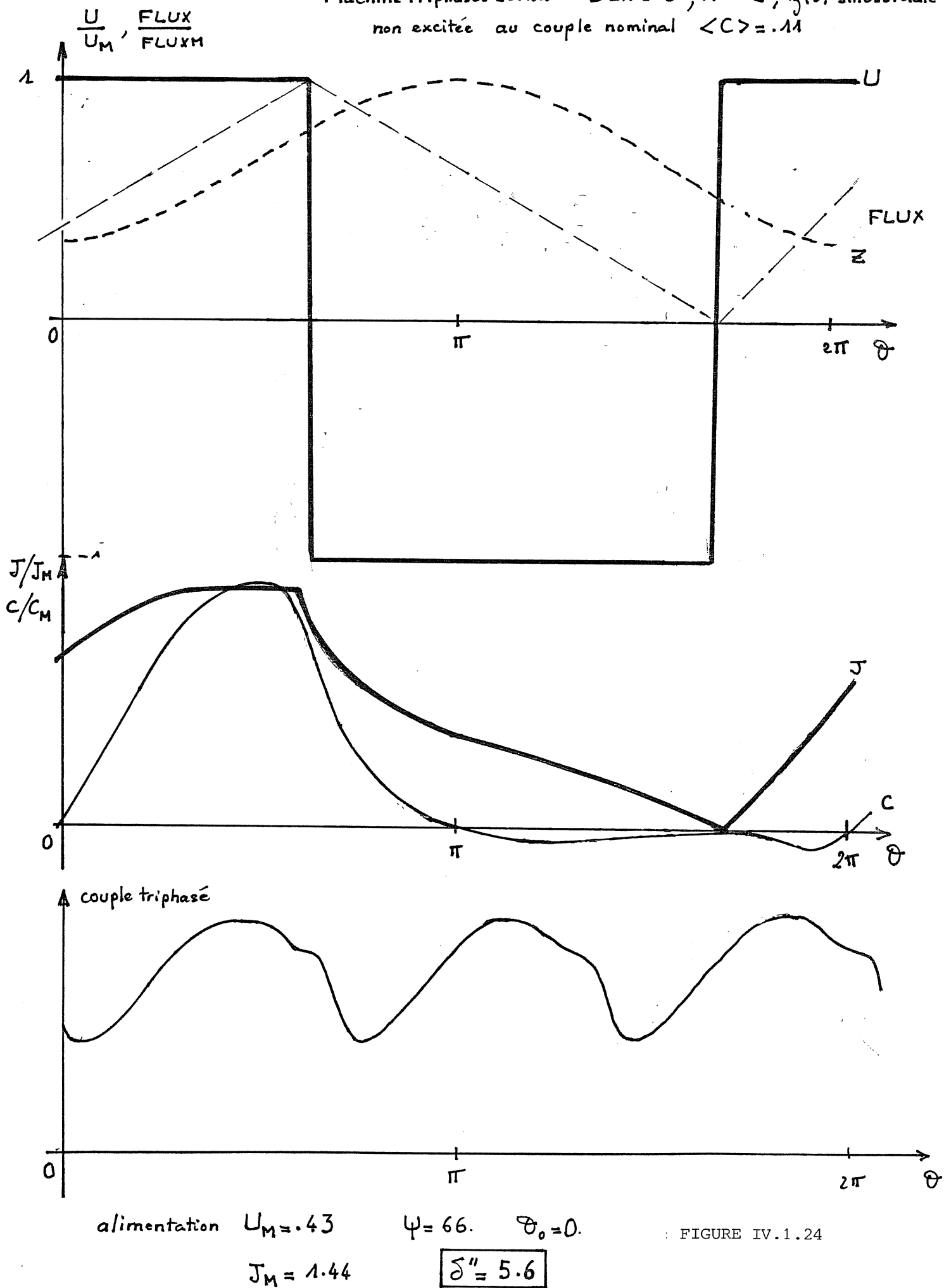
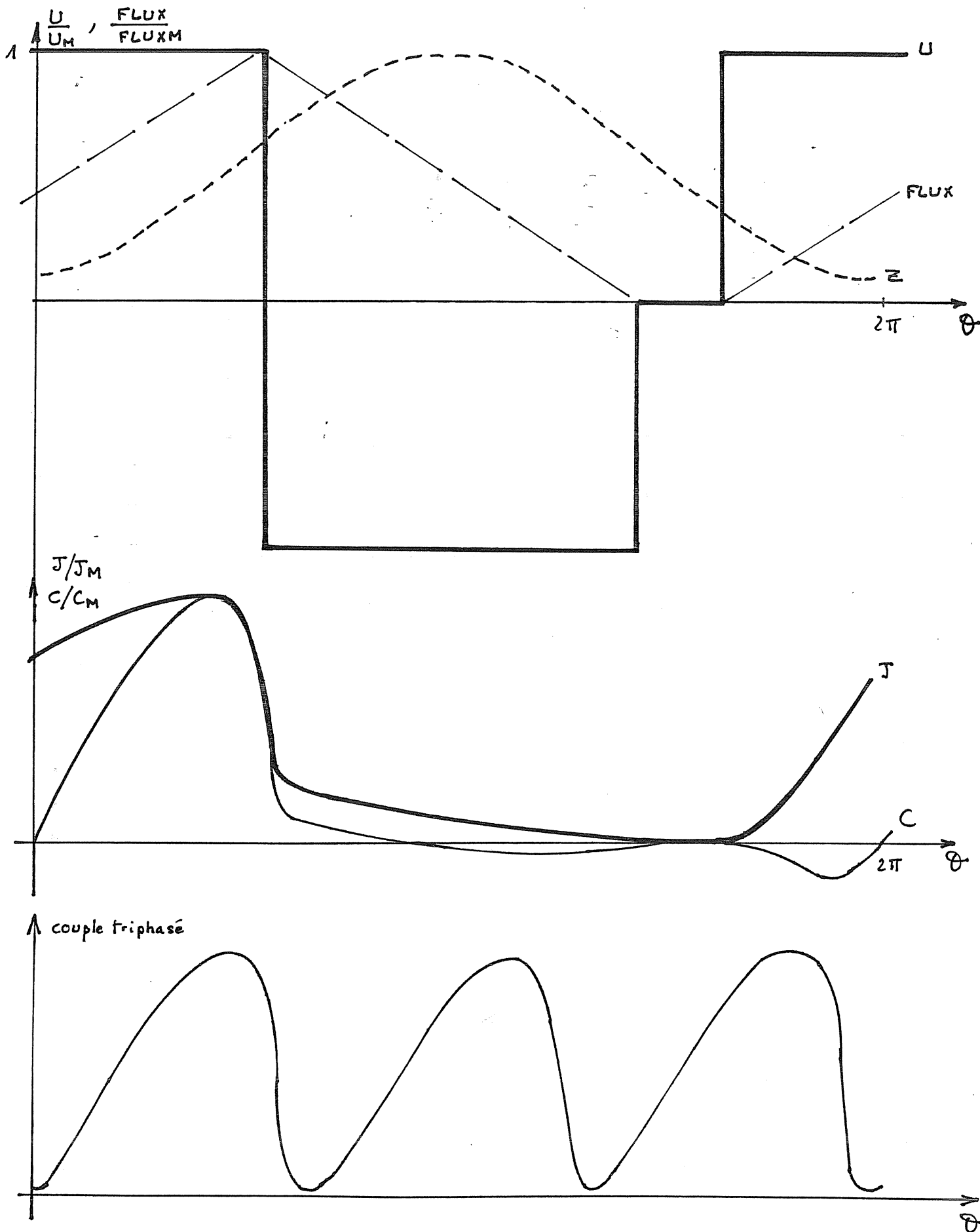


FIGURE IV.1.24

Machine triphasée à perméance sinusoïdale

$$DEN = .8 \quad K = -.2$$

$$\langle C \rangle = .34$$



alimentation $U_M = .4 \quad \psi = 66^\circ \quad \theta_0 = 31^\circ$

$$J_M = 3.3$$

$$\delta'' = 3.9$$

FIGURE IV.1.26

Le premier exemple est celui de la machine polydiscoïde de 200kW. Ses caractéristiques sont : $DZN=0,5$ et $K=-0,2$. L'onde de perméance est sinusoïdale. Le couple nominal normalisé vaut : $\langle c \rangle = 0,11$.

En optimisant δ'' , on obtient les formes d'onde de la figure IV.1.24. Le spectre du couple monophasé est présenté à la figure IV.1.25.

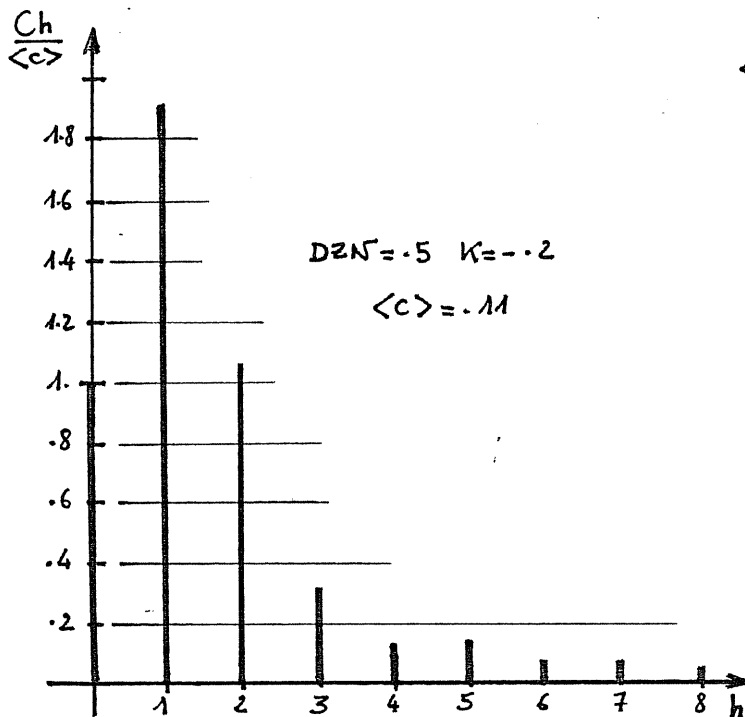


FIGURE IV.1.25

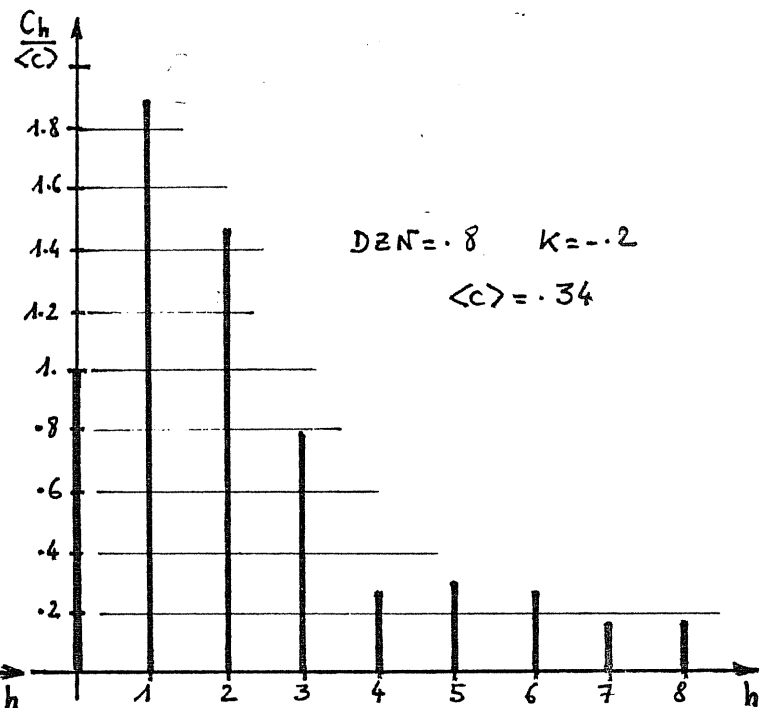


FIGURE IV.1.27

Le second exemple donne un excellent facteur de dimensionnement ($\delta''=3,9$) pour un couple élevé (2,7 fois l'aire totale en zone linéaire, délimitée par les ampères-tours de saturation). Les caractéristiques sont : $DZN=0,8$ et $K=-0,2$; la perméance est à variation sinusoïdale. Les formes d'onde sont données à la figure IV.1.26 et le spectre du couple monophasé est représenté à la figure IV.1.27.

IV.1.5 - Conclusion en régime non excité

Il est possible d'atteindre, en régime non excité, des facteurs de dimensionnement excellents, moins de deux fois supérieurs à ceux des machines classiques alimentées en tension sinusoïdale et courant bidirectionnel. Le facteur de dimensionnement global du convertisseur d'alimentation d'une machine à réluctance variable non excitée peut donc être inférieur à celui d'une machine classique puisqu'un courant unidirectionnel suffit. (voir aux §§ II.1.1 et V.1)

Ces résultats sont très dépendants des caractéristiques de la machine considérée. Il apparaît dans ces conditions d'alimentation, que l'on a intérêt à maximiser DZN, à avoir K voisin de 0 et une variation de perméance sinusoïdale. Maximiser DZN n'est peut-être pas compatible avec la réalisation d'une machine à grand nombre de plots ou de dents. La machine 200kW a tout de même une valeur de DZN égale à 0,5 avec des disques de 24 plots. Dans ces conditions, on atteint un facteur δ'' inférieur à 6, ce qui correspond à celui d'une machine asynchrone alimentée sous tension sinusoïdale en courant bidirectionnel avec un $\cos \varphi$ de 0,67.

Il est tout à fait possible d'obtenir un compromis, sur le paramètre Ψ , entre un faible facteur de dimensionnement et une ondulation minimale du couple. Ceci est très important étant donné l'amplitude des couples pulsatoires de ces machines. L'onde de perméance sinusoïdale, parmi les formes étudiées, semble idéale pour l'optimisation de l'ensemble convertisseur-machine non excitée.

Lorsque l'on cherchera à dimensionner le convertisseur d'alimentation d'une machine à réluctance variable, on effectuera l'optimisation au couple maximal. On obtiendra alors les paramètres Ψ , θ_0 et U_M ainsi que J_M . J_M correspond au courant maximal et U_M à la tension maximale rapportée à la vitesse. Le dimensionnement en tension est en effet proportionnel à la vitesse désirée au couple maximal. Il est toutefois possible d'aller au delà de cette vitesse à condition de réduire U_M et donc le couple. La machine fonctionne alors à puissance sensiblement constante. Cette marche est à rapprocher du régime de désexcitation utilisé avec les machines à courant continu. Les valeurs des facteurs de dimensionnement déterminées devront être majorées en fonction des pertes dans la machine. Les pertes Joule varient avec le couple tandis que les pertes fer varient essentiellement avec la vitesse de rotation.

Une question peut toutefois être posée : pour des couples inférieurs au couple maximal, le facteur de dimensionnement δ'' peut croître par rapport à la valeur δ''_M définie au régime maximal. Qu'en est-il alors du dimensionnement réel du convertisseur : $\delta'' \cdot P$? Il est, en réalité, toujours suffisant, en courant et en tension, car, même si δ'' n'est pas une fonction monotone de $\langle c \rangle$, à vitesse donnée : J_M est toujours une fonction croissante de $\langle c \rangle$, et à couple donné la tension est toujours proportionnelle à la vitesse (hypothèse de Kapp).

Il ne semble pas utile d'effectuer un réglage des angles Ψ et θ_0 lorsque les points de fonctionnement changent. Toutefois, une optimisation de ces angles pourrait éventuellement être faite pour minimiser le couple pulsatoire dans toute la plage de fonctionnement; il faudrait alors déterminer les lois de réglage.

IV.2 - OPTIMISATION ET CONSEQUENCES EN REGIME EXCITE

Afin de rendre possible la comparaison avec l'étude faite en régime non excité, nous donnerons les résultats d'optimisation en régime excité mode n°2, c'est-à-dire avec alimentation en courant unidirectionnel.

Les résultats en courant bidirectionnel sont identiques à ces derniers en ce qui concerne le couple instantané et le décalage angulaire Ψ . L'état magnétique de la machine est strictement inchangé. Seuls les facteurs de dimensionnement et les ampères-tours d'excitation sont différents par définition.

Dans certains cas particuliers idéaux, nous indiquerons les valeurs des facteurs de dimensionnement (avec un indice 1) obtenus en excitation mode n°1 (courant d'alimentation bidirectionnel) pour une comparaison avec les machines classiques.

Nous verrons, au § V.2, quel mode d'excitation choisir (n°1 ou 2) suivant les structures de convertisseur.

IV.2.1 - Machine non saturée

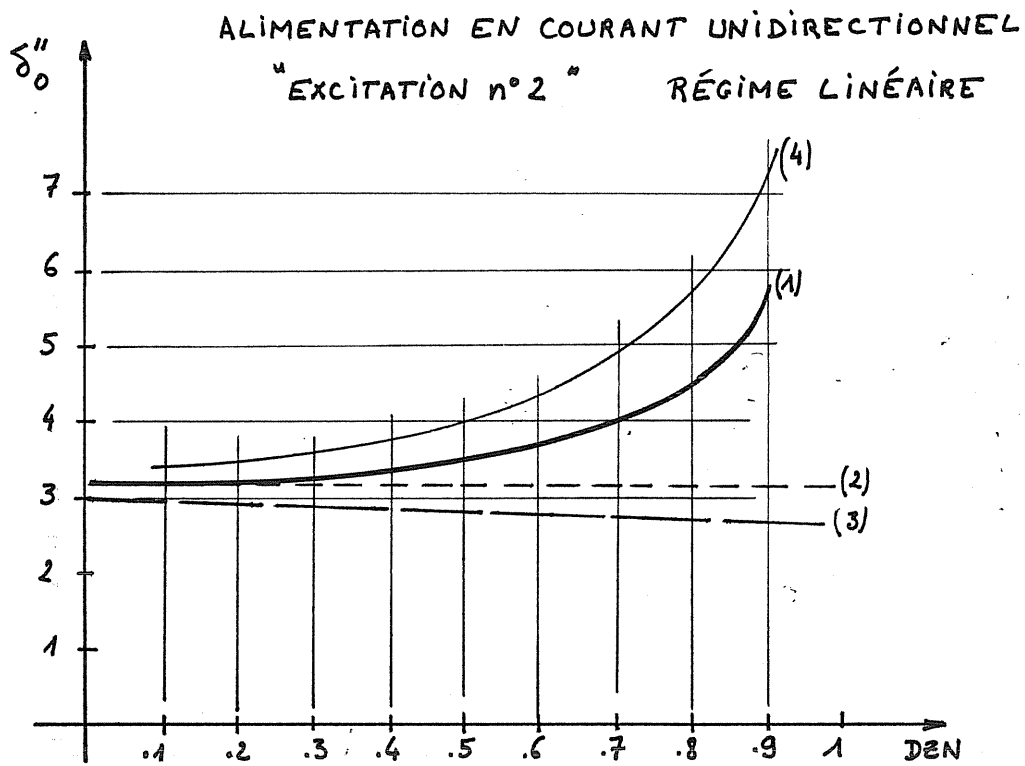
Lorsque α est fixé, quelles que soient les caractéristiques de la machine et le mode d'excitation (1 ou 2), si Ψ , U_M et J_{ex} sont optimaux pour un couple $\langle C \rangle$, les paramètres optimaux pour un couple $k \langle C \rangle$ sont : Ψ , $\sqrt{k} \cdot U_M$ et $\sqrt{k} \cdot J_{ex}$. Alors le dimensionnement est inchangé ainsi que l'ondulation relative et le spectre du couple.

Lorsque nous optimisons le dimensionnement δ'' avec $\alpha=0.2$, nous obtenons, (figure IV.2.1.1) l'évolution de δ''_0 (facteur de dimensionnement du convertisseur d'alimentation seul) et δ'' en fonction de DZN, pour les différentes formes d'onde de perméance déjà utilisées au paragraphe précédent.

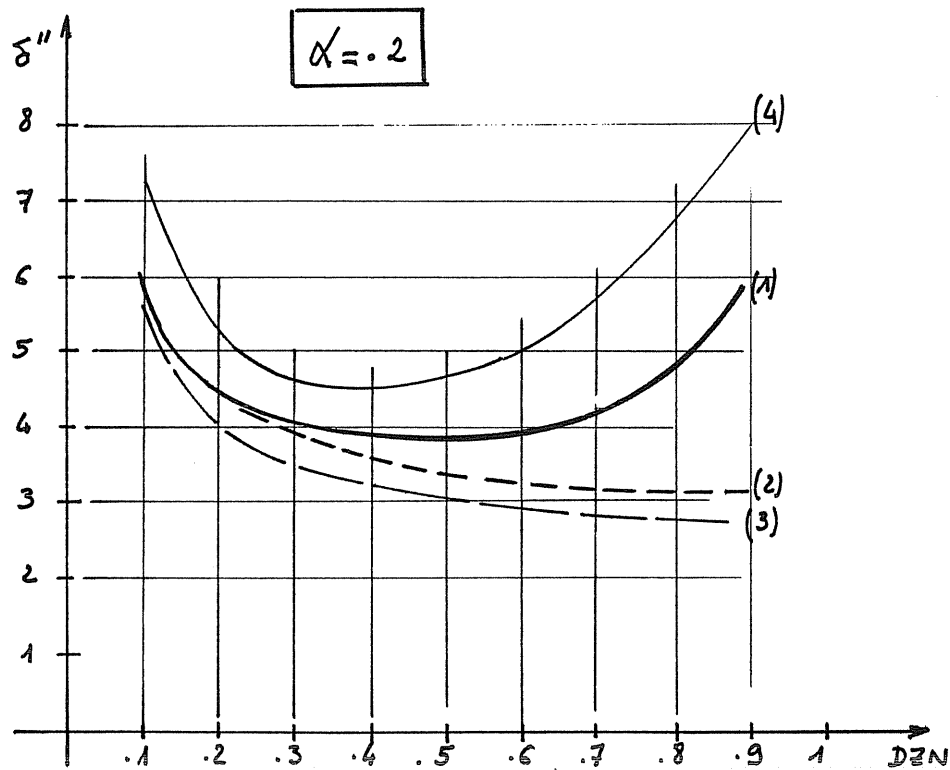
Les valeurs optimales de Ψ sont alors :

- pour la réluctance et la perméance sinusoïdales : $\Psi=84^\circ$
- pour la perméance trapézoïdale : si $DZN < 0,3$, $\Psi=90^\circ$
si $DZN > 0,3$, $\Psi=84^\circ$
- pour la perméance triangulaire : Ψ varie autour de 45° .

Cette valeur de α (0,2) n'est pas sans influence sur les paramètres optimaux et sur le facteur de dimensionnement δ''_0 . En effet, dans le cas de la perméance triangulaire uniquement, si le coût des ampères-tours d'excitation est nul, il apparaît (annexe 6) qu'il est possible d'obtenir un flux homothétique à la perméance lorsque $\Psi=0$. Alors les ampères-tours



- (1) perméance sinusoïdale
- (2) réluctance sinusoïdale
- (3) perméance trapézoïdale $\vartheta_1 = \frac{\pi}{4}$, $\vartheta_p = \frac{2\pi}{3}$
- (4) perméance triangulaire



OPTIMISATION EN RÉGIME LINÉAIRE EXCITÉ

FIGURE IV.2.1.1

d'alimentation sont constants et le couple moyen est nul. Maintenant, si nous décalons le flux d'un angle Ψ faible, nous obtenons un courant en créneaux. La figure IV.2.1.3 montre les formes d'onde dans un tel cas en régime linéaire. Les facteurs de dimensionnement δ'_{o1} et δ''_{o1} sont égaux à 1 avec une alimentation en courant bidirectionnel ($\delta'_{o1} = \sqrt{2}$ et $\delta''_{o1} = 2$ en courant unidirectionnel). Ces résultats exceptionnels sont obtenus à condition d'imposer à l'alimentation des contraintes telles que : $\Psi_M/\Psi_0 = \text{DZN}$ et Ψ tendant vers 0, et à la machine : $\text{DZN} < 2.\Psi/\pi$ ($\text{DZN} < 0,1$)

Ces contraintes sont donc très rigides mais nous verrons qu'en régime saturé, elles sont moins sévères. Il est alors possible d'obtenir ces excellents facteurs de dimensionnement avec très peu de contraintes et, surtout, pour toutes les valeurs de DZN.

Nous remarquons, également, l'intérêt de la forme de réluctance sinusoïdale; celle-ci permet d'obtenir, quelle que soit la valeur de DZN, un courant d'alimentation quasi sinusoïdal. Alors, nous montrons en annexe 5, que si $\Psi = 90^\circ$, nous obtenons :

- en alimentation en courant unidirectionnel :

$$\delta''_{o2} = \pi \text{ et } \delta'_{o2} = (\pi.\sqrt{3})/(2.\sqrt{2}) = 1,92$$

- en alimentation en courant bidirectionnel :

$$\delta''_{o1} = \pi/2 \text{ et } \delta'_{o1} = \pi/(2.\sqrt{2}) = 1,11$$

La figure IV.2.1.2 nous montre les formes d'onde obtenues dans un tel cas. Nous rappelons que nous avons atteint au § II.4.2.2.2, $\delta'_{o1} = \sqrt{2}$ et $\delta''_{o1} = 2$ avec une alimentation en courant sinusoïdal et une variation de perméance sinusoïdale.

Il existe une certaine dualité, entre ces deux types d'alimentation, que nous présentons en annexe 5. Entre les deux, l'avantage est, à tous points de vue, à l'alimentation en tension carrée et à la réluctance sinusoïdale.

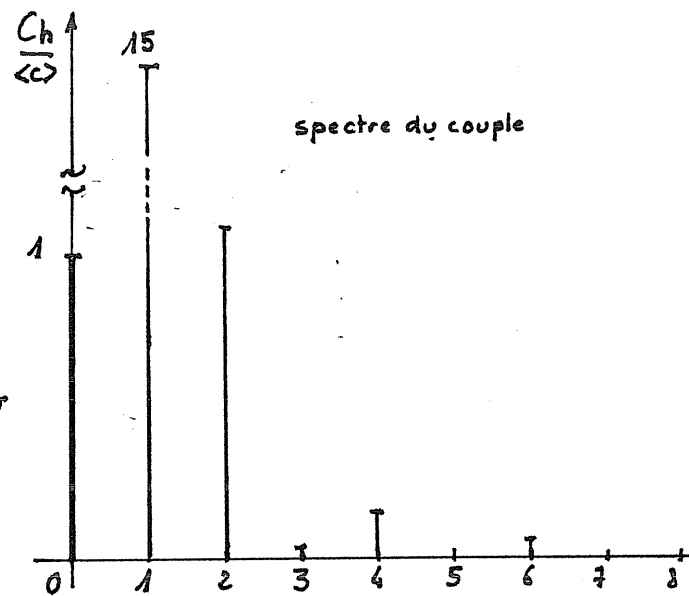
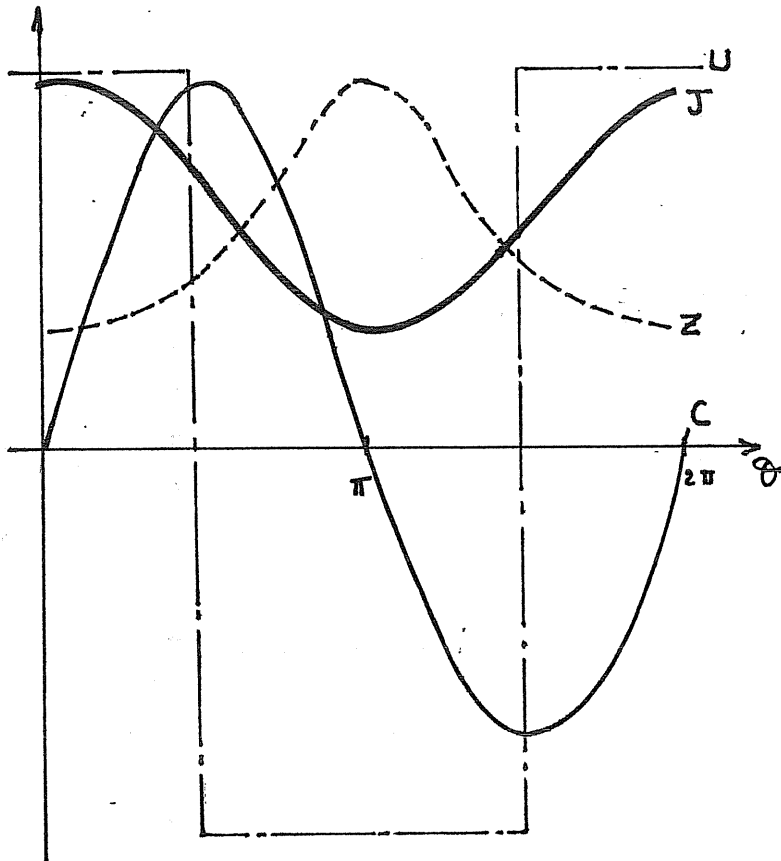
Dans tous ces cas optimaux, le couple monophasé est très pulsatoire ($\Delta C/C > 50$). Ainsi l'application à des machines à structure multistack ne peut donc être envisagée en régime linéaire.

La variation de perméance trapézoïdale semble donner un excellent compromis entre la variation de réluctance sinusoïdale ($\delta''_{o2} = \pi$ avec $\alpha = 0$) et la variation de perméance triangulaire ($\delta''_{o2} = 2$ avec $\alpha = 0$), Figure IV.2.1.1. Nous avons vu que, pour obtenir les facteurs de dimensionnement obtenus avec des variations de réluctance sinusoïdale et de perméance triangulaire, il était

réductance sinusoïdale $DEN = .5$ (en linéaire $K=1$)

$$\delta'_0 = 1,12$$

$$\delta''_0 = 1,59$$



Alimentation : $U_M = .1106$ $\psi = 90^\circ$ $J_{ex} = 2.817$

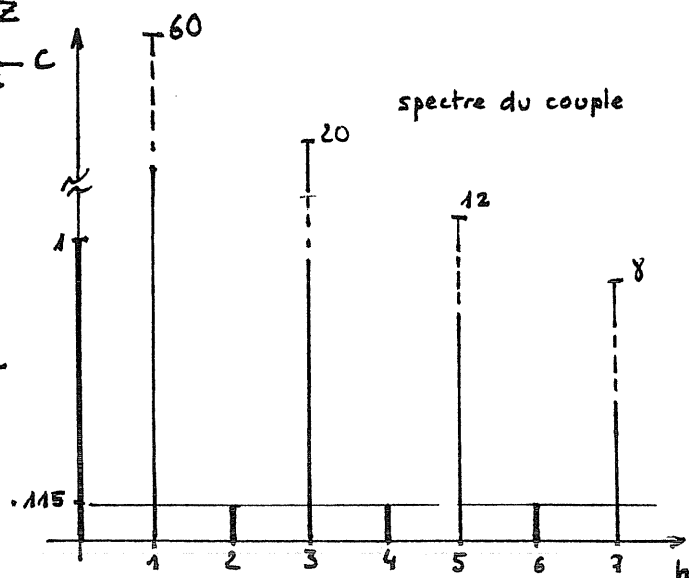
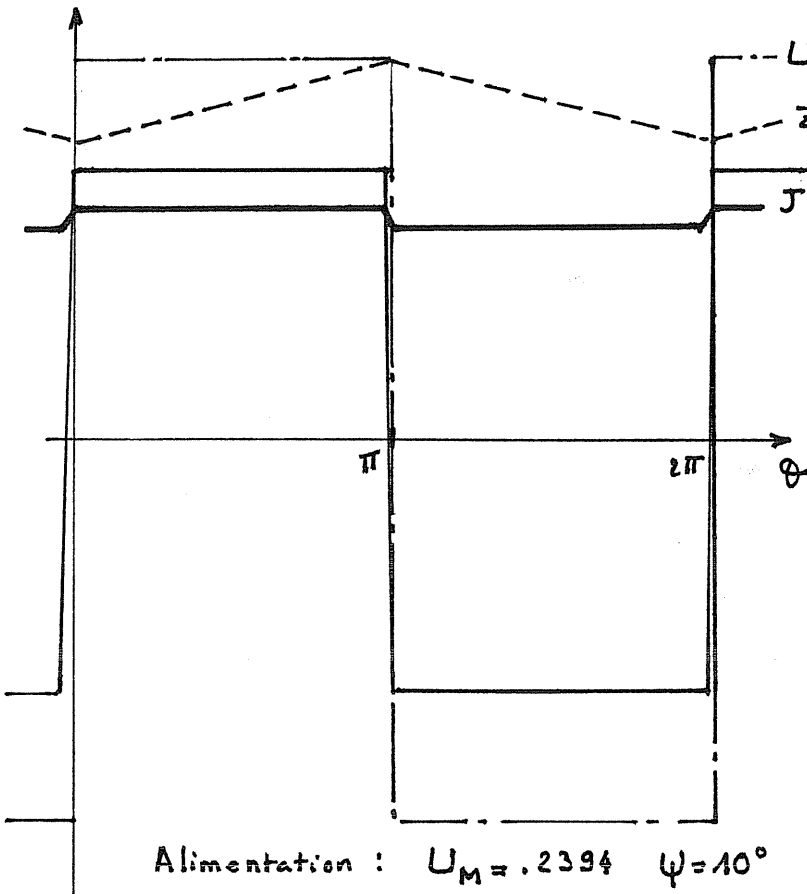
$\langle C \rangle = .1$ $\Delta C / \langle C \rangle = 30.3$

FIGURE IV.2.1.2

perméance triangulaire $DEN = .1$ (en linéaire)

$$\delta'_0 = 1.04$$

$$\delta''_0 = 1.17$$



Alimentation : $U_M = .2394$ $\psi = 10^\circ$ $J_{ex} = 3.76$

$\langle C \rangle = .0095$

$\Delta C / \langle C \rangle = 97$

FIGURE IV.2.1.3

nécessaire d'avoir des ampères-tours d'excitation très supérieurs à ceux d'alimentation. En revanche, lorsque le coût de ces premiers intervient, les résultats obtenus sont beaucoup moins bons. Il semble alors que la variation de perméance trapézoïdale permette d'obtenir un compromis entre un faible facteur de dimensionnement du convertisseur d'alimentation seul et une faible excitation.

L'étude en régime linéaire nous a permis de constater et de démontrer (annexes 5 et 6) qu'il était possible d'obtenir des facteurs de dimensionnement inférieurs à ceux des machines classiques et à la limite de ceux des machines à courant continu, grâce à l'alimentation en tension carrée et à des formes d'onde de perméance appropriées. Toutefois, le couple reste très pulsatoire et ces dimensionnements optimaux ne pourront être obtenus dans des conditions d'ondulation minimale du couple. Nous mettrons en évidence, au paragraphe suivant, l'intérêt fondamental de la saturation en régime excité.

IV.2.2 - Machine saturée

Nous avons déjà observé et montré (en annexe 3) l'intérêt de la saturation en régime excité avec une alimentation en courant sinusoïdal. Il était possible d'obtenir les facteurs de dimensionnement optimaux du régime linéaire en évitant les inconvénients des très forts couples pulsatoires.

Le même résultat est obtenu avec l'alimentation en tension carrée. Avec la variation de perméance triangulaire, il est possible d'obtenir : $\delta''_{01}=1$ avec beaucoup moins de contraintes.

Une étude exhaustive serait ici rendue très compliquée par le nombre de paramètres mis en jeu. Par conséquent, nous ne présenterons que quelques cas particuliers.

Nous avons tout d'abord effectué une comparaison des formes d'onde de perméance dans le cas d'une machine de caractéristiques $DZN=0,5$ et $K=-0,2$ (machine de 200kW du laboratoire d'Orsay). Nous effectuons une optimisation sur δ'' , avec $\alpha=0,2$, en fonction du couple moyen.

Ici encore la perméance trapézoïdale est optimale en ce qui concerne le dimensionnement du convertisseur d'alimentation seul et le dimensionnement global (figure IV.2.2.1). En revanche, l'ondulation du couple est grande pour les faibles couples moyens (fig.IV.2.2.2).

Les valeurs de l'excitation optimale sont données à la figure IV.2.2.3. Elles décroissent lorsque l'on approche des ampères-tours limites J_X .

EXCITATION 2 / OPTIMISATION DE δ''

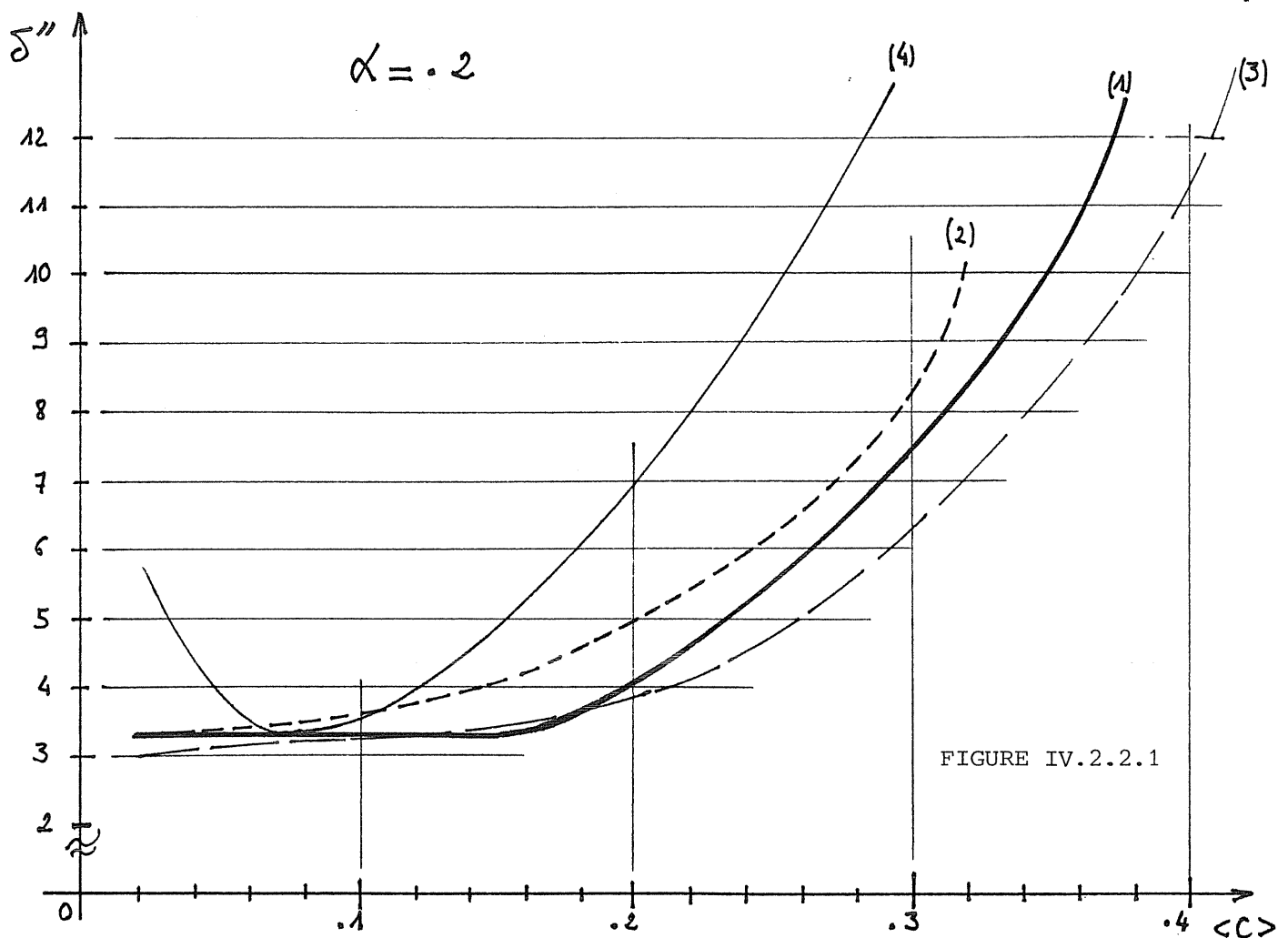
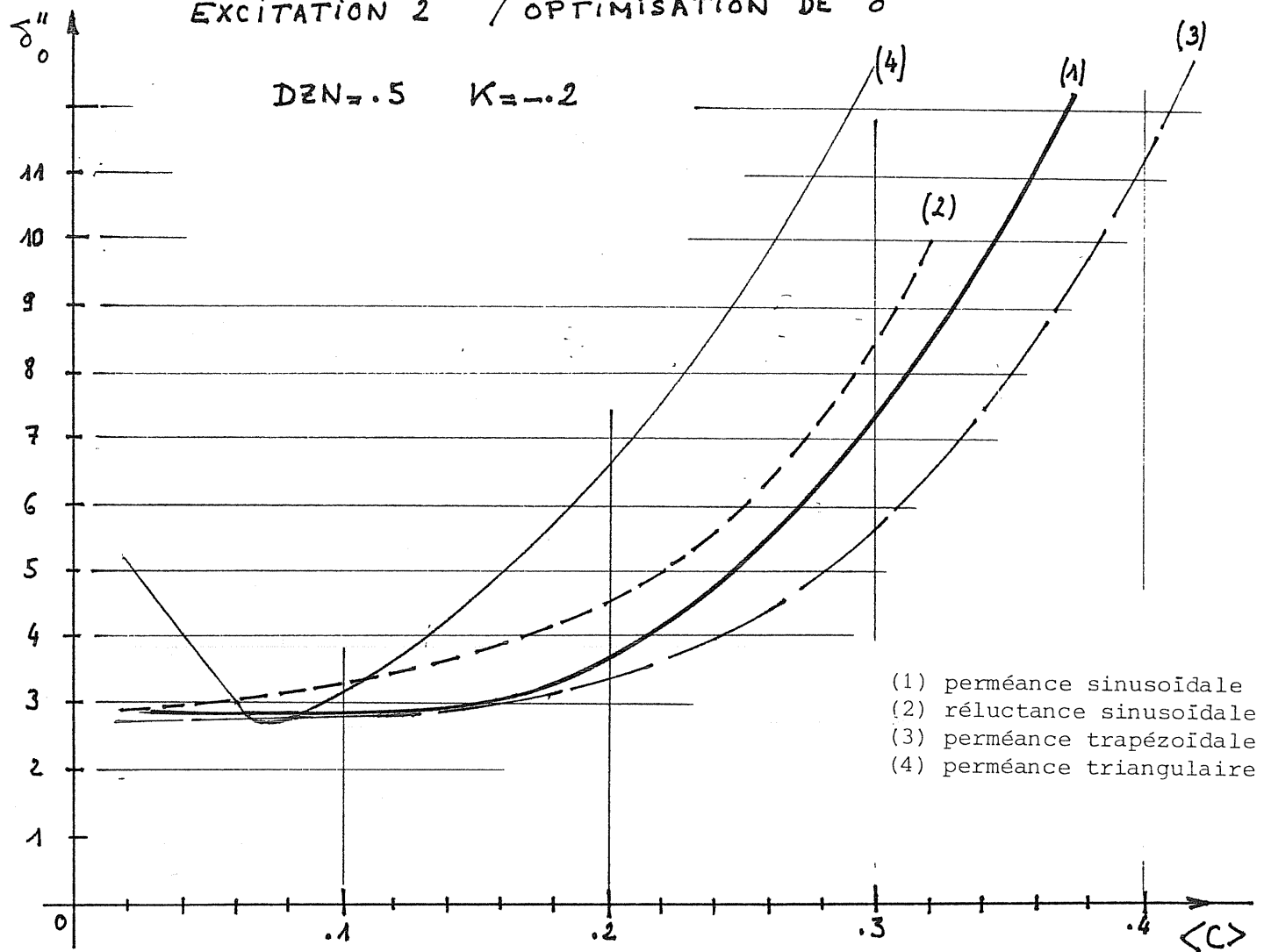


FIGURE IV.2.2.1

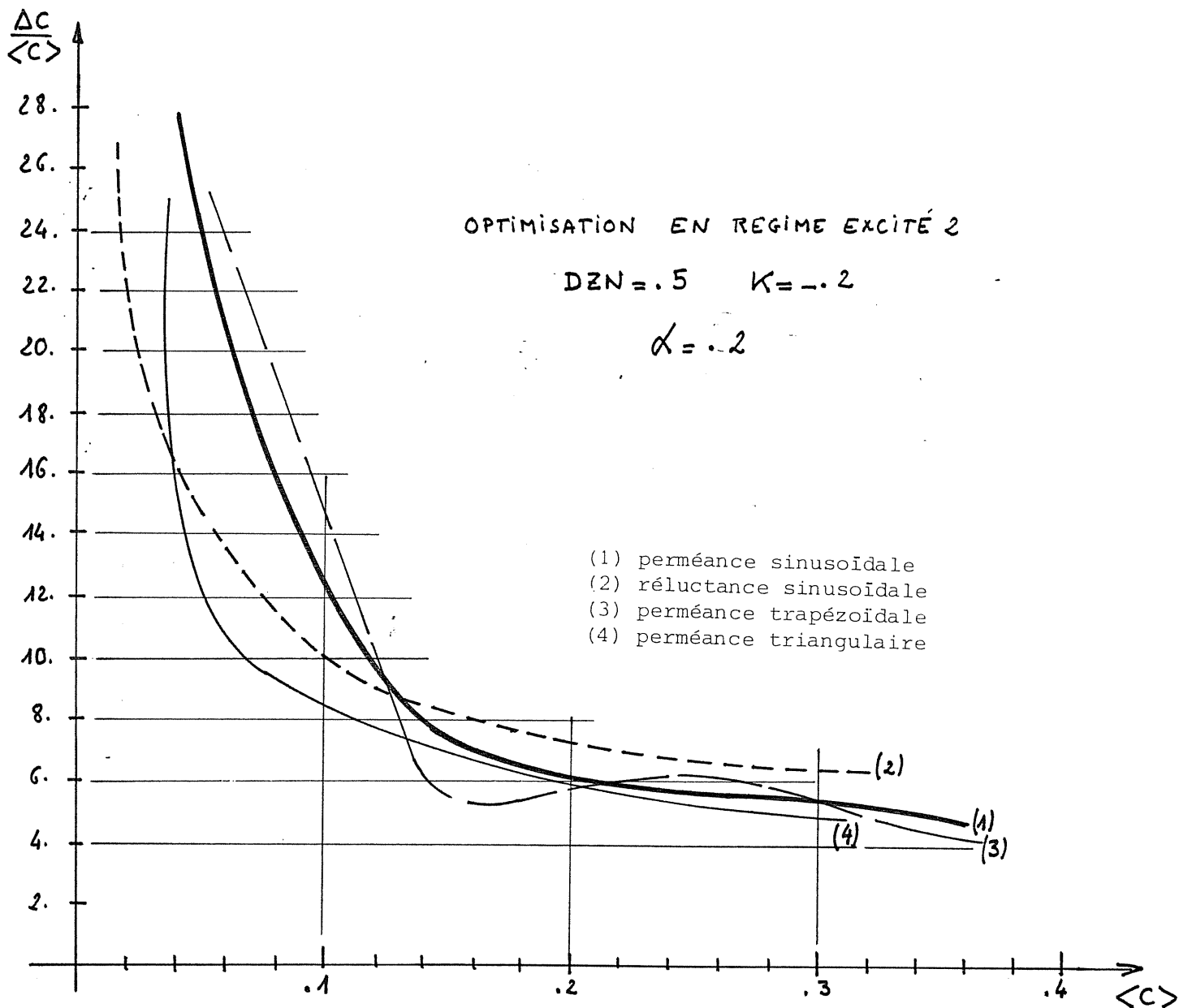


FIGURE IV.2.2.2

EXCITATION OPTIMALE

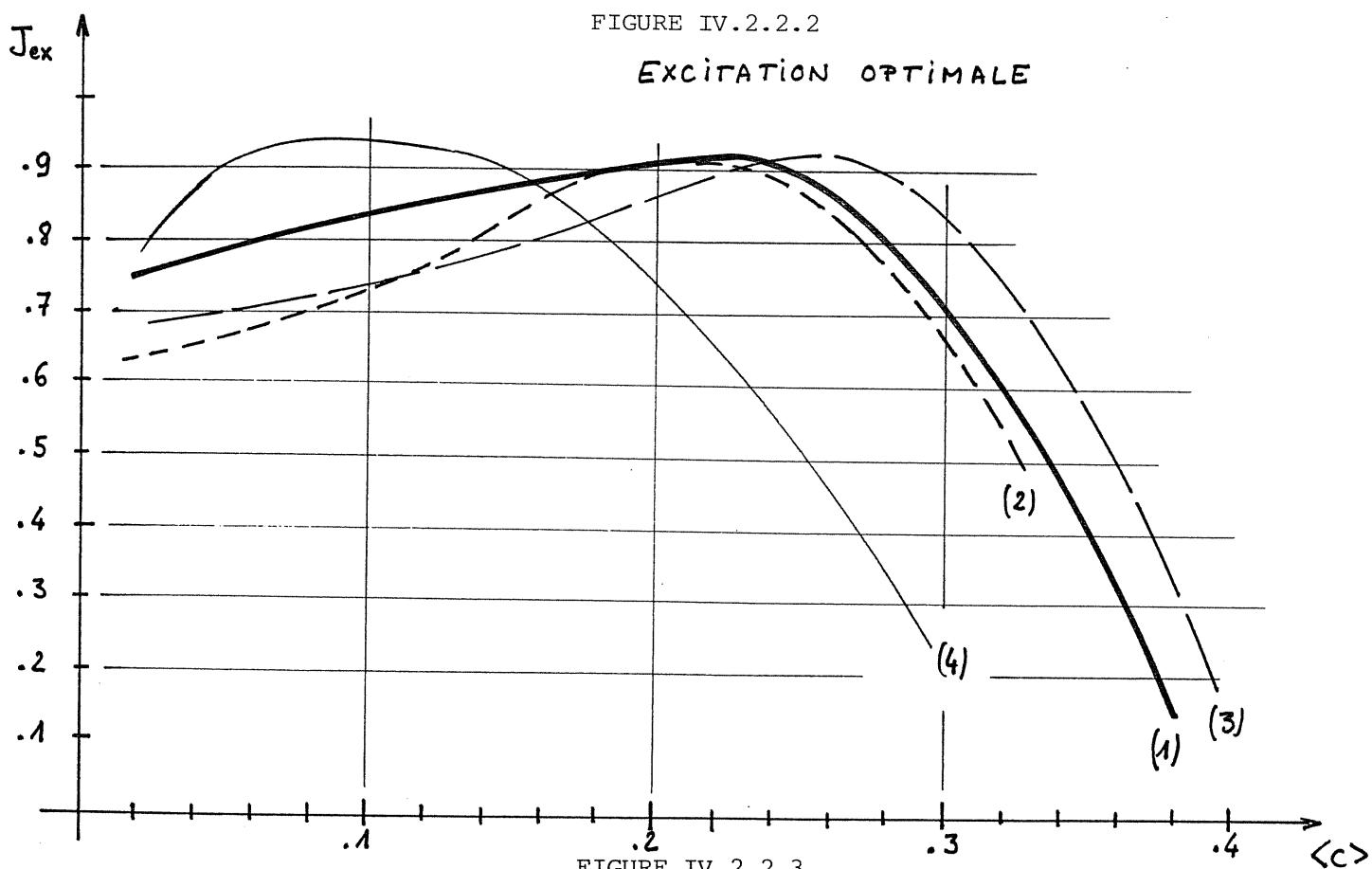
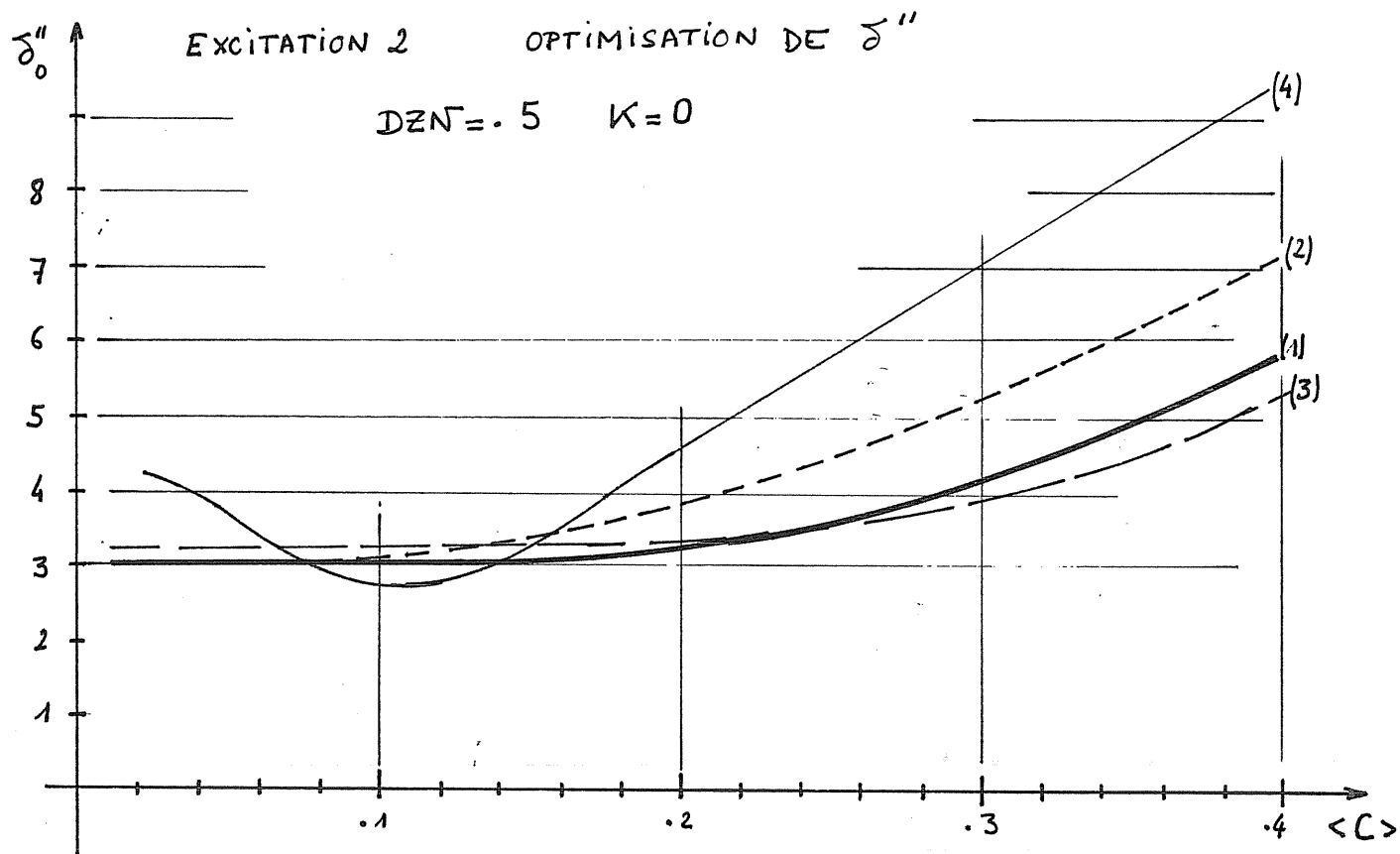


FIGURE IV.2.2.3



- (1) perméance sinusoidale
- (2) réluctance sinusoidale
- (3) perméance trapézoïdale
- (4) perméance triangulaire

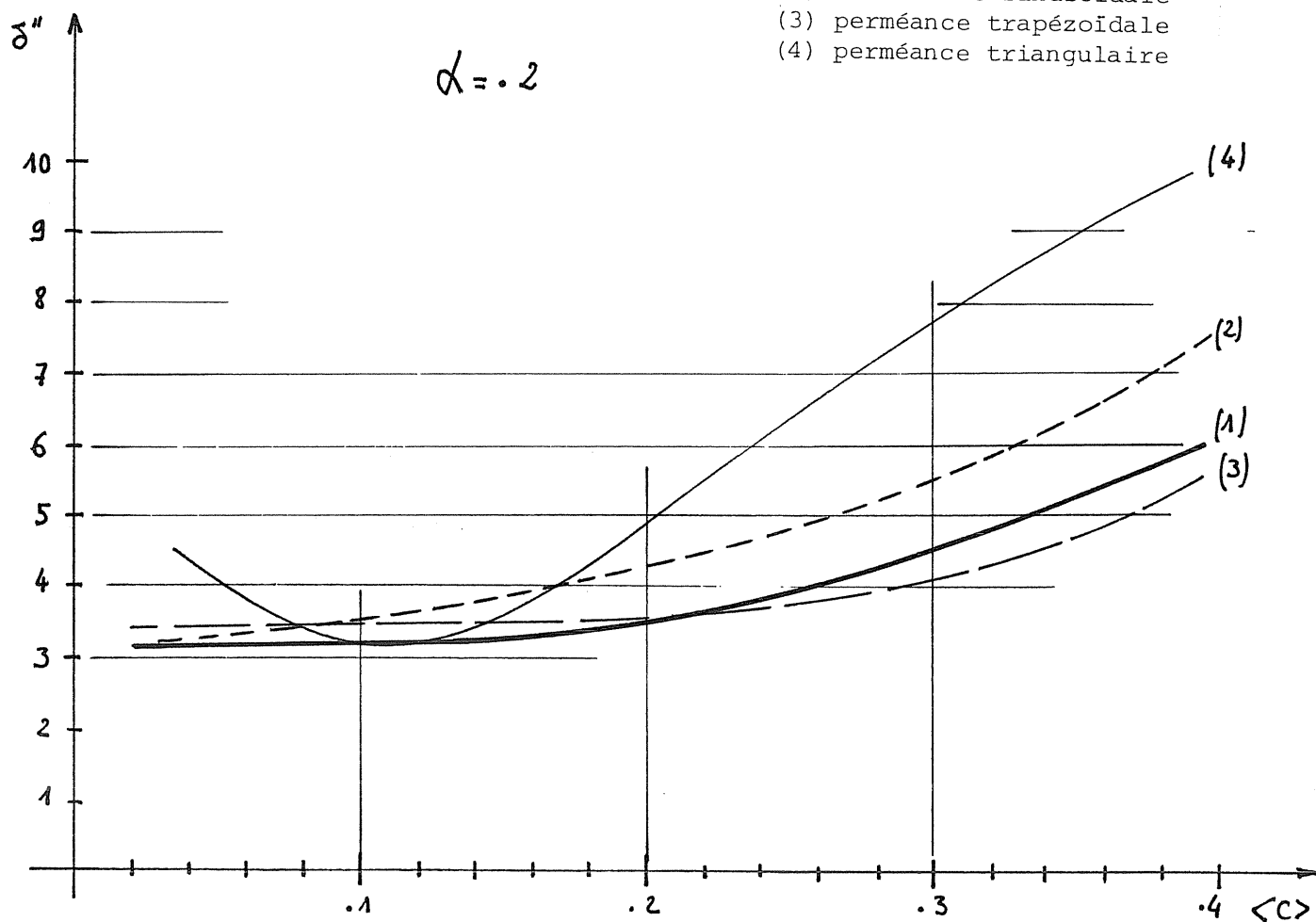
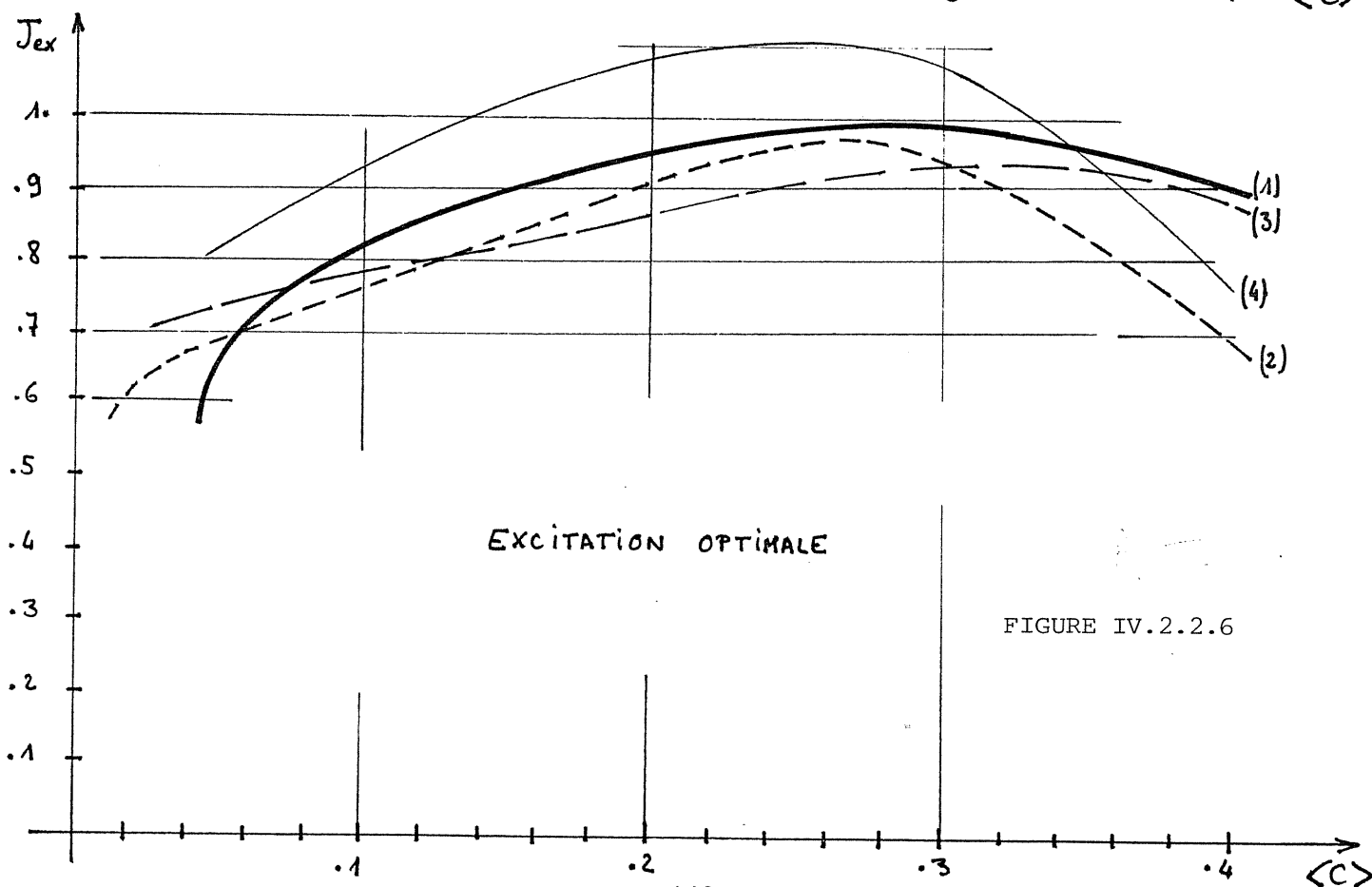
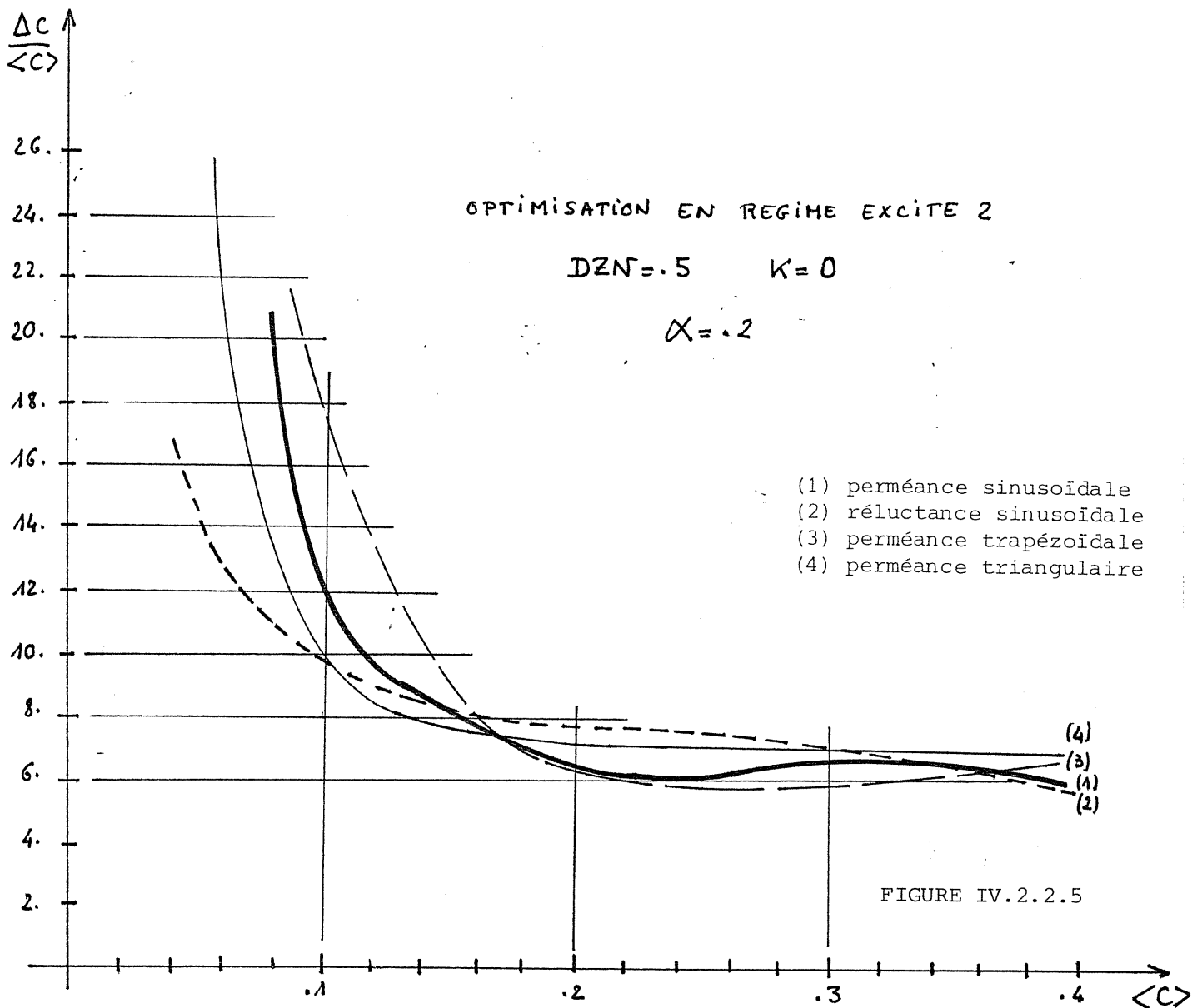


FIGURE IV.2.2.4



Lorsque le couple moyen demandé augmente, les facteurs de dimensionnement se dégradent plus ou moins rapidement. Jusqu'au couple nominal de la machine 200kW ($\langle C \rangle = 0,11$), la dégradation est minime, voire inexistante suivant la forme de l'onde de perméance. Pour une variation de perméance sinusoïdale ou trapézoïdale : $\delta''_0 < 2,8$. Mais alors l'ondulation du couple monophasé varie de 30 à 9.

Nous avons renouvelé la même optimisation comparative avec, cette fois, $DZN = 0,5$ et $K = 0$. La différence essentielle par rapport au cas précédent est l'absence théorique de limite au couple convertible. C'est cette absence de limite qui est responsable de la dégradation beaucoup plus lente des facteurs du dimensionnement lorsque le couple moyen augmente (figure IV.2.2.4). La variation de perméance trapézoïdale peut devenir optimale à très fort niveau de saturation. Mais l'ondulation du couple monophasé est encore plus importante qu'avec $K = -0,2$ (figure IV.2.2.5).

La valeur de l'excitation optimale (figure IV.2.2.6) décroît lentement pour les forts couples. Le lieu optimal du cycle de fonctionnement se situe toujours en zone saturée.

Dans ces deux exemples, la variation de perméance trapézoïdale présente un léger avantage sur la perméance sinusoïdale pour les très forts couples (ici pour le double du couple nominal de la machine 200kW). Mais pour les couples faibles et moyens, la variation de perméance sinusoïdale est avantageuse, tant pour le dimensionnement, que pour l'ondulation du couple monophasé. Elle présente un atout supplémentaire: la très faible valeur de l'harmonique 3 du couple est très faible. Elle est toujours inférieure à 20% du couple moyen alors qu'elle est comprise entre 50 et 150% avec les autres formes d'onde de perméance.

Influence de la valeur de K

Nous allons maintenant effectuer des optimisations de δ'' , toujours avec $\alpha = 0,2$, pour une onde de perméance sinusoïdale, une valeur DZN égale à 0,5 et diverses valeurs de K .

Il apparaît que, pour des valeurs du couple moyennes (inférieures à 0,14), il est intéressant, pour minimiser le dimensionnement ainsi que le courant d'excitation, d'avoir des valeurs de K faibles et négatives.

Nous donnons respectivement, aux figures IV.2.2.7 et 8, les résultats paramétrés en K de cette optimisation pour δ''_0 et J_{ex} .

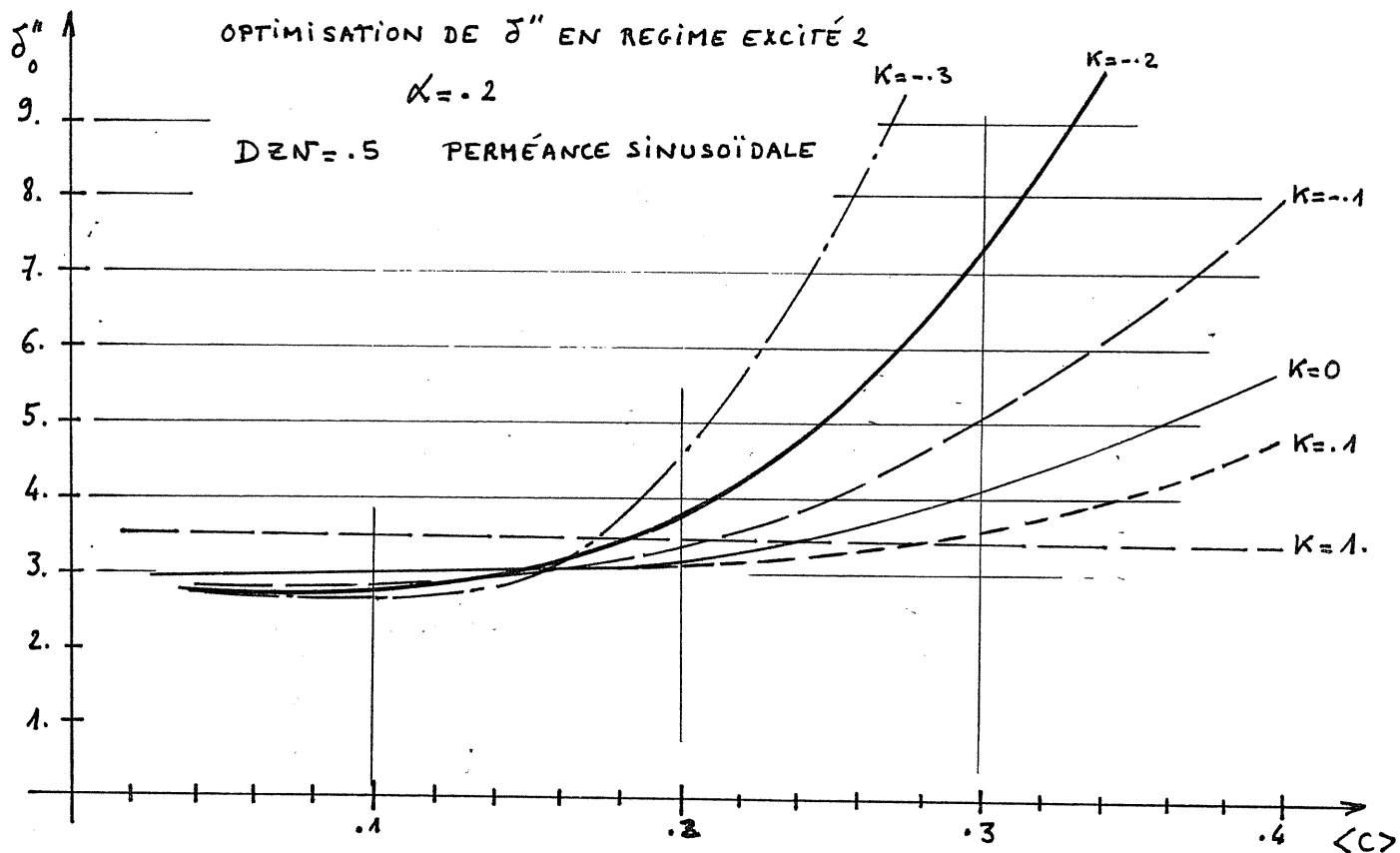


FIGURE IV.2.2.7

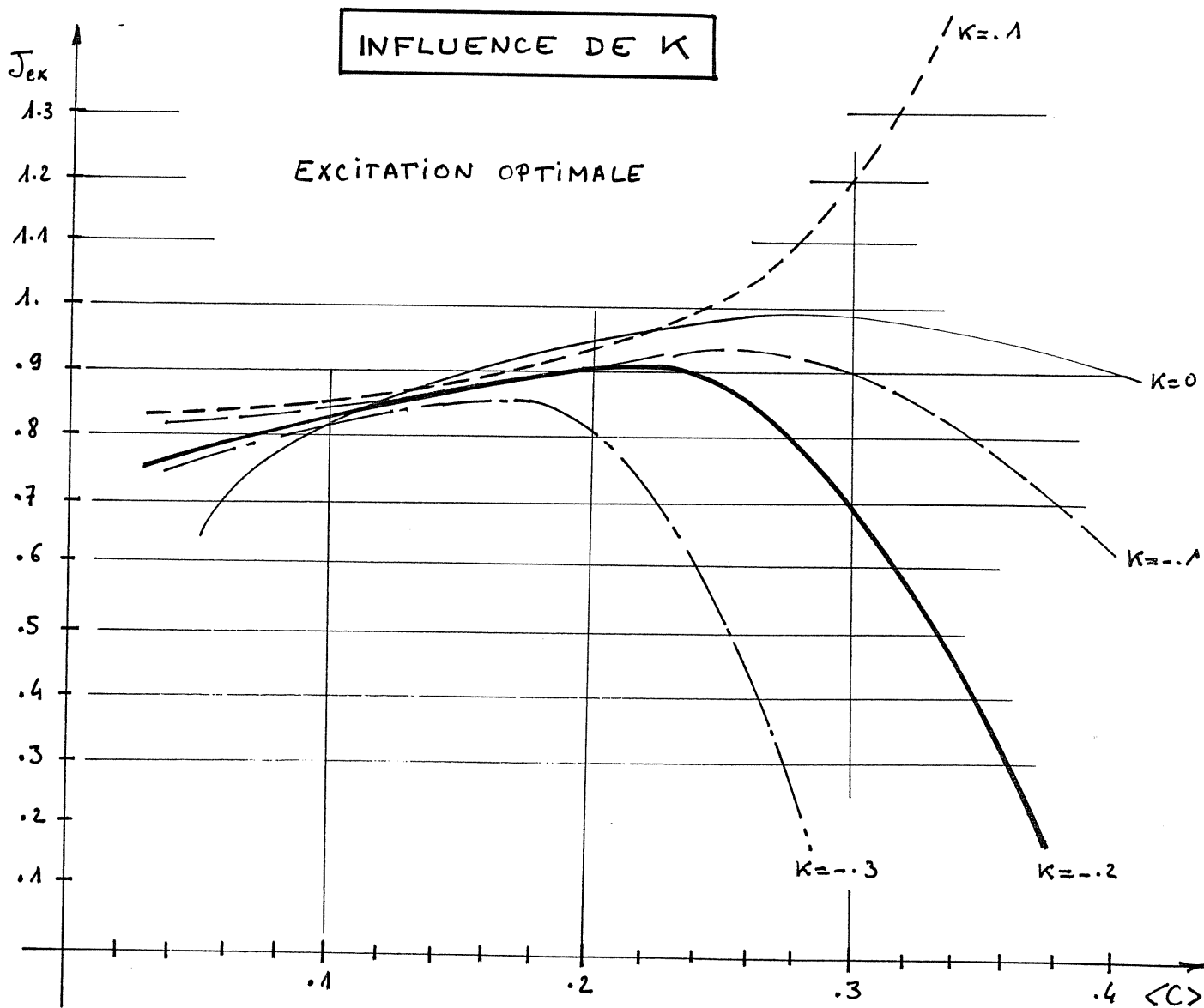


FIGURE IV.2.2.8

Ces faibles valeurs de K permettent une diminution de l'ondulation du couple monophasé ainsi que de l'harmonique 3. (Pour l'harmonique 3, le minimum est obtenu aux environs de $K=-0,2$).

On obtient, par exemple, pour $\alpha=0,2$ et $\langle C \rangle=0,11$:

avec $K=-0,2$:

$$\delta''_0=2,85 ; J_{ex}=0,84 ; \Delta C/\langle C \rangle=10,6 ; Ch_3=0,05$$

avec $K=-0,3$:

$$\delta''_0=2,79 ; J_{ex}=0,78 ; \Delta C/\langle C \rangle=9,3 ; Ch_3=0,084$$

et avec $K=-0,4$:

$$\delta''_0=2,7 ; J_{ex}=0,77 ; \Delta C/\langle c \rangle=8,9 ; Ch_3=0,135$$

En règle générale, en optimisant δ'' pour des valeurs de DZN allant de 0 à 1, avec $K=0$ et $\alpha=0,2$, nous remarquons que δ''_0 reste minimal (inférieur à 3) et à peu près constant pour un couple maximal égal à environ $100.DZN^{2,5}$ en % du couple convertible en zone linéaire ($DZN/2\pi$). Pour $DZN=0,5$, on obtient 250%, pour $DZN=0,8$: 800%.

Il semble donc qu'il soit tout particulièrement intéressant de rechercher des valeurs de DZN élevées (phénomène déjà observé en régime non excité) afin d'utiliser au mieux les possibilités magnétiques de la machine. Ceci se vérifie tout particulièrement si nous ne nous intéressons qu'au dimensionnement du convertisseur ($\delta''_0 < 3$).

Variation d'onde de perméance optimale

En ce qui concerne la forme optimale de l'onde de perméance, la perméance sinusoïdale satisfait à la fois au critère de faible dimensionnement et au critère de couple peu pulsatoire et peu ondulé en triphasé

La perméance triangulaire est tout particulièrement intéressante dans un cas bien spécifique que nous avons étudié en annexe 6. Nous montrons, en effet, que si $K=0$, en alimentant la machine avec un flux triangulaire de valeur maximale Ψ_M (définition au § III.1) telle que $\Psi_M=DZN$ (c'est-à-dire : $U_M=DZN/\pi$), avec un décalage Ψ faible (inférieur à 40° environ) et des ampères-tours d'excitation (en mode 2) égaux à 1, nous obtenons des facteurs de dimensionnement excellents. En effet, le courant d'alimentation est, à peu près, en créneaux et en phase avec la tension, elle même aussi en créneaux. L'excitation "maintient" le cycle de fonctionnement en zone complètement saturée. Dans ces conditions, nous obtenons les relations suivantes (expressions A.6.13, A.6.11 et A.6.17) :

$$\langle C \rangle = (4.\Psi/\pi^2) . DZN^2 / (1-DZN)$$

PERMEANCE TRIANGULAIRE $DZN=.5$ $K=0$
 EXCITATION 2 : $J_{ex}=1$.
 COURANT D'ALIMENTATION UNIDIRECTIONNEL

$U_M=.3183$

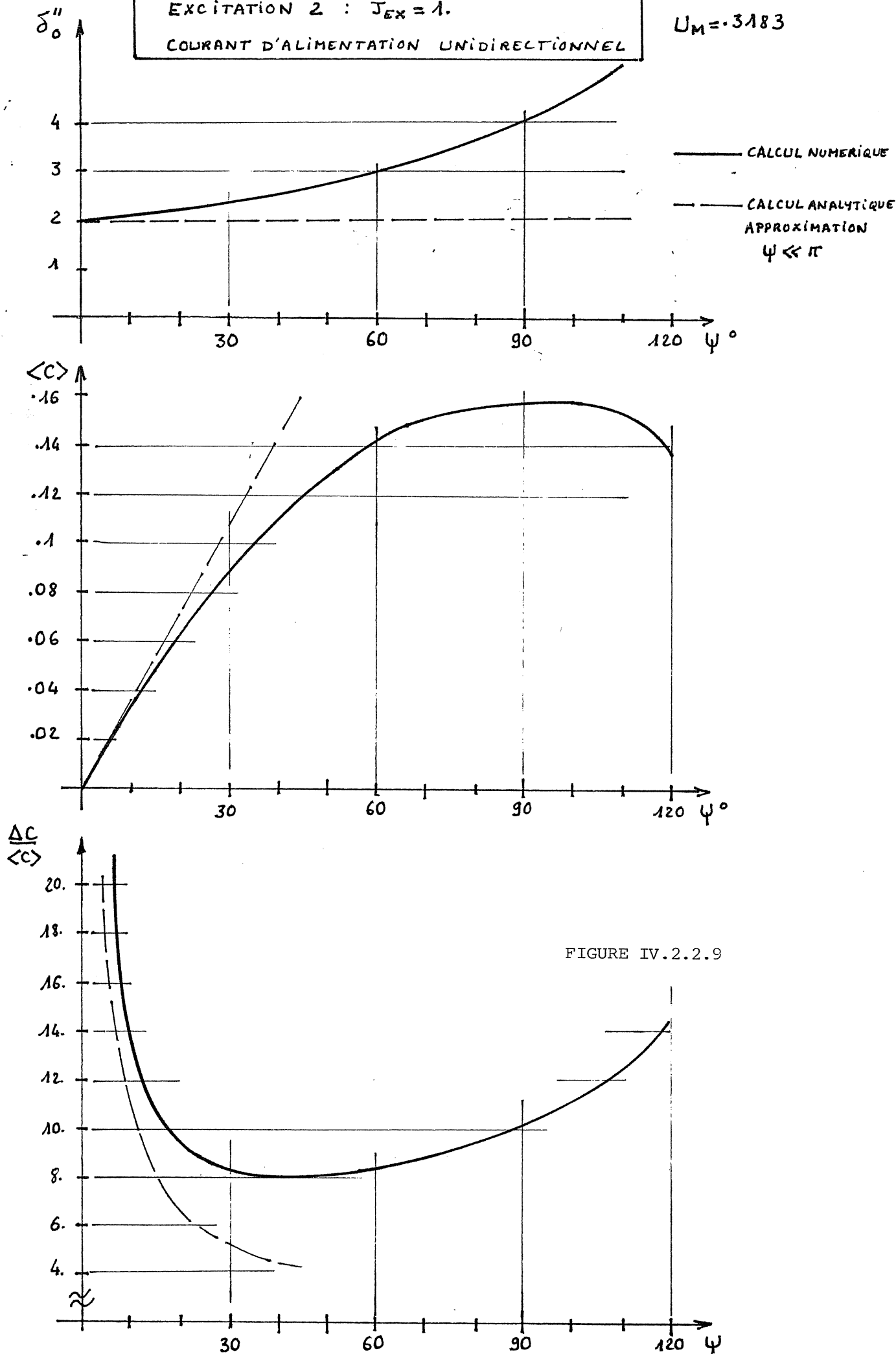


FIGURE IV.2.2.9

$$J_{aM} = (4 \cdot \Psi / \pi) \cdot DZN \cdot (1 - DZN)$$

$$\Delta C / \langle C \rangle = [1 - DZN \cdot (1 - 4\Psi / \pi)] \cdot \pi / \Psi$$

où Ψ est exprimé en radians.

alors : $\delta'_{o2} = \sqrt{2}$ et $\delta''_{o2} = 2$ (en régime excité mode 1 : $\delta'_o = \delta''_o = 1$)

Ces résultats sont alors très intéressants lorsque DZN est supérieur ou égal à 0,8 (voir courbes A.6.3 et A.6.4). Outre les excellents facteurs de dimensionnement, l'ondulation du couple monophasé est raisonnable et une machine diphasée ou tétraphasée aurait un couple quasiment constant.

Nous présentons à la figure IV.2.2.9, les résultats du calcul numérique dans le cas DZN=0,5 et K=0. Ils montrent que les hypothèses simplificatrices du calcul analytique, mené en annexe 6, étaient réalistes (avec $\Psi=40^\circ$: $\delta''_o = 2,57$, soit 28% d'écart, l'approximation était $\Psi \ll 180^\circ$). Nous avons représenté, en fonction de Ψ , l'évolution de δ''_o , du couple moyen $\langle C \rangle$ et de l'ondulation du couple monophasé $\Delta C / \langle C \rangle$. Pour obtenir le couple nominal de la machine 200kW, il faudrait un décalage de 40° environ; l'ondulation du couple vaudrait alors 8, ce qui est excellent pour une machine excitée (avec une perméance sinusoïdale, pour le même couple moyen : $\Delta C / \langle C \rangle = 11,4$, $\delta''_o = 3$ avec $J_{ex} = 0,85$).

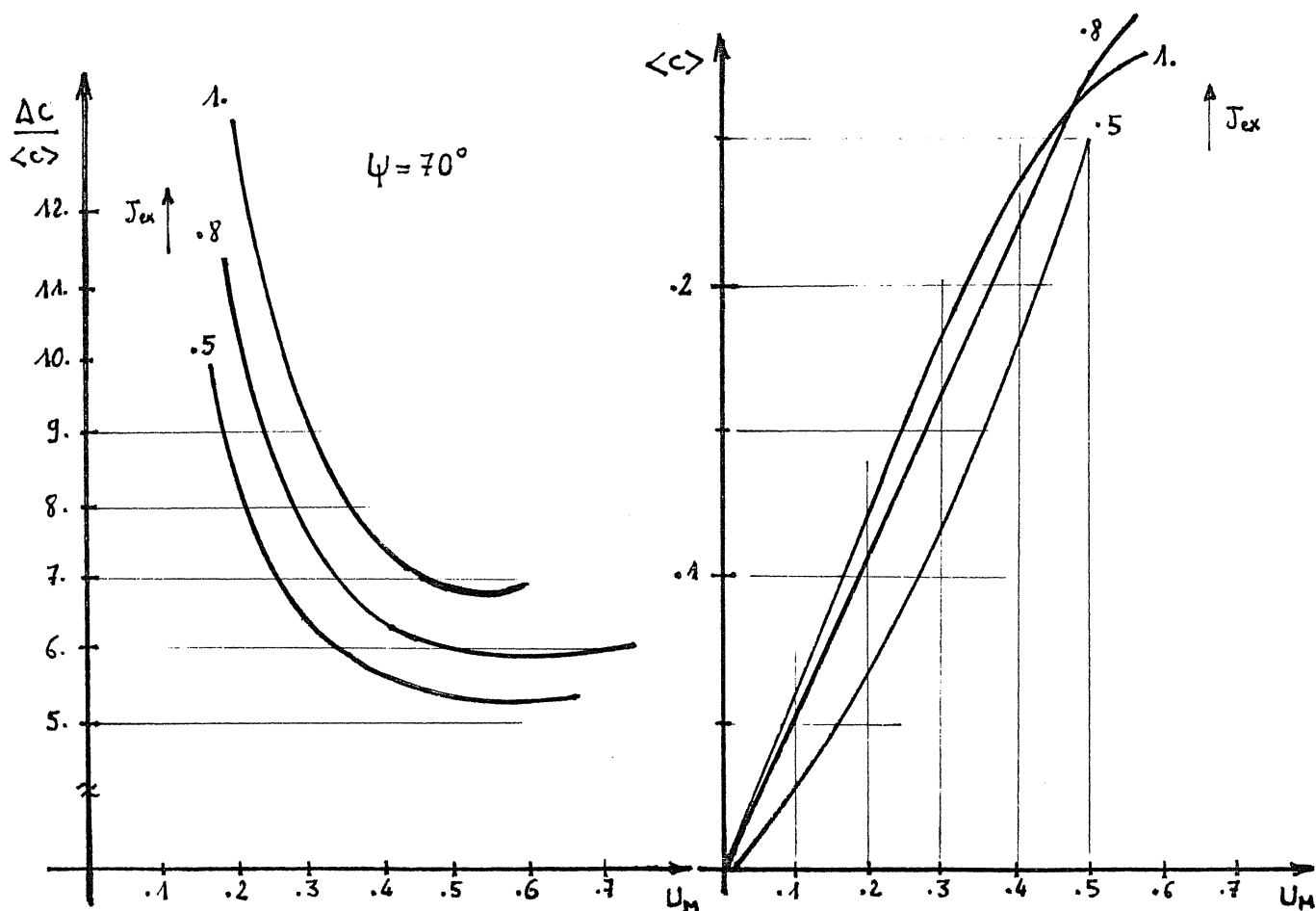
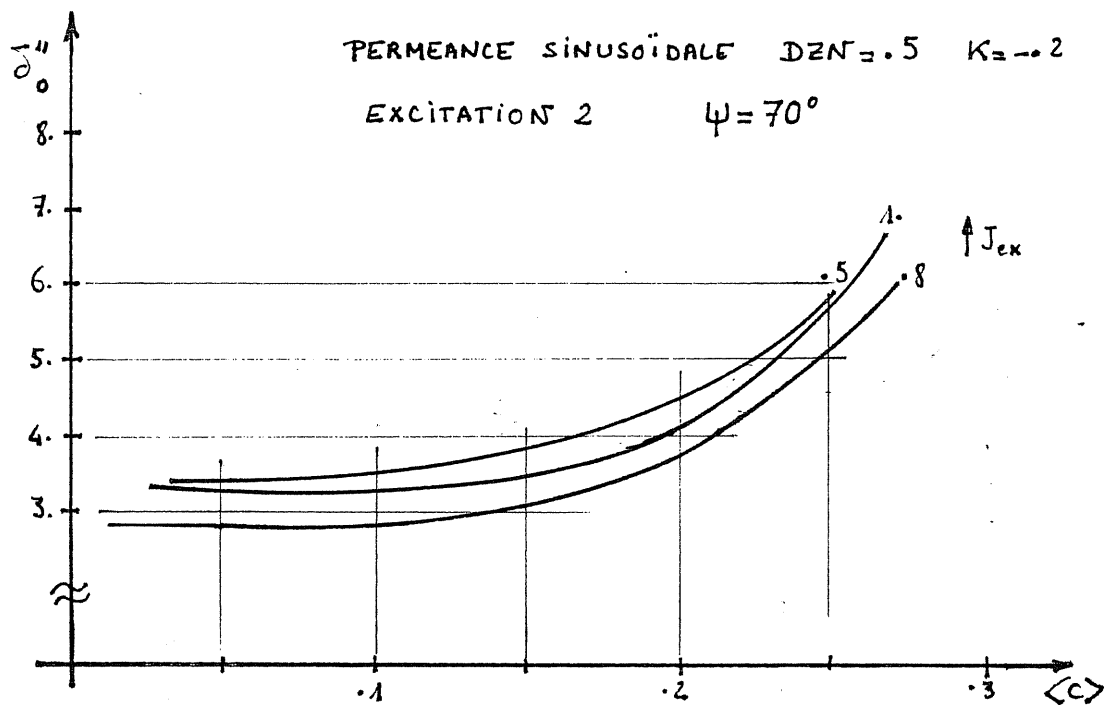
Nous avons aussi montré que, pour DZN=0,5, la perméance triangulaire présente un avantage certain, pour un couple toutefois relativement faible et limité.

Dans le paragraphe qui suit, nous allons donner quelques caractéristiques d'évolution des grandeurs étudiées lorsque les paramètres U_M , J_{ex} et Ψ varient autour de leur valeur optimale (déterminée pour un couple moyen unique, par exemple nominal ou maximal).

IV.2.3 - Caractéristiques de la machine excitée

Le premier exemple que nous avons traité est celui de la machine 200kW. Nous avons, comme en régime non excité, étudié les caractéristiques du facteur de dimensionnement δ''_o , du couple et des ampères-tours lorsque les paramètres de réglage varient autour de leur optimum déterminé au couple nominal. Il est en effet important de savoir quelles sont la (ou les) grandeur(s) à faire varier pour régler les caractéristiques mécaniques de la machine.

Dans l'exemple présent, il semble intéressant de conserver l'excitation constante et égale à 0,8, si on ne se préoccupe pas des problèmes du fort couple pulsatoire à faible couple. En effet, cette valeur des ampères-tours



PERMÉANCE SINUSOÏDALE $DEN = .5$ $K = -.2$

EXCITATION 2

$\psi = 70^\circ$

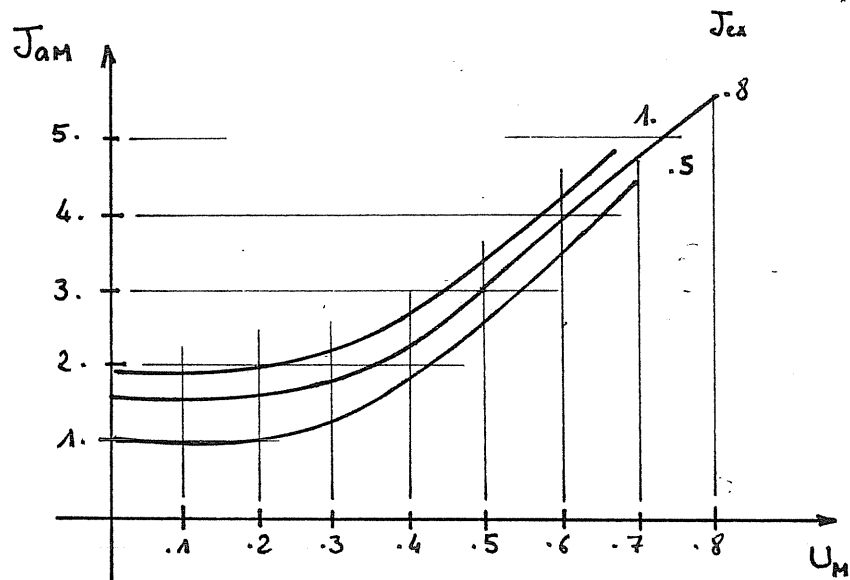


FIGURE IV.2.3.4

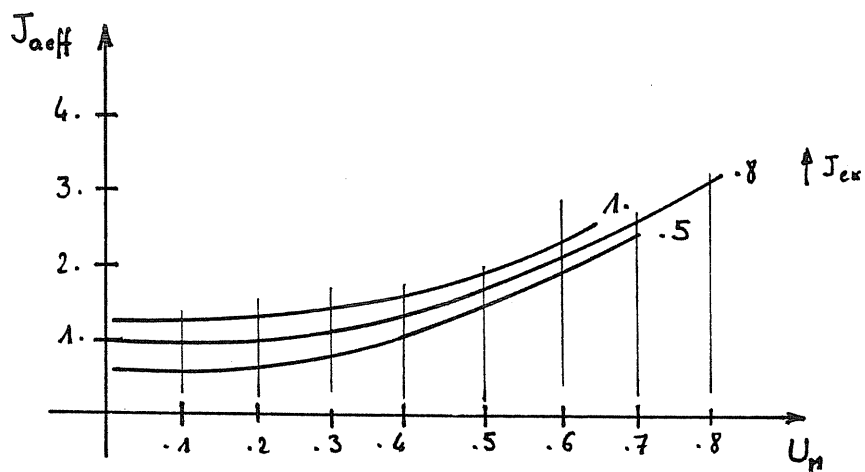


FIGURE IV.2.3.5

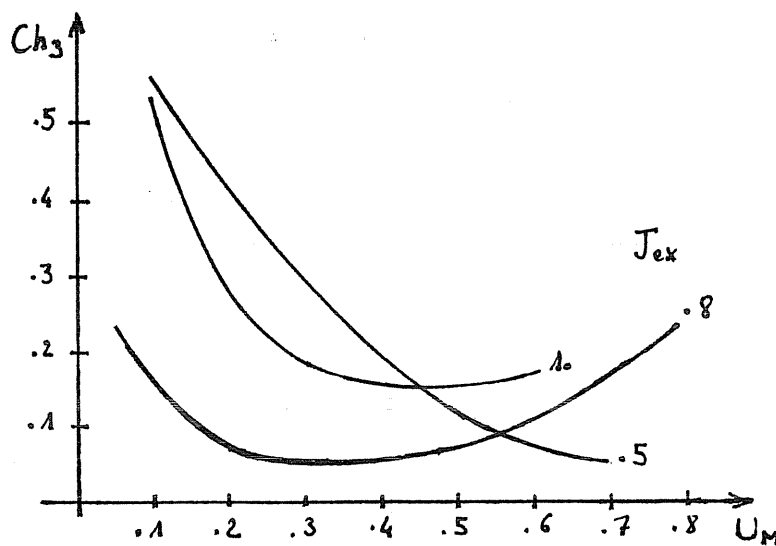


FIGURE IV.2.3.6

d'excitation permet d'obtenir, à la fois, le dimensionnement optimal du convertisseur (figure IV.2.3.1), un faible harmonique 3 du couple, figure IV.2.3.6, (couple triphasé peu ondulé) et une loi quasi linéaire (figure IV.2.3.3) qui lie le couple moyen à la grandeur U_M .

L'amplitude de variation du couple monophasé est d'autant plus faible que les ampères-tours d'excitation sont réduits (fig.IV.2.3.2). Mais, dans ces conditions, on ne profite plus de l'intérêt de la machine excitée. Il est toutefois possible, pour les faibles couples moyens, de réduire la valeur de l'excitation, voire de l'annuler, à condition de vérifier que le courant ne dépasse pas les limites du convertisseur définies au régime nominal. Ici, nous pourrions envisager la variation de couple de la manière suivante :

- pour $\langle C \rangle < 0,05$

La machine est alors non excitée ($J_{ex}=0$) et fonctionne en zone linéaire jusqu'à $\langle C \rangle = 0,05$. U_M varie de 0 à 0,31. $J_{aM} = kU_M$ et reste inférieur à la valeur maximale déterminée au couple nominal. Le couple est ici proportionnel à U_M^2 .

$$\Delta C / \langle C \rangle = 4,3 \text{ et } Ch_3 = 27\%$$

- pour $\langle C \rangle > 0,05$

$$J_{ex} = 0,8$$

U_M varie de 0,1 à 0,5, par exemple, et on peut atteindre un couple normalisé égal à 0.27, avec une loi linéaire entre $\langle C \rangle$ et U_M (figure IV.2.3.3).

La procédure de passage du courant d'excitation de 0 à 0,8 devrait être certainement plus complexe. En tout cas, le problème est certainement maîtrisable.

Il est aussi important de vérifier, qu'à excitation J_{ex} fixée, les ampères-tours maximaux et efficaces croissent avec U_M (figures IV.2.3.4 et 5). C'est en effet ce qui permet d'affirmer que le dimensionnement en courant du convertisseur, pour un certain couple, est toujours suffisant pour les valeurs inférieures du couples.

Evolution des caractéristiques en fonction de ψ

Nous avons déterminé l'évolution des grandeurs précédentes ($\delta''_o, \langle C \rangle, \Delta C / \langle C \rangle, J_{aM}, \dots$) en fonction de l'angle de décalage ψ . La ressemblance avec le régime non excité est manifeste. (Figures IV.2.3.7 à 10).

Il est, ici encore, tout à fait possible de trouver un compromis entre un bon dimensionnement du convertisseur et une ondulation minimale du couple. Lorsque U_M augmente, la position du minimum de $\Delta C / \langle C \rangle$ varie de $\psi = 70^\circ$ à 45° .

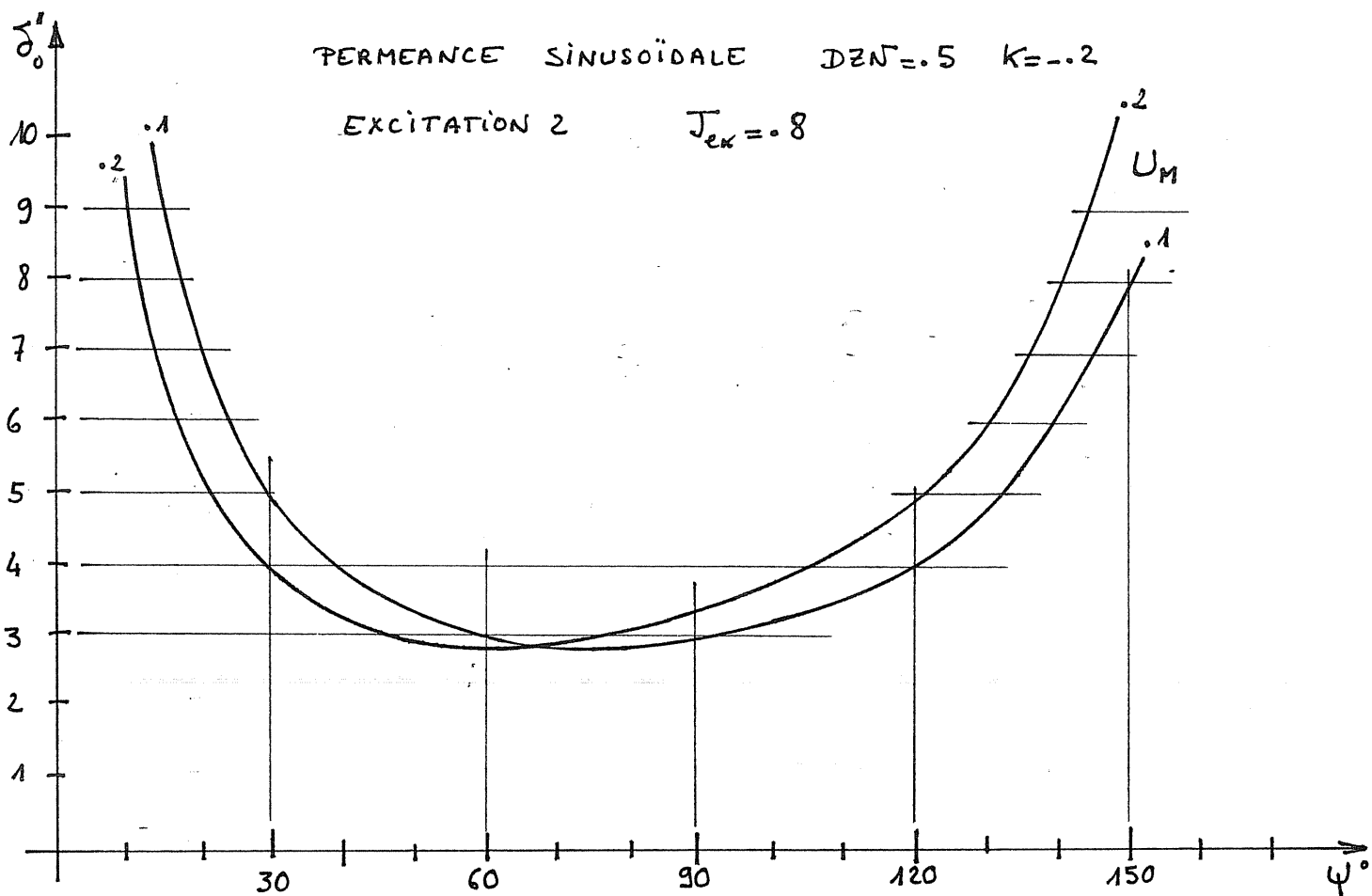


FIGURE IV.2.3.7

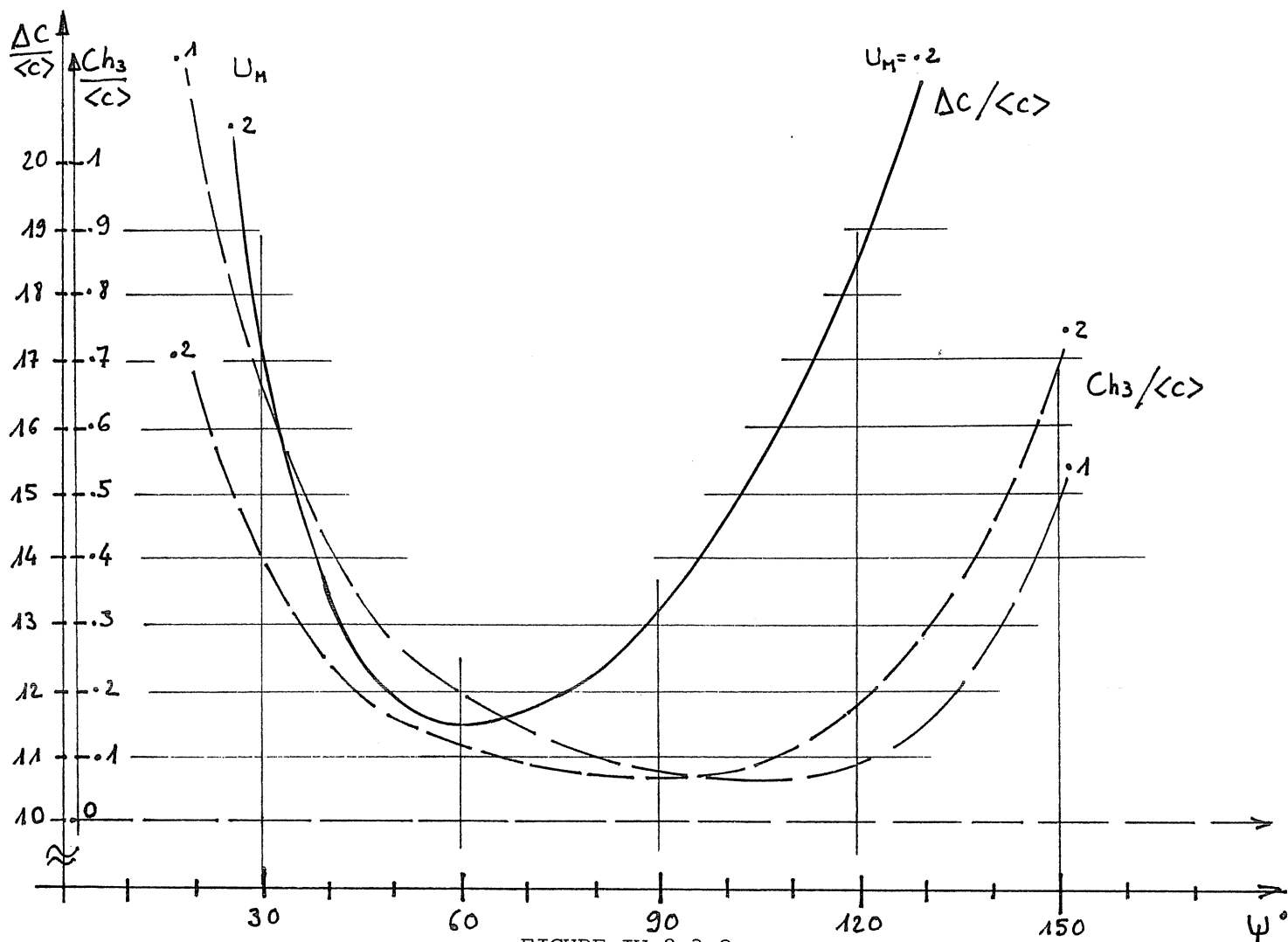


FIGURE IV.2.3.8

PERMEANCE SINUSOÏDALE $D2N=.5$ $K=-.2$

EXCITATION 2

$J_{ex}=.8$

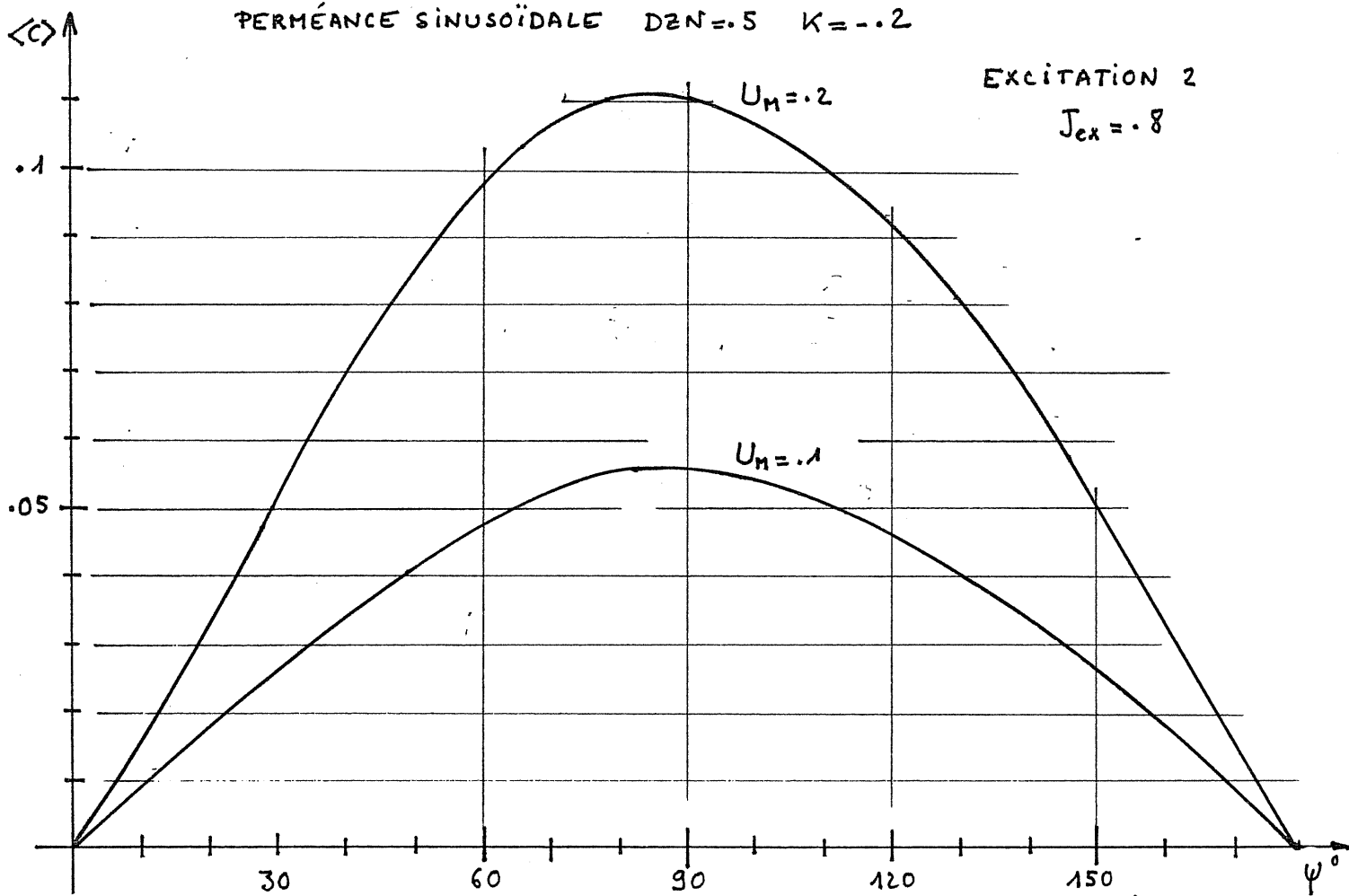


FIGURE IV.2.3.9

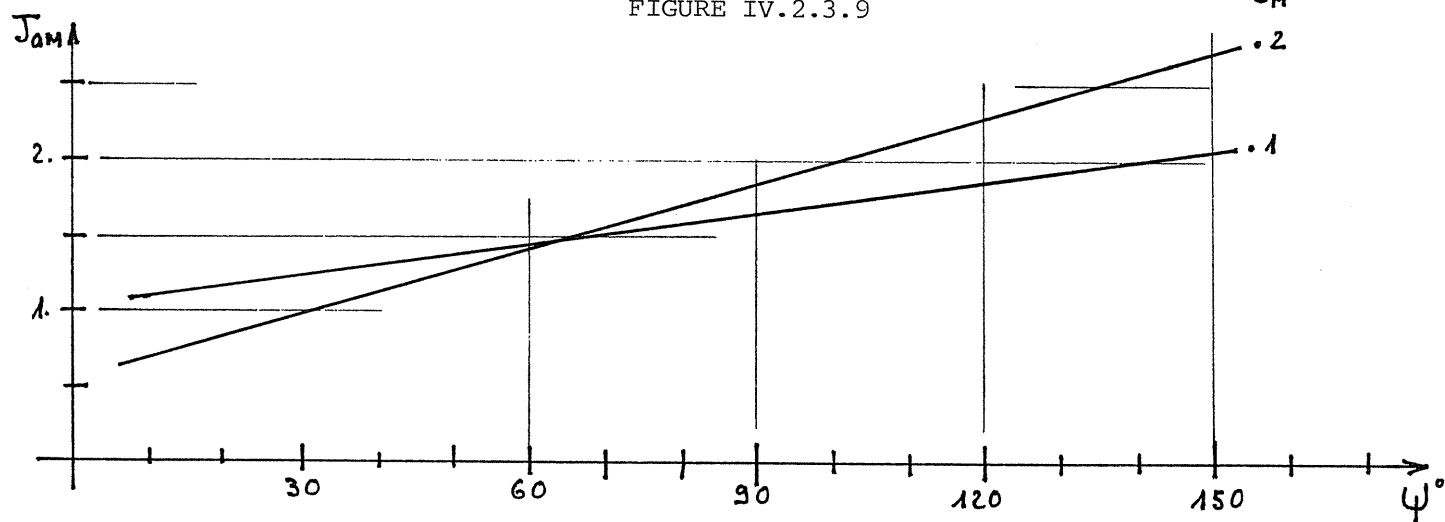


FIGURE IV.2.3.10

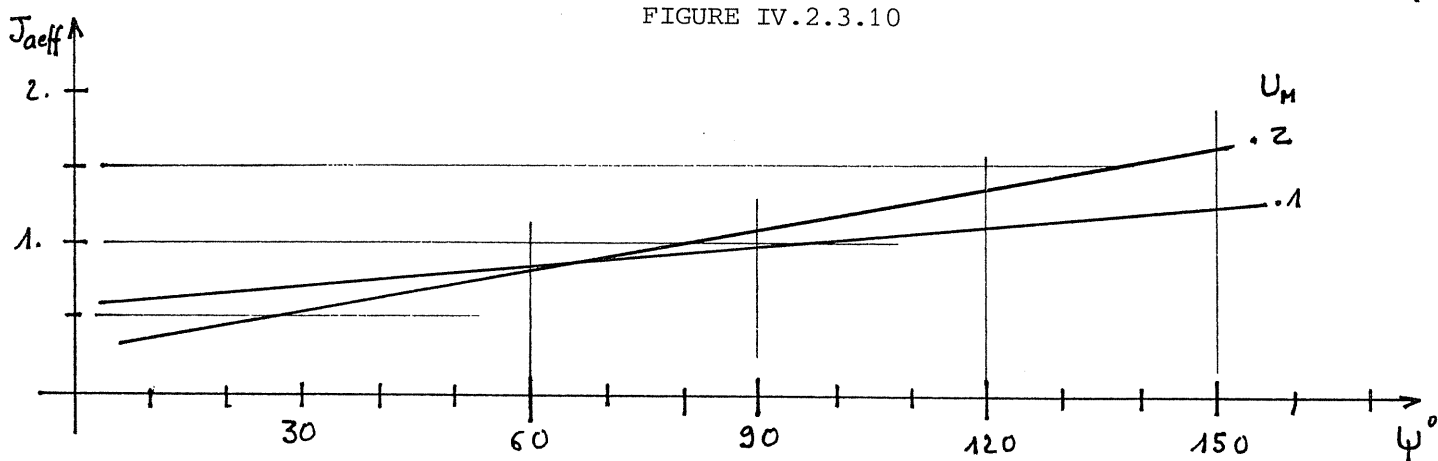


FIGURE IV.2.3.11

Les courbes de δ''_0 en fonction de Ψ ont des minima très "plats", nous pouvons donc, sans dégradation sensible du dimensionnement, imposer un critère d'ondulation minimale du couple monophasé. Les courbes du couple moyen en fonction de l'angle de décalage ont toujours l'allure de sinusoïdes, Figure IV.2.3.9.

En ce qui concerne les ampères-tours d'alimentation, nous pouvons faire une remarque très importante. Outre le fait qu'ils croissent linéairement avec l'angle de décalage, nous observons qu'au dessous de 65° environ, les ampères-tours variables maximaux ou efficaces obtenus avec une certaine valeur de U_M , peuvent être inférieurs à ceux obtenus avec une valeur de U_M plus grande (figure IV.2.3.10). C'est un phénomène propre au régime excité, et dont il faudra se méfier. En régime non excité, quelle que soit la valeur de l'angle de décalage, les ampères-tours sont toujours croissant avec U_M . Ce n'est plus le cas ici, pour les valeurs faibles de Ψ . Ceci peut donc influencer sur le dimensionnement du convertisseur, car le courant d'alimentation peut être, pour un faible couple, plus important que pour le couple nominal. Une optimisation des paramètres au couple maximal de la machine ne suffit donc plus. Pour la compléter, un calcul devra être effectué en tous les points de fonctionnement qui seront utilisés.

Un exemple des formes d'onde du couple et des ampères-tours est donné à la figure IV.2.3.12, pour le couple nominal de la machine 200kW.

Le second exemple que nous présentons est celui d'une machine à variation triangulaire de perméance et à caractéristiques $DZN=0,9$ et $K=0$.

Les courbes enues pour δ''_0 et le couple moyen en fonction de Ψ , à condition de satisfaire la contrainte : $U_M = DZN \cdot 2/\pi$ (ici $U_M=0,573$), ont identiques à celles de la figure IV.2.2.9. Le couple doit être multiplié par 16,2 pour avoir les échelles correctes. En effet celui ci est proportionnel à $DZN^2/(1-DZN)$ (expression A.6.13).

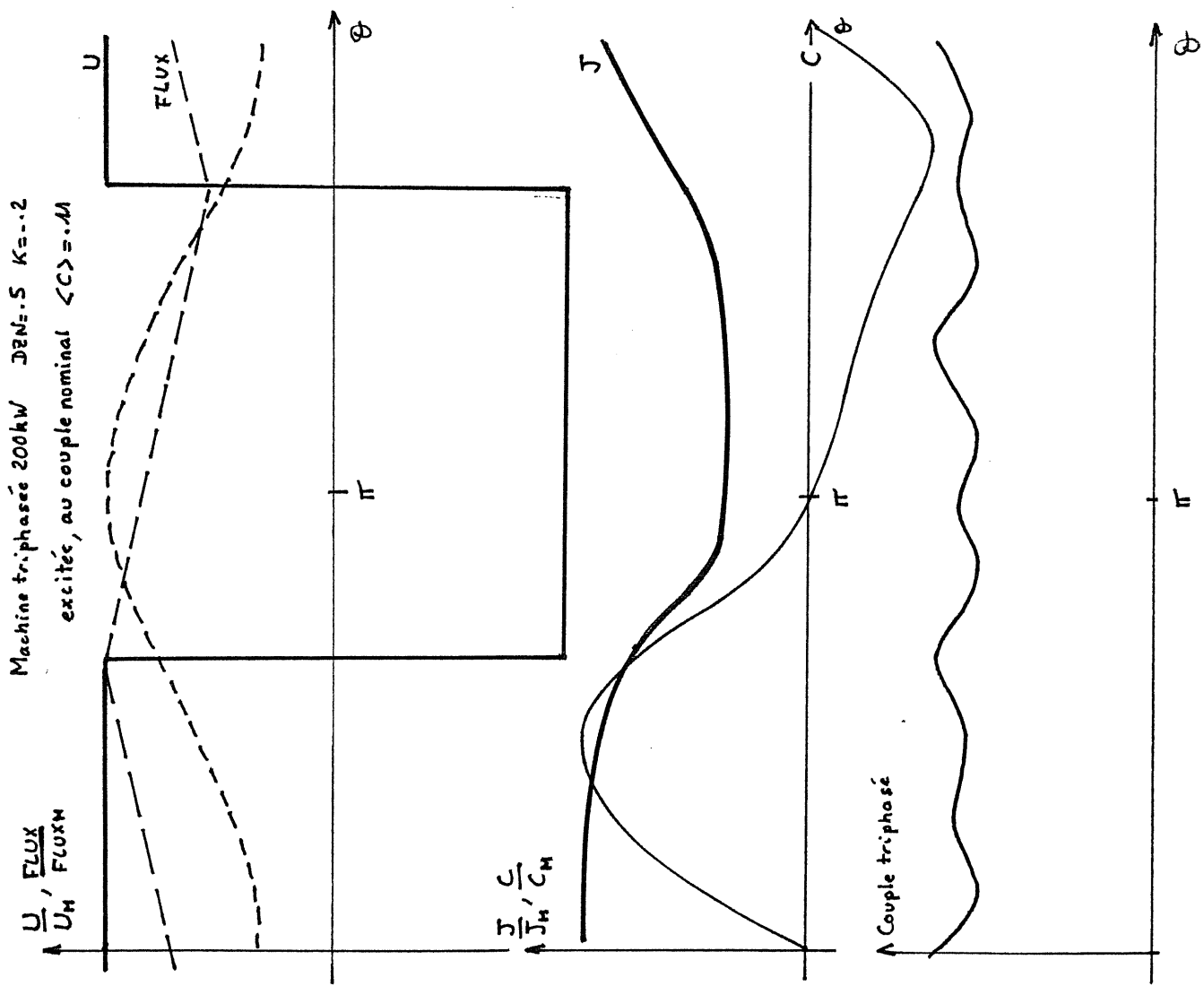
Le courant d'alimentation maximal, quant à lui, suit rigoureusement la loi : $J_{aM} = DZN/(1-DZN) \cdot 2\Psi/\pi$.

Nous donnons, à la figure IV.2.3.13, les formes d'ondes obtenues pour un couple normalisé de unitaire.

IV.2.4 - Conclusion en régime excité

Le régime excité présente un intérêt si la machine est saturée ($K \leq 0$). Il est alors possible d'obtenir, pour toutes les valeurs de DZN , des facteurs de dimensionnement du convertisseur d'alimentation au moins deux fois plus

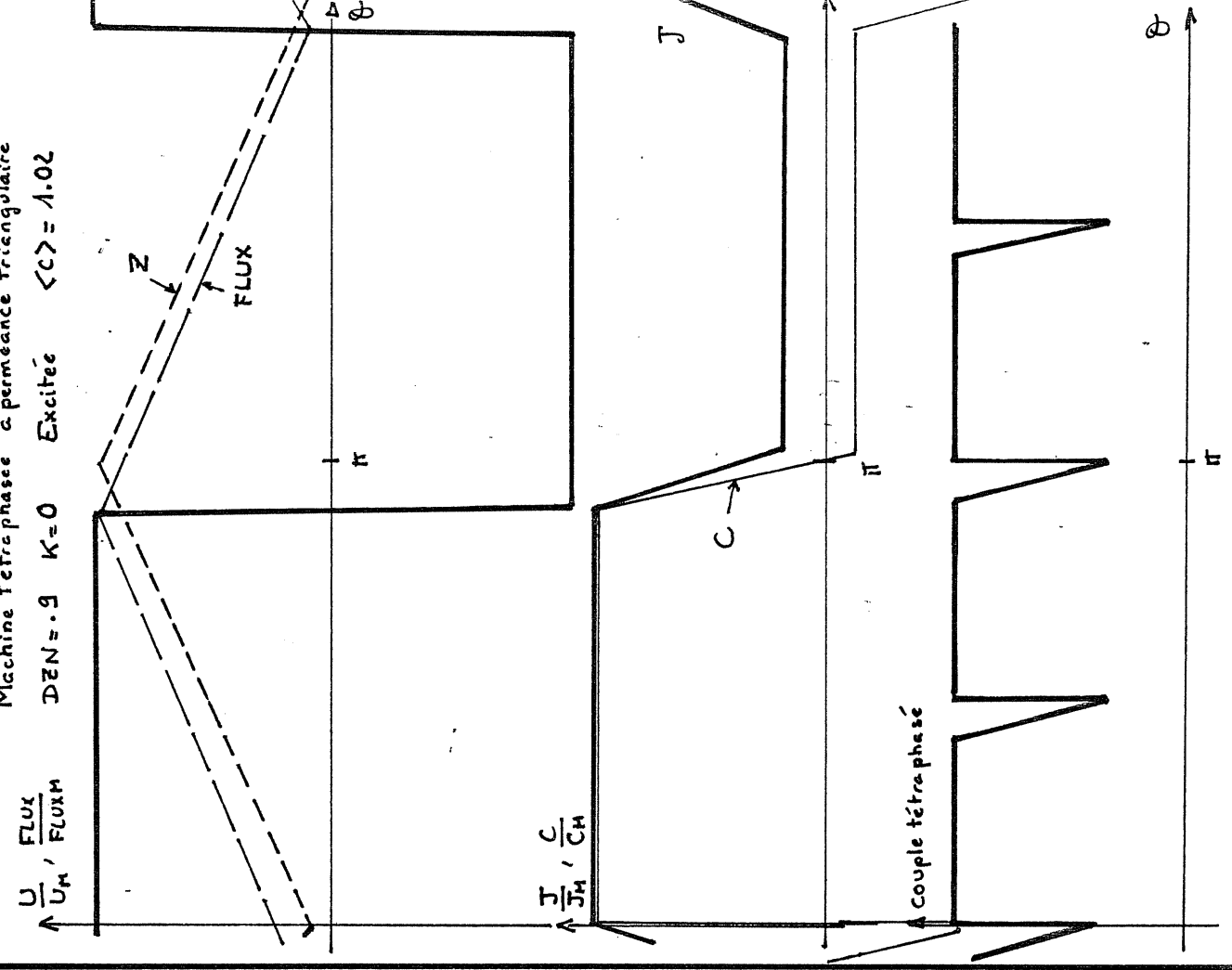
Machine triphasée 200kW D_{EN}=.5 K=.2
excité, au couple nominal <C>=.41



alimentation en courant unidirectionnel : $U_M = .204$ $\psi = 63^\circ$
excitation : $J_{ex} = .848$ $J_{am} = 1.53$ $\delta''_0 = 2.85$

FIGURE IV.2.3.12

Machine tétraphasée à perméance triangulaire
D_{EN}=.9 K=0 Excitée <C>=1.02



alimentation en courant unidirectionnel : $U_M = .573$ $\psi = 20^\circ$
excitation : $J_{ex} = 1.$ $J_{am} = 4.$ $\delta''_0 = 2.25$

FIGURE IV.2.3.13

faibles qu'en régime non excité. (Pour la comparaison, l'alimentation est en courant unidirectionnel, dans les deux cas). Les résultats obtenus sont excellents puisqu'il est presque toujours possible d'avoir des facteurs de dimensionnement inférieurs à ceux des machines classiques à courant alternatif. Nous rappelons que dans ces machines classiques : $\delta''_0 = 2/\cos\varphi$. (avec une alimentation en courant sinusoïdal bidirectionnel).

Nous avons démontré et calculé numériquement qu'en régime linéaire dans certaines conditions il est possible d'atteindre, avec une alimentation en courant bidirectionnel, $\delta''_0 = \pi/2$ en adoptant une variation de réluctance sinusoïdale et $\delta''_0 = 1$ en adoptant une perméance triangulaire. Les conditions sont toutefois restrictives. Nous avons ensuite montré que la saturation, tout particulièrement avec $K=0$, permettait d'étendre ces résultats à toutes les valeurs de DZN et d'obtenir, quelles que soient les formes d'onde de perméance, des valeurs de δ''_0 voisines de $\pi/2$, à condition de ne pas exiger des couples trop importants (on observerait alors une dégradation assez rapide du facteur de dimensionnement). Lorsque K est différent de 0, il semble que la variation de perméance sinusoïdale rassemble les qualités nécessaires pour être optimale. La dégradation des facteurs de dimensionnement pour les très forts couples est raisonnable, à condition de travailler avec un flux d'alimentation constant (rapport tension/fréquence constant) et avec un courant d'excitation maintenant le cycle de fonctionnement en zone de saturation. Il est possible d'obtenir les meilleurs facteurs de dimensionnement c'est-à-dire $\delta''_0 = 2$ (ou $\delta''_0 = 1$ en courant bidirectionnel).

Le cas précis de l'alimentation en courant unidirectionnel nécessite des ampères-tours d'excitation constants. L'utilisation d'aimants permanents peut alors être envisagée. Le paramètre de réglage est alors l'angle de décalage. Il est donc indispensable d'avoir une grande précision sur la mesure angulaire de position du rotor de la machine.

Nous avons également montré que le couple convertible dans ces conditions croît rapidement avec DZN (voir annexe 6, figure A.6.4). Le couple instantané peut être quasiment constant en adoptant un nombre pair de phases.

Extension aux machines non excitées

Cette propriété des machines excitées à perméance triangulaire peut, dans un cas très particulier, être utilisée pour une machine non excitée très saturée. En effet, si DZN tend vers 1 (cycle $\varphi(j)$ très ouvert), si $K=0$ et si la perméance est triangulaire, on peut approcher les valeurs : $\delta''=2$ et $\delta'=\sqrt{2}$. Le courant est alors constitué de créneaux (J_M pendant la croissance de $z(\theta)$

et environ 0 pendant sa décroissance). Le couple monophasé a une amplitude de variation $\Delta C / \langle C \rangle$ égale à 2.

Une machine diphasée ou tétraphasée possède, là encore, un couple résultant sensiblement constant. L'alimentation doit être à flux maximal constant et le réglage du couple s'effectue aussi par l'angle de décalage. Mais cette caractéristique de machine est-elle réalisable et permet-elle d'avoir un nombre suffisant de plots ou de dents ?

Ces facteurs de dimensionnement avantageux cachent un inconvénient non négligeable en régime excité. En effet, ils demandent un fonctionnement en zone saturée. Par conséquent, le couple devient fortement négatif pendant les phases de décroissance de la perméance et l'ondulation du couple monophasé est très importante. Elle est, en général, plus de deux fois supérieure à ce qu'elle est en régime non excité.

IV.3- CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons démontré, analytiquement (en annexe) et numériquement, qu'il était possible d'obtenir des facteurs de dimensionnement inférieurs à ceux des machines classiques, avec ou sans excitation.

La limite théorique, en régime non excité, est atteinte avec une onde de perméance triangulaire, avec DZN tendant vers $\frac{\pi}{12}$ et K nul. En régime excité, cette limite théorique (δ'_0 et δ''_0 tendant vers 1) est obtenue, quelle que soit la valeur de DZN, avec K nul. L'alimentation doit être alors, à flux constant (rapport E/f constant) et à angle interne variable. Dans ces conditions, les formes de la tension et du courant sont en créneaux. Il est alors intéressant de réaliser une structure de machine à nombre pair de phases afin d'obtenir un couple polyphasé sensiblement constant.

Si les caractéristiques DZN et K sont quelconques, la perméance sinusoïdale est optimale, à la fois pour le dimensionnement du convertisseur et pour le couple pulsatoire. La structure triphasée semble alors la plus intéressante.

Pour le convertisseur, la machine optimale sera celle qui aura la valeur de DZN la plus grande possible et K nul. En effet, la saturation présente un intérêt: elle permet d'améliorer les facteurs de dimensionnement jusqu'à une certaine limite. Mais au-delà de cette dernière, il y a dégradation: la puissance de dimensionnement du convertisseur croît plus rapidement que la puissance fournie par la machine. Il sera donc intéressant de prévoir cette limite afin d'avoir une bonne utilisation de l'ensemble machine-convertisseur.

Le régime excité permet, en général, une diminution du dimensionnement du convertisseur d'alimentation d'un facteur 2 par rapport au régime non excité, mais il faut prendre en compte les ampères-tours d'excitation pour évaluer le gain réel. L'inconvénient majeur du régime excité est la production d'un fort couple pulsatoire monophasé, très gênant dans les structures multistack.

Nous avons déterminé les éventuels paramètres de réglage pour effectuer une variation de vitesse ou de couple.

Nous allons effectuer, au chapitre suivant, une étude comparative des structures de convertisseur susceptibles de générer les ondes optimales de tension ou des ondes proches de celles-ci. Dans le cas des machines excitées, nous nous soucierons tout particulièrement de l'élimination des réactions de l'alimentation sur l'excitation.

CHAPITRE V

ETUDE COMPARATIVE DES CONVERTISSEURS SUSCEPTIBLES DE GENERER LES FORMES D'ONDE OPTIMALES

Nous allons effectuer une étude comparative des convertisseurs d'alimentation en tension à commutation forcée. Nous établirons des comparaisons en prenant en compte le facteur de dimensionnement global δ''_g , le nombre des câbles d'alimentation et par conséquent la section utile de cuivre pour aller du convertisseur à la machine et, enfin, la complexité de la source de tension. Nous pourrions constater que, à chaque application, correspond une solution optimale dépendant de critères, ici, principalement économiques.

V.1 EN REGIME NON EXCITE

Nous allons passer en revue les structures monophasées permettant de réaliser une alimentation optimale en régime non excité.

V.1.1 - Structures monophasées

V.1.1.a - Hacheur en demi-pont

La structure est présentée à la figure V.1.1 et les formes d'onde obtenues sont données fig.V.1.2.

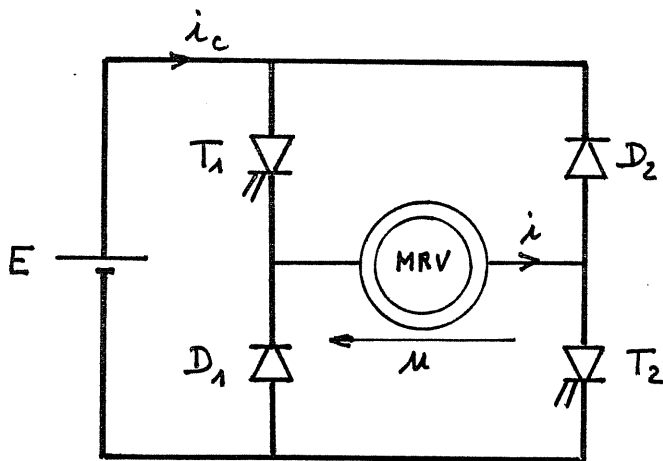


FIGURE V.1.1

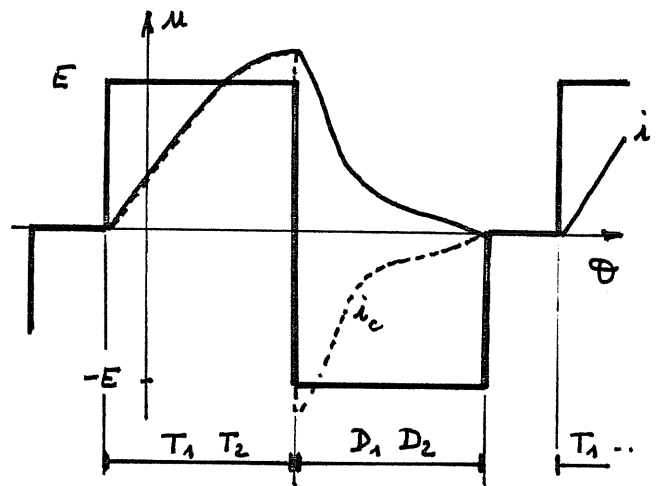


FIGURE V.1.2

Les interrupteurs T_1 et T_2 sont commandés simultanément à l'ouverture et à la fermeture. Lors de leur blocage, l'énergie magnétique stockée est renvoyée à la source qui doit par conséquent être réversible en courant. Si la machine ne fonctionne qu'en moteur, la "réversibilité transitoire" de la source est suffisante. Elle peut être obtenue grâce à un filtre avec

condensateur en tête. En revanche, si un fonctionnement générateur de la machine est utilisé, une récupération ou une dissipation de l'énergie renvoyée à la source est nécessaire. On peut alors utiliser les méthodes appliquées pour les autres machines : la source est réversible en courant ou un réseau dissipatif est commandé électroniquement aux bornes de la source. Il peut aussi être nécessaire d'effectuer un réglage de la tension E de la source.

Le montage hacheur en demi-pont comprenant deux composants commandés, le facteur de dimensionnement global est:

$$\delta''_g = 2.6''$$

V.1.1.b - Source à point milieu et convertisseur à un seul interrupteur commandé

La structure est présentée à la figure V.1.3

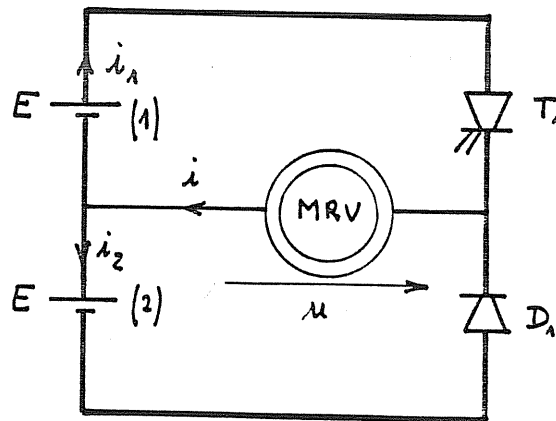


FIGURE V.1.3

La source (1) est toujours génératrice et la source (2) toujours réceptrice. Dans le cas d'une machine à plusieurs phases, la source (2) peut être constituée d'un hacheur à récupération; l'énergie renvoyée par une phase à travers la diode D_1 est récupérée et utilisée par une ou plusieurs autres phases.

Chaque interrupteur voit, à ses bornes, lorsqu'il est bloqué, une tension égale à $2.E$, ainsi le facteur de dimensionnement global est, comme dans le cas précédent : $\delta''_g = 2.6''$

Ce montage présente peu d'intérêt par rapport au précédent puisque sa puissance de dimensionnement est la même et qu'il nécessite une source

d'énergie plus complexe. En revanche, il ne comprend qu'un seul interrupteur, ce qui simplifie sa commande.

V.1.1.c - Utilisation d'enroulements couplés

C'est la méthode utilisée en particulier par l'équipe des Universités de NOTTINGHAM et de LEEDS [4] pour l'alimentation de leur machine à réluctance variable. La structure monophasée est présentée figure V.1.4

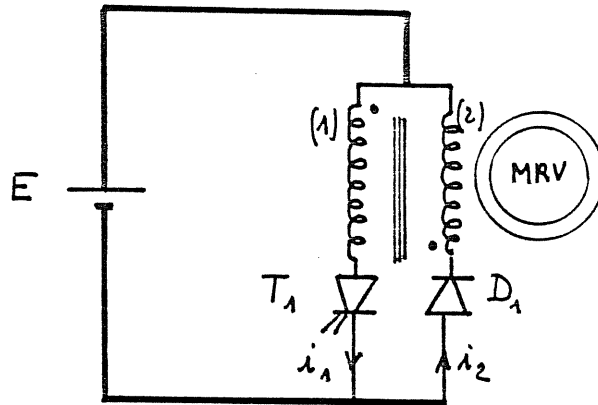


FIGURE V.1.4

Une phase de la machine est ainsi constituée de deux enroulements à même nombre de spires et aussi parfaitement couplés que possible.

L'étape à tension positive est réalisée par l'amorçage de l'interrupteur commandé T_1 , l'étape à tension négative par son blocage; l'énergie magnétique stockée transite alors par le second enroulement.

Les conditions de réversibilité de la source sont encore les mêmes qu'au § V.1.1. Les composants subissent les contraintes du § V.1.1.b : $\delta''_g = 2.6''$.

Pour un fonctionnement de la machine, toujours moteur, par exemple, l'enroulement (1) est parcouru par un courant efficace supérieur à celui traversant l'enroulement (2). On peut en effet montrer que le fait d'utiliser un double enroulement nécessite plus de cuivre que pour un enroulement unique :

soit $a = I_{eff1}/I_{eff2}$, où I_{eff1} et I_{eff2} sont les courants efficaces traversant les enroulements (1) et (2). A même circuit magnétique et même densité de courant, on montre que l'accroissement du volume de cuivre par rapport à celui d'un enroulement unique est donné par :

$$\Delta V/V = [(1+a)/\sqrt{1+a^2}] - 1$$

L'accroissement est nul lorsque $a = 0$ ou $a \rightarrow \infty$, c'est à dire lorsque l'un des enroulements est parcouru par la quasi totalité du courant efficace. Il atteint $(\sqrt{2}-1)$, c'est à dire environ 41% lorsque $a=1$, c'est le cas lorsque l'on désire avoir les fonctionnements moteur et générateur. On peut, bien entendu prévoir un sous-dimensionnement en générateur si l'on prend en compte une faible durée des périodes de récupération.

Trois câbles d'alimentation sont nécessaires par phase (voir fig.V.1.4), l'un traversé par la totalité du courant efficace et les deux autres reliant les deux demi-enroulements au convertisseur. Un surdimensionnement en cuivre des câbles d'alimentation est aussi nécessaire.

V.1.2 - Structures polyphasées

Soit q le nombre de phases de la machine, les phases sont alimentées, successivement, par des tensions décalées de $2\pi/q$. Deux cas se présentent. Soit les q phases sont électriquement indépendantes et $2q$ câbles d'alimentation relient alors la machine à son convertisseur. Soit elles sont reliées électriquement selon les couplages conventionnels (étoile ou polygonal). Il y a alors seulement q câbles d'alimentation ou $q+1$ dans le cas du montage étoile avec neutre. Le câble du neutre est traversé par un courant efficace différent de celui des phases.

V.1.2.a - Structures sans couplage électrique

Nous pouvons utiliser, au choix, l'un des trois montages précédents et générer pour les q phases les formes optimales de tension car la commande des interrupteurs d'une phase est indépendante de celle des interrupteurs d'une autre phase. Nous avons alors obligatoirement $2q$ câbles d'alimentation entre la machine et le convertisseur. Il sont tous dimensionnés pour le courant efficace nominal de chaque phase. Nous avons présenté un exemple de ces structures au § II.1.4.4.

V.1.2.b - Structures avec couplage électrique

Cas du couplage polygonal

On remarque que si le courant dans une phase est unidirectionnel, le courant en ligne est bidirectionnel. Le convertisseur doit par conséquent être bidirectionnel en courant. Cette structure est dite à bras d'onduleur complets.

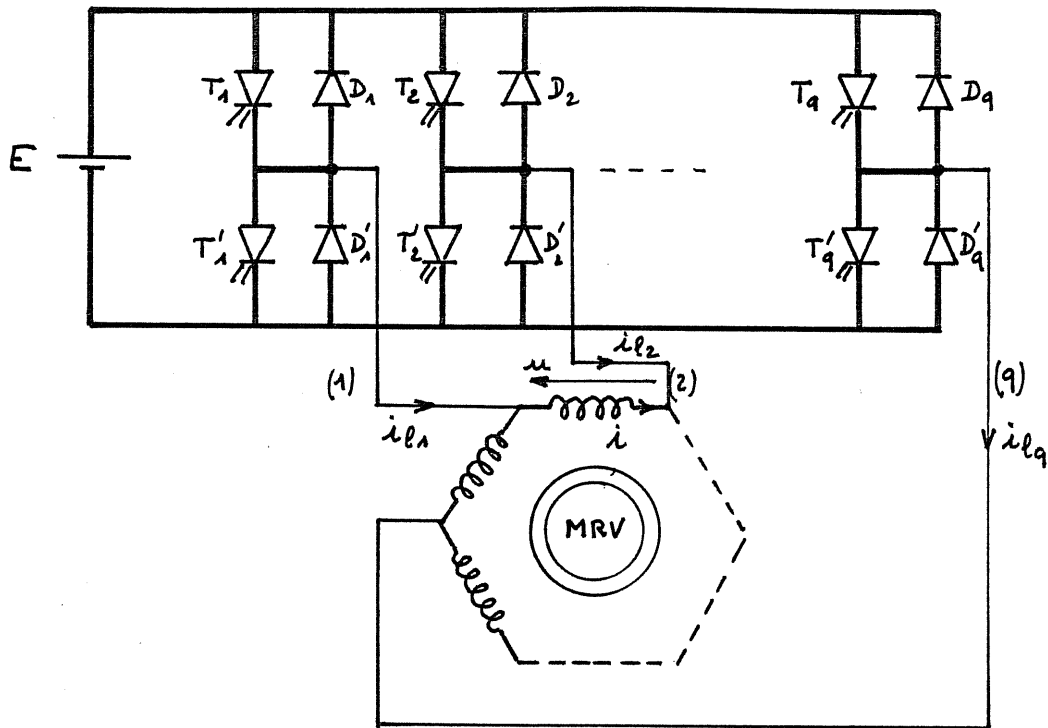


FIGURE V.1.5

Deux interrupteurs de la même branche ne peuvent conduire en même temps et, pour un montage à plus de deux phases, il y a obligatoirement au moins deux interrupteurs du demi-pont supérieur (par exemple) qui conduisent simultanément (condition nécessaire pour obtenir des formes de tension identiques et décalées de $2\pi/q$ aux bornes des différents enroulements).

Les formes que l'on peut obtenir ne sont plus les formes optimales et s'en éloignent d'autant plus que le nombre de phases augmente. Pour trois et quatre phases, les ondes de tension sont données aux figures V.1.6.a et V.1.6.b.

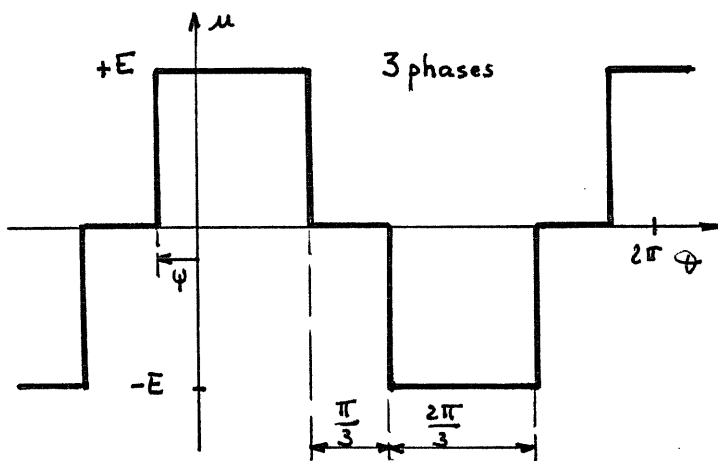


FIGURE V.1.6.a

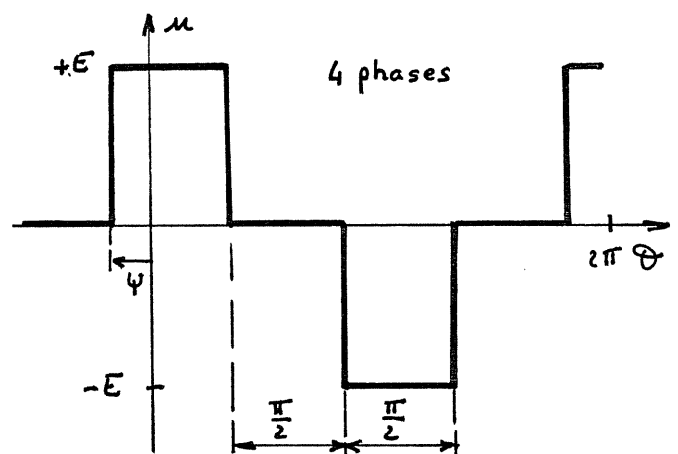


FIGURE V.1.6.b

Une machine à 4 phases à couplage polygonal, serait alimentée par des formes d'onde trop éloignées des formes optimales pour être utilisée ainsi. En acceptant des tensions d'alimentation dégradée, à la limite, une machine triphasée pourra être couplée en triangle. Afin d'évaluer le surdimensionnement causé par ces ondes d'alimentation dégradées, nous avons effectué le calcul en optimisant avec deux paramètres U_M et φ , nous présenterons des résultats sur un exemple précis au § V.3.

Si nous désirons connaître le facteur de dimensionnement global d'un tel convertisseur, il faut calculer les valeurs efficace et maximale du courant en ligne, nous définissons alors un coefficient $k^{(i)}$ à partir des rapports entre courants en ligne (I_1) et en phase (I), tel que :

$$k' = I_{leff}/I_{eff} \quad \text{et} \quad k'' = I_{LM}/I_M \quad (k^{(i)} \geq 1)$$

$$\delta_g^{(i)} = 2 \cdot k^{(i)} \cdot \delta_p^{(i)} \quad (\delta_p^{(i)} \geq \delta_{opt}^i)$$

où $\delta_p^{(i)}$ est le facteur de dimensionnement calculé avec les formes d'onde de tension inhérentes au montage polygonal. Un surdimensionnement est nécessaire par rapport aux montages à phases électriquement indépendantes car $\delta_p^{(i)}$ est supérieur au facteur de dimensionnement optimal et le coefficient $k^{(i)}$ est supérieur ou égal à 1.

Nous remarquons que la structure à couplage polygonal des phases ne permet pas de réaliser le palier à tension nulle de durée θ_o , optimal dans quelques cas assez rares toutefois (§ V.1). Lorsqu'il est indispensable, ce montage est alors à proscrire.

Cas du couplage en étoile sans neutre

L'absence de neutre introduit une équation supplémentaire :

$$\sum_{k=1}^q i_k = 0$$

Cette condition interdit, en particulier, l'existence d'une composante continue dans le courant de chaque phase. Ce montage ne peut donc être utilisé en régime non excité avec courant unidirectionnel. Il pourrait éventuellement convenir à l'alimentation en courant bidirectionnel dite à fréquence 1/2 (§ II.3.1).

Cas du couplage en étoile avec neutre

Il est ici intéressant d'utiliser la structure à source à point milieu du § V.1.1.b. Il est alors possible d'obtenir les formes d'onde de tension optimales pour un dimensionnement global : $\delta''_g = 2.6''$.

Le nombre de phases peut être quelconque. Lorsqu'il est pair, nous pouvons adopter une structure symétrique (figure V.1.7). Chaque source joue alors globalement le même rôle. En fonctionnement moteur, les deux sources sont toutes deux génératrices (la réversibilité transitoire en courant reste nécessaire). La complexité du § V.1.1.b disparaît donc.

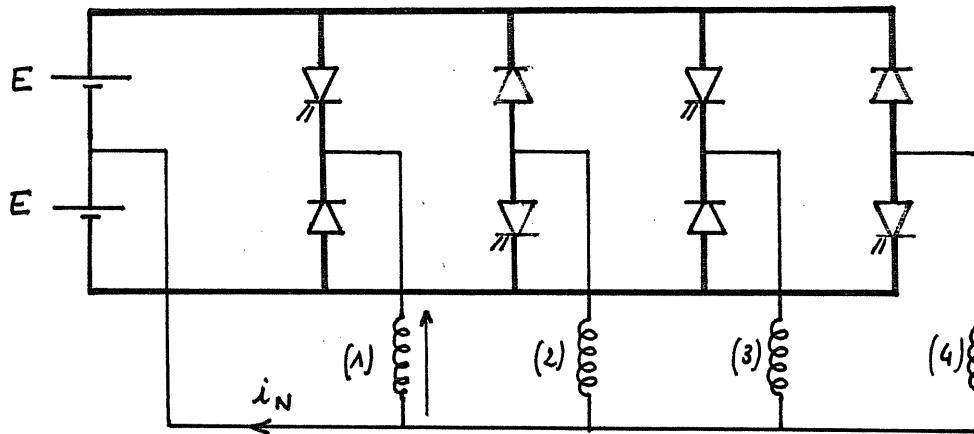


FIGURE V.1.7

Le nombre de câbles d'alimentation nécessaire est $q+1$, le câble du neutre étant parcouru par un courant efficace plus élevé (il comprend, en effet, q fois la composante continue du courant par phase, elle même, importante) que celui des autres.

$$I_{Neff}^2 = q \left(I_o^2 + \sum_{k=1}^{\infty} I_{kq}^2 \right)$$

où I_o est la composante continue du courant et I_{kq} un harmonique de rang multiple du nombre de phases

Lors de la comparaison des convertisseurs sur un exemple, au § V.3, nous calculerons la valeur du courant efficace dans le neutre.

V.2 EN REGIME EXCITE

Nous avons vu, au § I.3.2, que le convertisseur d'alimentation pouvait être soit bidirectionnel, soit unidirectionnel en courant (modes d'excitation n°1 et n°2).

D'autre part, comme en régime non excité, il est aussi possible de choisir le couplage électrique des phases de la machine.

L'enroulement d'excitation est alimenté à courant constant. Si nous voulons réaliser son alimentation à moindre coût, nous avons tout intérêt à annuler les réactions des enroulements d'alimentation sur ceux d'excitation.

Pour cela, nous disposons en série les q bobinages d'excitation de chaque phase. Il suffit alors d'éliminer les harmoniques de rang multiple de q du flux et donc de la tension. Dans ces conditions la somme des tensions induites aux bornes des q enroulements d'excitation est nulle (fig.V.2.1).

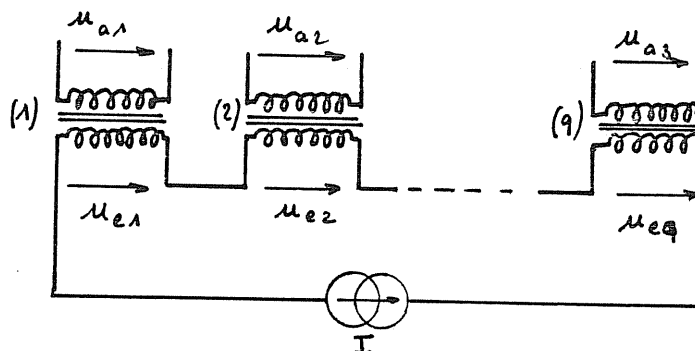


FIGURE V.2.1

$$u_a = \sum_{n=1}^{\infty} U_{an} \cos(n\theta + \varphi)$$

$$u_e = n_e / n_a \cdot u_a$$

alors :

$$\sum_{i=1}^q u_{ei} = 0$$

$$U_a(kq) = 0 \text{ pour } k=1,$$

On peut ainsi alimenter l'excitation par une source de tension; le courant est constant et égal au rapport de la f.e.m. sur la somme des résistances du circuit.

Une machine à 4 phases pourra être alimentée par l'onde optimale de tension (celle-ci ne comportant pas d'harmoniques pairs et en particulier, multiples de 4), tout en annulant les réaction de l'alimentation sur l'excitation.

En revanche, une machine triphasée devra être alimentée par une tension "dégradée". Deux exemples de tension ne comportant pas d'harmoniques multiples de 3 sont donnés aux figures V.2.2.a et b.

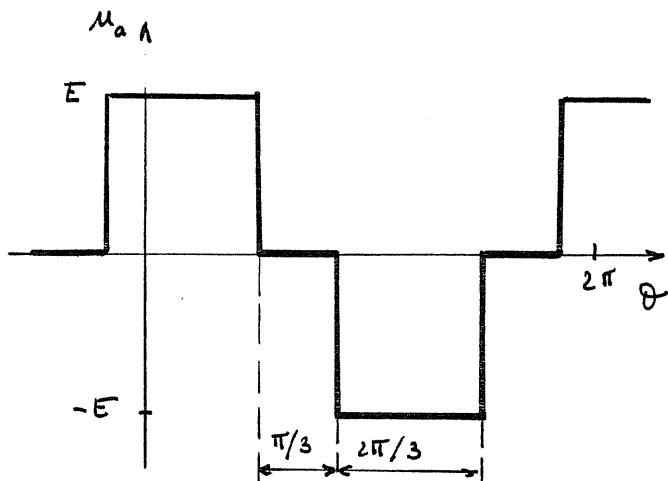


FIGURE V.2.2.a

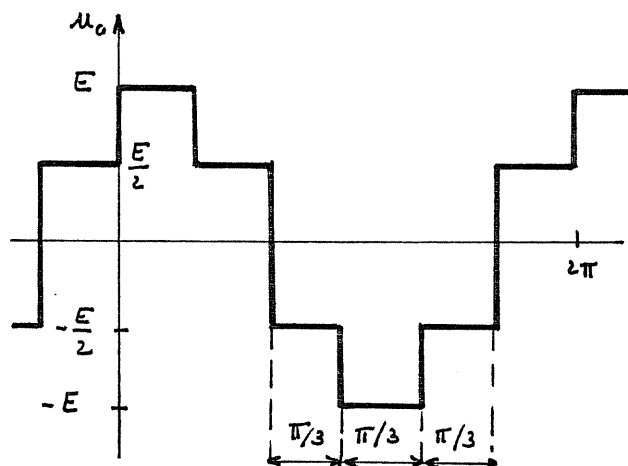


FIGURE V.2.2.b

Lorsque les phases sont électriquement indépendantes, nous pouvons utiliser les structures étudiées au § V.1.1, en mode d'excitation n°2 mais, uniquement, avec une machine à nombre pair de phases ; il est en effet impossible de réaliser des formes du type de celle de la figure V.2.2.a.

En ce qui concerne le mode d'excitation n°1, nous considérerons quelles sont les structures permettant de générer des formes d'onde à paliers permettant d'annuler les harmoniques de rang kq .

V.2.1 - Structures monophasées bidirectionnelles en courant

La première structure (fig.V.2.3.a) est dite en pont complet, elle permet de générer par exemple la forme de la fig.V.2.3.b.

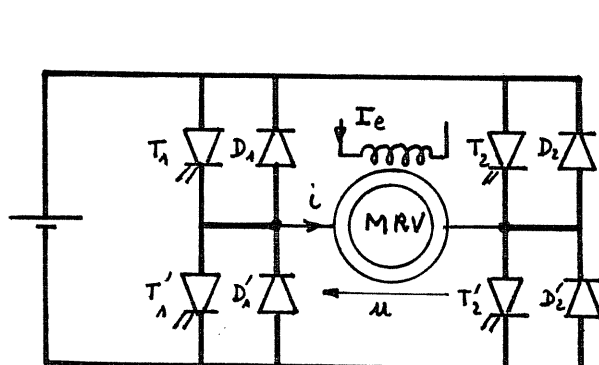


FIGURE V.2.3.a

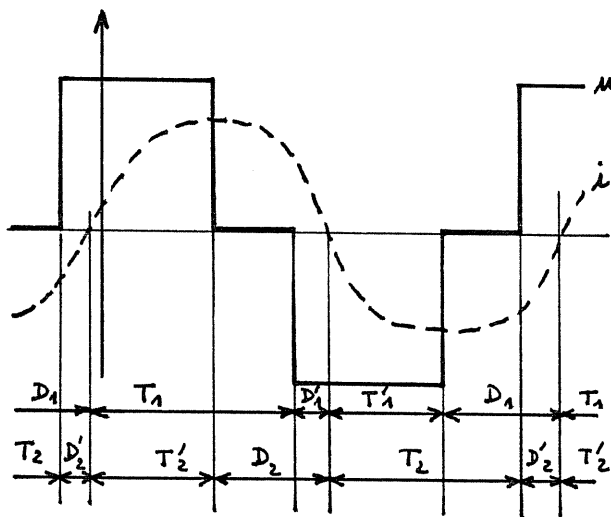


FIGURE V.2.3.b

La source doit être, ici encore, réversible transitoirement en courant. Il y a quatre interrupteurs commandés par phase. Le facteur de dimensionnement global vaut alors :

$$\delta''_{go} = 4.\delta''_o$$

La seconde structure est celle utilisant une source de tension à point milieu; nous utilisons alors une seule branche de pont, fig.V.2.4. Il est ici impossible de générer les formes nécessaire à la bonne excitation d' une machine triphasée.

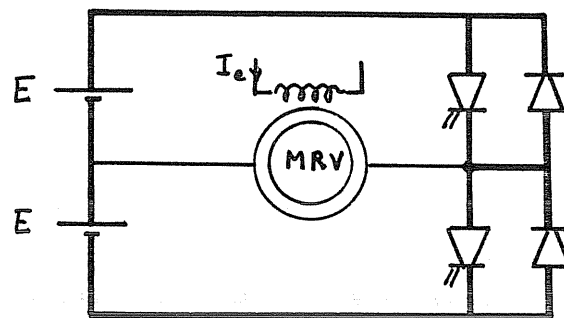


FIGURE V.2.4

Pour les raisons évoquées au § V.1.1.b : $\delta''_{go} = 4.\delta''_o$

Pour les machines à nombre pair de phases, ces structures ne présentent aucun avantage par rapport à celles à courant unidirectionnel. Dans tous les cas d'excitation de mode n°2 : $\delta''_{o2} < 2.\delta''_{o1}$ le facteur de dimensionnement global est donc toujours inférieur à celui du mode n°1 ; de plus, le courant d'excitation nécessaire pour le même point de fonctionnement est plus faible (§ I.3.2).

Ces structures ne seront donc utilisées que pour les machines excitées à nombre impair de phases non couplées électriquement.

V.2.2 - Structures polyphasées

Couplage polygonal

Pour les raisons énoncées au § V.1.2.b, le couplage polygonal ne sera utilisé que pour la machine triphasée, les formes d'onde de tension générées ne s'éloignant pas trop des formes optimales.

Le convertisseur aura la structure présentée à la figure V.1.5; le facteur de dimensionnement global sera aussi :

$$\delta''_{go} = 2.k.\delta''_{po}$$

(voir définition de k et δ_p au § V.1.2.b)

Couplage étoile avec neutre

Toujours dans le but d'annuler les réactions de l'alimentation sur l'excitation, nous ne pourrons utiliser ce montage qu'avec une machine à nombre pair de phases, les formes de tension restant optimales pour le dimensionnement et pour l'excitation (figure V.2.5).

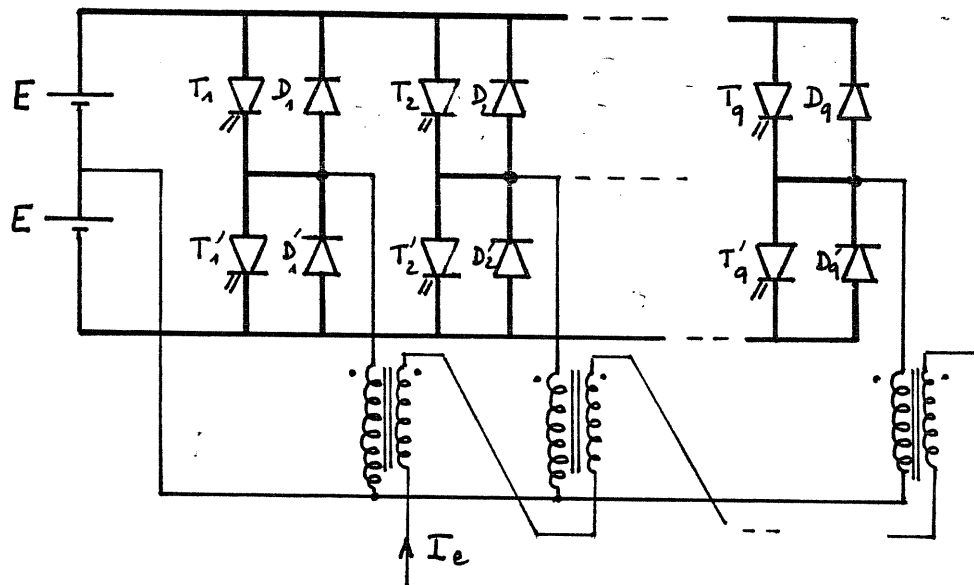


FIGURE V.2.5

Le facteur de dimensionnement global vaut :

$$\delta''_{go} = 4.6''_o$$

Le courant dans le neutre est beaucoup plus faible qu'en régime non excité. Seuls les harmoniques de rang kq y circulent.

Couplage en étoile sans neutre

Contrairement au cas du régime non excité où ce montage s'était révélé inintéressant, nous allons l'utiliser en régime excité. Le fait de disposer d'un enroulement couplé (excitation) va permettre, en effet, la circulation des harmoniques du neutre absent et, bien entendu, de la composante continue d'excitation. Pour cela, les bobinages d'excitation en série devront nécessairement être alimentés par une source de tension.

Nous connaissons les formes d'onde des tensions u_i appliquées entre phases, mais nous ne connaissons pas a priori celles des tensions simples v_i déterminantes pour le flux. L'excitation en tension impose la relation :

$$\sum_{i=1}^q V_i = 0$$

Le convertisseur est représenté avec les ordres d'amorçage et de blocage de ses interrupteurs commandés, à la figure V.2.6.

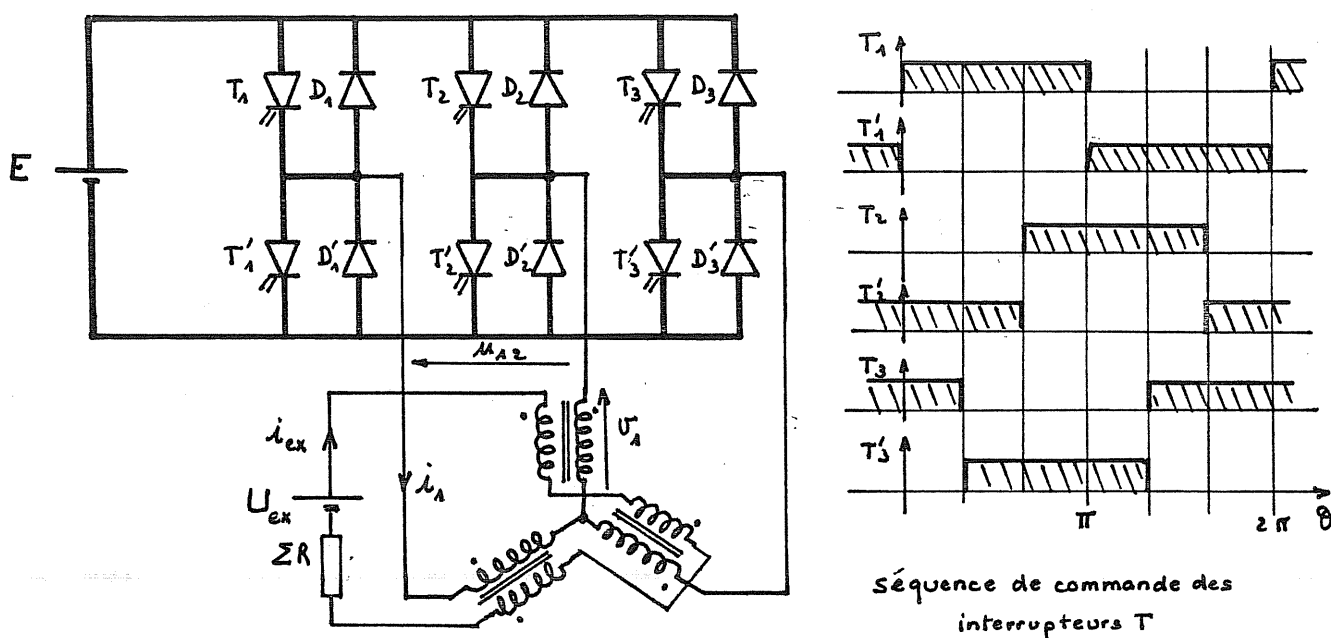


FIGURE V.2.6

Nous obtenons alors, en triphasé, les formes d'onde de la fig. V.2.7.

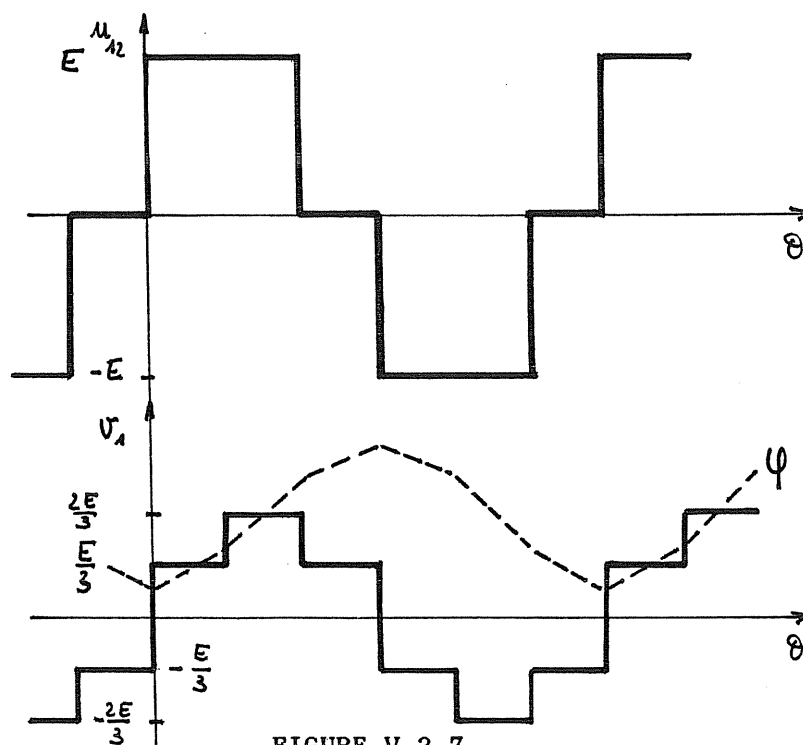


FIGURE V.2.7

Le facteur de dimensionnement global est :

$$\delta''_{go} = 2 \cdot (3/2) \cdot \delta'' e_{30}$$

$$\delta''_{go} = 3 \cdot \delta'' e_{30}$$

où δ''_{e30} (indices e pour étoile et 3 pour triphasé) est le facteur de dimensionnement calculé, à partir de la tension simple définie à la fig.V.2.7 et, du courant d'alimentation i_a dépourvu de tout harmonique de rang multiple de 3.

Pour une machine à 4 phases les formes d'onde de tension sont données à la fig.V.2.8.

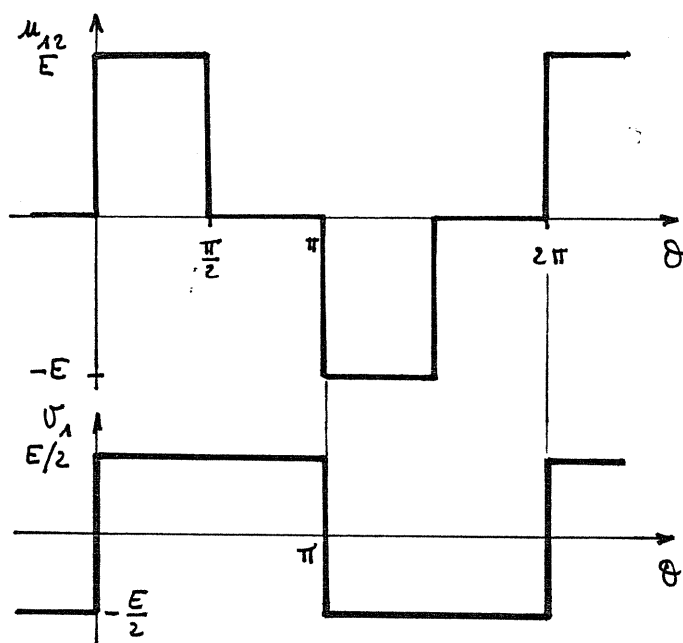


FIGURE V.2.8

La tension simple n'est donc pas dégradée et le facteur de dimensionnement global tient seulement compte de l'absence d'harmoniques de rang multiples de 4 dans le courant d'alimentation :

$$\delta''_g = 2.2. \delta''_{e40}$$

$$\delta''_g = 4 \delta''_{e40}$$

Le mode d'excitation n°1 avec alimentation en courant bidirectionnel semble particulièrement adapté aux machines à phases électriquement couplées.

V.3 EXEMPLE COMPARATIF DES DIMENSIONNEMENTS
DES DIVERSES STRUCTURES DE CONVERTISSEURS ETUDIEES.

Hypothèses : Soit $\langle C \rangle$ le couple moyen fourni par la machine à q phases. Chaque machine élémentaire d'une structure multistack produit un couple $\langle C \rangle / q$. Nous supposons que les circuits électrique et magnétique sont dimensionnés de telle manière que, quel que soit q , le niveau de saturation atteint dans chaque phase soit le même pour le couple moyen total. En particulier, nous comparons des convertisseurs tétraphasé et triphasé; les caractéristiques normalisées des machines élémentaires sont identiques.

Autrement dit, si les formes d'onde de tension d'alimentation sont les mêmes dans les deux cas, la puissance totale de dimensionnement est conservée et les courants efficaces traversant les câbles d'alimentation d'une machine tétraphasée sont dans un rapport $3/4$ comparativement à ceux d'une machine triphasée. A densité de courant définie, la section totale du cuivre des câbles d'alimentation est indépendante du nombre de phases, à forme d'onde de tension et, éventuellement, à excitation données.

Nous allons effectuer la comparaison avec l'exemple de la machine polydiscoïde de 200kW du laboratoire d'ORSAY. Nous rappelons que ses caractéristiques normalisées sont : $DZN=0,5$ et $K=-0,2$, nous supposons l'onde de perméance sinusoïdale. La comparaison des convertisseurs présentés précédemment est effectuée au couple nominal, c'est à dire à $\langle C \rangle = 0,11$ (ou 3800N.m).

Nous précisons les paramètres du fonctionnement optimal pour chaque cas. Ils ne sont pas toujours identiques car les formes d'onde d'alimentation dépendent de la structure du convertisseur et de la nécessité d'annuler les réactions sur l'excitation. Par conséquent, La machine triphasée excitée n'est jamais alimentée avec les formes optimales et son facteur de dimensionnement global est plus grand que celui de la machine équivalente tétraphasée.

Par ailleurs, nous avons calculé le courant efficace traversant chaque câble d'alimentation (et les enroulements de la machine), ainsi que le courant efficace total définissant la section totale de cuivre nécessaire pour alimenter la machine. La comparaison est effectuée avec une seule tension d'alimentation E correspondant au premier cas présenté (machine non excitée, phases non couplées). Dans ce cas : $U_M = 0,43$. Lorsque U_M est différente de cette valeur, on suppose que le nombre de spires a été ajusté pour obtenir :

$E = n \cdot \omega \cdot J_s \cdot U_M \cdot (Z_C + Z_O) / 2$ (les différentes machines ainsi définies sont toutes alimentées sous la même tension).

TABLEAU COMPARATIF DE STRUCTURES DE CONVERTISSEURS D'ALIMENTATION

Régime non excité	δ_g''	U_M	ψ	θ_0	$\frac{\Delta C}{\langle C \rangle}$	C_g %	Nbre de câbles d'alim.	courant efficace par câble et total	source d'alimentation	Nbre total d'inter- comm.
phases non couplées	$\delta_g'' = 2 \cdot \delta''$									
3 ph.								.898		
hacheurs en 1/2 pont		.43	66	0	4.3	30%	6	5.39	une source	6
fig. III.2.1.1	$\delta_g'' = 11.2$					10%	8	.673	E- simple	8
3 phases couplées en Δ	$\delta_g'' = 2 \cdot \frac{I_{Lp}}{I_{Ln}} \cdot \delta''$ $I_{Lp}/I_{Ln} = 1$	.54	50	0	5.1	51%	3	1.204	"	6
fig. III.2.1.5	$\delta_g'' = 16.7$							3.61		
phases couplées en Δ avec neutre	$\delta_g'' = 2 \cdot \delta''$	.43	66	0	4.3	30%	3 + Neutre	.898	1 source E génératrice + 1 source E réceptrice	6
fig. III.2.1.7	$\delta_g'' = 11.2$					10%	4 + Neutre	4.99	2 sources E identiques	8
								.673		

Régime excité avec annulation des réaction sur l'excitation	δ_{g0}''	U_M	ψ	J_{ex}	$\frac{\Delta C}{\langle C \rangle}$	C_g %	Nbre de câbles d'alim.	courant efficace par câble et total	source d'alimentation	Nbre total d'inter- comm.
2	$\delta_{g0}'' = 2 \cdot \delta_0''$							.341		
machine à 4 phases non couplées électriquement		.202	63	.86	10.9	20	8	2.73	une source E	8
hacheurs en 1/2 pont	$\delta_{g0}'' = 5.7$									
fig. III.2.1.1										
1	$\delta_{g0}'' = 4 \cdot \delta_0''$							.33		
machine à 3 phases non couplées		.2314	30	1.727	12.3	17	6	1.98	une source E	12
hacheurs en pont complet	$\delta_{g0}'' = 6.84$									
fig. III.2.2.3.a										
1	$\delta_{g0}'' = 2 \cdot \frac{I_{Lp}}{I_{Ln}} \cdot \delta_p''$ $\frac{I_{Lp}}{I_{Ln}} = 1.92$	.2314	30	1.727	12.3	17	3	.572	une source E	6
3 phases couplées en Δ								1.72		
fig. III.2.1.5	$\delta_{g0}'' = 6.56$									
1	$\delta_{g0}'' = 4 \cdot \delta_0''$	.202	63	1.61	10.9	20	4 + Neutre	.213	2 sources E identiques	8
4 phases en Δ avec neutre								.863		
fig. III.2.2.5	$\delta_{g0}'' = 5.96$							.011		
1	$\delta_{g0}'' = 3 \cdot \delta_{0e3}''$	.362	37	1.566	10.4	12	3	.3858	une source E	6
3 phases en Δ sans neutre								1.157		
fig. III.2.2.6 et 7	$\delta_{g0}'' = 6.15$									
1	$\delta_{g0}'' = 4 \cdot \delta_{0e4}''$	.202	63	1.61	10.9	20	4	.21	une source E	8
4 phases en étoile sans neutre								.86		
fig. III.2.2.6 et 8	$\delta_{g0}'' = 5.96$									

TABLEAU V.3.1

Les différents résultats de cette comparaison sont rassemblés dans le tableau V.3.1.

Nous constatons qu'il n'existe pas, a priori, d'alimentation réunissant tous les avantages. En particulier, si on refuse une forte ondulation du couple monophasé, le régime excité est à prohiber. Pour effectuer le choix, les critères seront la complexité de la machine et du convertisseur (3 ou 4 phases et nombre de semi-conducteurs), la puissance pour l'adoption de la technologie des semi-conducteurs du convertisseur et enfin, le coût des ampères-tours d'excitation, dans le cas de régime excité. Enfin, la distance de la machine au convertisseur pourra influencer sur le choix; nous remarquons, en effet, que la section de cuivre nécessaire pour l'alimentation de la même machine varie de 1 à 6, suivant les types d'alimentation et de structure.

V.4 MODES DE COMMANDE

Il apparaît nécessaire d'autopiloter la machine afin d'éviter son décrochage au moindre à-coup de couple et de simplifier la procédure de démarrage. De plus cette nécessité est évidente pour satisfaire aux conditions de dimensionnement optimal, c'est-à-dire au calage de l'angle Ψ . Le codeur donne l'information de la position du rotor et envoie les ordres de commutation au convertisseur. Sa résolution doit être d'autant plus élevée que le nombre de plots ou de dents p est grand car c'est l'angle électrique qui doit être contrôlé. Il semble, en général, qu'une précision de l'ordre de 10° électriques soit suffisante (pour un rotor à disques de 24 plots, il faudrait un codeur à 864 points par tour mécanique). Pour les machines à grand nombre de plots, il semble indispensable d'intégrer le codeur à la machine. Ainsi le problème délicat du calage disparaît.

L'angle Ψ peut être appelé angle interne par analogie avec les machines synchrones classiques. Pour un rapport E/f fixé, la fonction couple moyen de Ψ est plus ou moins proche d'une sinusoïde suivant la forme de l'onde de perméance et le niveau de saturation.

Nous avons vu au §§IV.1 et IV.2 quelles étaient les conséquences de la variation de l'angle interne, sur l'amplitude de variation du couple monophasé, sur ses harmoniques et sur les facteurs de dimensionnement. Il sera ainsi possible d'effectuer un réglage automatique dépendant des points de fonctionnement pour satisfaire à l'un des critères. Il est ainsi possible de minimiser le troisième harmonique du couple, tant que les limites de dimensionnement du convertisseur ne sont pas dépassées.

En général, il n'est pas intéressant d'utiliser l'angle interne pour faire varier le couple moyen, le couple pulsatoire devenant rapidement trop important. Cependant si la variation de perméance est triangulaire et si le flux maximal est constant, il est intéressant, pour optimiser le dimensionnement du convertisseur, d'effectuer la variation du couple par action sur l'angle interne (voir § IV.2.2). La tension doit alors être asservie à la vitesse pour respecter la condition : $E/f = \text{cte}$.

La grandeur de réglage de la caractéristique mécanique sera toujours la tension, sauf dans le cas de la machine excitée à variation de perméance triangulaire. Il faudra alors prévoir, en tête du convertisseur, un organe permettant de régler la tension : par exemple un pont redresseur à thyristors associé à un filtre ou, un pont redresseur à diodes suivi d'un hacheur et d'un filtre, fig.V.4.1.

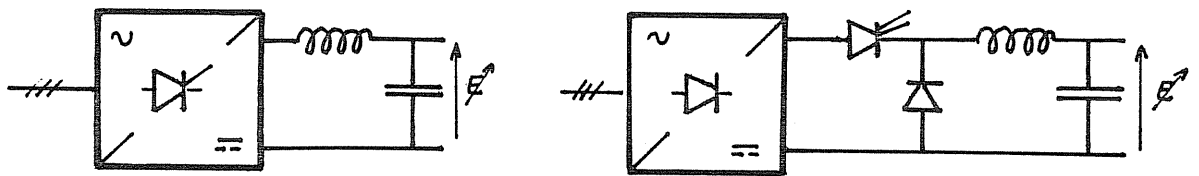


FIGURE V.4.1

Alimentée à tension constante et autopilotée, la machine à réluctance variable non excitée a une caractéristique mécanique naturelle du type "moteur à courant continu à excitation série".

En régime linéaire :

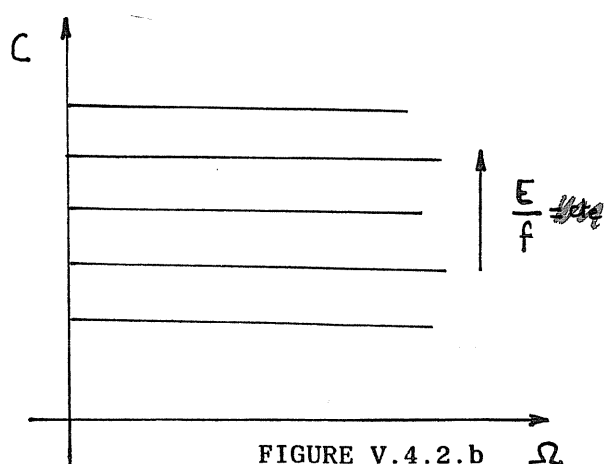
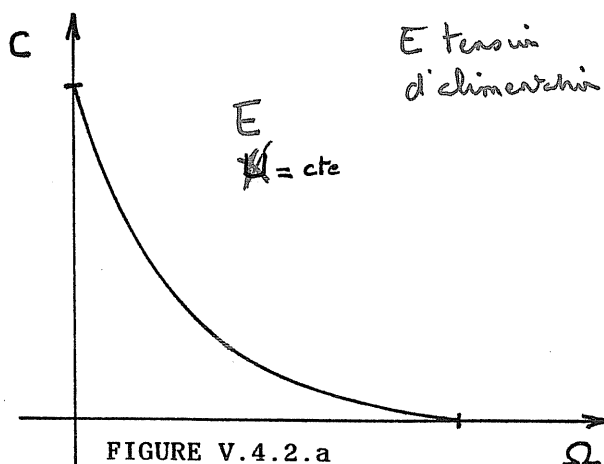
$$\langle C \rangle = k(E/\Omega)^2$$

En régime saturé :

$$\langle C \rangle = k_1 + k_2 E/\Omega$$

Lorsque l'on a atteint la limite du couple convertible par la machine, $\langle C \rangle$ ne croît évidemment plus avec (E/Ω) . La caractéristique $\langle C \rangle$ de (E/Ω) a l'allure donnée à la figure IV.1.17 (p. 133)

Pour une tension E fixée, à vitesse nulle, le couple est bien entendu limité par la résistance du bobinage. Et, à fréquence très élevée, la totalité de l'énergie est convertie en pertes fer et mécaniques. A angle interne et tension fixés, la caractéristique naturelle du type série est présentée, figure V.4.2.a). En alimentant la machine à $(E/f)=cte$, le couple électromagnétique est théoriquement constant quelle que soit la vitesse. En réalité, à faible vitesse, l'hypothèse de Kapp n'est plus respectée et le couple décroît, il est toutefois possible d'effectuer une correction de la chute de tension pour obtenir les caractéristiques à couple constant de la figure V.4.2.b).



Les relations tension-vitesse et courant-couple sont proches de celles des machines classiques : la tension est proportionnelle à la vitesse et le courant maximal peut être sensiblement proportionnel au couple (figure IV.1.20) si la machine est fortement saturée (en régime linéaire : $C = k I_M^2$). Dans tous les cas, on peut connaître la relation courant maximal-couple afin de réaliser une régulation du couple par action sur la tension d'alimentation. Dans le cas d'un asservissement de vitesse, on peut imaginer une limitation du couple, en régime établi (donc du courant maximal), sans capteur de courant, par simple calcul du rapport E/f . Lorsque celui-ci dépasse une certaine valeur, il y a limitation de la tension d'alimentation du convertisseur. Un exemple d'asservissement de vitesse avec limitation interne du couple est donné à la figure V.4.3.

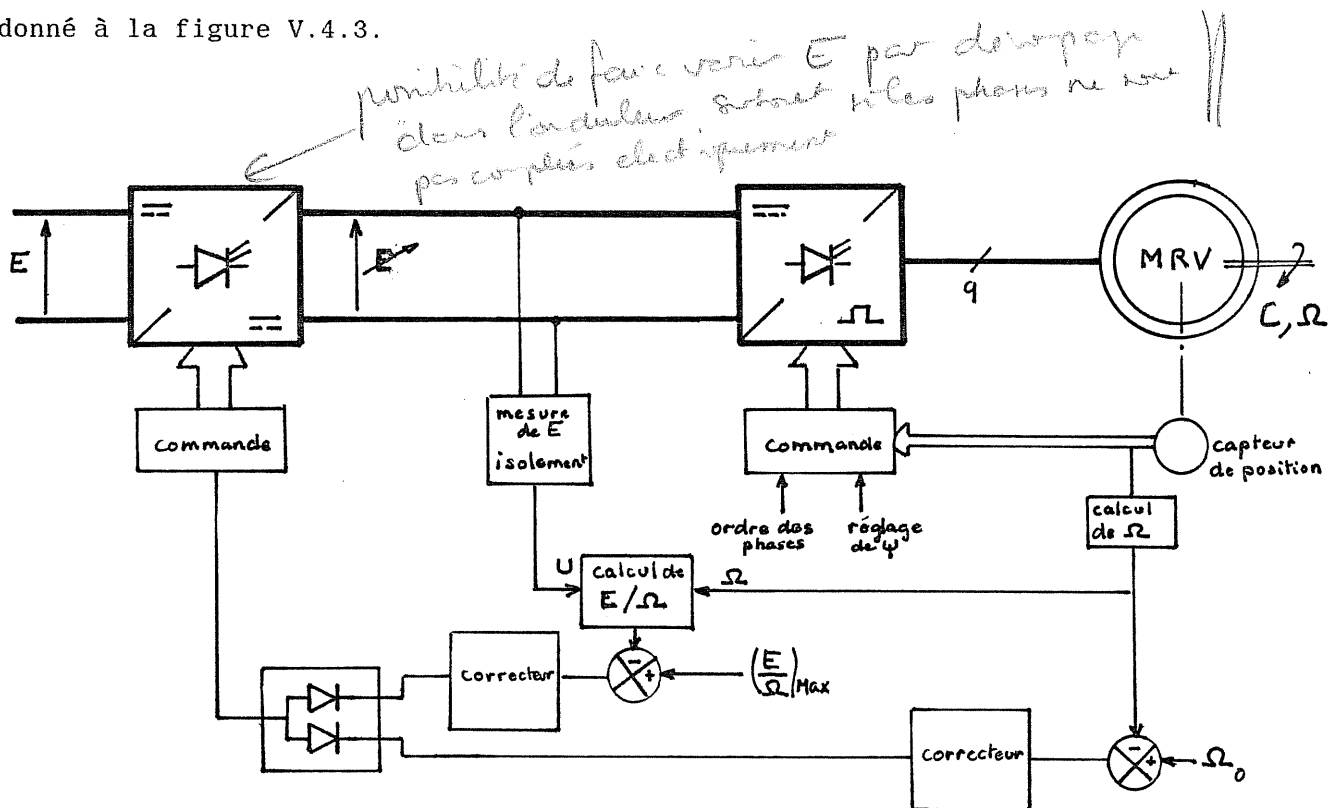


FIGURE V.4.3

En ce qui concerne la machine excitée, le réglage est plus complexe puisque nous disposons d'une variable supplémentaire : le courant d'excitation. Nous avons vu, au § V.2, que lorsqu'on annule les réactions de l'alimentation sur l'excitation, il est possible d'alimenter celle-ci en tension, le courant moyen est alors égal au rapport de la tension sur les résistances du circuit inducteur.

Deux possibilités nous sont offertes :

-l'excitation indépendante: une source de tension auxiliaire réglable ou non fournit le courant d'excitation ;

-l'excitation liée : l'excitation est directement alimentée, en parallèle, par la source de tension en amont du convertisseur d'alimentation. Ce cas est à comparer à l'excitation liée, en série, avec alimentation en courant [53], mais les conséquences sont plus difficiles à analyser. Le comportement est complexe et dépend de la vitesse de rotation : à tension donnée, le courant d'excitation est fixé mais le couple dépend de la fréquence (E/f). Le couple pulsatoire varie donc dans une très grande plage. Ce cas d'excitation demande une étude approfondie. A priori, l'intérêt de l'excitation liée parallèle alimentée en tension est incertain.

Réversibilité

Si la source d'alimentation (y compris l'éventuel variateur de tension) est réversible en courant, la machine peut fonctionner dans les quatre quadrants avec le convertisseur d'alimentation tel qu'il a été présenté. L'inversion du sens de rotation est obtenue par inversion de l'ordre de succession des phases. Le changement de signe du couple est réalisé par réglage de l'angle interne : passage de Ψ à $-\Psi - \theta_0$ (le plus souvent θ_0 est nul) dans le cas de la machine non excitée et, de Ψ à $-\Psi$ avec la machine excitée. (Ψ à $-\Psi - \pi/3$) avec les formes de tension à palier nul de durée $\pi/3$ (figures V.1.6a et V.2.2a). Ce réglage doit, bien entendu, s'effectuer en annulant le couple. L'angle Ψ passera par 0, c'est-à-dire qu'il ne sortira jamais de l'intervalle $[\theta_{Mn}, \theta_{Mp}]$ (défini à la figure V.4.4) afin de ne pas dépasser inutilement les limites en courant du convertisseur.

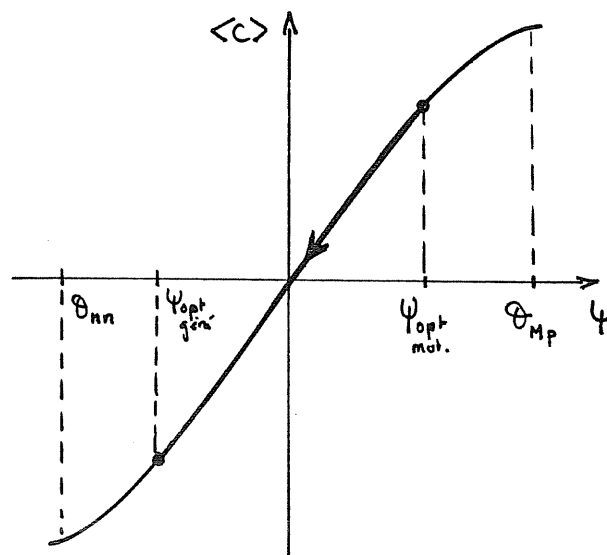


FIGURE IV.2.3.4

V.5 COMPARAISON THEORIQUE AVEC UN ENSEMBLE CONVERTISSEUR-MACHINE SYNCHRONE.

Dans une machine synchrone à entrefer constant et à répartition sinusoïdale du champ dans l'entrefer, le couple électromagnétique produit par une phase est :

$$C_s = -pp \cdot I_e \cdot i \cdot dM_{rs} / d\theta$$

où pp est le nombre de paires de pôles, I_e est le courant d'excitation dans l'inducteur, i est le courant dans la phase de l'induit considérée et M_{RS} est l'inductance mutuelle entre stator et rotor. Dans l'hypothèse de répartition sinusoïdale du champ, elle peut s'écrire sous la forme :

$$M_{RS} = M_{RS0} \cos \theta$$

où θ est l'angle électrique tel que : $\theta = pp \cdot \theta_m$.

Le courant statorique est : $i = I_M \sin(\theta + \delta)$

Dans ces conditions, si la machine est polyphasée et si l'on désire obtenir un couple électromagnétique total constant, il faut l'alimenter en courant sinusoïdal; le couple instantané par phase vaut alors :

$$C = pp \cdot I_e \cdot I_M \cdot M_{RS0} [\sin \delta + \sin(2\theta + \delta)] / 2$$

où δ est l'angle interne de la machine.

Le couple moyen est : $\langle C \rangle = (pp \cdot I_e \cdot I_n \cdot M_{RS0} \sin \delta) / 2$.

Si on construisait une machine synchrone à structure multistack, il existerait des contraintes, entre les différents éléments de la machine, dues à l'ondulation du couple monophasé $\Delta C / \langle C \rangle$, ici :

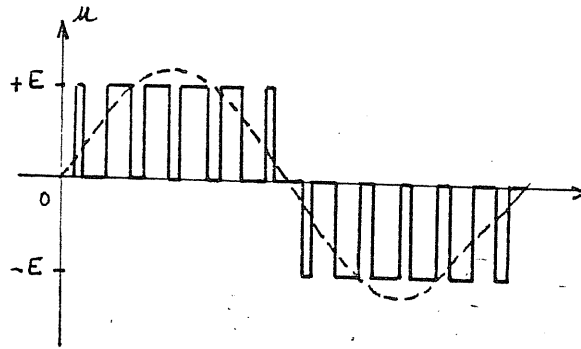
$$\Delta C / \langle C \rangle = 2 / \sin \delta$$

Au mieux, si $\delta = \pi/2$: $\Delta C / \langle C \rangle = 2$

Nous avons vu qu'une machine à réluctance variable à variation triangulaire de perméance pouvait atteindre cette même limite (§§ II.4.1.6 et IV.2.3).

Dimensionnement du convertisseur d'alimentation

Pour réaliser une alimentation en courant sinusoïdal, il est possible d'utiliser la technique de modulation de largeur d'impulsion (M.L.I) qui permet l'élimination des premiers rangs harmoniques de la tension. On peut réaliser, par exemple, une tension qui prend les valeurs $+E$, 0 et $-E$ (fig.V.5.1). La forme du courant est alors très proche de la sinusoïde.



TENSION MODULÉE EN LARGEUR ET SON FONDAMENTAL

FIGURE V.5.1

On peut alors considérer que la puissance électrique vaut :

$$P = (U_M \cdot I_M \cos \varphi) / 2$$

où U_M et I_M sont les valeurs maximales de la tension et du courant d'alimentation et φ est l'angle de déphasage entre le fondamental de la tension et le courant sinusoïdal.

De plus, il est possible d'obtenir, en réglant correctement le courant d'excitation, un angle φ nul. Alors le facteur de dimensionnement du convertisseur d'alimentation d'une machine synchrone est, dans les conditions optimales :

$$\delta''_0 = 2$$

Une machine triphasée peut alors être couplée en étoile: la tension composée est $\sqrt{3}$ fois plus grande que la tension simple et le facteur de dimensionnement global d'un convertisseur du type de la figure V.2.6 est :

$$\delta''_{g0} = 4\sqrt{3} \quad (\text{soit } 6,93)$$

Nous comparons, dans le tableau V.5.2, un ensemble convertisseur-machine synchrone tel qu'il vient d'être décrit et deux ensembles convertisseur machine à réluctance variable (phases couplées en étoile sans neutre, fig.V.2.6).

Le premier ensemble est constitué de la machine triphasée de 200kW et le second d'une machine optimale tétraphasée excitée à valeur de K nulle et à variation triangulaire de perméance ($DZN=.5$, $K=0$, voir les caractéristiques à la figure IV.2.2.9).

	Machine synchrone 3ph. à entrefer constant et à répartition sinusoïdale du flux	MRV triphasée perméance sinusoïdale DZN = 0.5 K = -0.2 C = 0.11	MRV tétraphasée perméance triangulaire DZN = 0.5 K = 0 C = 0.11
alimentation	alimentation par MLI courant bidirectionnel	alimentation fig. III.2.3.6/7 courant bidirectionnel	alimentation fig. III.2.4.1 courant bidirectionnel
δ''_{g0}	$8 \cdot 6.95 / \cos \varphi$	6.15	5
variation de δ''_{g0} avec C	$\approx$ constant	constant jusqu'à 0.15 augmente	augmente avec C
mode de commande	Variation de U ou I	variation de U/f	variation de l'angle interne U/f = cte
$\Delta C / C$	$2 / \sin \delta$	12	8
couple poly phase	$\approx$ constant	l'harmonique 3 vaut 12%	$\approx$ constant

MRV tri
à 4 phases
DZN = 0.5
K = 0

COMPARAISON D'ENSEMBLES CONVERTISSEUR-MACHINE SYNCHRONE
ET A RÉLUCTANCE VARIABLE
TABLEAU V.5.2

L'inconvénient majeur des ensembles convertisseur-machine à réluctance variable par rapport aux ensembles à machines synchrones est l'augmentation du facteur de dimensionnement lorsque le couple dépasse une certaine valeur. Ceci peut être gênant si des couples transitoires élevés sont exigés, dans ce cas il semble que la machine synchrone ait l'avantage. En revanche, si le couple ne dépasse pas une certaine valeur maximale (qui peut être très grande si DZN est supérieure à 0,5, voir § IV.1.2.2 et annexe 6), le facteur de dimensionnement du convertisseur d'alimentation d'une machine à réluctance variable peut être plus faible que celui d'une machine synchrone classique.

D'autre part, il est possible de se passer d'excitation, tout en ayant de bons facteurs de dimensionnement, ce qui est tout à fait impossible, par principe, dans la machine synchrone.

V.6 CONCLUSION

Tout d'abord, nous avons effectué une comparaison des structures des convertisseurs d'alimentation utilisables pour générer les formes d'onde de tension optimales et éliminer les réactions de l'induit sur l'enroulement d'excitation, dans le cas des machines excitées.

Sur un exemple précis, nous avons mené une comparaison des différentes structures de convertisseur passées en revue. Cette comparaison a principalement porté sur le facteur de dimensionnement global ainsi que sur la section totale de câble nécessaire pour alimenter la machine (courant efficace global; ce calcul est aussi valable pour évaluer le volume de cuivre des enroulements de la machine). En régime excité, il est apparu que le mode d'excitation n°2 (courant d'alimentation unidirectionnel) présentait un intérêt pour le dimensionnement du convertisseur mais qu'il exigeait, à densité de courant égale, plus de cuivre que le mode n°1. En régime non excité, il semble que le convertisseur alimentant en courant unidirectionnel la machine sans couplage électrique entre phases, soit le plus intéressant. En régime excité, le couplage en étoile sans neutre et l'excitation en tension semblent offrir un bon compromis entre un faible facteur de dimensionnement et un volume minimal de cuivre.

Nous avons ensuite abordé l'étude des lois de commande de l'ensemble convertisseur-machine à réluctance variable ainsi constitué. Nous avons vu qu'il existait deux principaux modes de commande: l'un, à flux maximal variable (tension et fréquence variant indépendamment l'une de l'autre) et à angle interne fixé, l'autre, à flux maximal constant (E/f constant) et angle interne variable. Le premier est le plus fréquent, il est adapté à toutes les caractéristiques de machines, le second est nécessaire à l'obtention d'un facteur de dimensionnement minimal avec une machine à variation de perméance triangulaire.

Enfin, nous avons effectué une comparaison entre un ensemble convertisseur-machine synchrone à répartition sinusoïdale du champ dans l'entrefer et deux ensembles convertisseur-machine à réluctance variable (l'un des deux représente la machine polydiscoïde de 200kW du laboratoire d'ORSAY alimentée en tension). Un ensemble convertisseur-machine à réluctance variable peut avoir un facteur de dimensionnement plus faible à condition de ne pas dépasser un certain couple qui peut, d'ailleurs, être très supérieur au couple nominal (possibilité de couple impulsif sans déclassement du convertisseur). L'ensemble optimisé convertisseur-machine à réluctance variable polyentrefer peut alors avoir une faible puissance massique par rapport aux ensembles convertisseurs-machines classiques.

CHAPITRE VI
EXPÉRIMENTATION D'UN ENSEMBLE
CONVERTISSEUR-MACHINE A RÉLUCTANCE VARIABLE

Dans ce chapitre, nous allons donner les résultats d'une expérimentation sur une machine à réluctance variable de faible puissance alimentée par un convertisseur générant des ondes de tension en créneaux.

VI.1 - CARACTERISTIQUES ET MODELE DE LA MACHINE UTILISEE

VI.1.1 - Présentation - Mesures des caractéristiques

La machine utilisée était à l'origine une machine asynchrone monophasée à cage. Le rotor a été démunie des barres conductrices et quatre encoches ont été fraisées. Les encoches qui contenaient les barres de la cage sont inclinées d'un pas dentaire, celles du stator sont, en revanche, dans l'axe de la machine. Une modulation de l'onde de perméance fondamentale est, par conséquent, produite par les encoches statoriques. Lorsque l'enroulement statorique est alimenté en courant continu, en déplaçant le rotor d'une position de conjonction à une autre, on perçoit une irrégularité du couple statique due aux encoches statoriques qui modulent le fondamental de la perméance. Lorsque l'on entraîne la machine en rotation à vitesse constante et que l'on alimente le bobinage en courant constant (essai du §II.3), la forme de l'onde de perméance semble affectée par cette modulation. Elle apparaît clairement sur sa dérivée (voir oscillogramme fig.VI.1.1.2). Les harmoniques des encoches ont un rang élevé (9) par rapport au fondamental et, en rotation, les pertes fer au niveau de ces encoches réduisent considérablement l'effet de ces dernières mais dégradent le rendement. Nous négligerons, par la suite, ces harmoniques.

Le schéma du rotor est donné à la figure VI.1.1.1.

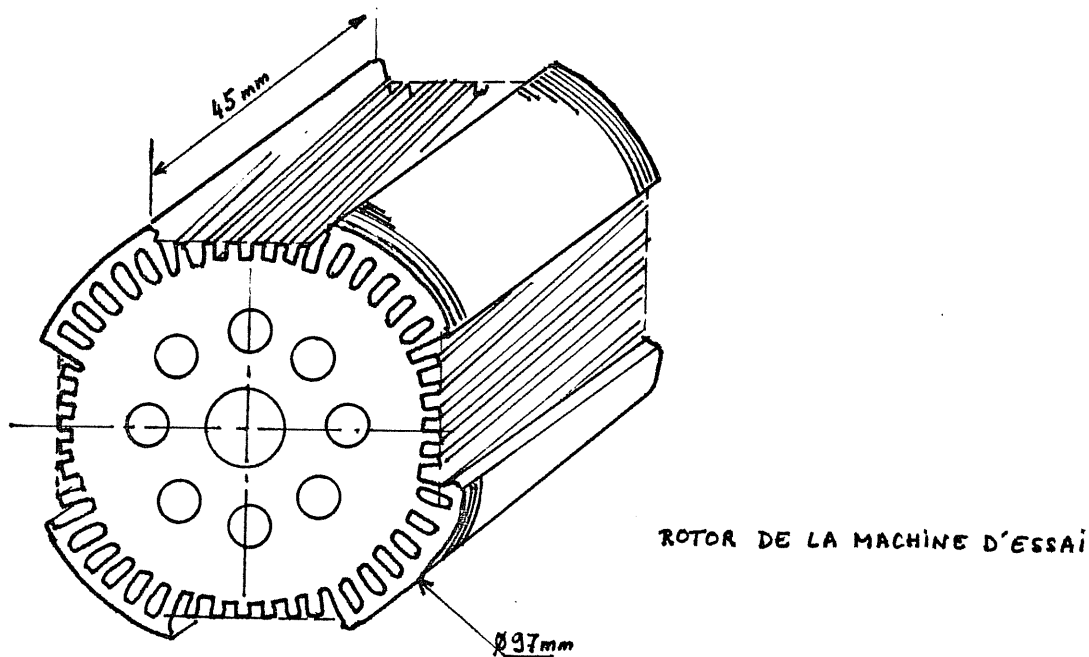


FIGURE VI.1.1.1

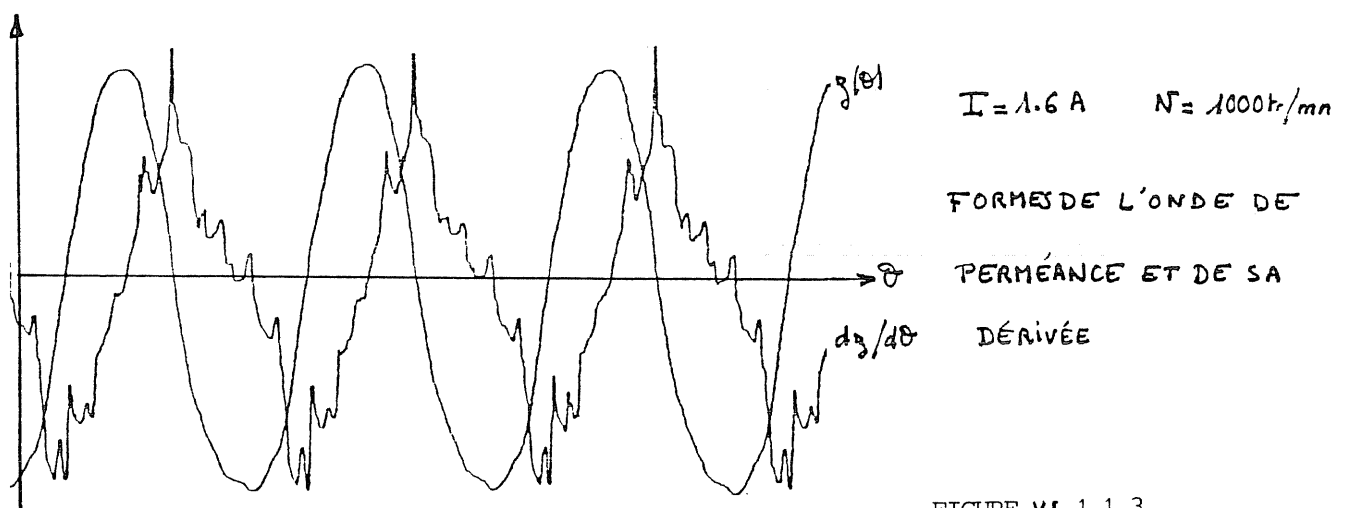
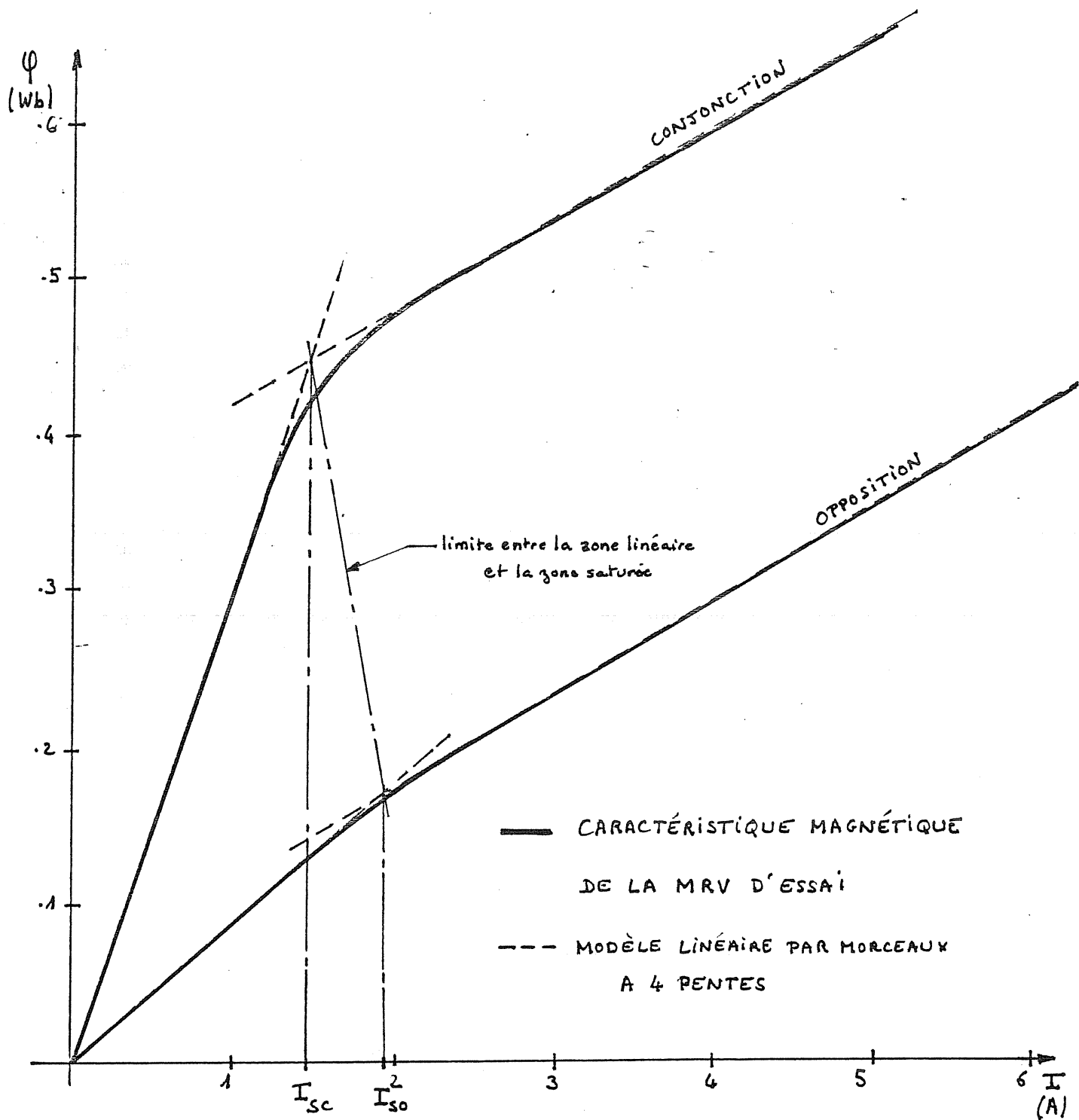


FIGURE VI.1.1.3

Le stator comporte une phase à deux enroulements couplés, permettant le fonctionnement sous 127V ou 220V, par leur mise en parallèle ou en série. Le bobinage constitue deux paires de pôles.

Ces deux enroulements nous permettront de réaliser les deux principaux modes d'alimentation. En régime non excité, ils seront couplés en parallèle. En régime excité, l'un d'eux sera le bobinage d'alimentation en tension variable, l'autre sera le bobinage d'excitation alimenté en courant constant. La machine à réluctance variable ainsi constituée est monophasée, elle devra par conséquent être lancée mécaniquement au démarrage. Le couple monophasé étant très pulsatoire, il a été placé, sur l'arbre moteur, un volant d'inertie régulateur de la vitesse angulaire.

Les caractéristiques de la machine asynchrone originelle sont les suivantes : sa puissance nominale est 1/6 de cheval soit environ 120W, la vitesse nominale est 1425tr/mn. La tension d'alimentation est 120V ou 240V à 50Hz et le courant efficace 2,8A ou 1,4A suivant le couplage, parallèle ou série, des deux enroulements. Nous pourrions donc, sans risque de claquage diélectrique, l'alimenter sous une tension de 170V ($120\sqrt{2}$) avec un couplage des enroulements en parallèle.

Les caractéristiques magnétiques à l'opposition et à la conjonction mesurées sur les deux enroulements en parallèle sont données à la figure VI.1.1.2.

La caractéristique magnétique de la machine est telle que nous devons utiliser le modèle à 4 pentes défini au § II.3.2.

Alors, les valeurs des paramètres sont :

$$\begin{aligned}l_c &= 0,305H, & l_o &= 0,0702H \\l_s &= 0,0447H, & l_{os} &= 0,0481H \\I_{sc} &= 1,49A \text{ et} & I_{so} &= 1,93A \\p &= 4 \text{ (nombre de dents)}\end{aligned}$$

Les paramètres normalisés sont alors :

$$\begin{aligned}DZN &= 0,626 \\K &= -0,109 \\DZNS &= -0,0366 \\ATRSO &= 1,29\end{aligned}$$

La forme de l'onde de perméance a été déterminée par un essai en rotation et à l'aide d'un analyseur de spectre (voir § II.3, figure II.3.3.a). Elle varie peu en fonction de la saturation (jusqu'à 4A), et devient plus proche de la sinusoïde à fort niveau de saturation ($I > 4A$).

Un exemple de la forme de $dz/d\theta$ et de $z(\theta)$ est donné à la figure VI.1.1.3.

Les paramètres du modèle de la perméance décomposée en série de Fourier sont :

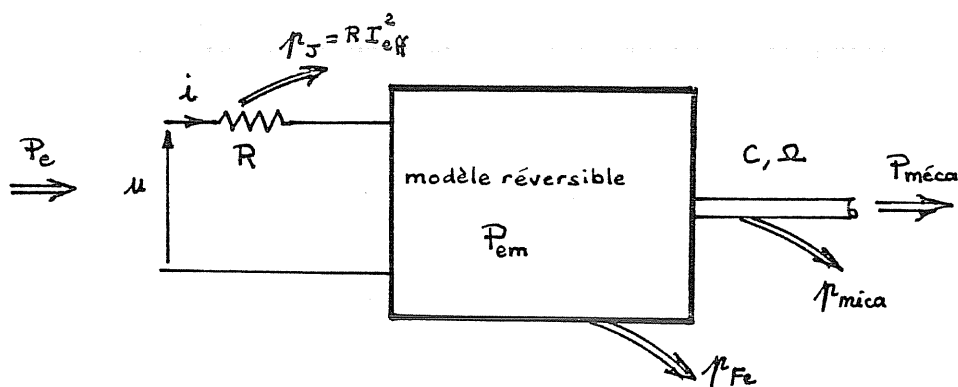
$$DZN_1 = 0,604 \quad DZN_2 = 0,06 \quad DZN_3 = 0,0223 \quad DZN_4 = 0,003$$

Chaque enroulement a une résistance de $4,2\Omega$. Dans de nombreux cas, la chute de tension correspondante n'est plus vraiment négligeable par rapport à la tension d'alimentation. Ce problème est particulier aux machines de petite puissance.

VI.1.2 - Modèle énergétique de la machine

La machine utilisée est de petite puissance, les hypothèses de Kapp sont donc difficilement applicables.

Nous allons, pour comparer le calcul numérique aux mesures, utiliser le modèle énergétique suivant (fig.VI.1.2.1)



MODELE ENERGETIQUE

FIGURE VI.1.2.1

Nous mesurerons la puissance électrique P_e absorbée par la machine et, pour connaître la puissance électromagnétique, nous lui retrancherons les pertes Joule p_J . Nous ne nous préoccupons pas de la puissance mécanique fournie. Celle-ci n'est pas significative car le rotor est grossièrement feuilleté (il était prévu pour une machine asynchrone fonctionnant à faible glissement) et les pertes fer rotoriques sont élevées. Pour atteindre 1500tr/mn, il faut une fréquence d'alimentation de 100Hz, donc 2 fois supérieure à la fréquence nominale d'alimentation de la machine asynchrone à la même vitesse. L'épaisseur des tôles utilisées est de 0,5mm: les pertes fer statoriques sont donc, elles aussi, élevées.

Sous tension suffisamment importante (supérieure à 100V), la chute de tension dans R peut être, en première approximation, négligée. En revanche, lorsque la tension est faible, il est indispensable de la prendre en compte. Nous avons donc mis au point un programme de calcul du couple et du courant en fonction de la valeur de la tension appliquée, de la fréquence d'alimentation et de la résistance, en régime non excité.

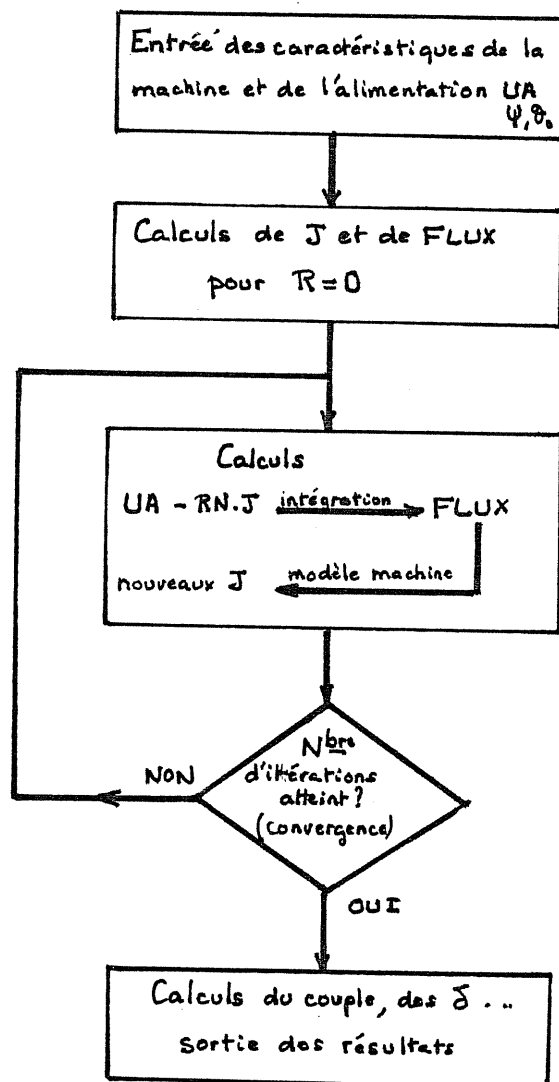
Soit la résistance normalisée : $RN = 2R / [n^2 \cdot \omega \cdot (Z_c + Z_o)]$

La dérivée du flux normalisé par rapport à θ est toujours U et la tension d'alimentation normalisée est UA :

$$UA = U + RN \cdot J$$

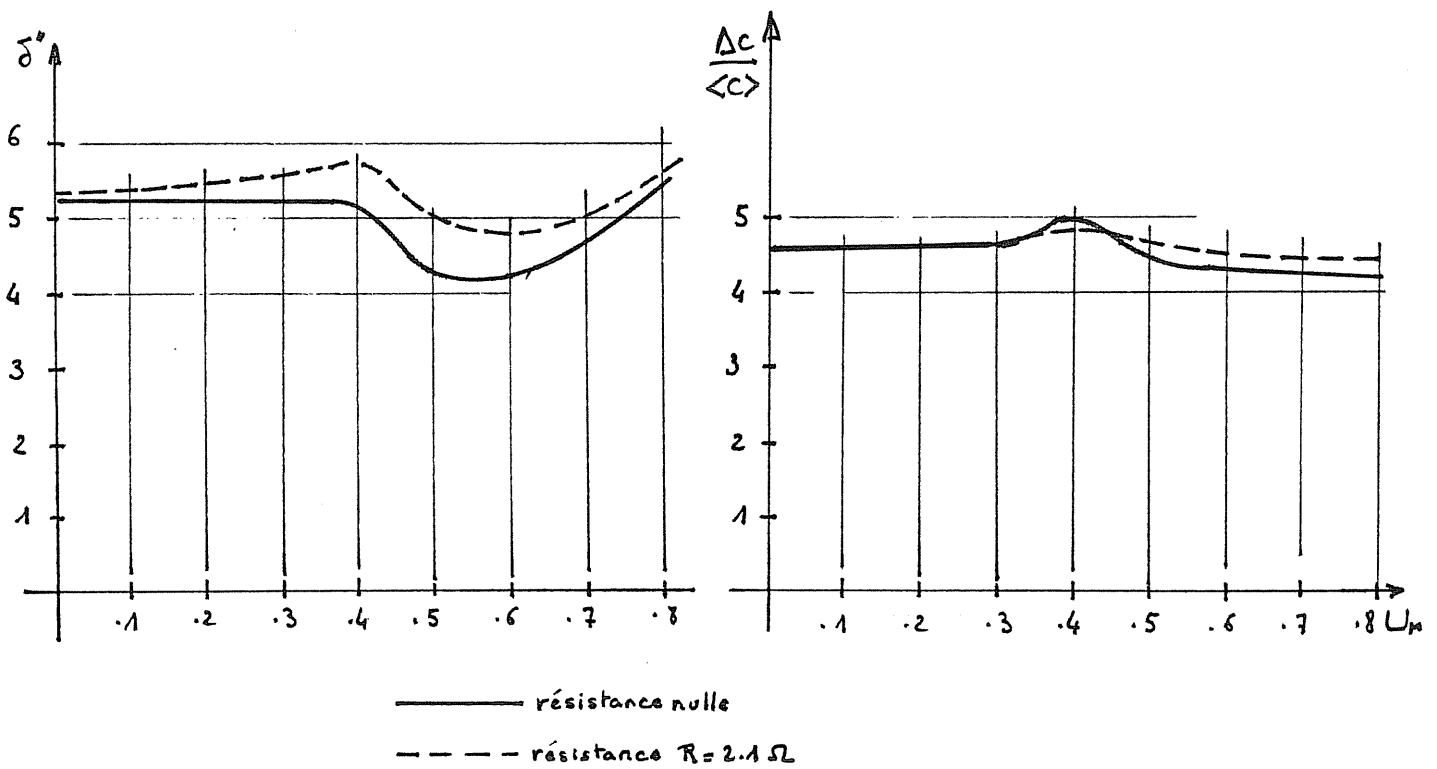
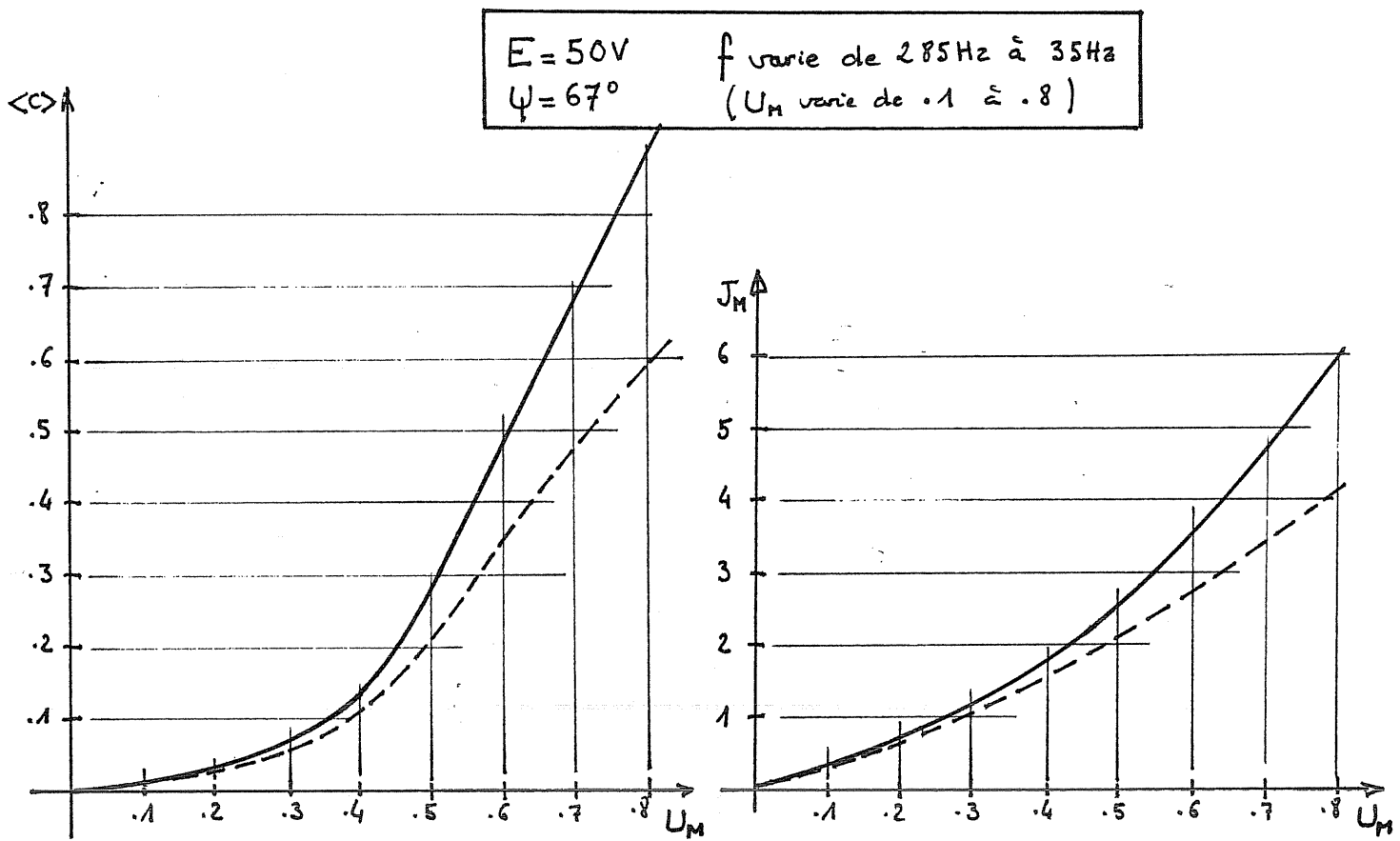
où $U = dFLUX/d\theta$ et FLUX est lié à J par les équations de la machine.

Il s'agit donc de résoudre cette équation pour déterminer J, FLUX et le couple. L'organigramme du programme que nous avons conçu, est donné à la figure VI.1.2.2.



ORGANIGRAMME DU PROGRAMME DE CALCUL DU COURANT ET DU COUPLE
AVEC PRISE EN COMPTE DE LA RÉSISTANCE

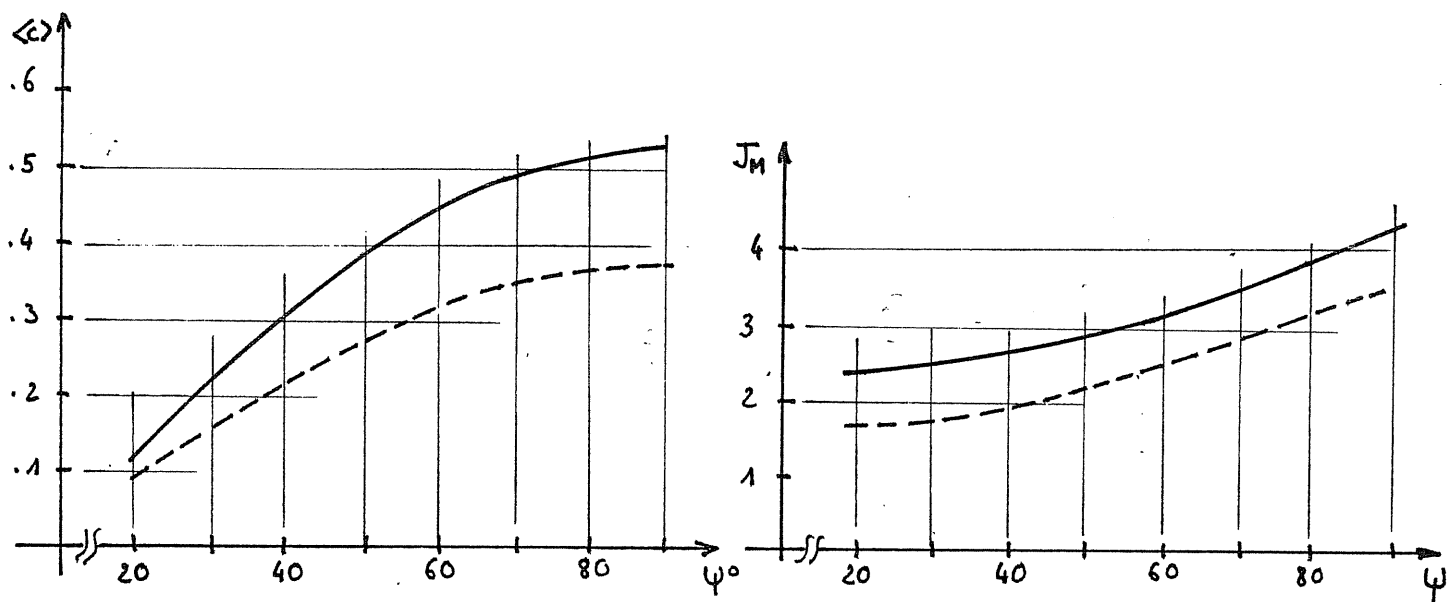
FIGURE VI.1.2.2



COMPARAISON DES CALCULS NUMÉRIQUES AVEC ET SANS RÉSISTANCE

$\psi = \text{cte}$ U_M varie

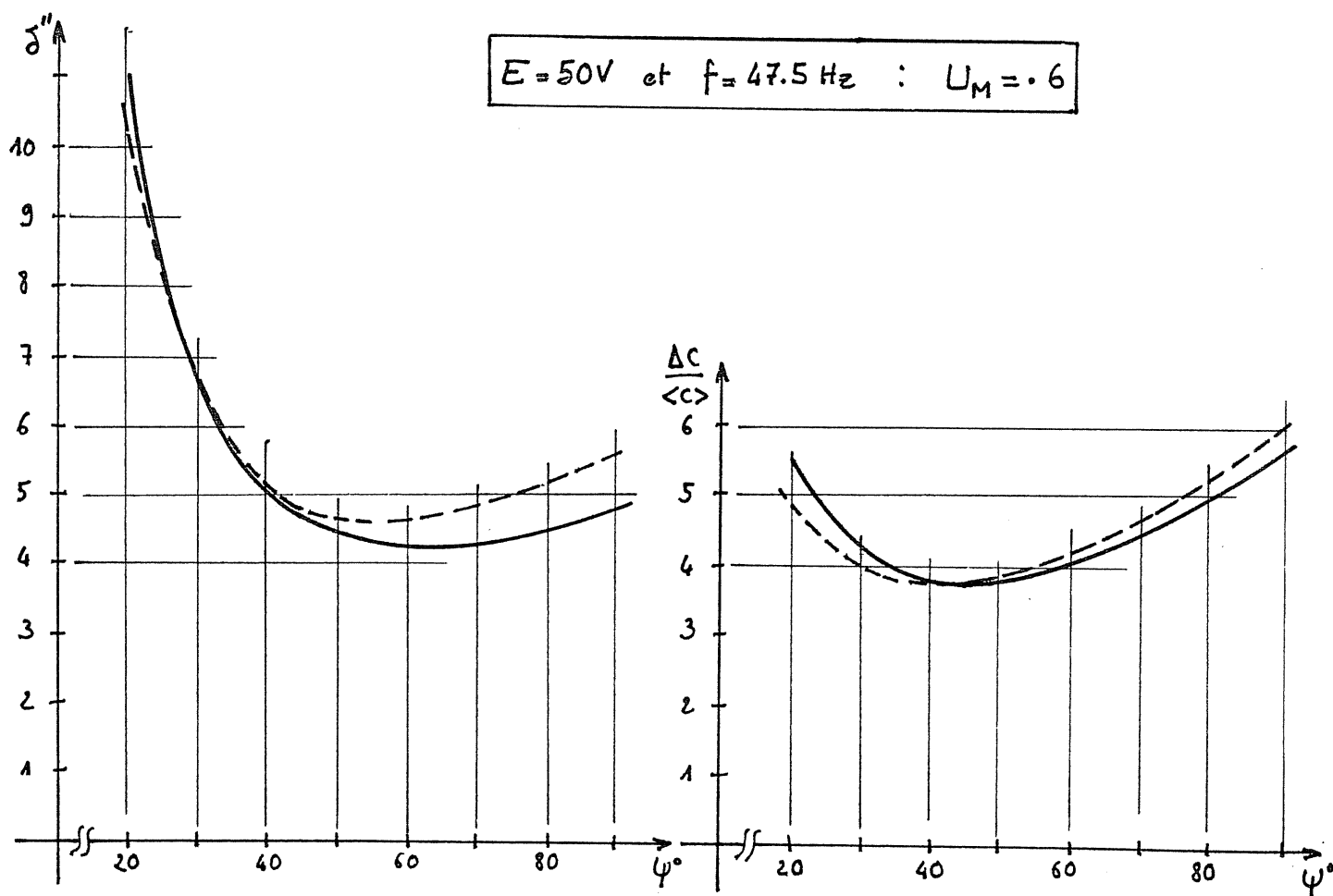
FIGURE VI.1.2.3



———— la résistance n'est pas prise en compte

----- calcul avec $R = 2.1 \Omega$

$E = 50V \text{ et } f = 47.5 \text{ Hz} : U_M = 0.6$



COMPARAISON DES CALCULS NUMÉRIQUES AVEC ET SANS RÉSISTANCE

$U_M = \text{cte}$ ψ varie

FIGURE VI.1.2.4

Par exemple, si la machine est alimentée sous 50V, nous comparons à fréquence variable, d'une part, les résultats de simulation avec $R=2,1\Omega$ et d'autre part, ceux sans prise en compte de la résistance. Nous donnons, à la figure VI.1.2.3, les courbes du couple moyen $\langle C \rangle$, des ampères-tours maximaux J_M , du facteur de dimensionnement δ'' et de l'ondulation relative du couple monophasé.

A faible fréquence, les écarts sur le couple et le courant deviennent importants mais le facteur de dimensionnement et l'ondulation du couple sont peu affectés par l'hypothèse de Kapp.

Nous avons aussi déterminé la variation de ces grandeurs lorsque U_M est constante ($E=50V$ et $f=47,5Hz$) et lorsque l'angle interne Ψ varie (figure VI.1.2.4). Nous constatons un écart relativement important entre les deux calculs numériques. Pour $E=50V$, la chute de tension ohmique n'est pas négligeable, elle est responsable en particulier d'une baisse du couple et du courant maximal. Mais l'allure générale de ces courbes est peu modifiée; les minima de δ'' et de $\Delta C/\langle C \rangle$ se déplacent sensiblement, tous deux, vers des abscisses Ψ plus faibles.

Comme le courant et le couple sont tous deux affaiblis par la résistance du bobinage, le facteur de dimensionnement est peu modifié. L'optimisation faite dans les chapitres précédents selon les hypothèses de Kapp, reste donc valable en ce qui concerne les facteurs de dimensionnement, même pour les machines à réluctance variable de petite puissance.

VI.2 - CHOIX ET RÉALISATION DU CONVERTISSEUR ET DE SA COMMANDE

VI.2.2 - Partie puissance du convertisseur

Pour l'alimentation de notre machine monophasée en régime non excité, nous avons le choix entre les trois structures présentées au § V.1.1. Ces structures sont : le hacheur en demi-pont avec source de tension unique, le hacheur à une seule branche à un seul interrupteur commandé et alimenté par une source double (génératrice et réceptrice) et enfin la structure à deux enroulements couplés. Nous avons préféré le hacheur en demi-pont (figure V.1.1) pour les raisons suivantes :

- il convient aussi pour le fonctionnement en régime excité mode 2 (il alimente alors un seul enroulement, l'autre étant connecté à une source de courant constant);

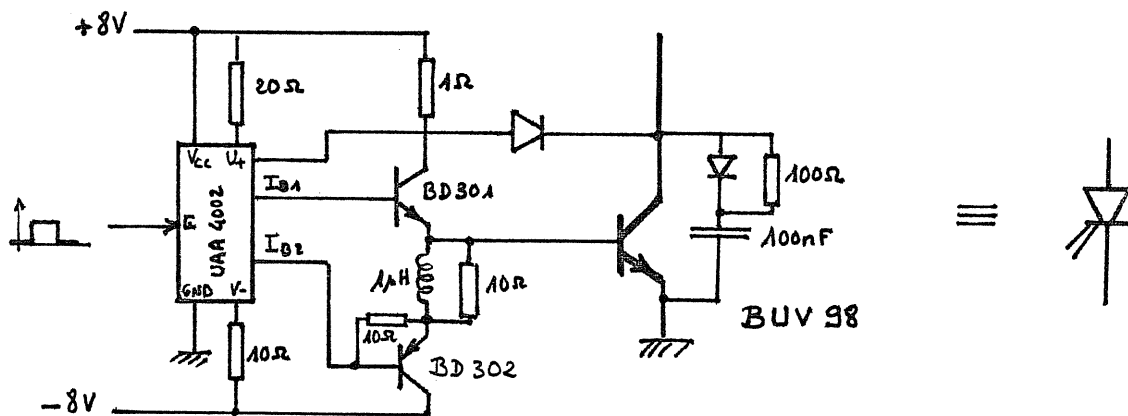
- il se contente d'une source d'alimentation très simple (pas de source double) ;

-cette structure est très fiable et la technologie à transistors bipolaires est parfaitement adaptée à cette puissance.

La partie puissance du convertisseur, c'est-à-dire, le hacheur et les commandes de base des deux transistors, a été réalisée par Messieurs TIAN et FOREST [60]. Les transistors de puissance sont des : BUV 98 de THOMSON CSF, ils ont été largement dimensionnés pour permettre une expérimentation en toute sécurité. Leurs caractéristiques principales sont les suivantes:

$$I_{csat} = 20A, V_{ceo} = 400V \text{ et } V_{cev} = 850V$$

Leur commande de base met en oeuvre un circuit spécialisé, l'UAA 4002, qui assure la protection contre la désaturation, il limite le temps de conduction à une valeur minimale (pour permettre la décharge de la capacité du circuit d'aide à la commutation à l'ouverture), et enfin, il fournit à un amplificateur de courant les commandes de polarisations positive et négative de la base du transistor de puissance. Le schéma simplifié d'un ensemble transistor avec sa commande de base est représenté à la figure VI.2.1.

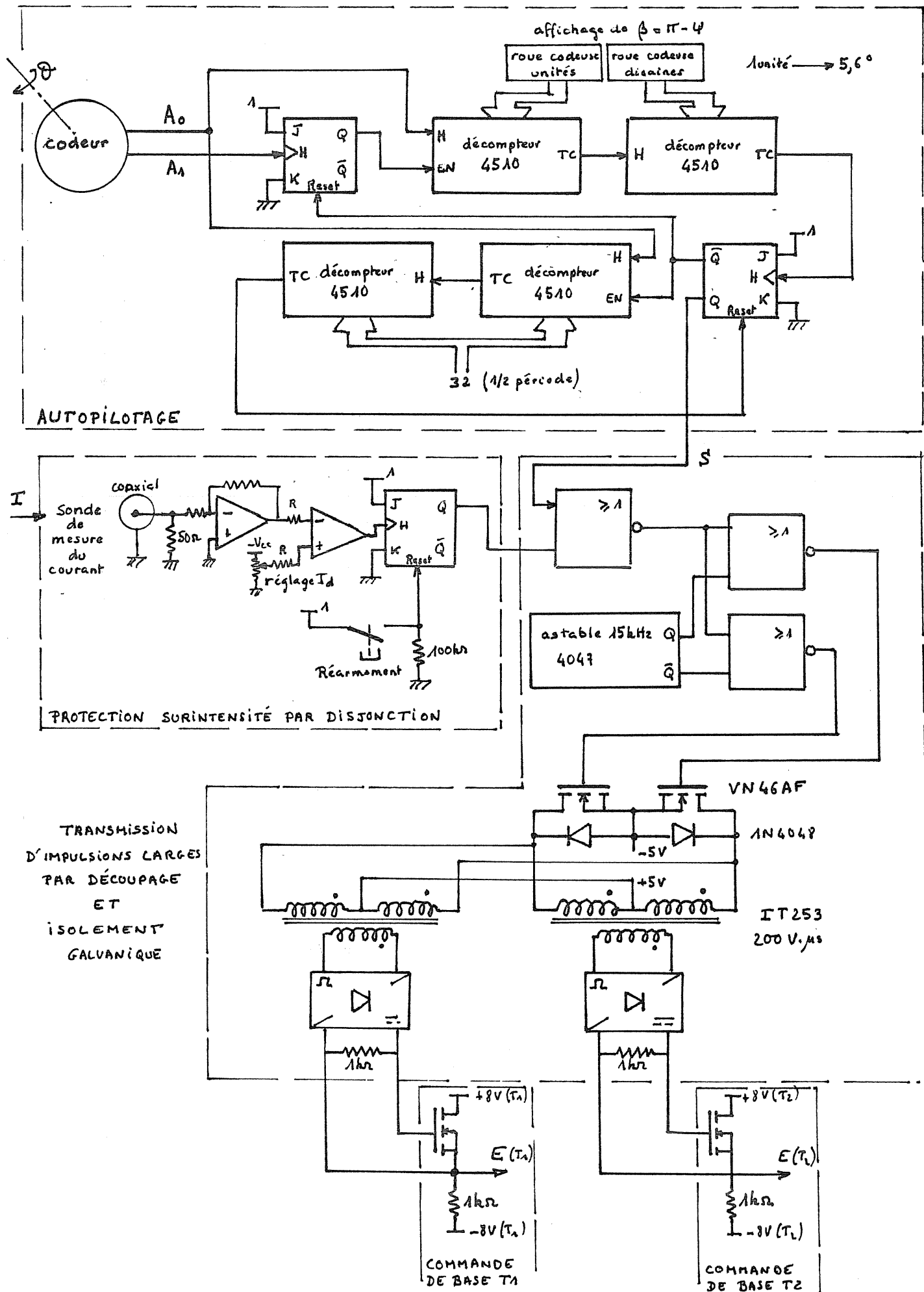


INTERRUPTEUR COMMANDÉ
TRANSISTOR DE PUISSANCE ET SA COMMANDE DE BASE
FIGURE VI.2.1

Les diodes du hacheur sont des BYT 30P-600, leurs caractéristiques sont:

$$I_{FAV} = 30A, I_{RMS} = 70A, I_{FRM} = 375A \text{ et } V_{RRM} = 600V$$

VI.2.3 - Partie commande du convertisseur



COMMANDE DU HACHEUR D'ALIMENTATION DE LA M.R.V

FIGURE VI .2.2

Le rôle de la commande est, tout d'abord, de réaliser l'autopilotage du convertisseur par la machine avec la possibilité de régler l'angle interne Ψ . Dans le cas qui nous intéresse, l'angle θ_0 optimal est nul, nous n'avons, par conséquent, pas prévu son réglage. La commande doit aussi assurer l'isolement galvanique entre les deux interrupteurs commandés et la partie puissance, ainsi que la protection contre un éventuel défaut de surintensité dans le pont.

Nous disposons, par ailleurs, d'un codeur de position numérique, accouplé directement à l'arbre de la machine. Il nous fournit deux signaux utiles : le premier, A_1 , est un créneau à la même période que la perméance (il nous donne les informations sur les positions de conjonction), le second, A_0 , génère 256 périodes par tour, ce qui correspond à 64 périodes pour un "tour électrique" (le nombre de dents du rotor est : $p=4$). Nous avons ainsi une résolution de $360/64=5,62$ degrés sur la position angulaire Ψ . Le codeur est mécaniquement calé de manière à ce que le signal A_1 génère un front montant dans le sens de la rotation, aux positions de conjonction.

Le schéma de la commande que nous avons réalisée est donné à la figure VI.2.2. Des roues codeuses permettent d'afficher, avec un nombre u variant de 0 à 32, l'angle β égal à $\pi - \Psi$. Cet angle peut ainsi varier entre 0 et π donc Ψ peut aller de π à 0 ($u=0$ à $u=32$), figure VI.2.3.

Enfin, nous donnons, à la figure VI.2.4, une représentation de l'ensemble complet de la machine avec ses capteurs et du convertisseur avec sa commande.

Pour le démarrage il suffit, après avoir réglé la tension et l'angle interne, de lancer le rotor dans le sens prévu de rotation; le mouvement est alors aussitôt entretenu et la rotation est régulière et silencieuse.

Nous allons, maintenant, présenter les résultats expérimentaux obtenus sur l'ensemble convertisseur-machine à réluctance variable autopilotée.

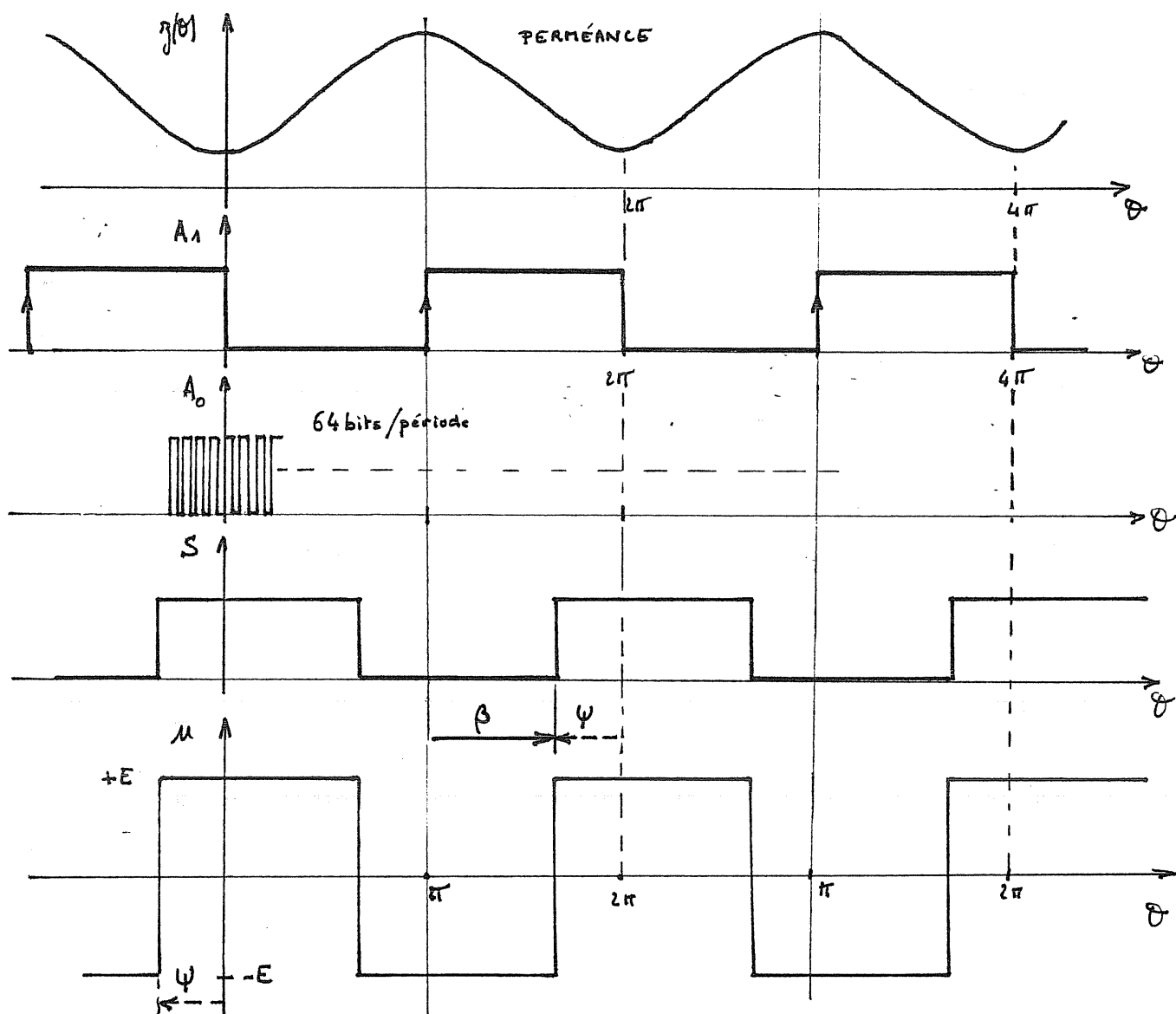
VI.3 - ESSAIS - COMPARAISON AVEC LA SIMULATION

VI.3.1 - En régime non excité

Les deux enroulements de la phase unique de la machine sont couplés en parallèle et alimentés par le convertisseur précédemment décrit.

Nous avons effectué des mesures, d'une part à U_M constante et à angle interne Ψ variable, d'autre part Ψ constant et à U_M variable.

La figure VI.3.1 donne le schéma du montage de mesures des différentes grandeurs :



- A_0 et A_1 : signaux issus du codeur (A_1 est "calé" par rapport à la conjonction)
 S : signal décalé issu de la commande d'autopilotage (fig. IV.2.2)
 μ : tension délivrée par le hacheur aux bornes de la machine (décalage ψ)

FIGURE VI.2.3

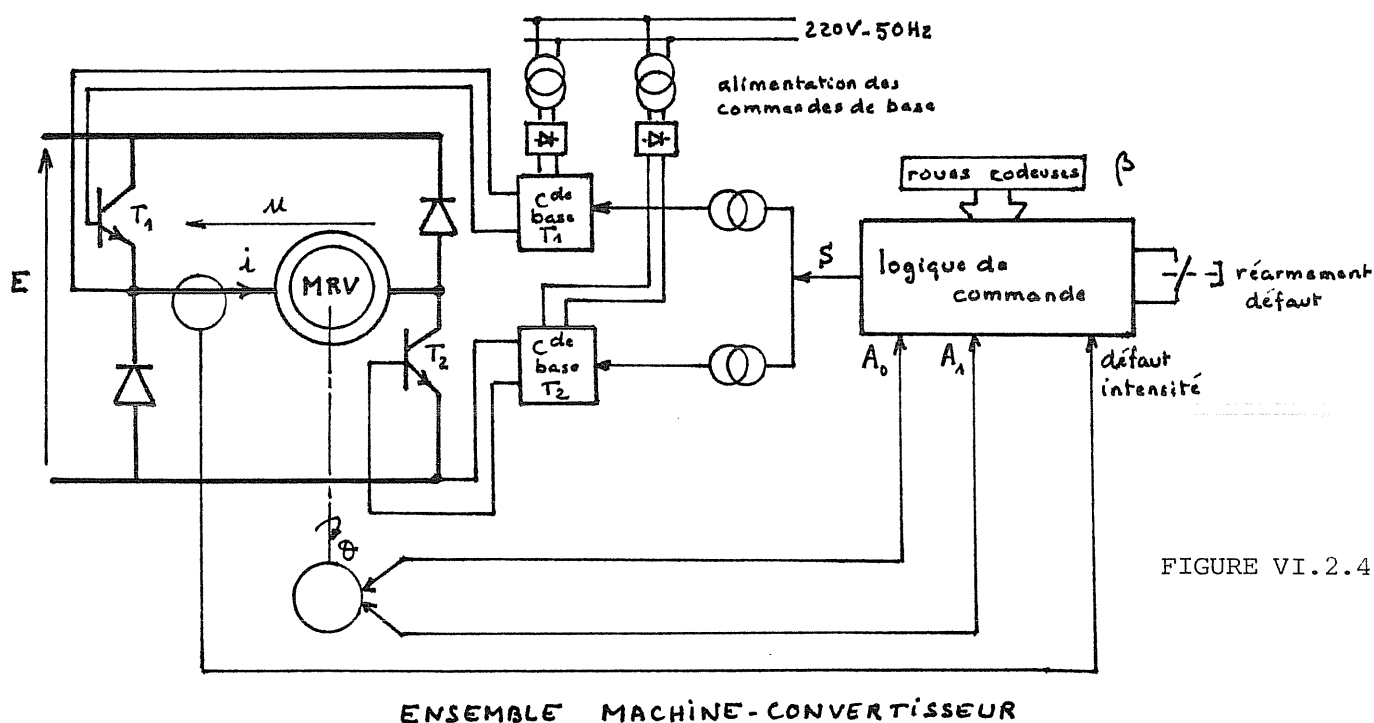
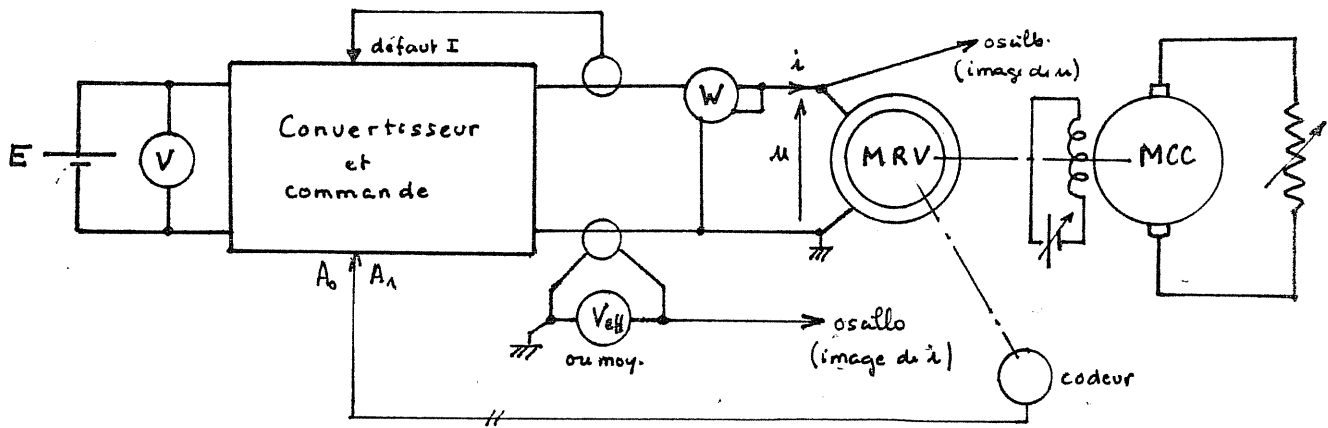


FIGURE VI.2.4



MONTAGE DE MESURES EN REGIME NON EXCITE

FIGURE VI.3.1

Le wattmètre mesure la puissance totale absorbée, P_a (sa bande passante est 0 à 20kHz, elle est donc suffisante, compte tenu du transport de puissance par les harmoniques de tension et de courant). Les sondes de courant sont des "capteurs de courant" à effet Hall, leur bande passante est supérieure à 100kHz. Le voltmètre qui mesure la tension résultant de la conversion du courant par la sonde, indique soit la valeur moyenne $\langle I \rangle$, soit la valeur efficace de la composante variable I_{aeff} (0,5% d'erreur de 45Hz à 10kHz). La valeur efficace du signal total est alors telle que : $I_{eff}^2 = \langle I \rangle^2 + I_{aeff}^2$.

A chaque mesure, nous relevons :

- la puissance absorbée par la machine : P_a , le courant efficace : I_{eff} , la tension maximale : E , la fréquence de l'alimentation : f .

Alors nous pouvons calculer :

- les pertes Joule : $P_J = R \cdot I_{eff}^2$
- la puissance électromagnétique : $P_e = P_a - P_J$
- le couple électromagnétique : $C_e = P_e / (2 \cdot \pi \cdot f)$

Mesures à $U_M = 0,645$ (constante) et Ψ variable

Pour chaque valeur de l'angle interne, nous ajustons la charge de manière à conserver une vitesse constante pour une même tension d'alimentation. Nous obtenons alors les courbes de la puissance électromagnétique (ou du couple puisque la vitesse de rotation est constante), du courant maximal et efficace et du facteur de dimensionnement δ en fonction de l'angle interne.

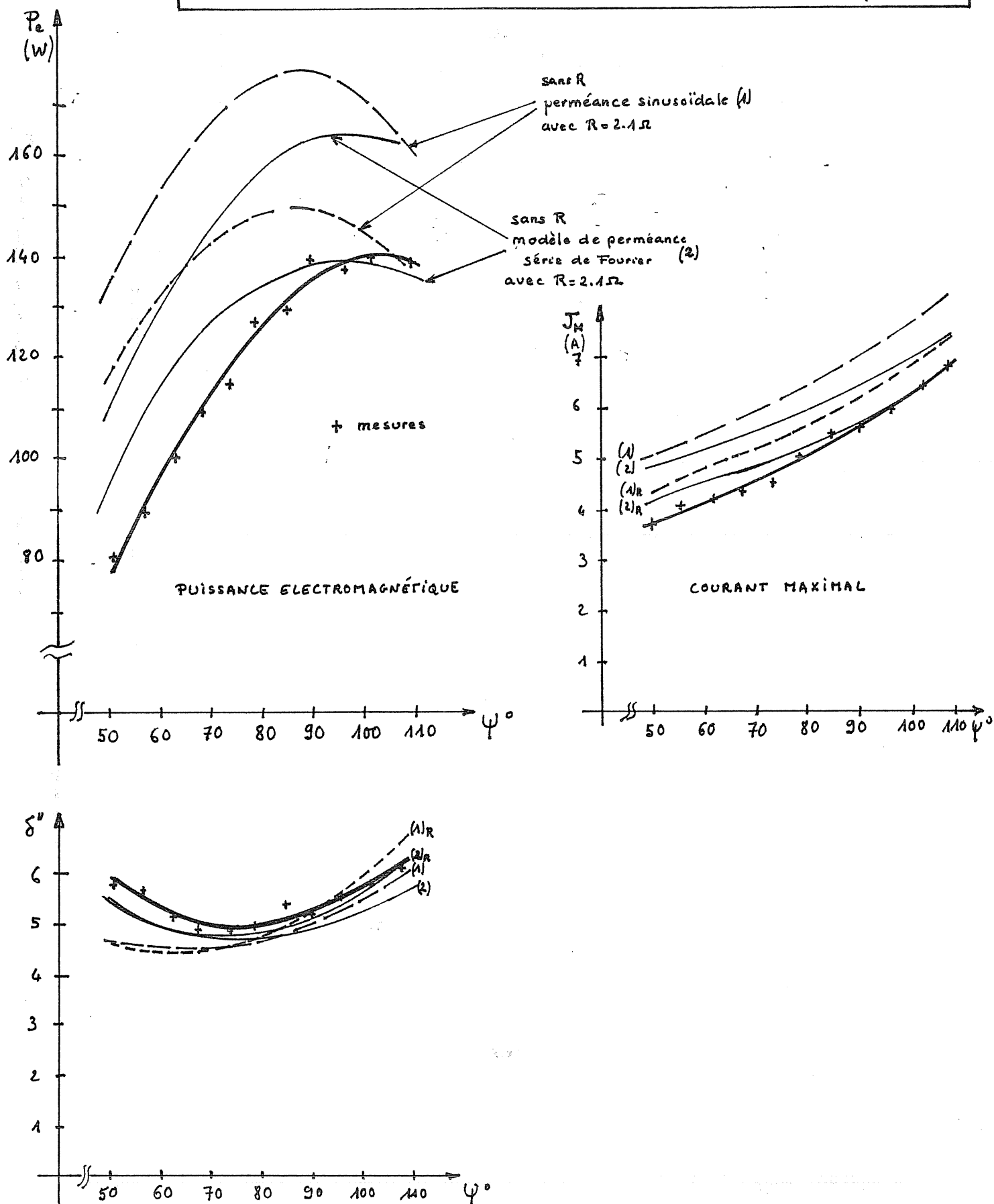
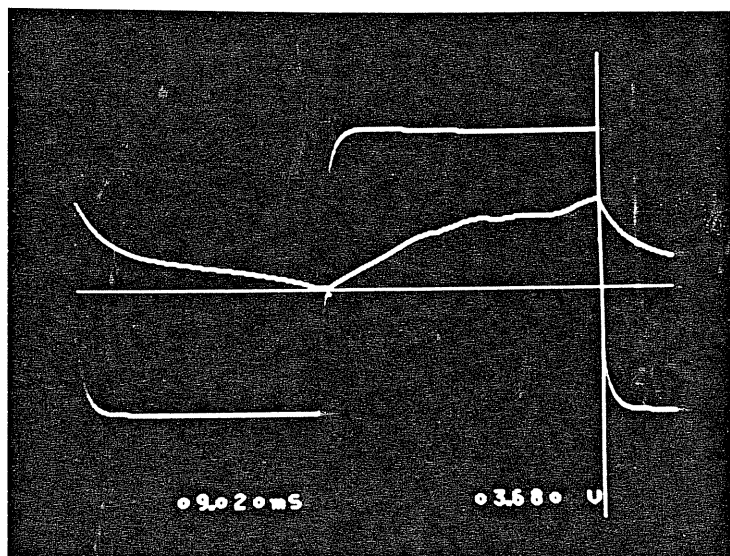


FIGURE VI.3.2

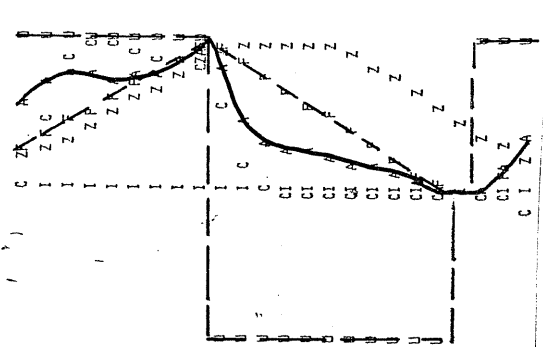
$$\psi = 50^\circ \quad I_M = 3.68 \text{ A}, I_{eff} = 2.15 \text{ A}, P_e = 80 \text{ W}$$



$$\delta'' = 5.75$$

$$E = 125 \text{ V} \quad f = 110 \text{ Hz}$$

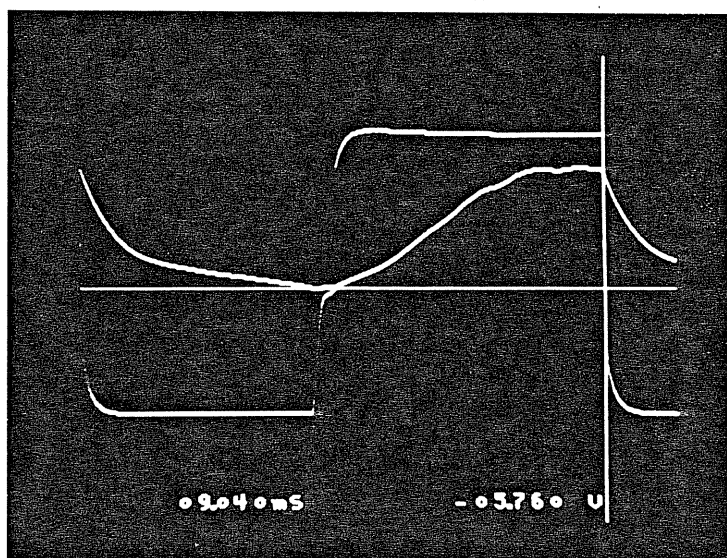
$$\delta'' = 5.4$$



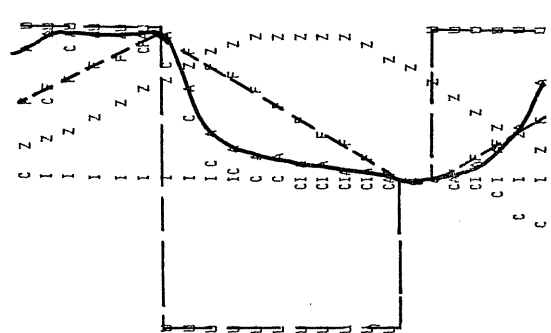
 RESISTANCE BOBINE : 2.200000 OHM
 COURANT DANS LA BOBINE : I EFF= 2.2A, I MAX= 4.2A
 TENSION BOBINE : U EFF= 124.6V, U MAX= 124.6V A 110.0 HZ
 COUPLE MOYEN PAR PHASE : .56METRES-NEWTON, ET VITESSE:1650.0TR/MN
 PUISSANCE: 96.7W

$$\psi = 90^\circ \quad I_M = 5.6 \text{ A}, I_{eff} = 3.2 \text{ A}, P_e = 139 \text{ W}$$

$$\delta'' = 5.04$$



$$\delta'' = 5.05$$

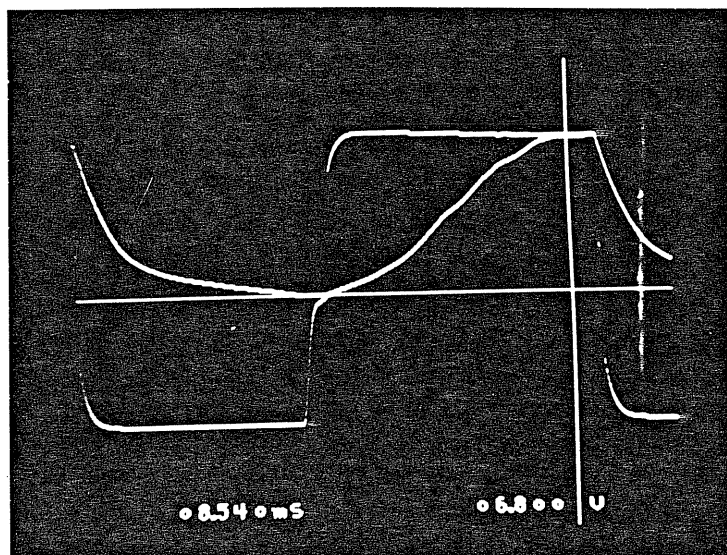


 RESISTANCE BOBINE : 2.200000 OHM
 COURANT DANS LA BOBINE : I EFF= 3.2A, I MAX= 5.6A
 TENSION BOBINE : U EFF= 124.6V, U MAX= 124.6V A 110.0 HZ
 COUPLE MOYEN PAR PHASE : .80METRES-NEWTON, ET VITESSE:1650.0TR/MN
 PUISSANCE: 138.1W

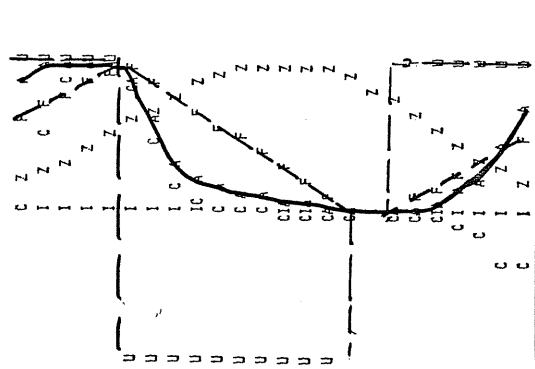
$$\psi = 107^\circ \quad I_M = 6.7 \text{ A}, I_{eff} = 3.5 \text{ A}, P_e = 139 \text{ W}$$

$$\delta'' = 6.03$$

FIGURE VI.3.3



$$\delta'' = 6.14$$



 RESISTANCE BOBINE : 2.200000 OHM
 COURANT DANS LA BOBINE : I EFF= 3.6A, I MAX= 5.7A
 TENSION BOBINE : U EFF= 124.6V, U MAX= 124.6V A 110.0 HZ
 COUPLE MOYEN PAR PHASE : .78METRES-NEWTON, ET VITESSE:1650.0TR/MN
 PUISSANCE: 135.2W

Ces courbes sont comparées à la figure VI.3.2 avec les résultats du calcul numérique effectués pour :

- une onde de perméance sinusoïdale en négligeant la résistance de l'enroulement, courbes(1), en tenant compte de la résistance, courbes(1)_R ;

- une onde de perméance exprimée par sa série de Fourier (d'après les mesures effectuées au § VI.1.1) en négligeant la résistance, courbes(2), en la prenant en compte, courbes(2)_R.

Si on néglige la résistance, il apparaît, entre simulation et mesures, une différence importante, tout particulièrement sur la puissance électromagnétique et le courant maximal.

Une fois prise en compte la résistance de l'enroulement, il subsiste une erreur inférieure à 15% sur le couple. Il semble que la forme d'onde de perméance ait une très grande influence sur la valeur du couple moyen. Toutefois, sa décomposition harmonique, résultant de mesures (§ VI.1.1), et la prise en compte de la résistance du bobinage nous permettent d'obtenir une assez bonne concordance entre simulation et mesures.

L'erreur maximale commise sur le couple est : 15% et celle commise sur le courant 11% (l'erreur de mesure vaut environ 5%).

La courbe du facteur de dimensionnement est peu affectée par ces écarts puisque la simulation majore ou minore, à la fois, le courant maximal et le couple. En ce qui concerne le calcul du facteur de dimensionnement le modèle semble satisfaisant.

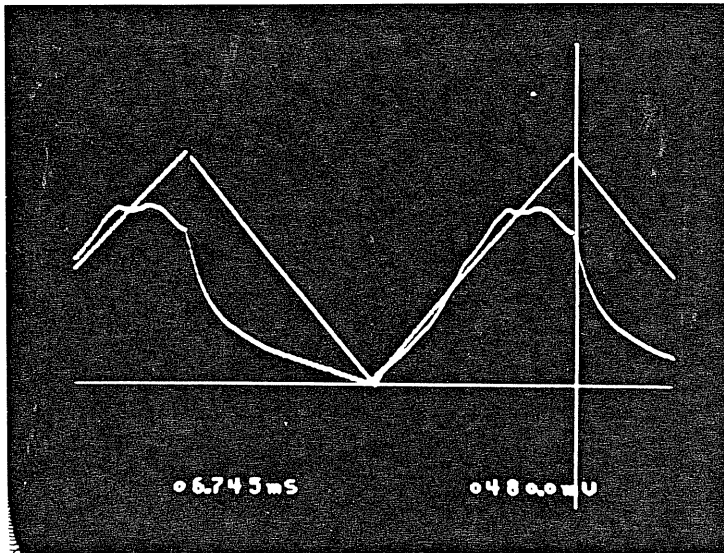
Nous présentons à la figure VI.3.3 quelques oscillogrammes accompagnés des résultats des calculs numériques de simulation. Ils correspondent à des points de fonctionnement particuliers des mesures précédentes ($E=125V$ et $f=110Hz$, $N=1650tr/mn$).

A la figure VI.3.4, nous donnons un exemple des ondes de courant de tension et de flux (par intégration analogique de la tension) à la vitesse de 2220tr/mn sous 110V ainsi que le cycle $\Psi(i)$.

Mesures à angle interne constant $\Psi=90^\circ$ et à U_M variable

L'angle interne est réglé à 90° et l'ensemble convertisseur-machine est alimenté sous tension constante $E=125V$. Pour faire varier U_M , nous chargeons la machine à l'aide de la génératrice à courant continu, la vitesse passe alors de 2300tr/mn (à vide) à 1260tr/mn (en charge). A pleine charge, le

↓ flux et courant



MESURES

$$E = 110V \quad f = 148Hz$$

$$\psi = 95^\circ \quad (N = 2220 \text{ tr/mn})$$

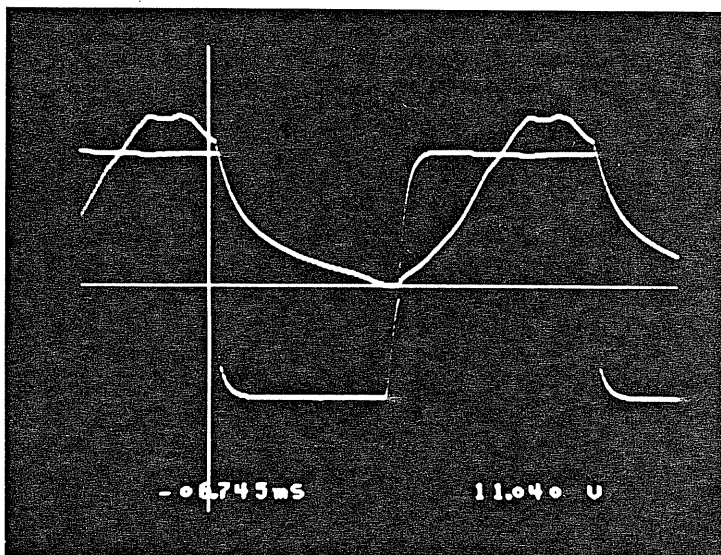
$$P_a = 70W$$

$$I_M = 2.9A \quad I_{eff} = 1.7A$$

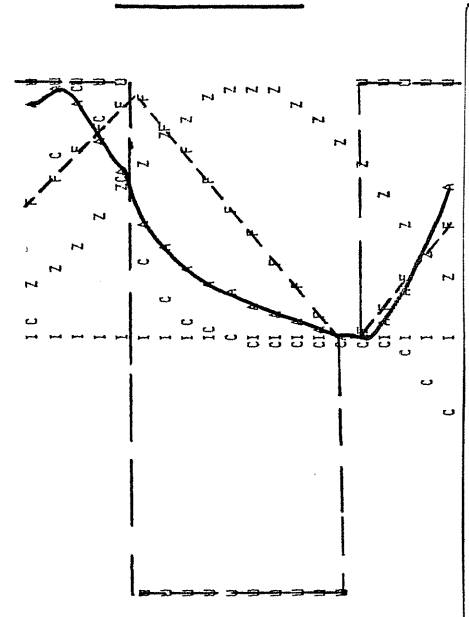
$$P_e = 64W$$

$$\delta'' = 5$$

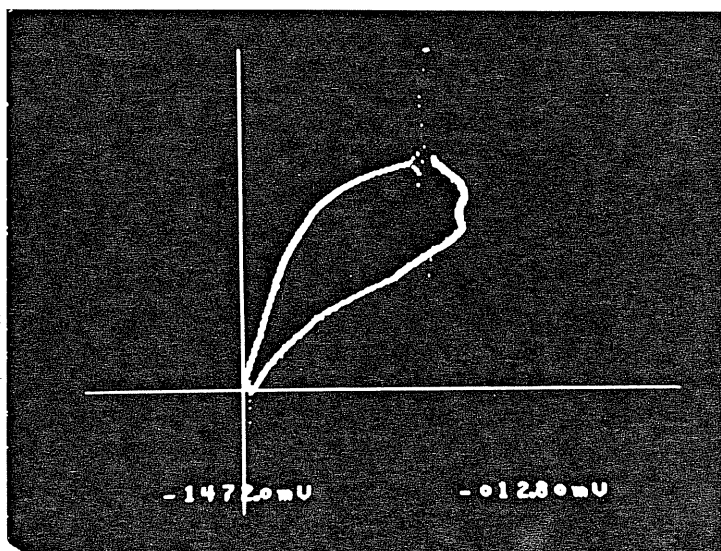
↓ tension et courant



SIMULATION



↓ cycle $\psi(i)$



 RESISTANCE BOBINE : 2.100000 OHM
 COURANT DANS LA BOBINE I EFF= 1.7A, I MAX= 3.4A
 TENSION BOBINE : U EFF= 110.0V, U MAX= 110.0V A 148.0 HZ
 COUPLE MOYEN : .29METRES-NEWTON, ET VITESSE:2220.0TR/MN
 PUISSANCE: 66.8W

$$\delta'' = 5.6$$

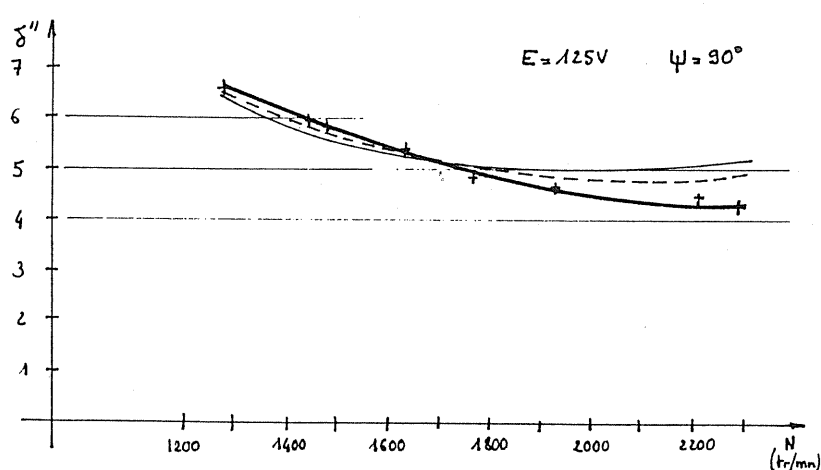
FIGURE VI.3.4

courant maximal est égal à 10,3A soit 6,9 fois le courant saturation; le courant efficace vaut 5,07A. Le courant efficace nominal de la machine étant de 2,8A, les pertes Joule sont dans ce cas 3,3 fois les pertes nominales. La machine est alors refroidie par un ventilateur auxiliaire. La puissance électromagnétique convertie vaut 198W.

Dans les conditions d'échauffement nominal, il est possible de convertir environ 120W à 1500tr/mn, soit, environ, la puissance nominale de la machine asynchrone.

Nous présentons, à la figure VI.3.5, les résultats de mesures et de simulations numériques avec prise en compte de la résistance. Jusqu'à un niveau d'excitation d'environ 4,5 fois le courant de saturation, la simulation avec la perméance "série de Fourier" est satisfaisante. Ensuite, le modèle semble convenir moins bien. A un courant maximal de 10,3A, l'écart sur la puissance convertie est de 15%, il est seulement de 10% avec le modèle de perméance sinusoïdale. Ces erreurs sont dues à la non validité de l'hypothèse de variation uniforme de l'onde de perméance. Nous avons déjà pu constater, en particulier au § IV.1 (fig.IV.1.11), que, à caractéristiques magnétiques à la conjonction et à l'opposition données (DZN et K fixés), la forme de l'onde de perméance a une très grande influence sur la valeur du couple moyen.

La courbe du facteur de dimensionnement est, ici encore, peu affectée par les écarts sur le couple qui sont de même signe que ceux sur le courant maximal.



FACTEUR DE DIMENSIONNEMENT A ANGLE INTERNE FIXE ET U_M VARIABLE

FIGURE VI.3.6

Nous présentons, enfin, à la figure VI.3.7, trois oscillogrammes de la tension et du courant pour trois des points de l'essai à angle interne fixe et à U_M variable. Nous avons juxtaposé les résultats de mesures et de simulation. Les photographies ont été prises en conservant les mêmes calibres sur l'oscilloscope, il est ainsi possible de constater la diminution de la

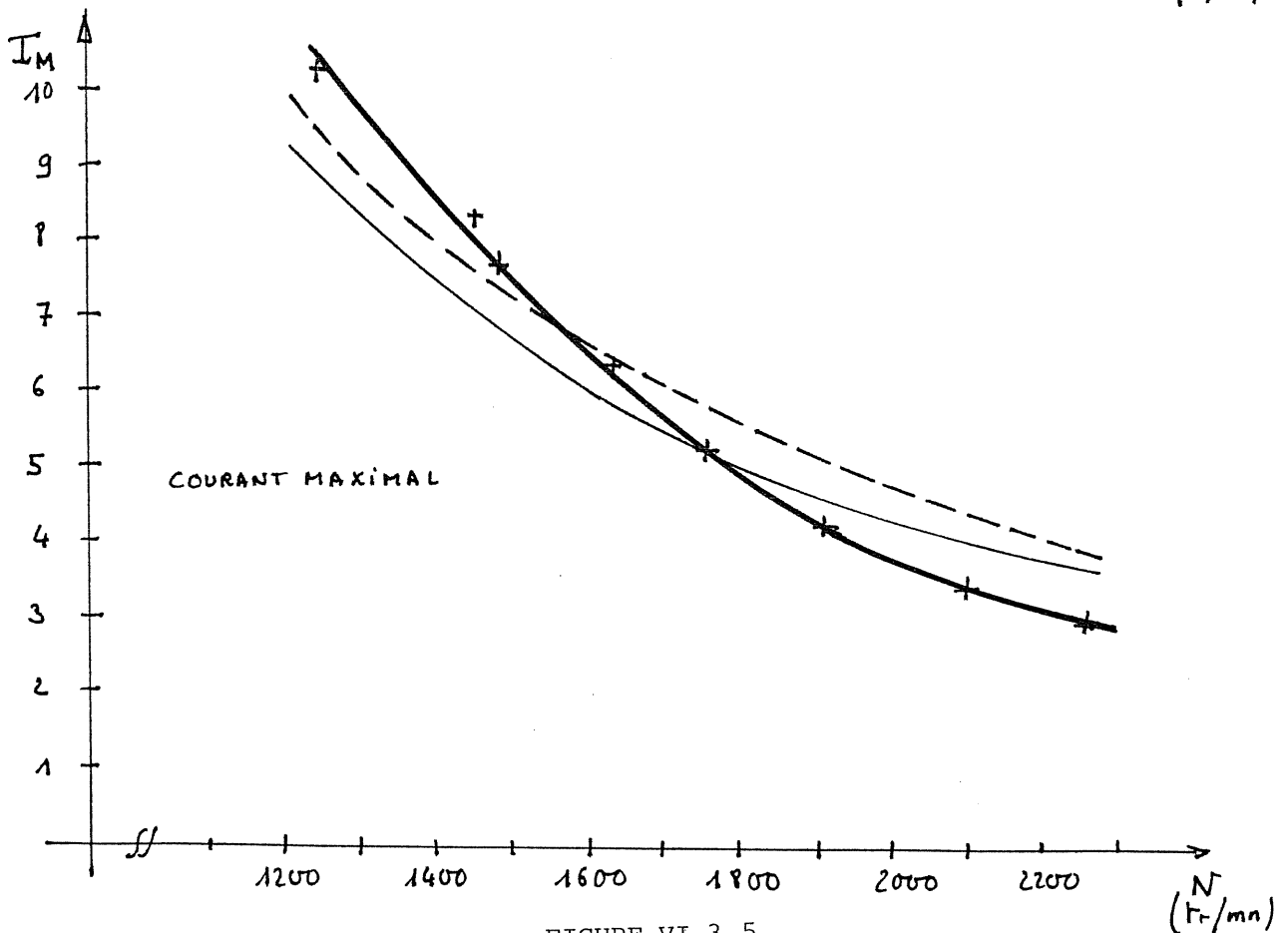
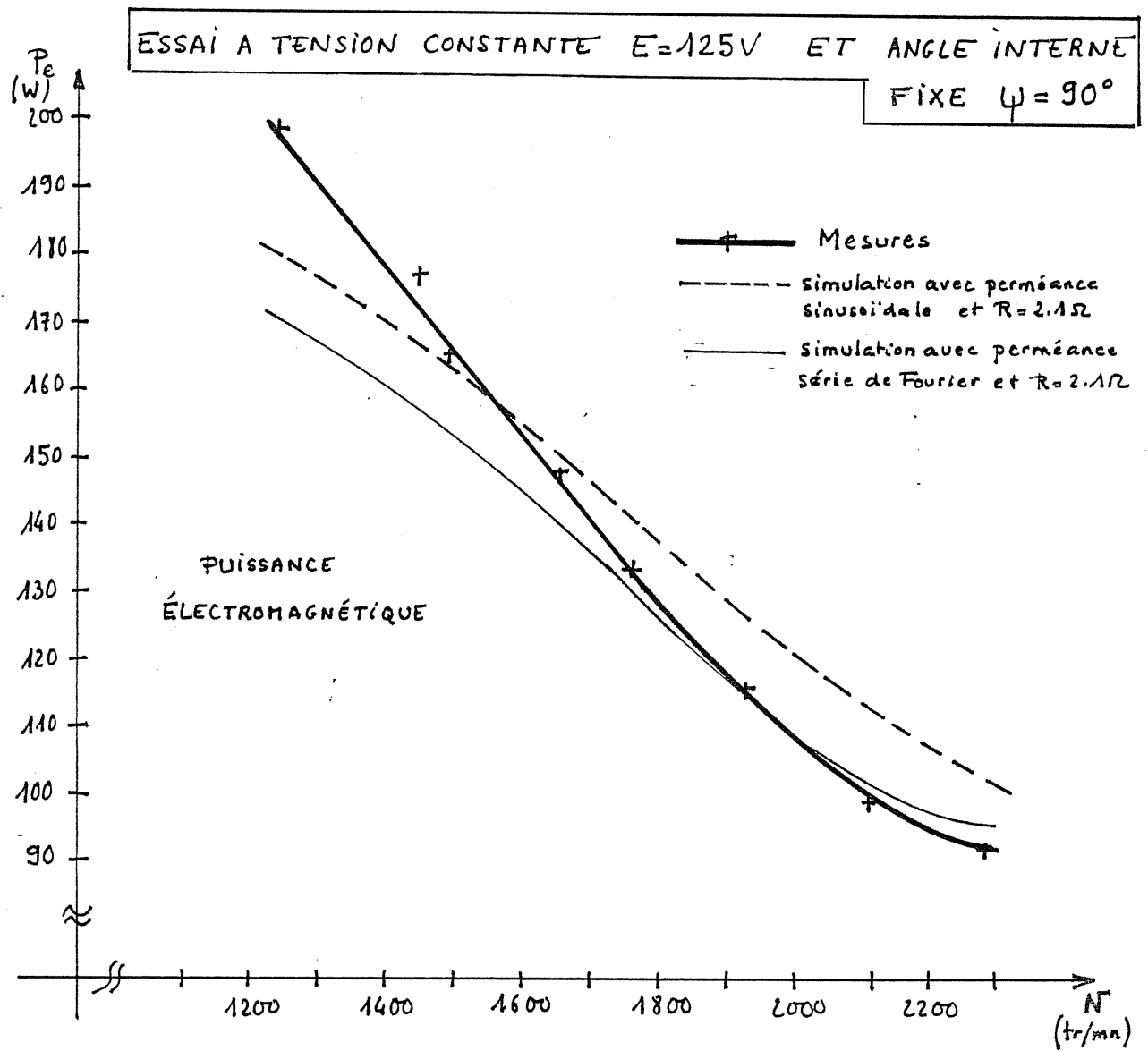
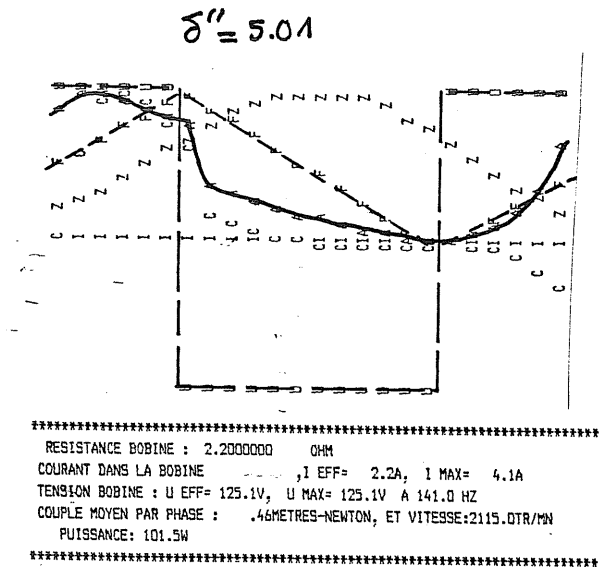
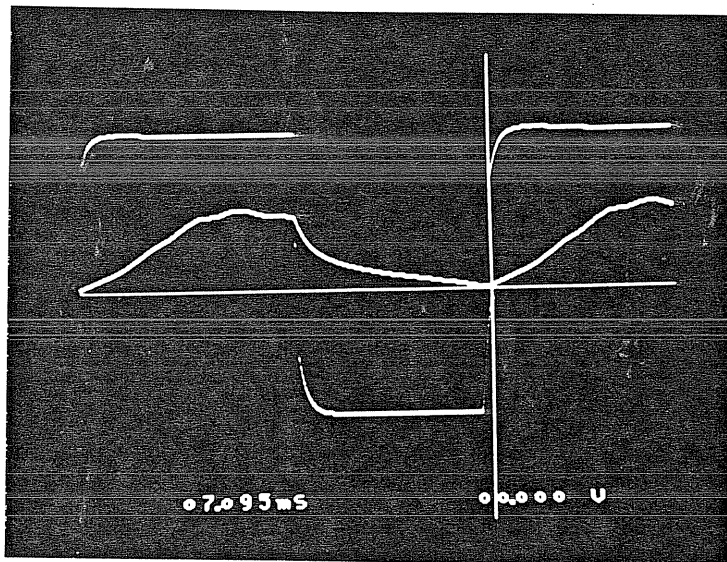


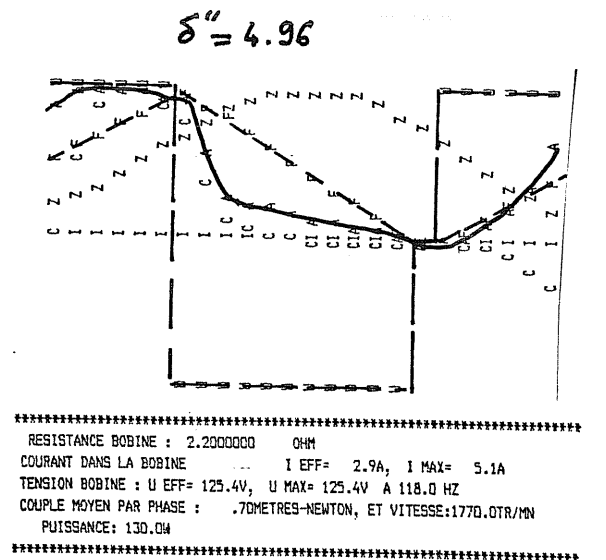
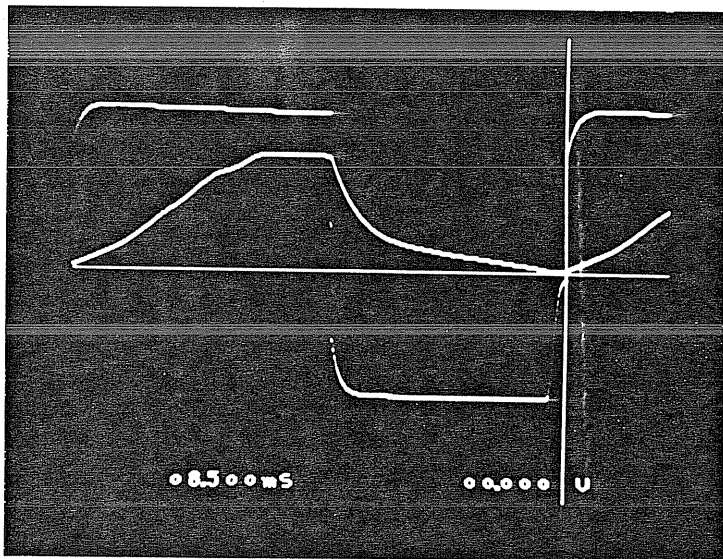
FIGURE VI.3.5

$f = 141 \text{ Hz}$ $I_{\text{eff}} = 2.1 \text{ A}$; $I_M = 3.5 \text{ A}$; $P_c = 99 \text{ W}$ $\delta'' = 4.44$

$E = 125 \text{ V}$ $\psi = 90^\circ$

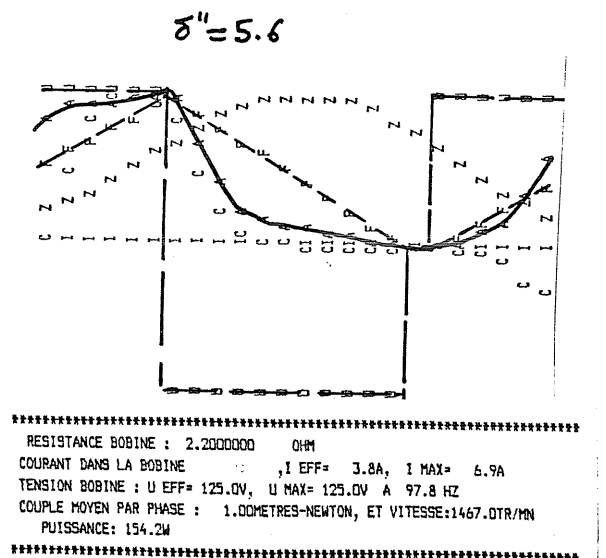
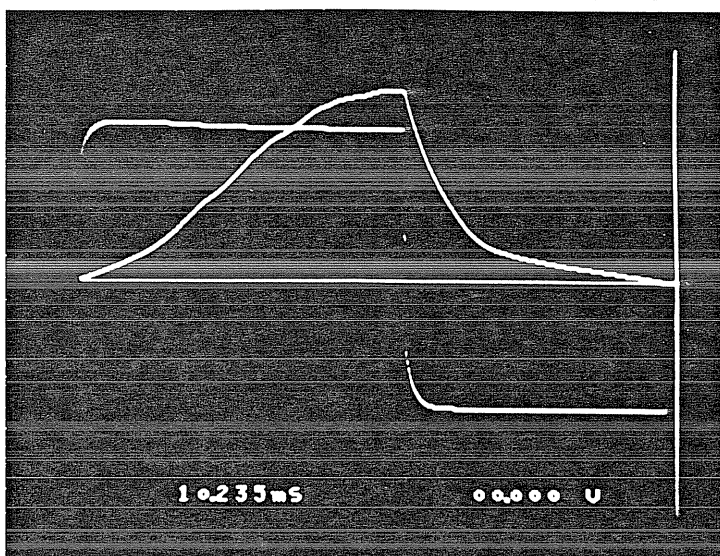


$f = 118 \text{ Hz}$ $I_{\text{eff}} = 2.81 \text{ A}$; $I_M = 5.04 \text{ A}$; $P_c = 133 \text{ W}$ $\delta'' = 4.74$



$f = 97.8 \text{ Hz}$; $I_{\text{eff}} = 4.42 \text{ A}$; $I_M = 8.4 \text{ A}$; $P_c = 177 \text{ W}$ $\delta'' = 5.93$

FIGURE VI.3.7



fréquence et de la vitesse et l'augmentation du courant (de haut en bas) lorsque le couple résistant croît.

VI.3.2 - En régime excité

Un des deux enroulements est alimenté en courant constant, il s'agit du bobinage d'excitation. Le second est alimenté par le convertisseur que nous avons réalisé et présenté au § VI.2. Le montage complet de mesures est celui présenté à la figure VI.3.1 auquel nous avons ajouté l'alimentation de l'excitation. Le générateur de courant est réalisé à l'aide d'une source de tension et d'une inductance très importante ($>20H$). Le problème de lissage du courant d'excitation aurait été moindre avec une machine polyphasée.

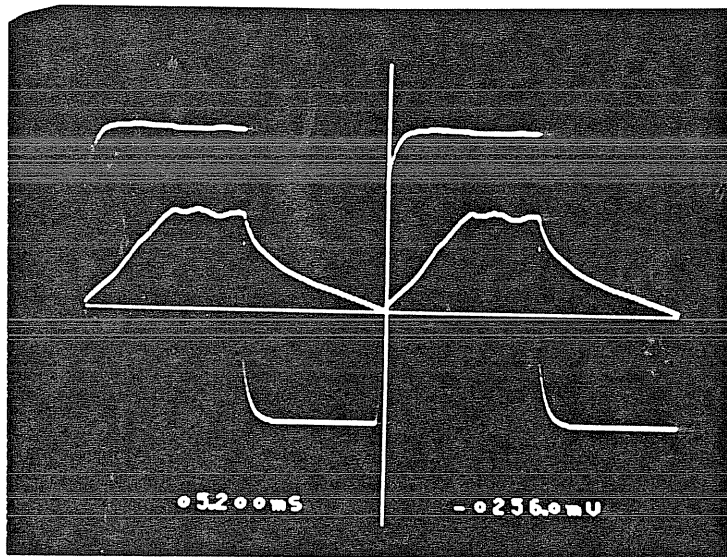
L'hypothèse de Kapp, avec une résistance de $4,2\Omega$ dans l'enroulement d'alimentation, n'est pas très bien vérifiée. D'autre part, les deux enroulements ne sont pas parfaitement couplés. Pour ces raisons, nous n'avons pas donné de courbes comparatives des mesures et de la simulation car les écarts sont supérieurs à 50% dès que le courant dépasse quelques ampères.

Nous ne présentons que quelques exemples de mesures réalisées à faible courant et sous tension élevée.

Nous avons vérifié l'intérêt de l'excitation en ce qui concerne la diminution du facteur de dimensionnement du convertisseur d'alimentation et surtout la possibilité d'atteindre un facteur de dimensionnement inférieur à celui des machines classiques. Nous avons obtenu avec un courant d'excitation égal à 1A, une puissance électromagnétique de 110W à 2880tr/mn avec $\delta''_0 = 2,95$ en courant unidirectionnel (voir § IV.1.2).

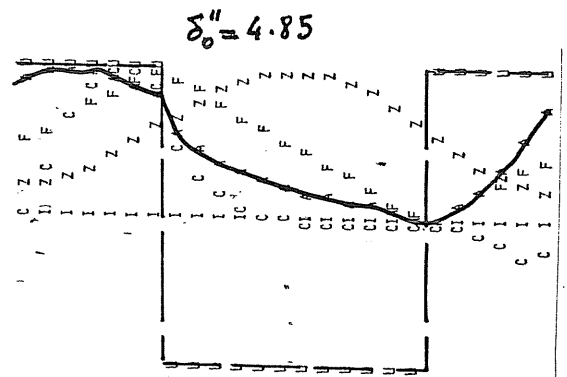
Nous présentons, à la figure VI.3.8, des oscillogrammes relevés expérimentalement à tension et fréquence constantes, lorsque l'excitation augmente. Ces oscillogrammes sont accompagnés des résultats de simulation numérique, dans les hypothèses précédemment rappelées. Nous remarquons un phénomène qui se rencontre uniquement dans les machines excitées. Lorsque le courant, dans l'enroulement d'alimentation, s'annule avant la remise en conduction des transistors (donc pendant la phase de conduction des diodes), les diodes cessent de conduire alors, apparaît aux bornes de la machine sa force électromotrice due à l'excitation : $d\varphi/d\theta$ (à courant d'excitation constant : $I_{ex}(dz/d\theta)$). C'est ce qui est observé sur la troisième photo de la figure VI.3.8.

$I_{ex}=0$: $I_{am}=1,45A$; $I_{eff}=0,8A$; $P_e=52W$



$\delta''=3.6$

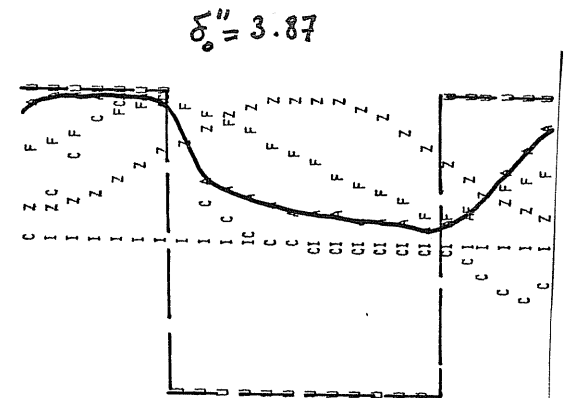
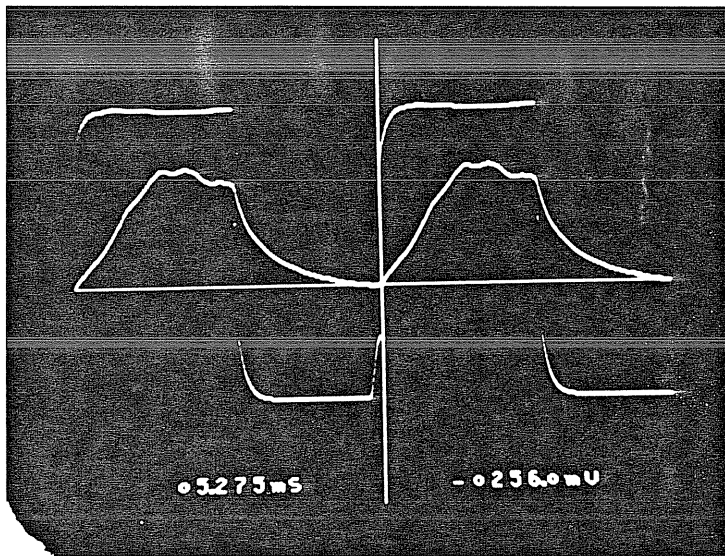
$E=130V$ $f=192Hz$
RÉGIME EXCITÉ mode 2
 $\psi=90^\circ$



EXCITATION : .DAMPERE-TOURS
BOBINE ALIMENTEE : I EFF= 1.5A , I MAX= 2.6A
TENSION BOBINE : U EFF= 130.2V , U MAX= 130.2V A 192.0 HERTZ
COUPLE MOYEN PAR PHASE : .23METRES-NEWTON ET VITESSE:2880.0TR/MN
PUISSANCE: 70.0W

$I_{ex}=0.47A$: $I_{am}=1.9A$; $I_{eff}=1.3A$; $P_e=82W$

$\delta''=3.$

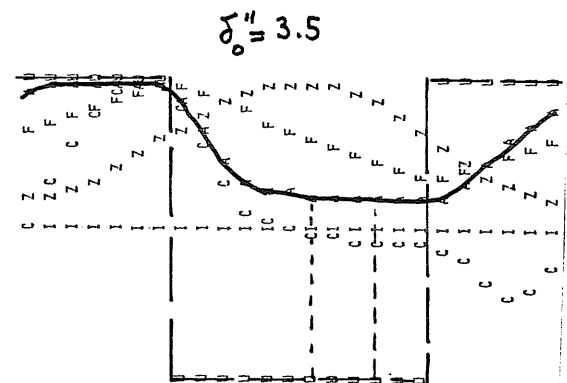
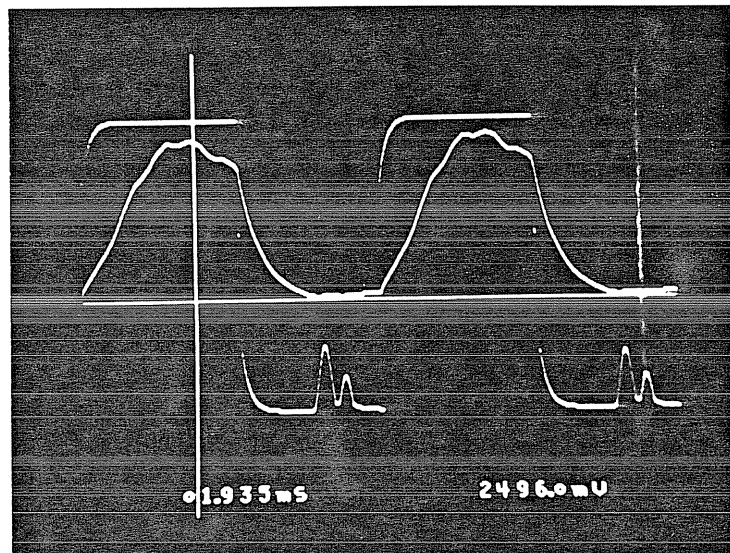


EXCITATION : .DAMPERE-TOURS
BOBINE ALIMENTEE : I EFF= 1.8A , I MAX= 3.1A
TENSION BOBINE : U EFF= 130.2V , U MAX= 130.2V A 192.0 HERTZ
COUPLE MOYEN PAR PHASE : .34METRES-NEWTON ET VITESSE:2880.0TR/MN
PUISSANCE: 103.0W

$I_{ex}=1A$: $I_{am}=2.5A$; $I_{eff}=1.65A$; $P_e=110W$

$\delta''=2.95$

FIGURE VI.3.8



EXCITATION : 1.DAMPERE-TOURS
BOBINE ALIMENTEE 1SPIRES : I EFF= 2.3A , I MAX= 3.7A
TENSION BOBINE : U EFF= 130.2V , U MAX= 130.2V A 192.0 HERTZ
COUPLE MOYEN PAR PHASE : .46METRES-NEWTON ET VITESSE:2880.0TR/MN
PUISSANCE: 138.5W

VI.4 - CONCLUSION

Pour clore ce travail par une vérification expérimentale, nous avons réalisé un convertisseur (à transistors bipolaires) de type hacheur en demi-pont ainsi que sa commande comprenant l'autopilotage et les protections.

Les mesures nous ont permis de vérifier, tout d'abord, le domaine de validité des calculs de la simulation numérique et celui du modèle. Nous avons dû écrire un programme prenant en compte, en régime non excité, la résistance du bobinage, afin de nous assurer que les écarts entre mesures et simulations étaient dus, en partie, au non respect de l'hypothèse de Kapp. Ces écarts ne portent, en réalité, que sur le couple moyen et le courant, les facteurs de dimensionnement ainsi que le paramètre optimal Ψ étaient peu affectés. Nos mesures ont été effectuées jusqu'à de très forts niveaux de saturation (7 fois le coude de saturation). Il était donc absolument indispensable de prendre en considération la saturation.

Une fois prise en compte la résistance du bobinage, des écarts subsistent: ils sont dus, principalement, à l'imprécision du modèle de variation de perméance. Pour effectuer une simulation avec une alimentation à flux forcé, il semble très important d'avoir un modèle $\Psi(j,\theta)$ aussi précis que possible. Ce n'était pas, ici, notre but, puisqu'il nous fallait un modèle simple pour l'optimisation.

Nous avons obtenu les excellents facteurs de dimensionnement attendus, en particulier en régime excité, où δ_0 est "descendu" au dessous de 3 (avec un courant unidirectionnel).

Par ailleurs, nous avons pu constater le fonctionnement à faible niveau sonore de l'ensemble convertisseur-machine à réluctance variable ainsi réalisé.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Notre travail s'inscrit dans le cadre de l'optimisation des ensembles convertisseur-machine à réluctance variable excitée ou non excitée. Nous avons recherché les formes optimales du courant d'alimentation permettant de minimiser le facteur de dimensionnement du convertisseur pour des machines de caractéristiques quelconques et dont les phases ne sont pas couplées magnétiquement. Pour cela, nous avons été amené à utiliser un modèle prenant en compte la saturation et les harmoniques de l'onde de perméance. Nous avons, ensuite, écrit un programme d'optimisation de la forme du courant. Il est alors apparu que les formes optimales du courant sont telles que la tension qui leur correspond est en créneau. Nous avons donc conclu que l'alimentation optimale devait générer des tensions rectangulaires. Les facteurs de dimensionnement sont considérablement abaissés par rapport à ceux obtenus avec les alimentations en courant et ils peuvent être inférieurs à ceux des machines classiques à répartition sinusoïdale du champ dans l'entrefer et alimentée en tension et courant sinusoïdaux. Nous avons calculé et montré que, dans des conditions particulières d'alimentation, il est possible d'atteindre l'excellent facteur de dimensionnement des machines à courant continu en adoptant, en particulier, une onde de perméance triangulaire. Il nécessite, alors, une alimentation à flux maximal constant quelle que soit la fréquence (rapport E/f constant), la variation de couple s'effectuant par réglage de l'angle interne. D'autre part, nous avons montré que la saturation pouvait avoir un effet favorable jusqu'à une certaine valeur limite du couple. Le régime excité s'est révélé intéressant pour la minimisation des facteurs de dimensionnement dans des conditions d'ondulation relative du couple monophasé difficilement acceptables par les machines à structure "multimonophasée".

Nous avons recherché, dans une étude paramétrique, quelle pouvait être la machine idéale pour le convertisseur et quelles étaient les conséquences de l'alimentation en tension carrée sur le couple électromagnétique et sur les caractéristiques couple-vitesse. Mis à part le cas très particulier de la variation de perméance triangulaire, la variation de perméance sinusoïdale est le meilleur compromis entre un faible facteur de dimensionnement et un faible couple pulsatoire.

Au cours de ce travail, nous avons recherché les différents cas dans lesquels une machine polyphasée peut délivrer un couple instantané constant. Ce sont les suivants :

- En régime linéaire, sans excitation, une machine triphasée a un couple constant avec une alimentation à la moitié de la fréquence de la perméance, d'une part en tension sinusoïdale avec une variation de réluctance sinusoïdale, d'autre part en courant sinusoïdal avec une variation de perméance sinusoïdale.

- En régime linéaire avec excitation, avec une alimentation à la fréquence de la perméance, une machine tétraphasée a un couple constant dans les mêmes conditions que précédemment (association perméance sinusoïdale courant sinusoïdal et son cas dual: réluctance sinusoïdale tension sinusoïdale). De plus, avec une onde de perméance triangulaire et une alimentation en tension carrée (dans des conditions très particulières : voir § IV.1.2.2), une machine tétraphasée ou diphasée a aussi un couple constant.

- En régime saturé (avec excitation), dans les conditions précédentes, une machine tétraphasée ou diphasée a encore un couple constant. Et, si K est nul (égalité de la pente à la conjonction saturée et de la pente à l'opposition), le couple d'une machine triphasée est constant, uniquement avec les formes d'onde de perméance ou de réluctance sinusoïdales, dans les conditions d'alimentation précédemment définies.

Nous avons, ensuite, effectué une étude comparative des structures de convertisseur d'alimentation susceptibles de générer les formes optimales de tension et d'annuler les réactions des enroulements d'induits sur les enroulements d'excitation, dans le cas des machines polyphasées excitées.

Enfin, après avoir réalisé un convertisseur et sa commande d'autopilotage pour une machine de petite puissance, nous avons obtenu un fonctionnement satisfaisant de l'ensemble. Les mesures, comparées aux résultats de simulation numérique, ont permis de valider expérimentalement les calculs d'optimisation. En particulier, en régime excité, nous avons obtenu un fonctionnement avec un facteur de dimensionnement inférieur à celui des machines classiques à courant alternatif.

Les écarts entre les mesures et la simulation sont dus au non respect de l'hypothèse de Kapp (machine de faible puissance) et à l'imprécision du modèle magnétique. Pour effectuer une simulation précise, il est nécessaire d'avoir un modèle magnétique de la machine aussi fidèle que possible. Nous avons, en particulier, émis l'hypothèse d'uniformité de l'onde de perméance, or expérimentalement, nous constatons une réelle déformation en fonction du niveau d'excitation. Il serait intéressant que ce problème soit analysé car le couple électromagnétique (valeur moyenne et spectre) est très sensible à

cette forme d'onde de perméance, tout particulièrement avec les alimentations en tension.

Au cours de ce travail, nous avons mis en évidence, d'une part, l'influence des caractéristiques de l'alimentation sur son propre facteur de dimensionnement, d'autre part, l'importance des paramètres de la machine sur ce dernier et sur le couple. Il serait utile que la forme des plots soit travaillée pour obtenir une onde de perméance sinusoïdale et une variation relative de perméance aussi grande que possible à nombre de plots donné. Ce nombre de plots a d'ailleurs une influence sur la variation relative de perméance, plus il croît, plus elle diminue; il existe donc certainement un compromis pour obtenir un ensemble convertisseur-machine à réluctance variable polyentrefer). S'il était possible de choisir les pentes de la caractéristique magnétique en zone saturée, il serait intéressant d'avoir l'égalité de la pente en saturation à la conjonction et de la pente à l'opposition ($K=0$), alors l'onde de perméance optimale serait triangulaire et, il serait théoriquement possible d'atteindre un facteur de dimensionnement unitaire, en régime excité.

ANNEXES

CONTENU HARMONIQUE DE LA PERMEANCE LORSQUE LA RELUCTANCE EST SINUSOÏDALE

$$z(\theta) = (1 - DZN^2) / (1 + DZN \cos \theta)$$

A.1.1

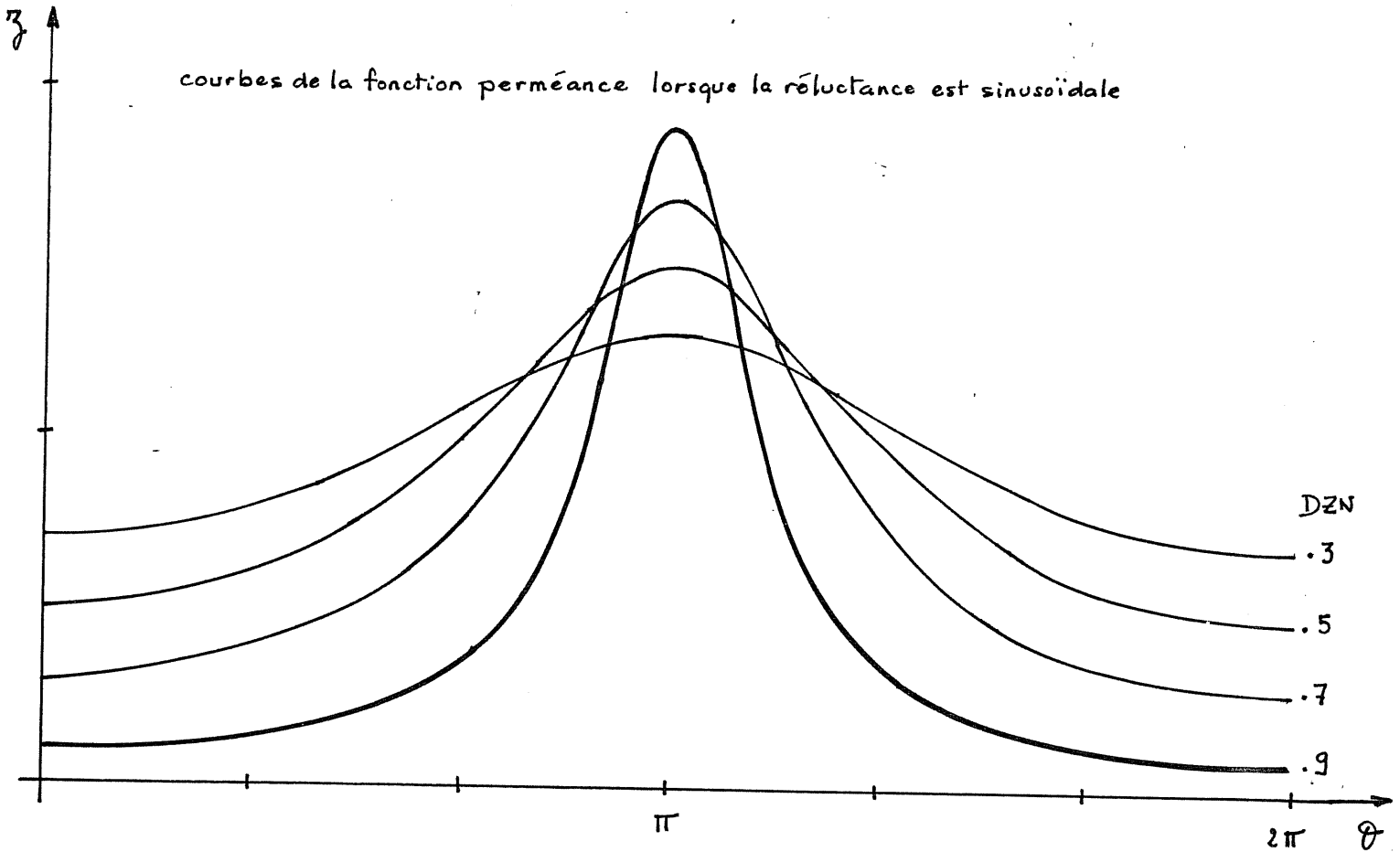


FIGURE A.1.1

On peut écrire $z(\theta)$ sous la forme (définie au § II.3.1) :

$$z(\theta) = Z_0 - \sum_{i=1}^{\infty} DZN_i \cos i\theta \quad \text{A.1.2}$$

En fonction de DZN , les constantes Z_0 et DZN_i sont données dans le tableau A.1.2.

Lorsque DZN augmente, le contenu harmonique de la perméance devient très important.

On remarque, que lorsque $DZN=0,8$, l'harmonique 2, pour la production du couple, a autant d'importance que le fondamental (voir § II.4.1.2). La machine peut fonctionner sur le deuxième harmonique de perméance (voir § II.4.1.2).

DZN	Z_0	DZN_1	DZN_2	DZN_3	DZN_4	DZN_5	DZN_6	DZN_7
0.1	0.995	0.0995	$-4.98 \cdot 10^{-3}$	0	0	0	0	0
0.2	0.9798	0.198	$-19.6 \cdot 10^{-3}$	$2 \cdot 10^{-3}$	0	0	0	0
0.3	0.9539	0.293	$-44.8 \cdot 10^{-3}$	$6.7 \cdot 10^{-3}$	$-0.95 \cdot 10^{-3}$	0	0	0
0.4	0.9165	0.382	$-79.7 \cdot 10^{-3}$	$16.5 \cdot 10^{-3}$	$-3.7 \cdot 10^{-3}$	$0.92 \cdot 10^{-3}$	0	0
0.5	0.866	0.464	-0.125	$33 \cdot 10^{-3}$	$-8.7 \cdot 10^{-3}$	$2.6 \cdot 10^{-3}$	$-0.87 \cdot 10^{-3}$	0
0.6	0.8	0.534	-0.178	$59.2 \cdot 10^{-3}$	$-20 \cdot 10^{-3}$	$6.4 \cdot 10^{-3}$	$-2.4 \cdot 10^{-3}$	$0.8 \cdot 10^{-3}$
0.7	0.7141	0.583	-0.239	$97.1 \cdot 10^{-3}$	$-40 \cdot 10^{-3}$	$16.4 \cdot 10^{-3}$	$-6.4 \cdot 10^{-3}$	$2.9 \cdot 10^{-3}$
0.8	0.6	0.6	$-0,3$	0.15	$-75 \cdot 10^{-3}$	$37.5 \cdot 10^{-3}$	$-18.8 \cdot 10^{-3}$	$9.4 \cdot 10^{-3}$
0.9	0.436	0.547	$-0,343$	0.214	-0.135	$84 \cdot 10^{-3}$	$-52.7 \cdot 10^{-3}$	$33 \cdot 10^{-3}$
0.99	0.1411	0.245	$-0,212$	0.184	-0.16	0.139	-0.12	0.104

TABLEAU A.1.2

ANNEXE 2

PARAMETRES OPTIMAUX DU COURANT EN REGIME LINEAIRE (§ II.4.2)

1 - En régime non excité avec courant en arches de sinussoïde

Les paramètres sont θ_M et β définis au § II .4.2.1 (θ_M' et β' correspondent à δ' ; θ_M'' et β'' correspondent à δ'').

Pour les différentes formes d'onde, de perméance étudiées, les valeurs optimales des paramètres en fonction de DZN sont données aux figures A.2.1 à A.2.4.

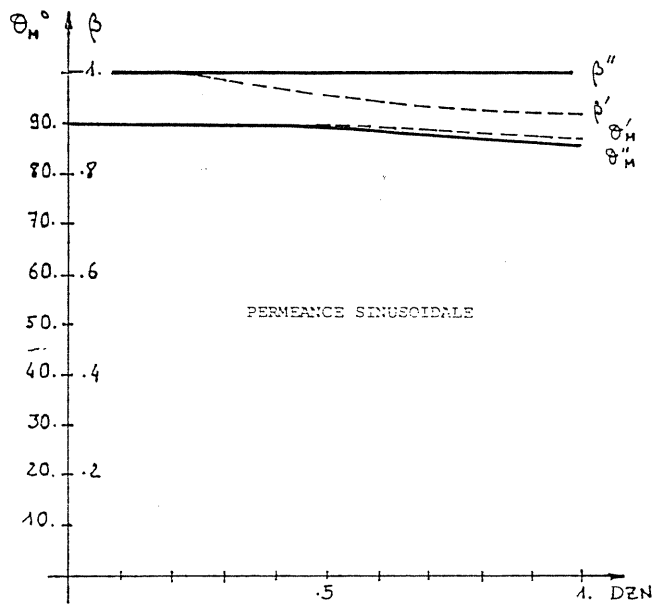


FIGURE A.2.1

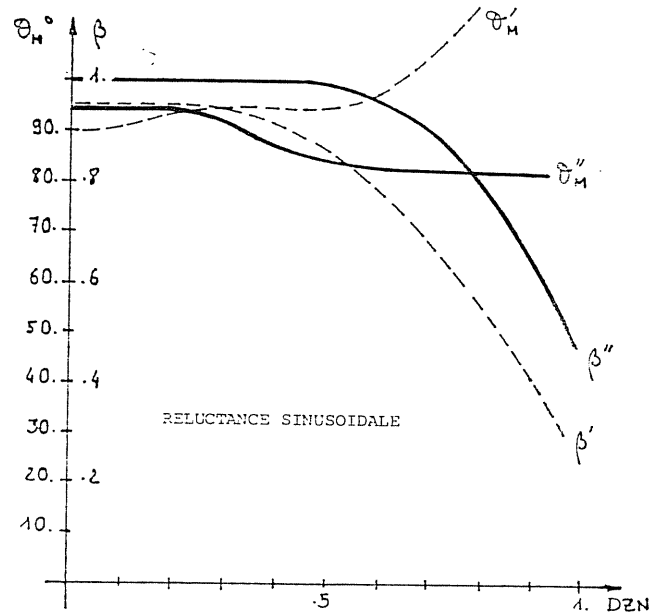


FIGURE A.2.2

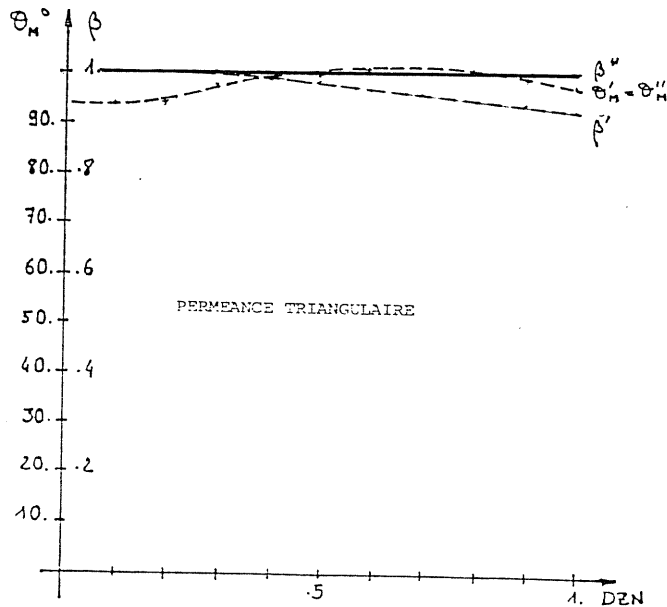


FIGURE A.2.3

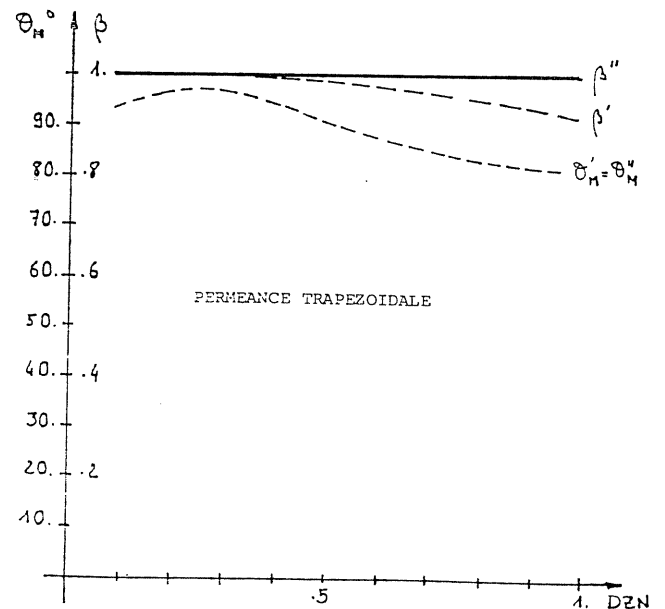


FIGURE A.2.4

2 - En régime excité avec alimentation en courant sinusoïdal

L'optimisation des paramètres est effectuée avec $\alpha=0,2$. Les paramètres sont DZN et Ψ , la valeur des ampères-tours d'excitation étant égale à 1. Les valeurs optimales des paramètres sont données, fig.A.2.5 à A.2.8.

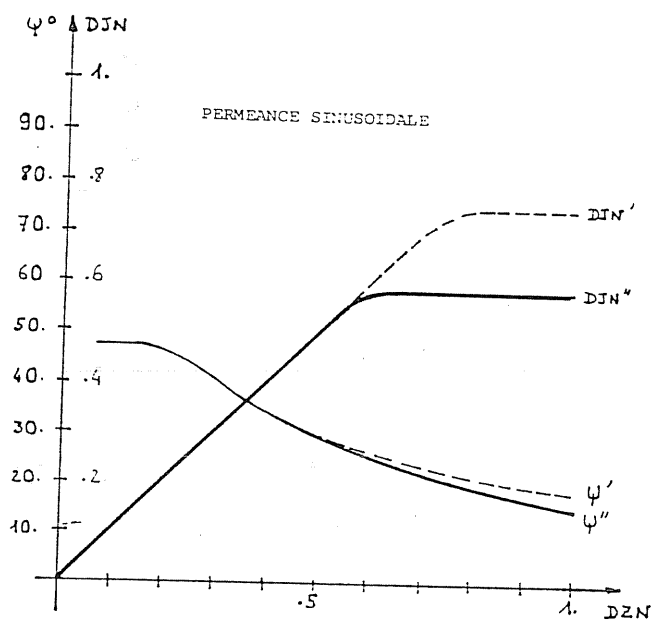


FIGURE A.2.5

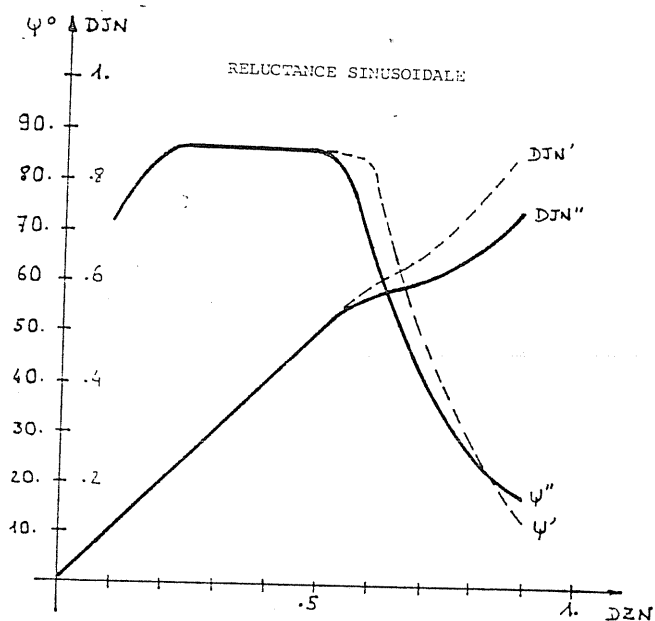


FIGURE A.2.6

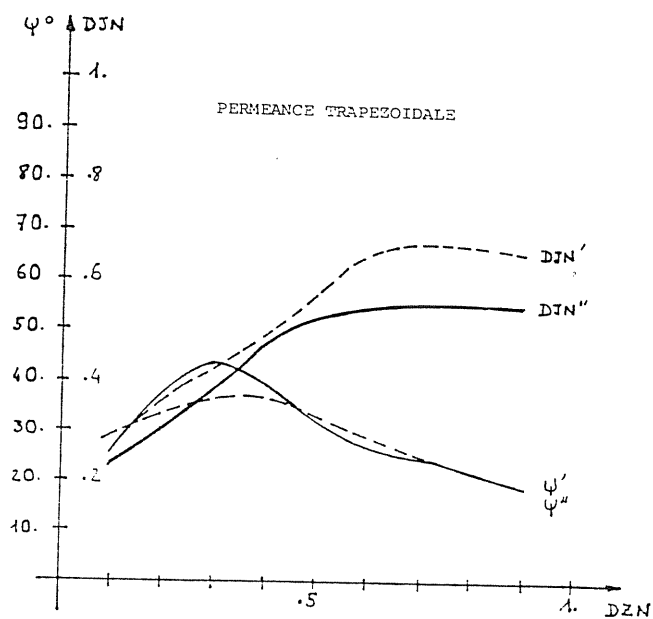


FIGURE A.2.7

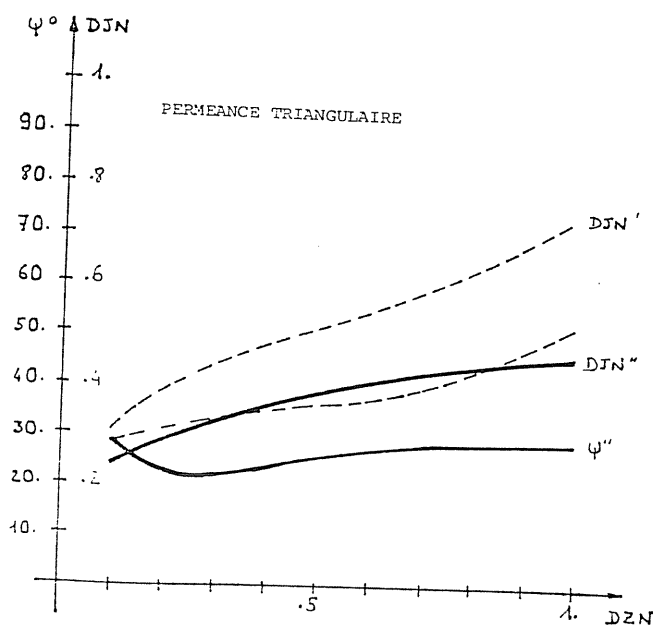


FIGURE A.2.8

ANNEXE 3

EVALUATION, EN REGIME EXCITE, D'UNE PREMIERE LIMITE DES FACTEURS DE DIMENSIONNEMENT DU CONVERTISSEUR D'ALIMENTATION

Observant numériquement (§ II.4.2.2) que le régime excité avec alimentation en courant sinusoïdal d'une machine à variation de perméance sinusoïdale donne les meilleurs résultats, nous effectuons un calcul analytique afin de déterminer la limite observée.

$$\begin{aligned}\text{Soit : } J &= 1 + DJN.\sin(\theta+\Psi) \\ Z &= 1 - DZN.\cos\theta\end{aligned}$$

Le couple moyen, calculé au § II.4.1.4, vaut :

$$\langle C \rangle = (DZN.DJN.\cos\Psi)/2 \quad A.3.1$$

Le flux vaut : $FLUX = Z.J$

$$FLUX = (1 + DJN.\sin(\theta+\Psi)).(1 - DZN.\cos\theta) \quad A.3.2$$

La tension normalisée vaut : $U = dFLUX/d\theta$

$$U = DZN.\sin\theta + DJN.\cos(\theta+\Psi) - DJN.DZN.\cos(2\theta+\Psi)$$

Dans le cas particulier : $DJN \ll DZN$:

$$FLUX = -DZN.\cos\theta \quad A.3.3$$

$$U = DZN.\sin\theta \quad \text{alors} \quad U_M = DZN$$

$$J_{aM} = DJN \quad \text{et} \quad J_{aeff} = DJN/\sqrt{2}$$

Alors, si $\alpha = 0$, les facteurs de dimensionnement valent :

$$\delta'_0 = V2/\cos\Psi \quad A.3.4$$

$$\delta''_0 = 2/\cos\Psi \quad A.3.5$$

$$\text{Si } \Psi=0 \quad \delta'_0 = 2 \quad \text{et} \quad \delta''_0 = 2$$

Si l'alimentation est en courant unidirectionnel (mode d'excitation n°2), on a :

$$J_{aM} = 2DJN \quad \text{et} \quad J_{aeff} = \sqrt{3}/2 DJN, \text{ alors :}$$

$$\delta'_{o2} = \sqrt{6} \quad (\text{soit : } 2,45) \quad \text{et} \quad \delta''_{o2} = 4$$

Calcul du couple pulsatoire

$$C = DZN \cdot \sin\theta \cdot [1 + 2DZN \sin(\theta + \Psi) + DZN^2 \sin^2(\theta + \Psi)]/2$$

si $DJN \ll DZN$, alors :

$$C = (DZN \cdot DJN \cos\Psi + DZN \sin\theta)/2$$

$$\Delta C/C = 2/(DJN \cos\Psi) \quad \text{A.3.6}$$

Les facteurs de dimensionnement sont obtenus pour un faible couple moyen et un fort couple pulsatoire.

L'harmonique 3 du couple rapporté à la valeur moyenne vaut dans le cadre des approximations :

$$C_{h3} = DJN/4 \quad \text{A.3.7}$$

Exemple : si $DZN=0,5$, on calcule numériquement :

$$- DJN=0,01 \text{ et } \Psi=0$$

$$\delta'_o = \sqrt{2} \quad \text{et} \quad \delta''_o = 2$$

$$\text{et } \Delta C/\langle C \rangle = 200 \quad C_{h3} = 0,0025$$

$$- DJN=0,1$$

$$\delta'_o = 1,5 \quad \text{et} \quad \delta''_o = 2,15$$

$$\text{et } \Delta C/\langle C \rangle = 20,2 \quad C_{h3} = 0,0252$$

2 - Calcul du couple et des facteurs de dimensionnement en régime saturé

On remarque que l'optimisation en courant sinusoïdal avec excitation en courant continu se produit, quasiment toujours, pour :

$$DJN = DZN \quad \text{A.3.8}$$

$$\text{et } J_{ex} = 1/1 - DJN \quad \text{A.3.9}$$

Les ampères-tours sont :

$$J = J_{ex} \cdot (1 + DJN \sin(\theta + \Psi))$$

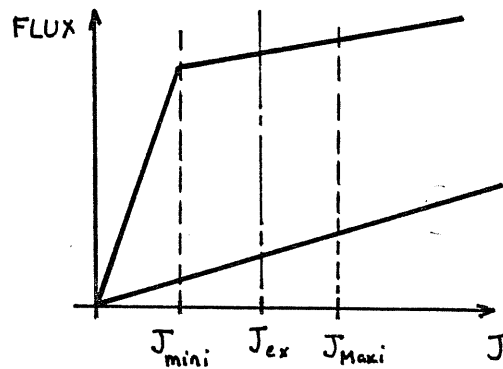


FIGURE A.3.1

C'est-à-dire que l'on se trouve dans une zone complètement saturée, fig.A.3.1. A partir du modèle à 3 pentes, on peut effectuer des calculs analytiques.

Le couple moyen normalisé (calculé par l'expression II.3.33) vaut alors :

$$\langle C \rangle = J_{ex} \cdot DJN \cdot DZN \cos \Psi \cdot (1 - K + K \cdot J_{ex}) / 2 \quad A.3.10$$

L'harmonique 3 du couple vaut :

$$C_3 = -K \cdot DZN \cdot DJN^2 J_{ex}^2 / 8 \quad A.3.11$$

C'est le dernier harmonique du couple, il sera seul à subsister dans une machine triphasée. Rapporté à la valeur moyenne du couple il vaut :

$$C_{h3} = DJN \cdot J_{ex} / [\cos \Psi \cdot (1 - K + K \cdot J_{ex})] \cdot K / 4 \quad A.3.12$$

Dans les conditions définies par les expressions A.3.8 et A.3.9 :

$$C_{h3} = DZN / [\cos \Psi \cdot (1 - K) (1 - DZN) + K] K / 4$$

L'angle Ψ optimal variant entre 25° et 72° pour $K=0$, C_{h3} varie de 0 à 10%. Il est nul en particulier pour $K=0$.

Nous allons montrer que la saturation permet d'atteindre les facteurs de dimensionnement limites obtenus en régime linéaire, sans avoir à subir de forts couples pulsatoires.

Dans les conditions précédemment définies de fonctionnement en "pleine saturation", le flux peut être calculé par l'expression II.3.32 :

$$\begin{aligned} \text{FLUX}_S &= 1 - \text{DZN} \cos \theta + (\text{KMZ} - \text{K} \cdot \text{DZN} \cos \theta) (J_{\text{ex}} - J_{\text{ex}} \text{DJN} \sin(\theta + \Psi) - 1) \\ \text{alors} \\ U &= d\text{FLUX}_S / d\theta \quad \text{donc :} \\ U &= \text{DZN} \cdot [1 + \text{K}(J_{\text{ex}} - 1)] \cdot \sin \theta - \text{KMZ} \cdot J_{\text{ex}} \cdot \text{DJN} \cdot \cos(\theta + \Psi) \\ &\quad + \text{K} \cdot \text{DZN} \cdot J_{\text{ex}} \cdot \text{DJN} \cdot \cos(2\theta + \Psi) \end{aligned} \quad \text{A.3.13}$$

Lorsque K est très faible, voire égal à 0, la tension normalisée devient, quelles que soient les valeurs de J_{ex} , DJN et Ψ : $U = \text{DZN} \cdot \sin \theta$

D'après l'expression A.3.10, le couple moyen vaut dans ces conditions :

$$\langle C \rangle = 1/2 \cdot J_{\text{ex}} \cdot \text{DJN} \cdot \text{DZN} \cos \Psi \quad \text{et par conséquent :}$$

$$\delta''_0 = 2 / \cos \Psi \quad \text{et} \quad \delta'_0 = \sqrt{2} / \cos \Psi$$

Il suffit de choisir, $\Psi = 0$; on minimise alors δ''_0 et δ'_0 , on annule le couple triphasé pulsatoire (voir plus haut) et on maximise le couple moyen. La valeur de K nulle et donc particulièrement intéressante.

ANNEXE 4

DETERMINATION DU COUPLE PRODUIT PAR LA MACHINE, NON SATURÉE, ALIMENTÉE EN TENSION EN CRENEAUX

1 - En régime non excité

Le flux optimal est représenté à la figure A.4.1

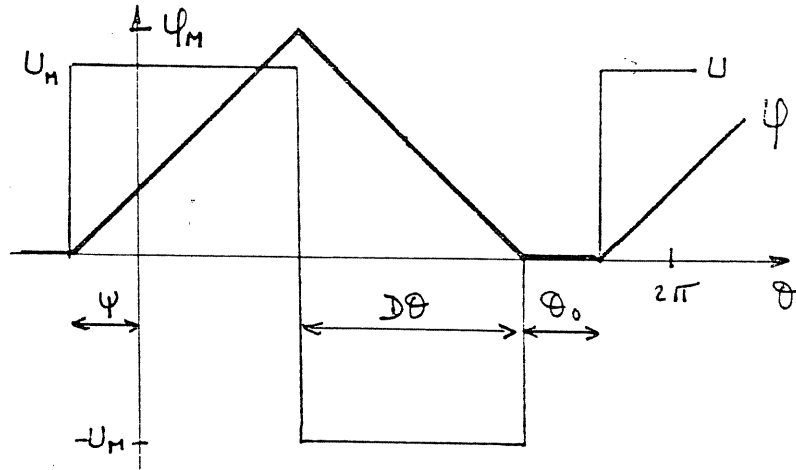


FIGURE A.4.1

$$\Psi_M = U_M \cdot D\theta$$

A.4.1

où $D\theta = \pi - \theta_0/2$

A.4.2

$$\begin{aligned} & \text{pour } \theta \in [-\psi, D\theta - \psi] \quad \Psi(\theta) = U_M \cdot (\theta + \psi) \\ & \text{pour } \theta \in [D\theta - \psi, 2D\theta - \psi] \quad \Psi(\theta) = U_M \cdot (-\theta - \psi + 2D\theta) \\ & \text{pour } \theta \in [2D\theta - \psi, 2\pi - \psi] \quad \Psi(\theta) = 0 \end{aligned} \quad \text{A.4.3}$$

$$j(\theta) = \Psi(\theta) / z(\theta)$$

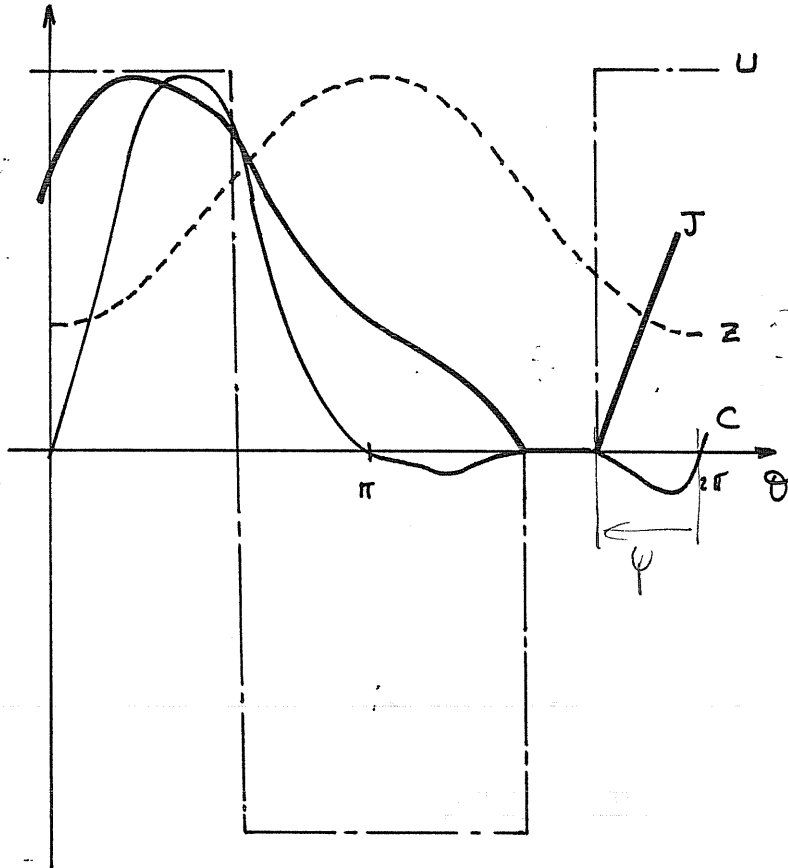
$$C = 1/2 j^2 dz/d\theta$$

$$\langle C \rangle = 1/2\pi \oint_{2\pi} C d\theta$$

$$\begin{aligned} \langle C \rangle = 1/2\pi (U_M^2/2) \cdot & \left(\int_{-\psi}^{D\theta - \psi} ((\theta + \psi)^2 / z^2) \cdot (dz/d\theta) d\theta + \right. \\ & \left. \int_{D\theta - \psi}^{2D\theta - \psi} (-\theta - \psi + 2D\theta)^2 / z^2 \cdot (dz/d\theta) d\theta \right) \end{aligned}$$

En intégrant par parties et en simplifiant, on obtient :

FONCTIONNEMENT MOTEUR



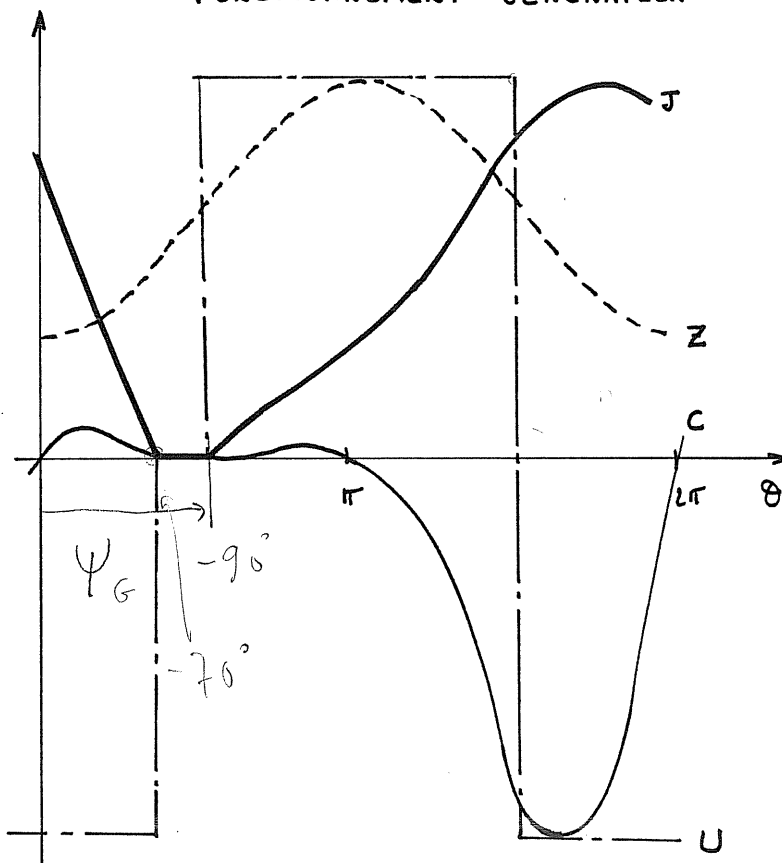
$$\psi = 70^\circ \quad \theta_0 = 20^\circ$$

$$U_M = .1$$

$$J_M = .311$$

$$\langle C \rangle = .005$$

FONCTIONNEMENT GÉNÉRATEUR



$$\psi = -90^\circ \quad \theta_0 = 20^\circ$$

$$U_M = .1$$

$$J_M = .311$$

$$\langle C \rangle = -.005$$

$$\theta_p = 170^\circ$$

perméance sinusoïdale $DEN = .5$

figure A.4.2

$$\langle C \rangle = U_M^2 / 2\pi \cdot \left[\int_{-\psi}^{2\pi - \psi} (\theta + \psi) / z(\theta) \cdot d\theta - 2\pi \int_{\theta_0 - \psi}^{2\pi - \theta_0 - \psi} d\theta / z(\theta) \right] \quad A.4.4$$

On constate alors qu'à ψ et θ_0 imposé : $\langle C \rangle = k U_M^2$ (nous rappelons que U_M est homogène au rapport de la tension à la fréquence d'alimentation).

A θ_0 donné, on peut montrer qu'il existe toujours une symétrie entre le fonctionnement moteur et le fonctionnement générateur dans les deux sens de rotation :

$$\langle C \rangle (-\psi - \theta_0) = -\langle C \rangle (\psi) \quad A.4.5$$

En remplaçant ψ par $-\psi - \theta_0$ dans l'expression A.4.4 et en utilisant l'expression A.4.2, on trouve l'opposé du couple moyen :

$$\langle C \rangle = (U_M^2) / 2\pi \left[\int_{\psi + \theta_0}^{2\pi + \psi} [(\theta - \psi - \theta_0) / z] d\theta - (2\pi - \theta_0) \int_{\theta_0 / 2 - \psi}^{2\pi - \theta_0 - \psi} d\theta / z \right]$$

en effectuant le changement de variable $\theta' = \theta - 2\pi$, dans la première intégrale et, en utilisant la parité de la fonction $z(\theta)$:

$$\begin{aligned} \langle C \rangle &= (U_M^2) / 2\pi \cdot \left(\int_{2\pi - \psi - \theta_0}^{-\psi} (\theta' - \psi - \theta_0 + 2\pi) / z(\theta') d\theta' - (2\pi - \theta_0) \int_{\theta_0 / 2 - \psi}^{2\pi - \theta_0 - \psi} d\theta' / z \right) \\ \langle C \rangle &= (U_M^2) / 2\pi \cdot \left[- \int_{-\psi}^{2\pi - \psi - \theta_0} (\theta' + \psi) / z(\theta') d\theta' + (2\pi - \theta_0) \int_{\pi - \theta_0 / 2 - \psi}^{2\pi - \theta_0 - \psi} (d\theta') / z(\theta') \right] \end{aligned}$$

La symétrie est encore valable en régime saturé pourvu que :

$$z(j, \theta) = z(j, -\theta)$$

La fonction perméance doit être paire en θ . Compte tenu de la symétrie des plots ou des dents, cela est toujours vrai quel que soit le modèle choisi, même s'il prend en compte une éventuelle déformation de la perméance en fonction de la saturation.

La figure A.4.2 donne un exemple de la symétrie des fonctionnements moteur et générateur avec une variation perméance sinusoïdale et $DZN=0,8$, $\theta_0=20^\circ$, ψ vaut 70° en moteur et -90° en générateur (condition A.4.5).

2 - En régime excité

Nous n'allons nous préoccuper que du mode d'excitation n°1 à courant d'alimentation bidirectionnel.

Le flux optimal est représenté à la figure A.4.3.

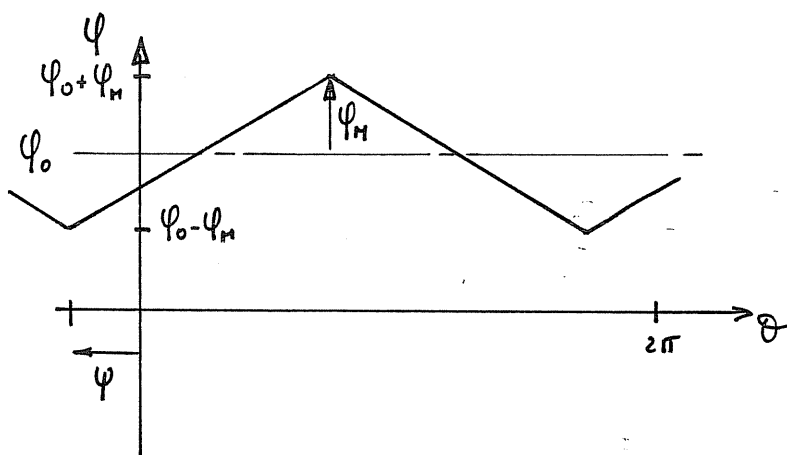


FIGURE A.4.3

$$\Psi_M = U_M \cdot (\pi)/2 \quad A.4.6$$

Le développement du flux en série de Fourier donne l'expression suivante

$$\Psi(\theta) = \Psi_0 + (8/\pi^2) \cdot \Psi_M \cdot \sum (-1)^p (\cos((2p+1)\theta + \Psi)) / (2p+1)^2 \quad A.4.7$$

En remplaçant A.4.6 dans A.4.7 :

$$\Psi(\theta) = \Psi_0 + (4/\pi) \cdot U_M \cdot \sum (-1)^p (\cos((2p+1)\theta + \Psi)) / (2p+1)^2 \quad A.4.8$$

La notion de réluctance facilite ici les calculs; nous pouvons définir la réluctance par une série de Fourier analogue à celle de la perméance donnée par l'expression II.3.7.

$$\mathcal{R}(\theta) = R_0 + \sum_{i=1}^{\infty} DRN_i \cos i\theta \quad A.4.9$$

En régime linéaire : $j = \mathcal{R} \cdot \Psi$

En multipliant entre elles les expressions A.4.8 et A.4.9 et en calculant la valeur moyenne, on obtient les ampères-tours moyens qui sont, dans le cas présent, ceux d'excitation :

$$J_{ex1} = R_0 \Psi_0 + (2/\pi) \cdot U_M [\sum (-1)^p \cdot DRN_{2p+1} / (2p+1)^2] \cos \Psi \quad A.4.10$$

La machine est alimentée avec J_{ex1} et U_M , la valeur de Ψ_0

est donc :

$$\Psi_0 = 1/R_0 \cdot [J_{ex1} - (2/\pi) \cdot U_M \cos \Psi \sum_{p=1}^{\infty} (-1)^p \text{DRN}_{2p+1} / (2p+1)^2] \quad \text{A.4.11}$$

En général, dans cette expression, le terme J_{ex1} est prépondérant car la somme sur p des DRN est inférieure à 1 et Ψ est en général voisin de 90° , pour les cas optimaux ; d'autre part Ψ_M est inférieur à Ψ_0 (il est inutile de rendre le flux total négatif, voir figure A.4.3) donc : $\pi/2 U_M < \Psi_0$ (partie du deuxième terme de l'expression A.4.11) est inférieur à $4/\pi^2 \cdot \Psi_0$, alors il ne reste plus que le premier terme et :

$$\Psi_0 = J_{ex1} / R_0 \quad \text{A.4.12}$$

Nous allons maintenant calculer le couple moyen; nous nous limiterons au cas de la réluctance sinusoïdale (celle-ci simplifie en effet les calculs dans les alimentations en tension).

D'après l'expression II.3.6 :

$$\mathcal{R}(\theta) = (1 + \text{DZN} \cos \theta) / (1 - \text{DZN}^2) \quad \text{A.4.13}$$

or : $C = -(2\Psi^2 (d\mathcal{R})/d\theta)/2$

$$\begin{aligned} \Psi^2 = & \Psi_0^2 + \Psi_0 (2/\pi) U_M \sum_{p=1}^{\infty} (-1)^p (\cos((2p+1)\theta + \Psi) / (2p+1)^2) \\ & + (8/\pi)^2 U_M^2 \sum_{p_1=1}^{\infty} \sum_{p_2=1}^{\infty} [\cos(2(p_1 - p_2)\theta + 2\Psi) + \cos(2(p_1 + p_2)\theta + 2\Psi)] / [2p_1 + 1)^2 (2p_2 + 1)^2] \end{aligned}$$

alors :

$$\langle C \rangle = (\text{DZN}) / (1 - \text{DZN}^2) \cdot (2/\pi) \cdot \Psi_0 \cdot U_M \cdot \sin \Psi \quad \text{A.4.14}$$

D'après les expressions A.4.11 et A.4.13 :

$$\Psi_0 = (J_{ex1} - (2/\pi) \cdot U_M \cdot \text{DZN} \cdot \cos \Psi) \cdot (1 - \text{DZN}^2) \quad \text{A.4.15}$$

On peut écrire, dans tous les cas optimaux, l'approximation :

$\Psi_0 = (1 - \text{DZN}^2) \cdot J_{ex1}$. Le couple moyen vaut alors :

$$\langle C \rangle = \text{DZN} \cdot (2/\pi) \cdot J_{ex1} \cdot U_M \cdot \sin \Psi \quad \text{A.4.16}$$

On montre que, si la forme de l'onde de réluctance est une fonction paire de θ :

$$\langle c \rangle(-\Psi) = -\langle C \rangle(\Psi)$$

ANNEXE 5

DETERMINATION D'UNE DEUXIEME LIMITE THEORIQUE DES FACTEURS DE DIMENSIONNEMENT DU CONVERTISSEUR D'ALIMENTATION EN REGIME EXCITE AVEC ALIMENTATION EN TENSION EN CRENEAU COMPARAISON AVEC L'ALIMENTATION EN COURANT SINUSOIDAL

Le flux est triangulaire, sa forme est donnée à la figure A.4.3 et son développement en série de Fourier est donné par l'expression A.4.8. Nous allons effectuer les calculs dans le cas d'une réluctance sinusoïdale, comme dans l'annexe 4, tout d'abord en régime linéaire.

Les ampères-tours sont : $J = J_{ex1} + \sum J_i \sin(i\theta + \beta_i)$
(J_{ex1} a été calculé dans l'annexe 4 (expression A.4.10))

$$J = [\varphi_o + DZN \cdot \varphi_o \cdot \cos\theta + (4/\pi) U_M \cdot \sum (-1)^p \cdot (\cos((2p+1)\theta + \psi)) / (2p+1)^2] \\ + (2/\pi) DZN U_M \cdot \sum (-1)^p (\cos((2p+2)\theta + \psi) + \cos(2p\theta + \psi)) / (2p+1)^2] / (1 + DZN^2)$$

$$J = J_{ex1} + [DZN \cdot \varphi_o \cos\theta + (4/\pi) \cdot \cos(\theta + \psi) \\ - (16/9) DZN \cdot U_M \cos(2\theta + \psi) \\ - (4(U_M/9\pi) \cos(3\theta + \psi) - (2/9\pi) U_M \cdot DZN \cos(4\theta + \psi))] / (1 - DZN^2)$$

Si $\varphi_o \gg (\pi/2) U_M$, seul le fondamental du courant subsiste, on retrouve l'effet dual de l'alimentation en courant sinusoïdal de très faible amplitude (annexe 3).

Alors

$$J = J_{ex1} + (DZN \cdot \varphi_o \cos\theta + (4/\pi) \cdot U_M \cos(\theta + \psi)) / (1 - DZN^2)$$

A.5.1

(Si φ_o est égal à 10 fois $(\pi/2) \cdot U_M$, le deuxième harmonique de J vaut moins de 0,3% de l'harmonique 1, quel que soit ψ).

Le couple moyen peut être calculé en utilisant l'égalité de la puissance électrique absorbée et de la puissance électromagnétique convertie :

$$\langle C \rangle = [\sum_{i=1}^{\infty} U_{Mi} \cdot J_i \cos(\psi - \beta_i)] / 2$$

Les harmoniques de la tension sont de rangs impairs et leur amplitude est inversement proportionnelle au rang. Dans notre cas, la quasi totalité du couple est produite par les fondamentaux du courant et de la tension :

$$\langle C \rangle = (1/2) \cdot (4/\pi) \cdot U_M \cdot DJN_1 \cos(\Psi - \beta_1)$$

or $J_o \gg U_M$ donc β_1 est peu différent de Ψ (expression A.5.1).

$$\langle C \rangle = (2/\pi) \cdot U_M \cdot DJN_1 \quad \text{A.5.2}$$

et les facteurs de dimensionnement valent :

$$\delta''_{o1} = (\pi/2) \quad (\text{soit } 1,57) \quad \text{et} \quad \delta'_{o1} = \pi/(2\sqrt{2}) \quad (\text{soit } 1,11)$$

Dans le cas d'une alimentation unidirectionnelle en courant :

$$\delta''_{o2} = \pi \quad \text{et} \quad \delta'_{o2} = (\pi\sqrt{3})/(2\sqrt{2}) \quad (\text{soit } 1,92)$$

D'après l'expression A.4.16, le couple moyen maximal à Ψ_o et U_M donnés est obtenu pour $\Psi = 90^\circ$; ce sera donc le décalage optimal puisqu'il n'influe pas sur le dimensionnement.

Remarque

Si on calcule la variation des ampères-tours autour de leur valeur moyenne J_{ex1} , on obtient dans les hypothèses précédemment établies, d'après les expressions A.4.15 et A.5.1 :

$$J_1/J_{ex1} = DZN$$

On a alors une très faible variation du flux, pour une variation relative des ampères-tours égale à DZN.

Si on compare les cycles décrits dans le plan $\Psi(j)$ par la machine excitée alimentée en courant sinusoïdal (annexe 3), d'une part, et alimentée en tension carrée, d'autre part. On observe, dans le premier cas, une variation du courant infiniment faible et une variation du flux égale à DZN (expression A.3.3) donc un cycle vertical et dans le second cas, un cycle horizontal (figure A.5.1).

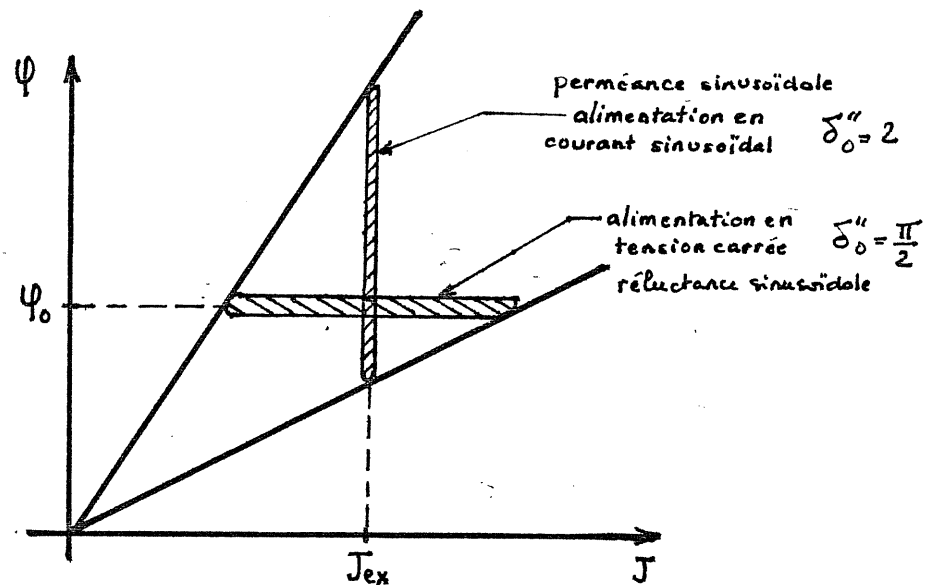


FIGURE A.5.1

Si on calcule la proportion du cycle utilisé (par rapport à une alimentation en créneaux de courant, voir § II.3.3.2) avec l'alimentation en tension carrée, on la trouve très faible, alors qu'elle avoisine 100% avec l'alimentation en courant sinusoïdal. Il serait plus juste de calculer, dans le cas d'une alimentation en tension, l'occupation de cycle par rapport à l'aire totale obtenue avec un "créneau de flux".

Le couple est égal à :

$$C = \langle C \rangle + [\Psi_0^2 DZN \sin \theta / (1 - DZN^2)] / 2$$

$$\Delta C / \langle C \rangle = (2 / D\Phi N_1) \cdot \sin \varphi$$

A.5.3

où

$$D\Phi N_1 = (4U_M) / (\pi\Phi_0)$$

L'expression A.5.3 est identique à l'expression A.3.6.

On retrouve ainsi une dualité entre les deux types d'alimentation décrits. L'alimentation en tension carrée permet, toutefois, d'obtenir un meilleur dimensionnement du convertisseur pour un couple moyen donné, et une ondulation du couple monophasé plus faible à mêmes ampères-tours d'excitation et même couple moyen.

Nous présentons un tableau comparatif des deux cas étudiés (celui de l'annexe 3 et le présent), à la figure A.5.2, dans le cadre convenu des hypothèses.

	alimentation en courant sinusoïdal perméance sinusoïdale $DZN = .5$	alimentation en tension carrée réductance sinusoïdale $DZN = .5$		
caractéristiques d'alimentation	$J = J_{ex} (1 + DJN \sin(\theta + \psi))$	$\psi = \psi_0 \left(1 + \sum_{i=1}^{\infty} D\psi N_i \cos(i\theta + \psi)\right)$ $\psi_0 = J_{ex} (1 - DZN^2)$ $D\psi N_i = \frac{(-1)^i 4}{(2i+1)^2 \pi} \frac{U_M}{\psi_0}$		
$\langle C \rangle$	$\frac{1}{2} J_{ex}^2 \cdot DZN \cdot DJN \cdot \cos \psi$ A.3.4	$\frac{1}{2} \cdot \frac{DZN}{1 - DZN^2} \psi_0^2 \cdot D\psi N_1 \cdot \sin \psi$ A.4.14		
$\frac{\Delta C}{\langle C \rangle}$	$\frac{2}{DJN \cdot \cos \psi}$ A.3.6	$\frac{2}{D\psi N_1 \cdot \sin \psi}$ A.5.3		
paramètres optimaux	$\psi = 0$; $DJN \ll DZN$	$\psi = 90^\circ$ $D\psi N_1 \ll 1$		
dimensionnement de l'alimentation	$\delta'_0 = \sqrt{2}$ $\delta' = \sqrt{2} \cdot \frac{\sqrt{DJN^2 + 2\alpha}}{DJN}$ $\delta''_0 = 2$ $\delta'' = 2 \cdot \frac{DJN + \alpha}{DJN}$	$\delta'_0 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi\sqrt{3}} (1,11)$ $\delta' = \delta'_0 \frac{\sqrt{DZN^2 + 2\alpha}}{DZN}$ $\delta''_0 = \frac{\pi}{2} (1,57)$ $\delta'' = \delta''_0 \frac{DZN + \alpha}{DZN}$		
Application Numérique même couple moyen $\langle C \rangle = .1$ même excitation J_{ex}				
	calcul analytique avec approximations	calcul numérique	calcul analytique avec approximations	calcul numérique
$\langle C \rangle$	$DJN = .05$ ($DZN/10$) $J_{ex} = 2.817$ $\psi = 0$ $.1$ $.09911$		$J_{ex} = 2.817$ $\psi_0 = 2.113$ $U_M = .1106$ $\psi = 90^\circ$ $.1$ $.09922$	
$\frac{\Delta C}{\langle C \rangle}$	40	40.1	30	30.28
dimensionnement $\alpha = 0,2$	δ'_0 1.41	1.49	1.11	1.12
	δ' 17.94	18.91	1.79	1.8
	δ''_0 2	2.22	1.57	1.59
	δ'' 10	11.1	2.2	2.22

FIGURE A.5.2

Les formes des cycles de travail sont données à la figure précédente A.5.1..

Intérêt de la saturation en tension carrée

Nous avons montré dans l'annexe 3 que la saturation ($K < 1$, en particulier $K=0$) permettait d'atteindre les facteurs de dimensionnement limites en évitant les inconvénients du fort couple pulsatoire, lorsqu'on travaille en zone saturée. Il est également possible, par une démarche analogue, de montrer l'intérêt de la saturation avec l'alimentation en tension carrée.

Dans le cas d'une machine à variation sinusoïdale de perméance alimentée en "zone pleinement saturée", avec $K=0$, mis à part son fondamental, le couple ne possède pas d'harmonique de rang impair; une machine triphasée alimentée dans ces conditions aura une faible ondulation de couple (son premier harmonique sera le sixième du couple monophasé).

Un exemple est donné, ci-dessous à la figure A.5.3, pour $DZN=0.5$, $K=0$ et $\langle C \rangle = .11$ (couple nominal normalisé de la machine 200KW qui, elle, a une valeur de K égale à -0.2). Ces résultats proviennent du programme d'optimisation en tension carrée FLOPCAR34 (§ III.2).

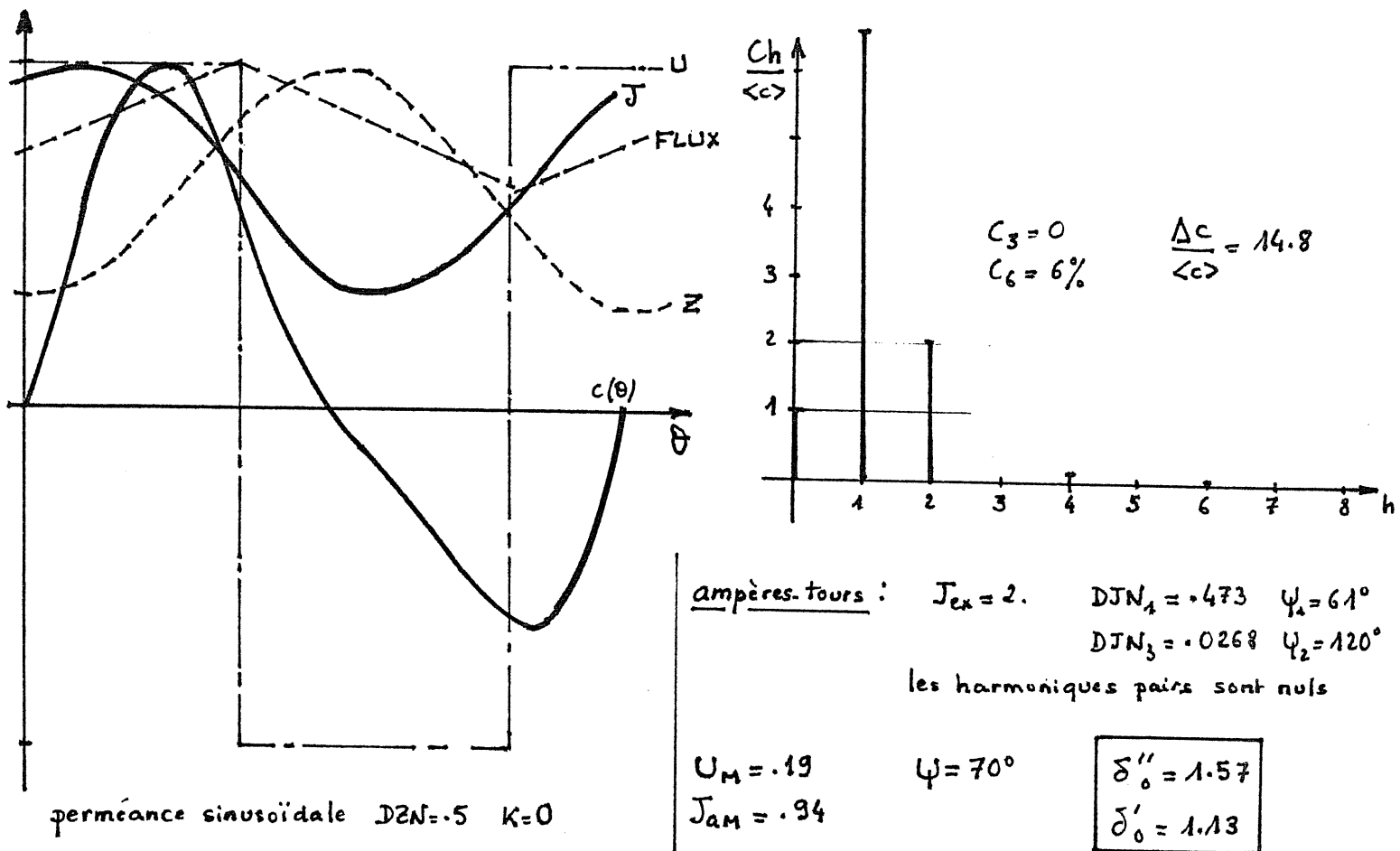


FIGURE A.5.3

ANNEXE 6

DERNIERE LIMITE DES FACTEURS DE DIMENSIONNEMENT ALIMENTATION EN TENSION CARREE ET PERMEANCE TRIANGULAIRE

Nous allons montrer maintenant qu'il est possible, dans des conditions tout à fait particulières, d'atteindre les facteurs de dimensionnement des machines à courant continu c'est-à-dire : $\delta'_0=1$ et $\delta''_0=1$.

Ces valeurs sont tout à fait théoriques mais prouvent, d'une part, qu'il est possible d'aller encore au-dessous des limites de l'annexe 5, ($\delta'_0=1,11$ et $\delta''_0=\pi/2$) et, d'autre part, valident les calculs numériques.

Soit une onde de perméance triangulaire :

$$\forall \theta \in [0, \pi] \quad \begin{aligned} Z(\theta) &= Z_1(\theta) \\ Z_1(\theta) &= 1 + \text{DZN} \cdot (2\theta - \pi) / \pi \end{aligned} \quad \text{A.6.1}$$

$$\forall \theta \in [\pi, 2\pi] \quad \begin{aligned} Z(\theta) &= Z_2(\theta) \\ Z_2(\theta) &= 1 + \text{DZN} \cdot (2\theta + 3\pi) / \pi \end{aligned} \quad \text{A.6.2}$$

Le flux est aussi triangulaire et son expression analytique est :

$$\forall \theta \in [-\Psi, \pi - \Psi] \quad \begin{aligned} \Psi(\theta) &= \Psi_1(\theta) \\ \Psi_1(\theta) &= \Psi_0 + \Psi_M \cdot (2\theta - \pi + 2\Psi) / \pi \end{aligned} \quad \text{A.6.3}$$

$$\forall \theta \in [\pi - \Psi, 2\pi - \Psi] \quad \begin{aligned} \Psi(\theta) &= \Psi_2(\theta) \\ \Psi_2(\theta) &= \Psi_0 + \Psi_M \cdot (-2\theta + 3\pi - 2\Psi) / \pi \end{aligned} \quad \text{A.6.4}$$

On remarque alors que, si $\Psi=0$ et $\Psi_M/\Psi_0=\text{DZN}$, les fonctions $Z(\theta)$ et $\Psi(\theta)$ sont homothétiques et par conséquent le courant (Ψ/Z) est constant et le couple moyen est nul (couple purement pulsatoire).

Maintenant décalons $\Psi(\theta)$ d'un angle Ψ faible, on obtient un courant de faible amplitude en créneaux, qui produit un couple moyen non nul mais, toutefois, très pulsatoire, dans les conditions suivantes :

$$\Psi_0 \gg \Psi_M \cdot 2\Psi / \pi \quad \text{A.6.5}$$

et

$$\Psi_M / \Psi_0 = \text{DZN} \quad \text{A.6.6}$$

Par conséquent : $\text{DZN} \ll 2\Psi/\pi$

(Cette condition est difficilement compatible avec celle exigeant Ψ voisin de 0) alors les ampères tours sont, pendant les périodes de variation commune du flux et de la perméance :

$$\begin{aligned} J_1(\theta) &= \Psi_0 + \Psi_M \cdot (2\Psi)/\pi \\ J_2(\theta) &= \Psi_0 - \Psi_M \cdot (2\Psi)/\pi \\ J_{ex} &= \Psi_0 \quad \text{et} \quad J_{aM} = DZN \cdot \Psi_0 \cdot 2\Psi/\pi \end{aligned}$$

La variation du courant se produit pendant un angle de $\Psi/2$. Dans ces conditions le créneau de courant est décalé de $\Psi/2$ par rapport à celui de tension. Si Ψ tend vers 0, l'amplitude de variation de J , J_{aM} devient très faible, le couple tend lui aussi vers 0, et les facteurs de dimensionnement deviennent tous deux égaux à 1, comme si l'on alimentait une résistance pure.

Dans les deux cas précédents où l'on avait établi deux premières limites des facteurs de dimensionnement, en régime linéaire, le couple obtenu était très pulsatoire.

Calcul du couple dans les hypothèses A.6.5 et A.6.6 :

$$C_1(\theta) = [2.DZN/\pi] \cdot [\Psi_0^2 + (4\Psi/\pi \cdot \Psi_0 \Psi_M + (4\Psi^2/\pi^2) \cdot \Psi_M^2)]/2 \quad \text{de } 0 \text{ à } \pi$$

$$C_2(\theta) = [2.DZN/\pi] \cdot [\Psi_0^2 - (4\Psi/\pi \cdot \Psi_0 \Psi_M + (4\Psi^2/\pi^2) \cdot \Psi_M^2)]/2 \quad \text{de } \pi \text{ à } 2\pi$$

$$\langle C \rangle = (4.DZN/\pi) \cdot \Psi_0 \cdot \Psi_M \cdot (\Psi/\pi) \quad \text{A.6.7}$$

Le couple est formé de créneaux de grande amplitude. Lorsque Ψ tend vers 0, son spectre ne comprend pas d'harmoniques de rang pair. Une machine diphasée ou tétraphasée aurait donc un couple parfaitement constant.

$$\Delta C / \langle C \rangle = (\Psi_0 / \Psi_M) \cdot \pi / (2 \cdot \Psi)$$

En respectant la condition nécessaire A.6.6 :

$$\Delta C / \langle C \rangle = \pi / (2 \cdot \Psi \cdot DZN) \quad \text{A.6.8}$$

$$\langle C \rangle = (4/\pi) \cdot DZN^2 \cdot \Psi_0 \cdot \Psi/\pi \quad \text{A.6.9}$$

La condition A.6.6 devient :

$$U_M = (2/\pi) \cdot DZN \cdot \Psi_0 \quad \text{A.6.10}$$

En respectant cette condition et en fixant Ψ , il est ainsi possible, d'après A.6.9, d'obtenir une variation du couple moyen proportionnelle au carré du

courant d'excitation (car $J_{ex} = \Psi_0$) sans affecter son ondulation relative. Alors les facteurs de dimensionnement valent :

$$\delta'_{01} = 1 \quad \text{et} \quad \delta''_{01} = 1$$

en mode d'excitation n°2 (courant d'alimentation unidirectionnel):

$$\delta'_{02} = \sqrt{2} \quad \text{et} \quad \delta''_{02} = 2$$

En ce qui concerne le cycle énergétique, le courant étant très proche du créneau, la proportion de l'aire utilisée par rapport à l'aire maximale avoisine 100% (figure A.6.1).

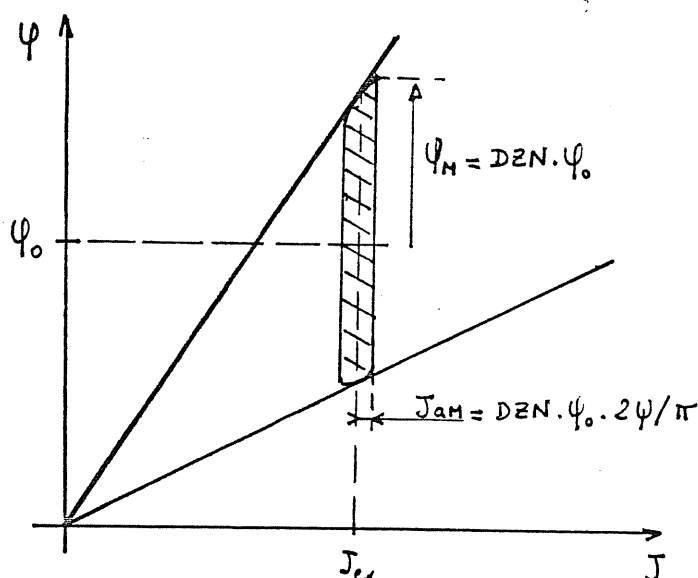


FIGURE A.6.1

Dans ces conditions très sévères pour les caractéristiques de la machine ($DZN \ll 2 \cdot \Psi / \pi$) et de l'alimentation ($\Psi \ll \pi$), il est difficile d'obtenir les résultats optimaux. Nous allons traiter un exemple avec :

$$DZN = 0.1 \quad \text{et} \quad \Psi = 10^\circ$$

L'ondulation relative du couple monophasé ne dépendant pas de l'excitation, nous pouvons choisir librement la valeur de J_{ex} qui convient pour obtenir le couple moyen voulu.

Si $\langle C \rangle = 0.01$, on obtient :

$$\text{d'après A.6.9 : } \Psi_0 = 3.76 \quad \text{et, d'après A.6.10 : } U_M = .2394$$

Le tableau A.6.2 compare les résultats du calcul analytique effectués dans le cadre des hypothèses approximatives et les résultats du calcul numérique.

$\alpha = 0.2$							
	J_{am}	$\langle C \rangle$	$\Delta C / \langle C \rangle$	δ'_{01}	δ''_{01}	δ'	δ''
calcul analytique approximatif	0.04478	0.01	90	1	1	36.1	19
calcul numérique	0.046	0.00947	96.9	1.04	1.17	42.5	20.2

TABLEAU A.6.2

En effectuant l'analyse harmonique de la contribution énergétique des harmoniques de courant et de perméance, on remarque que les fondamentaux produisent 85,5% du couple moyen, les deuxièmes harmoniques en produisent 9,1% et le reste est le résultat des diverses interactions (voir § II.4.1). D'une part, on profite du fait que l'amplitude du fondamental de la tension est supérieure à la tension crête réelle (rapport $4/\pi$) et, d'autre part, il y a contribution des harmoniques du courant et de la perméance à la conversion énergétique.

En régime saturé

La saturation permet, ici encore, d'améliorer les conditions de fonctionnement sans dégrader les facteurs de dimensionnement et, surtout, dans des conditions beaucoup moins sévères qu'en régime linéaire, en particulier, sans aucune contrainte sur la valeur de DZN. Nous allons nous préoccuper du cas particulièrement intéressant : $K=0$

L'expression II.3.32 nous donne le flux en zone saturée :

$$\Psi(\theta) = Z(\theta) + [KMZ + K(Z(\theta) - 1)] \cdot [J(\theta) - 1]$$

alors

$$J(\theta) = 1 + [\Psi(\theta) - Z(\theta)] / [KMZ + K(Z - 1)]$$

or

$$KMZ = (K-1)DZN + 1 \quad (\text{II.3.31})$$

si $K=0$ et $\Psi_M = DZN$, les deux expressions des ampères-tours $J_1(\theta)$ et $J_2(\theta)$, définies lorsque la perméance est croissante et décroissante, deviennent :

$$J_1(\theta) = [\Psi_0 + \Psi_M \cdot (2\Psi/\pi - 1)] / (1 - \Psi_M)$$

$$J_2(\theta) = [\varphi_0 - \varphi_M \cdot (2\Psi/\pi + 1)] / (1 - \varphi_M)$$

La condition " Ψ très inférieur à π " doit toujours être respectée. Alors les ampères-tours alternatifs sont encore constitués de créneaux d'amplitude J_{aM} :

$$J_{aM} = \varphi_M / (1 - \varphi_M) \cdot 2\Psi/\pi \quad \text{A.6.11}$$

et les ampères-tours d'excitation valent :

$$J_{ex} = (\varphi_0 - \varphi_M) / (1 - \varphi_M)$$

Il faut enfin satisfaire à une dernière condition, celle de fonctionnement en zone saturée : $J_{ex} - J_{aM} \geq 1$. Elle devient :

$$\varphi_0 \geq 1 + DZN \cdot 2\Psi/\pi \quad \text{A.6.12}$$

Le couple moyen est calculé d'après l'expression II.3.33 :

$$C = (dZ/d\theta) \cdot [(1-K) \cdot (J-1/2) + K \cdot J^2/2]$$

or $K=0$, donc $C = (J-1/2) \cdot dZ/d\theta$

$$C_1 = 2 \cdot (J_{ex} + J_{aM} - 1/2) \cdot DZN/\pi$$

$$C_2 = -2 \cdot (J_{ex} - J_{aM} - 1/2) \cdot DZN/\pi$$

il vaut : $\langle C \rangle = (C_1 \cdot \pi + C_2 \cdot \pi) / (2 \cdot \pi)$

$$\langle C \rangle = [4 \cdot DZN^2 / (1 - DZN)] \cdot \Psi/\pi^2 \quad \text{A.6.13}$$

On remarque que le couple moyen ne dépend pas de l'excitation mais uniquement du décalage Ψ . D'après A.6.13, on a tout intérêt à avoir une valeur de DZN aussi grande que possible pour maximiser le couple utilisable dans des conditions optimales pour le convertisseur.

En effet, à angle Ψ fixé, si on calcule l'aire de cycle utilisable (expression A.6.13) rapportée à l'aire totale en zone linéaire (expression II.3.34), on obtient :

$$a = 8 \cdot DZN / (1 - DZN) \cdot \Psi/\pi \quad \text{A.6.14}$$

Cette fonction varie suivant la courbe de la figure A.6.3

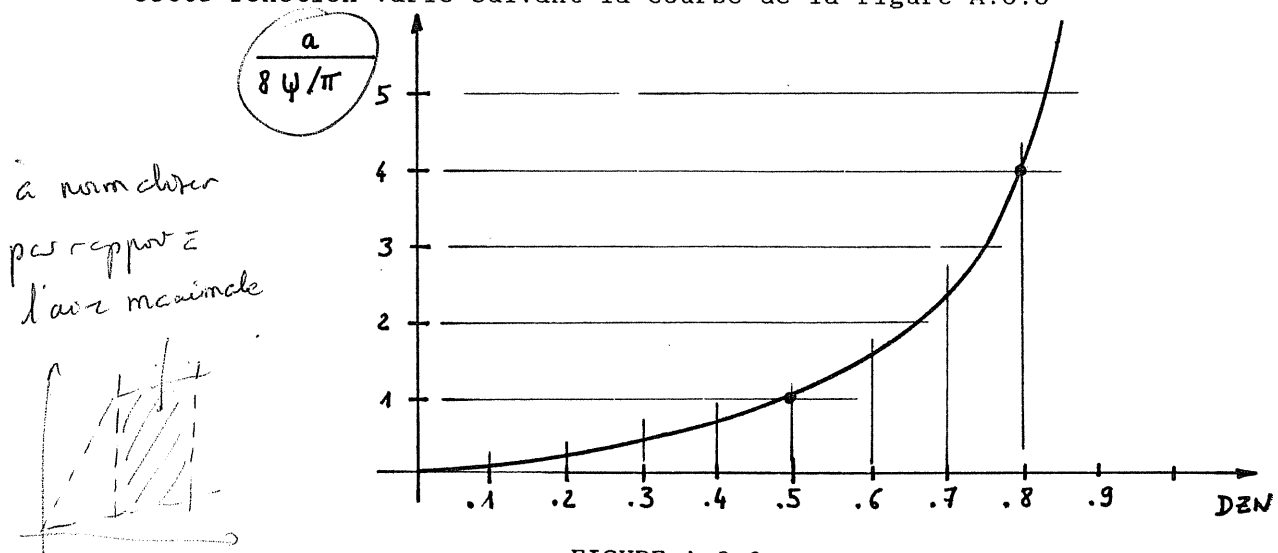


FIGURE A.6.3

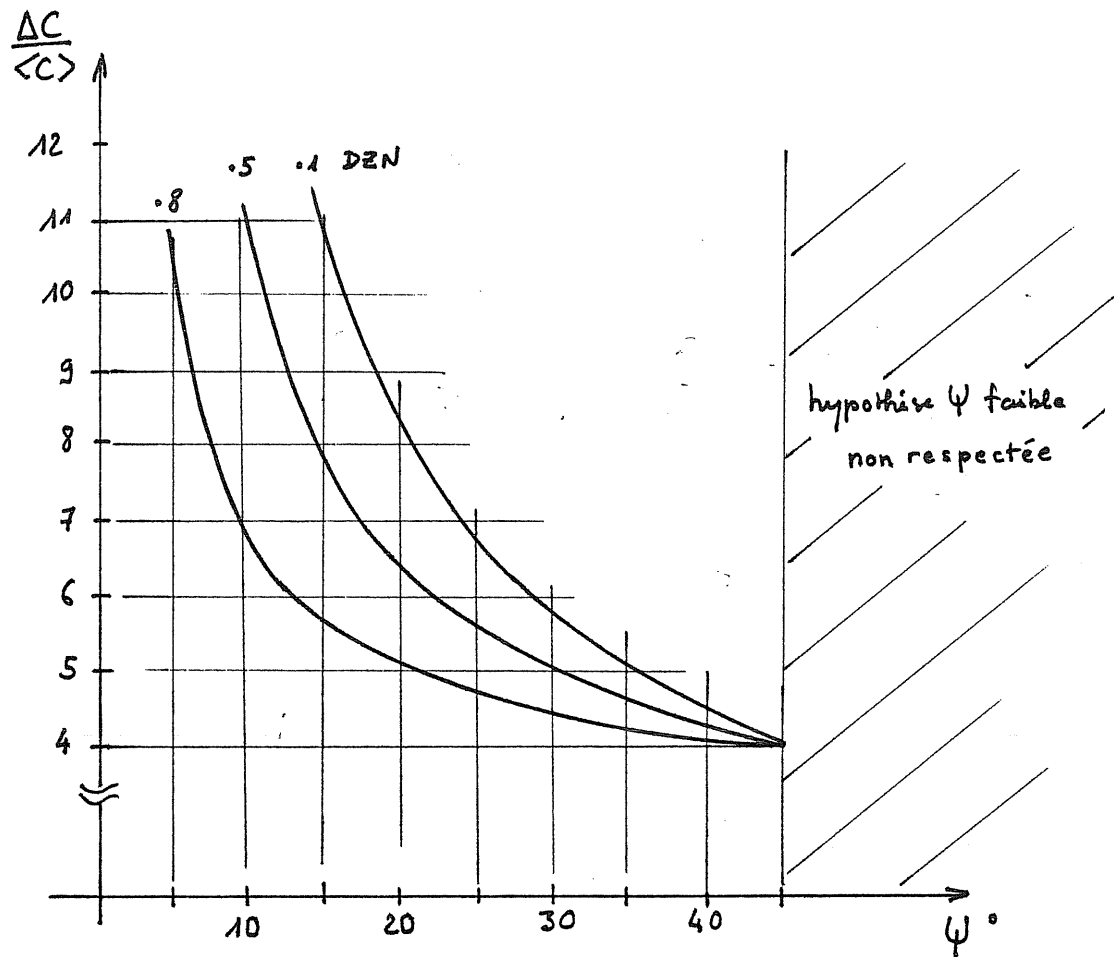
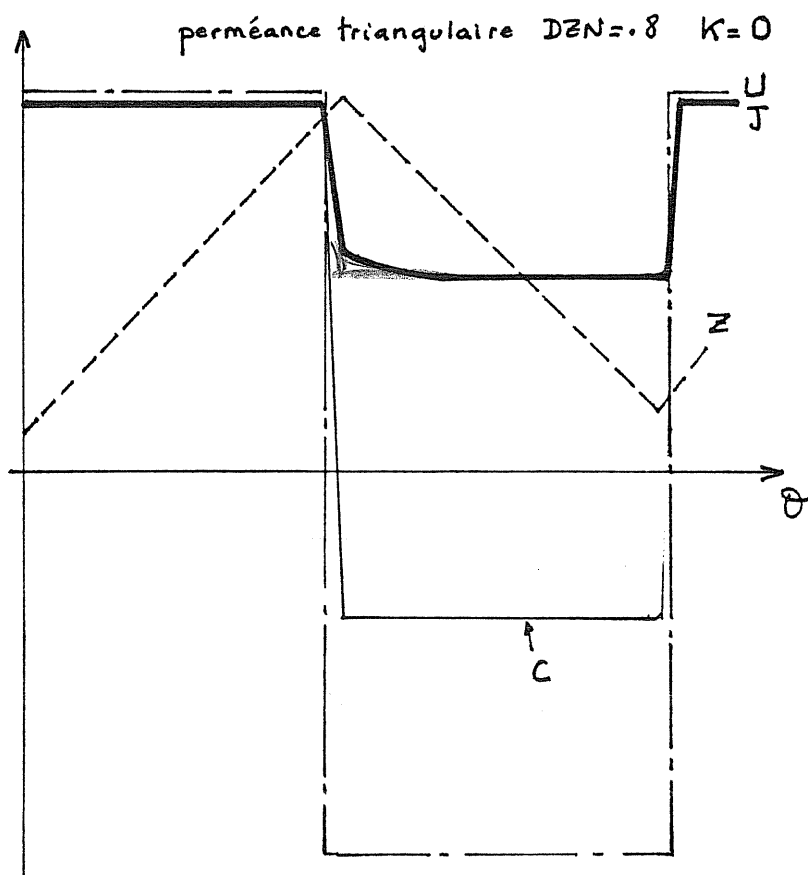


figure A.6.4



$$\psi_0 = 1.089$$

$$U_M = -5093 \quad \psi = 10^\circ$$

$$J_{ex} = 1.444$$

$$J_{am} = .444$$

$$\langle C \rangle = .2137$$

$$\frac{\Delta C}{\langle C \rangle} = 6.3$$

$$\boxed{\begin{aligned} \delta'_0 &= 1.04 \\ \delta''_0 &= 1.06 \end{aligned}}$$

$$\text{si } \alpha = 0.2$$

$$\delta' = 1.86 \text{ et } \delta'' = 1.75$$

figure A.6.5

Une machine, dont la valeur de DZN est 0,8, est utilisée 4 fois mieux que si DZN valait 0,5.

On calcule numériquement, avec $DZN=0,5$ que, pour $\Psi=20^\circ$: $\delta''_0=1,13$; la dégradation est donc très faible (plus faible qu'en zone linéaire) et il est possible d'aller bien au delà dans des conditions tout à fait acceptables ($\Psi=40^\circ$, $\delta''_0=1,36$). Pour minimiser l'excitation, il faut, en mode n°1 :

$$J_{ex} = 1 + J_{aM} \text{ c'est-à-dire :}$$

$$\Psi_0 = 1 + DZN \cdot 2 \cdot \Psi / \pi$$

A.6.15

Et en mode d'excitation n°2, il faut : $J_{ex} = 1$ (valeur indépendante de Ψ).

L'ondulation relative du couple monophasé vaut :

$$\Delta C / \langle C \rangle = (2\Psi_0 - 1 - DZN) \cdot \pi / \Psi$$

A.6.16

Elle est d'autant plus faible que Ψ_0 est réduit à son minimum acceptable et que Ψ est grand. Si on respecte A.6.15, on obtient :

$$\Delta C / \langle C \rangle = [1 + DZN \cdot (4\Psi / \pi - 1)] \cdot \pi / \Psi$$

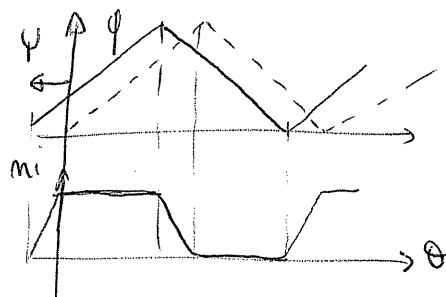
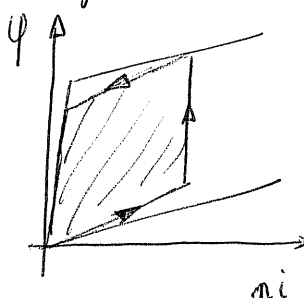
A.6.17

La figure A.6.4 donne la variation de $\Delta C / \langle C \rangle$ lorsque l'angle de décalage varie, dans les conditions optimales d'excitation (A.6.15).

On peut obtenir une ondulation tout à fait acceptable, de l'ordre de celle des machines non excitées. Les valeurs de DZN élevées sont, ici aussi, très favorables.

On donne, à la figure A.6.5, un exemple d'alimentation en tension carrée avec perméance triangulaire ($DZN=0,8$ et $K=0$), en zone entièrement saturée et avec une excitation minimale (condition A.6.15).

En régime non excité et très saturé



à développer

(éventuellement voir possibilité pour une machine non saturée)

BIBLIOGRAPHIE

- [1] J.V.BYRNE, M.F.Mc.MULLIN
"Design of a reluctance motor as a 10kW spindle drive."
Motorcon, Genève (sept. 82) pp.10. à 24
- [2] A.GUILBERT
"Machines synchrones" Dunod 1965 pp.76 à 99 (alternateurs à réluctance variable).
- [3] A.R.BAFFREY
"Les convertisseurs rotatifs à moyenne fréquence".RGE tome 74
N°11 (nov.65).
- [4] A.WIART, G.CAUSSIN, A.MARCHENOIR (Jeumont Schneider)
"Machine homopolaire alimentée par onduleur de courant pour entraînement de grande puissance à grande vitesse".RGE tome 93
N°10 (oct.84).
- [5] J.BAJER
"Machines électriques à réluctance variable à dents saturées"
La technique moderne, (fév.67).
- [6] J.FAUCHER, M.LAJOIE-MAZENC, A.CHAYEGANI
"Characterization of a closed-loop controlled currend-fed reluctance machine taking into account saturation" IEEE
vol.IA-15 N°5 (sept/oct.79) pp.482 à 488
- [7] C.RIOUX
"Théorie générale comparative des machines électriques à partir des équations du champ électromagnétique". RGE tome 79
N°5 (mai 70)
- [8] J.V.BYRNE, M.F. Mc.MULLIN
"A saturable reluctance motor investigated as a spindle in the kW range" ICEM 82, Budapest, pp.266 à 269

- [9] L.E.UNNEWEHR, W.H. KOCH (Ford Motor Company)
"An axial air-gap reluctance motor for variable speed applications" IEEE PAS.93 N°1 (1974) pp.367 à 374
- [10] L.E.UNNEWEHR
"Series-commutated SCR controllers for variable speed reluctance motor drives" PESC 73 pp.180 à 191
- [11] J.FAUCHER, J.M.KAUFFMANN, J.LUCIDARME, A.MAILFERT, C.RIOUX, F.M.SARGOS
"Les machines à réluctance variable. Etudes menées au sein du GRECO 022 du CNRS". Colloque européen "Au carrefour de la force motrice." Journées SEE 10 et 11 déc.81 pp.237 à 245.
- [12] C.GLAIZE
"Etude générale et optimisation des modes d'alimentation des machines à réluctance variable. Application aux machines polydiscoïdes" Thèse d'Etat, ENSET-PARIS VI (13 déc. 83)
- [13] S.ALLANO
"Etude et réalisation de la commande d'un ensemble convertisseur-machine à réluctance variable". Thèse de 3ème cycle ENSET-PARIS XI (24 mars 82).
- [14] P.F.DESEQUELLES
"Contribution à l'étude de l'alimentation des machines à réluctance variable. Simulation numérique de trois ensembles machine-convertisseur" Thèse de 3ème cycle PARIS VI (20 mai 83).
- [15] C.NASR
"Etude et expérimentation d'un ensemble convertisseur-machine à réluctance variable à disques imbriqués autopilotée". Thèse de Docteur Ingénieur. PARIS VI (18 oct. 84).

- [25] J.FAUCHER
"Contribution à l'étude des machines à réluctance variable à commutation électronique" Thèse d'Etat. Toulouse (26 juin 81).
- [26] C.GOELDEL
"Contribution à la modélisation, à l'alimentation et à la commande des moteurs pas à pas". Thèse d'Etat. ENSEM Nancy (23 mars 84).
- [27] J.M.KAUFFMANN, E.GUDEFIN
"Moteurs pas à pas à réluctance variable" RGE tome 90 N°3 (mars 81).
- [28] G.SEGUIER
"Electronique de puissance" et "Montages redresseurs" Dunod
- [29] J.M.FRAYS
"Onduleurs haute fréquence à thyristors asymétriques. Application au soudage électrique". Thèse de 3ème cycle ENSET-PARIS VI (22 nov. 83).
- [30] THOMSON C.S.F.
"Le transistor de puissance dans son environnement" (78)
"Le transistor de puissance dans la conversion d'énergie" (83)
- [31] H.STEMMLER, A.JAGER (BBC)
"L'influence des nouveaux thyristors à désamorçage par la gachette sur les systèmes d'entraînement électronique équipant les véhicules à moteurs" Revue BBC (déc. 84) pp.558 à 566
- [32] M.VIET (AEG)
"AEG échantillonne les premiers GTO européens de grande puissance".Electronique de puissance N°1 (sept. 83) pp.28 à 36
- [33] R.SEVERNS (Siliconix)
"Aire de sécurité et calculs thermiques pour les MOS de puissance".Electronique de puissance N°8 pp.51 à 60

- [16] R.GOYET
"Contribution à l'étude des machines à réluctance variable à disques imbriqués" Thèse d'Etat PARIS VI (23 juin 81).
- [17] P.LAFORIE, W.CALMESNIL, P.MALOIGNE
"Le moteur pas à pas linéaire à réluctance variable" RGE tome 83 N°4 (avril 74).
- [18] A.M.EL-ANTOBLY (Westinghouse)
"Lateral forces in linear reluctance motors" Electric machines and power systems. vol.9 pp.413 à 420 (84)
- [19] J.MEISEL
"Principles of electromechanical energy conversion" Mc Graw Hill (66)
- [20] J.LESENNE, G.SEGUIER, F.NOTELET
"Introduction à l'électrotechnique approfondie" Lavoisier Technique et Documentation.
- [21] P.ANDRE, J.M.KAUFFMANN, F.LHOTTE, J.P.TAILLARD
"Les robots" tome 4 Hermès (84)
- [22] J.M.KAUFFMANN
"Rapport interne 02, machines à réluctance variable" ENSEM Laboratoire EEA Nancy (mars 75).
- [23] J.ZHOU, A.MAILFERT
"Etude comparative des moteurs associant des aimants permanents et un effet de réluctance variable" Laboratoire EEA Nancy CNRS, 3ème journée d'étude sur les moteurs pas à pas (juin 84).pp.25 à 33.
- [24] E.FECHINE, C.GOELDEL, A.MAILFERT
"Step by step feeding of a new hybrid motor with segmented stator magnet" Motorcon Genève (sept. 82).pp.99 à 110

- [34] J.M.PETER (Thomson CSF)
"Les semi-conducteurs de puissance dans le contexte industriel présent et futur".Electronique Technique et Industrie (E.T.I) N°2 pp.27 à 36 (83).
- [35] R.SITTIG, A.RUEGG (BBC)
"Perspectives futures de développement des composants semi-conducteurs de puissance" Revue BBC (mai 84) pp.222 à 227.
- [36] J.FAUCHER, G.ESCUDE
"Alimentation en courant pour machine à réluctance variable autopilotée".Electronique et Applications Industrielles (E.A.I) (15 fév.79).
- [37] V.R.DINOV, V.D.LAZAROV
"Variable reluctance motors with a disc rotor with electronic commutation" ICEM Athènes (80) pp.1215 à 1223.
- [38] A.MAILLEFERT, S.CHARBONNIER, G.HOMBOURGER
"Etude d'un type de moteur hybride utilisable en fonctionnement pas à pas" ENSEM Nancy RGE tome 98 N°3 (mars 81)
- [39] K.C.MUKHERJI, A.TUSTIN
"Vernier reluctance motor" Proc IEE vol.121 N°9 (sept.74) pp.965 à 974.
- [40] J.JACQUIN
"Les moteurs pas à pas" Dunod (74)
- [41] M.JUFER
"Electromécanique" chap.2, 7, 10 et 11 Traité de l'école polytechnique de Lausanne Ed.Georgi (79), Dunod
- [42] P.J.LAWRENSON, J.M.STEPHENSON, J.CORDA, N.N.FULTON
"Variable-speed switched reluctance motors" IEE proc. vol.127 n°4 (juillet 80) pp.253 à 265.

- [43] J.L.COQUERELLE
"Commande électronique d'un moteur pas à pas à réluctance variable de 1 kW fonctionnant sur batterie d'accumulateurs" Congrès A.I.M.LIEGE (83),proc. pp.30.01 à 30.04 .
- [44] C.RIOUX
"Aspects préliminaires de la théorie des machines électriques comportant des matériaux ferromagnétiques" Rev. Phys. Appl. 15 (oct.80) pp.1505 à 1515.
- [45] S.ALLANO, C.GLAIZE
"Etude systématique de la commande d'une alimentation pulsée pour systèmes de forte puissance" Rev. Phys. Appl. 17 (82) pp.37 à 44.
- [46] J.NUTA, C.A.BLEIJS, C.GLAIZE, R.GOYET
"Tests of an axial air-gap reluctance motor supplied by a solid-state converter". Electric machines and electromechanics (81) vol.6 N°4 pp.361 à 373.
- [47] P.J.LAWRENSON, J.M.STEPHENSON, N.N.FULTON, J.CORDA
"Switched reluctance motor for traction drives" ICEM Athènes (80) pp.410 à 427.
- [48] R.M.DAVIS, W.F.RAY, R.J.BLAKE
"An inverter drive for switched reluctance motor" IEE (mars 81).pp.1206 à 1214
- [49] R.J.BLAKE, R.M.DAVIS, W.F.RAY, N.N.FULTON, P.J.LAWRENSON, J.M.STEPHENSON
"The control of switched reluctance motors for battery electric road vehicles" Power Electronics and variable-speed drives IEE proc. Londres (mai 84) pp.361 à 364
- [50] J.P.COURAT
"Eléments de langage FORTRAN ASCII" Cours Faculté d'Orsay.

- [51] P.PELLETIER
"Techniques numériques appliquées au calcul scientifique"
Masson (71)

- [52] R.FLETCHER
"Practical methods of optimization" Ed. John Wiley (80).

- [53] G.DROUET
"Contribution à l'étude des machines à réluctance variable à commutation électronique excitées par courants statoriques".
Thèse de docteur-ingénieur Toulouse (2 mars 84).

- [54] A.BERRACHE
"Commande numérique d'un ensemble convertisseur-machine à réluctance variable. Etude et expérimentation dans une large gamme de vitesse". Thèse de Docteur-Ingénieur Paris VI (24 avril 85).

- [55] V.R.DINOV, D.K.SOTIROV
"Investigation of a switched variable reluctance motor fed by thyristor and transistor invertors". ICEM (82) Budapest pp.243 à 246.

- [56] S.ALLANO, C.GLAIZE
"Reluctance machine supplied with thyristor converter" ICEM (82) Budapest pp.579 à 582

- [57] R.M.DAVIS, W.F.RAY, R.J.BLAKE
"Inverter drive for switched reluctance motor. Circuit and component ratings" IEE proc. vol.128 n°2 (mars 81) pp.126 à 136

- [58] J.M.KAUFFMANN, E.GUDEFIN
"Moteurs pas à pas à réluctance variable" RGE tome 90 N°3 (mars 81)

[59]

G.DROUET, J.FAUCHER, F.M.SARGOS

"Machines à réluctance variable excitées et alimentées en courant" RGE tome 93 N°10 (oct.84)

[60]

F.FOREST

"Etude et réalisation d'une alimentation de forte puissance massive. Application au soudage électrique." Thèse de 3ème cycle ENSET-PARIS VI (2 juillet 85)