

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR  
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Université des Sciences et de la Technologie  
HOUARI BOUMEDIENNE  
École Nationale Polytechnique

## Projet de fin d'étude

« INGENIORAT EN ELECTROTECHNIQUE »



Élaboration du dossier technique

d'un moteur asynchrone triphasé à double cage d'écureuil,  
d'une puissance de 90 kw.

1 PLANCHES

Proposé par:

M. KOURGLI

Étudié par:

Bachir NEKHOUL

Mohamed-Salah BOUGHIOUT

Session janvier 1981.

Je dedie ce modeste travail.

A mon pere et ma mere, en temoignage de profonde reconnaissance, pour tout ce qu'ils m'ont donné jusqu'a ce jour.

A mes soeurs, en qui j'ai toujours trouvé bonté et sollicitude.

A tous mes amis (es), ici ou outre-mer

Bachir NEKHOUL

A mon pere et à ma mere

A mes frères et soeurs

A tous mes amis (es)

Mohamed. S. BOUGHIOUT

## REMERCIEMENTS

Ce travail n'aurait certainement pas été  
sans le précieux concours et les efforts louables de :

MM. KOURGLI (Promoteur)  
F. LEHTIHET (Architecte)  
A. NIBOUCHE (Enseignant)  
N. LAISSAOUII (Enseignant Paramédical)

Puissent ils trouver ici l'expression de notre immense  
gratitude

B. NEKHOUL

M.S. BOUGHIOUT

# S O M M A I R E

- AVANT-PROPOS
- INTRODUCTION

## CHAPITRE I : Calcul Electro Magnétique

- I - 1 - Dimensions principales de la machine
- I - 2 - Encoches
- I - 3 - Enroulement
- I - 4 - Circuit magnétique

## CHAPITRE II : Parametres de la machine

- II - 1 - Resistance
- II - 2 - Reactances

## CHAPITRE III : Pertes et rendement

- III - 1 - Pertes par effet joule
- III - 2 - Pertes fer
- III - 3 - Pertes mecaniques
- III - 4 - Pertes supplémentaires

## CHAPITRE IV : Caracteristiques de travail

- IV - 1 - Schéma equivalent d'un moteur normal
- IV - 2 - Determination du diamètre du cercle
- IV - 3 - Schéma equivalent du moteur a double cage
- IV - 4 - Construction du diagramme de cercle

## CHAPITRE V : Calcul Macanique

- V - 1 - Etude statique
- V - 2 - Etude dynamique

## CHAPITRE VI : Calcul Thermique

- VI - 1 - Evacuation de la chaleur par la carcasse
- VI - 2 - Action du ventilateur

## CONCLUSION

- AVANT PROPOS -

Le moteur est l'une des inventions, indispensable à l'être humain. En effet, de nos jours l'utilisation du moteur (électrique, mécanique, électromécanique etc...) dans l'industrie est primordiale. C'est ainsi que nous pouvons trouver toute une gamme de variétés de moteurs.

Il existe des moteurs électriques unis sous l'appellation de moteurs asynchrones, dont la facilité d'exploitation et d'entretien, leurs fiabilités et bon rendement, leurs a permis une fréquente utilisation dans l'industrie et dans la vie courante.

En général, la constitution du moteur asynchrone est la suivant

a- une partie fixe (stator) munie d'un bobinage, alimentée en courant alternatif et créant un champ tournant.

b- une partie tournant (rotor) sous l'action d'un couple électromagnétique, et parcourue par des courants induits, le rotor peut être bobiné ou à cage (simple ou double).

Avant tout engagement de calcul, on tient à signaler que le calcul des machines électriques n'est pas une science exacte comme disait un éminent électrotechnicien "plus que partout ailleurs, la construction de machines électriques est un art, non une science, laissant l'ingénieur maître de son initiative et de son expérience".

A cet effet, nous ferons appel dans cette étude, à un nombre de formules mathématiques et empiriques déduites d'études statistiques et bien sûr de nos connaissances acquises dans le domaine de calcul des machines électriques.

Pour ce projet, nous adopterons un plan de travail global relatif aux machines électriques.

Après une introduction, où sera mis en évidence l'intérêt du moteur à double cage, le dimensionnement de notre machine sera abordé, le calcul des paramètres de la machine suivra, après cela l'évaluation des pertes et rendement ainsi que le calcul des caractéristiques de travail s'imposent. Cette étude sera achevée par un calcul mécanique et thermique.

## INTRODUCTION

Certes, l'élaboration du dessin technique d'un moteur quelconque, consiste en la détermination de ces différents paramètres et caractéristiques en régime de fonctionnement nominal, qui est la base de calcul des machines électriques. Mais si le régime nominal a son importance, il n'en demeure pas moins pour le régime de démarrage.

En effet les phénomènes qui accompagnent le démarrage d'un moteur électrique (surtout pour les machines de moyennes et grandes puissances) ont toujours constitué un souci important pour les constructeurs.

Dans tout moteur électrique deux paramètres on montre leurs importance lors du démarrage, à savoir le courant de démarrage et le couple de démarrage, un fort appel de courant au démarrage (qui peut valoir 4 à 6 fois le courant nominal), peut provoquer une chute de tension excessive dans le réseau si celui-ci n'est pas très puissant (défavorable aux fonctionnements des machines qui sont mises en marche simultanément sur le même réseau), de même un faible couple au démarrage augmenterait les pertes mécaniques, et donnerait un démarrage très long, mais vu que certaines machines sont obligées de démarrer directement en charge, à cause de cela il est nécessaire que le couple de démarrage soit au moins égal au couple nominal.

Pour parer à ces deux inconvénients (fort appel de courant et couple faible), plusieurs méthodes peuvent être utilisées et ceci selon la nature du rotor :

### 1) Moteur à rotor bobiné

Pour ce type de rotor une seule méthode de démarrage est utilisée celle d'un rhéostat à plot (résistance variable), autrement dit insertion de résistances en série avec le circuit rotorique, puis suppression de ces dernières au fur et à mesure que le moteur prend de la vitesse, ceci permet de limiter le courant au démarrage

## 2) Moteur a rotor en court-circuit (acage)

Selon la puissance et la destination du moteur plusieurs méthodes sont adoptées

### 2) Demarrage etoile triangle

On emploie ce mode de démarrage, pour les machines destinées a fonctionner en triangle (stator connecté en triangle) en régime nominal, dont le demarrage n'a pas besoin d'un grand couple.

Pour ce mode, deux remarques peuvent être faite après le passage etoile triangle, le courant de ligne triangle est trois fois plus grand que le courant de ligne etoile, par contre l'inverse se produit pour les couples.

### 2 2 Demarrage par branchement direct sur le réseau

Dans ce cas, le moteur est directement lié au réseau, ce mode de demarrage est prépondérant a l'heure actuelle, vu que les reseaux électriques possèdent une puissance suffisante.

### 2 3 Demarrage avec insertion de resistance ou de bobines à inductances dans les phases statoriques

En inserant des resistances, ou des bobines d'inductances en serie avec les phases statorique, la tension au stator se trouve reduite, puis augmente au fur et a mesure qu'on supprime les resistances ou inductances additionnelles.

Par ce mode, on fait di inuer le courant appelé au demarrage, de même le couple de demarrage se trouve diminué.

### 2 4 Demarrage avec auto-transformateur

L'auto-transformateur règle la tension du démarrage jusqu'au regime nominal. Le moteur démarre a tension reduite dans le but de limiter l'appel de courant au demarrage.

Parmi toutes ces méthodes, aucune ne prévoit un démarrage sans ajouter un appareillage extérieur, d'où en découle un encombrement des moteurs, l'augmentation du coût.

Dans le but de remédier à ces deux contraintes, des modifications "internes" dans la conception des moteurs asynchrones à rotor court-circuité ont été faites, d'où aboutiraient de meilleures conditions d'utilisation, de cela sont nés les moteurs dit à "refoulement" de courant dans les barres rotoriques. Ce sont les moteurs à cage d'écureuil et il en existe deux types :

- a) Moteur à encoches rotoriques profondes
- b) Moteur à double cage d'écureuil.

Leur fonctionnement est basé sur le refoulement du courant rotorique vers l'extérieur.

#### A - Moteur à encoches rotoriques profondes

Ce type de moteur se différencie des moteurs normaux à une seule cage, par la forme de l'encoche rotorique, dont la profondeur est très importante (en dimension) par rapport à la largeur.

Au démarrage ( $g = 1$ ) les grandeurs rotoriques ont même fréquence que le réseau, au fur et à mesure que la vitesse de rotation rotorique augmente, la fréquence des courants rotoriques diminue. Le fait que le flux de dispersion est plus important au bas de l'encoche, d'où une réactance de dispersion plus importante dans cette région, alors résulte un refoulement du courant rotorique vers l'extérieur, ce refoulement va en diminuant quand la vitesse rotorique augmente. En analysant le principe de fonctionnement de ce type de moteur nous remarquons que la surface mise à la disposition des courants est minimale au démarrage, d'où résulte la plus grande valeur de résistance de barre ( $R = \frac{\rho L}{S}$ ). Mais quand le glissement diminue, la section mise à la disposition des courants est maximale donc une résistance minimale. Pour ce type de moteur donc nous remarquons que la résistance rotorique a été élevée au démarrage.

#### B - Moteur à double cage d'écureuil :

Type de moteur le plus utilisé, donne avec le moteur à encoches profondes les meilleures caractéristiques de démarrage en comparant avec les moteurs normaux. Le moteur à deux cages, représente l'une des variantes des moteurs asynchrones à rotor en court-circuit, où on utilise le phénomène de refoulement du courant dans l'enroulement rotorique pour améliorer les propriétés de démarrage du moteur.



Du point de vue conception statorique, il ne diffère pas du moteur asynchrone ordinaire, par contre son rotor est à double cage d'écurieuil. La cage supérieure, plus proche de l'entrefer est en matériaux à grande résistivité (laiton), la cage inférieure peut-être dans le même alliage ou en cuivre rouge.

- La cage supérieure est appelée cage de démarrage
- La cage inférieure est appelée cage de travail
- Les deux cages peuvent avoir un anneau de court-circuitage commun, ou bien chacune son propre anneau (plus commode à cause de la dilatations des barres).
- Les deux parties de l'encoche rotorique peuvent être soit indépendantes, soit reliées par une fente, plusieurs formes d'encoches peuvent être adoptées voir dessin (a)
- La cage supérieure aura une résistance électrique cinq à six fois plus grande que celle de la cage inférieure.

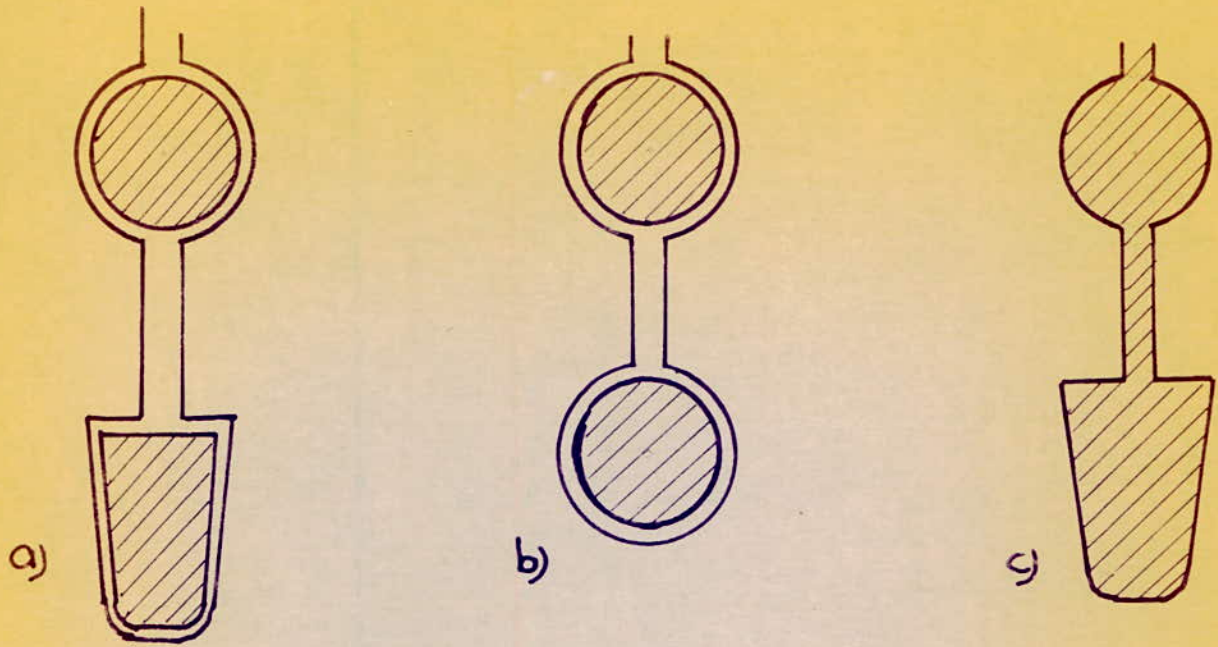
#### Principe de fonctionnement du moteur à double cage

D'après le dessin (b), donnant le flux de dispersion d'une encoche rotorique, nous pouvons avancer le principe de fonctionnement suivant : au démarrage la fréquence du courant dans le rotor est égale à celle du réseau. Le courant se répartit, entre les barres de la cage supérieure et inférieure d'une manière inverse par rapport à leurs impédances. Vu que la cage inférieure a une grande inductance, son impédance sera grande par rapport à la supérieure, d'où résulte un courant dans la cage supérieure de beaucoup plus grand que dans la cage inférieure, par suite de grande réactance de dispersion de la cage inférieure, son courant se trouve retardé d'un grand angle sur la force électro-motrice induite par le flux d'induction mutuelle, d'où résulte au démarrage la création d'un faible couple par la cage inférieure. L'inverse se produit dans la cage supérieure, vu que sa réactance, est pratiquement nulle, elle produit un très grand couple moteur au démarrage, d'où l'appellation de la cage supérieure "cage de démarrage".

Au fur et à mesure que la vitesse du moteur augmente, la fréquence du courant rotorique diminue, il en résulte une diminution de la réactance de la cage inférieure, donc de son impédance d'où une augmentation du courant qui y circule, une diminution de l'angle de déphasage du courant avec la force électro-motrice induite. Cette dernière cage commence donc à créer un couple de plus en plus grand qu'au démarrage, quand le moteur atteindra sa vitesse nominale (glissement très faible), la réactance de la cage inférieure sera

pratiquement nulle, vu que sa resistance est cinq a six fois plus petite que celle de la cage superieure, alors pratiquement tout le courant va circuler dans la cage inferieure, qui donnera un bon couple en regime nominal, de ce fait cette cage est appelée "cage de travail"

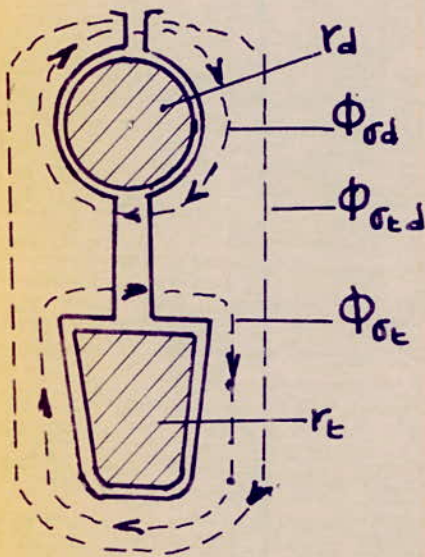
En analysant le processus global depuis le demarrage jusqu'au regime nominal, nous nous apercevons qu'il consiste simplement en l'augmentation de la resistance rotorique au demarrage.



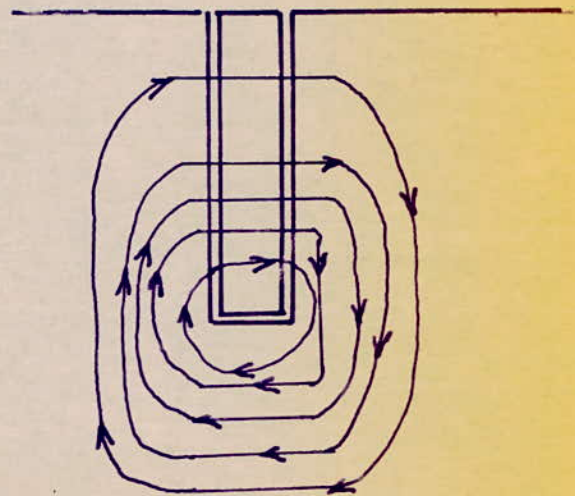
Differentes formes d'encoches rotoriques d'un moteur a double cage

a et b cages distinctes

c. Cages coulées



a) double cage



b) encoche profonde

FLUX D ENCOCHES ROTORIQUES

I- 1°) - DIMENSIONS PRINCIPALES DE LA MACHINE.

En ce qui concerne notre projet, qui consiste en l'élaboration du dossier technique d'un moteur asynchrone à double cages d'écurueil notre première préoccupation est allée vers ces dimensions. Définir les dimensions d'un moteur n'est pas simple. En effet, si on se penche sur la théorie du dimensionnement des machines électriques, on s'apercevra que le problème est beaucoup plus complexe qu'il n'apparaît (plus le moteur est puissant, plus il doit être grand) du fait qu'on s'efforcera toujours à ce que leur construction et leur exploitation soient des plus économiques et des plus rentables.

Selon l'emploi du moteur à réaliser, plusieurs facteurs interviennent lors de son dimensionnement, tel que son rendement, son facteur de puissance, sa capacité de surcharge, son couple de démarrage etc.... le dimensionnement de notre machine a été établi comme suit : d'après l'abaque n°1 et n° 2 et connaissant la puissance nominale de notre moteur et son nombre de paires de pôles (P), on relève le pas polaire ( $Z_p$ ) et la longueur virtuelle (LI) d'induit de notre machine. Sachant que  $Z_p = \frac{\pi D}{2P}$ , on déduit le diamètre d'allésage du stator  $D = \frac{2P Z_p}{\pi}$ , mais après quelques calculs d'essais avec les valeurs relevés sur les abaques, il s'avère plus prudent de diminuer légèrement ces derniers, et on adaptera les valeurs suivantes :

$D = 32 \text{ cm}$ ,  $Li = 30 \text{ cm}$ ,  $Z_p = 25$  cm. Ces dimensions étant fixées, on peut calculer le coefficient d'utilisation de la machine  $C = \frac{P_s \cdot 10^{-3}}{P_i D^2 n_s}$   
 $P_s$  = Puissance apparente  
 $n_s$  = Vitesse de synchronisme

D'après la formule ci-dessus, on constate que le coefficient d'utilisation de la machine est une énergie sur un volume. En effet il représente la quantité d'énergie transformée par unité de volume.

D'après l'abaque n°3  $C = f(Z_p)$  on relève  $C = 2,25$ .

Par le biais du calcul, il nous faut disposer de la puissance apparente ( $P_s$ ),  $P_s = P_n / \cos \phi \cdot \eta$

$P_n$  = Puissance nominale

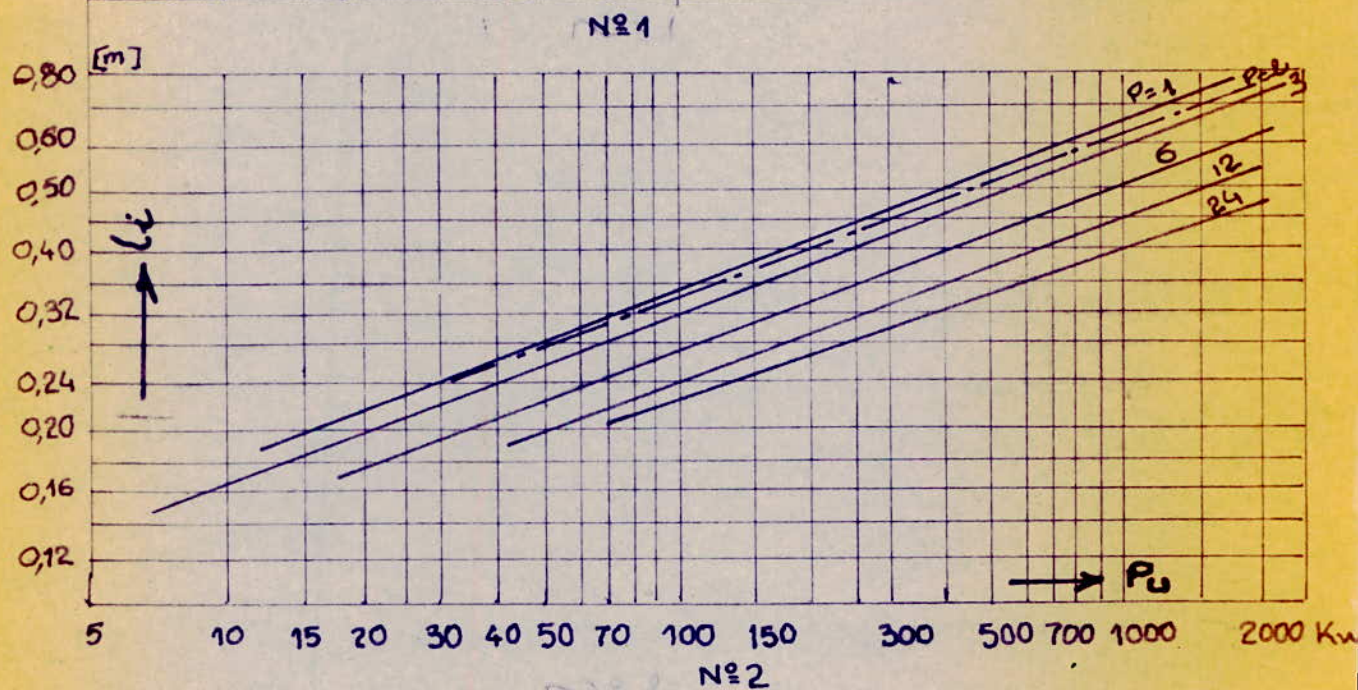
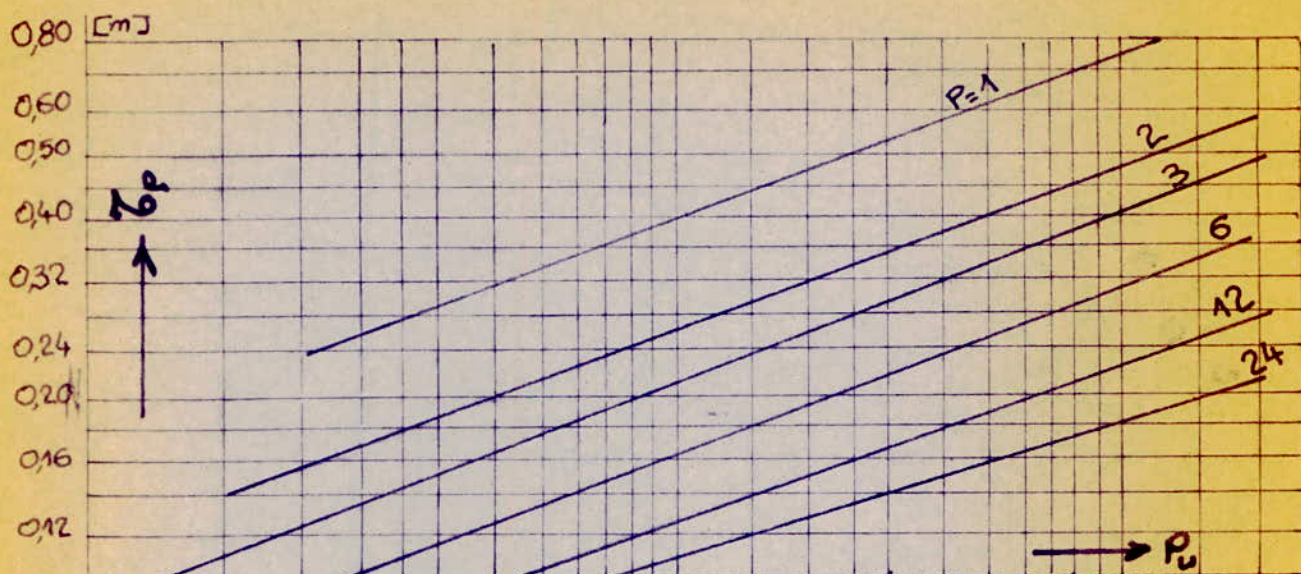
$\cos \phi$  = Facteur de puissance

$\eta$  = Rendement de la machine.

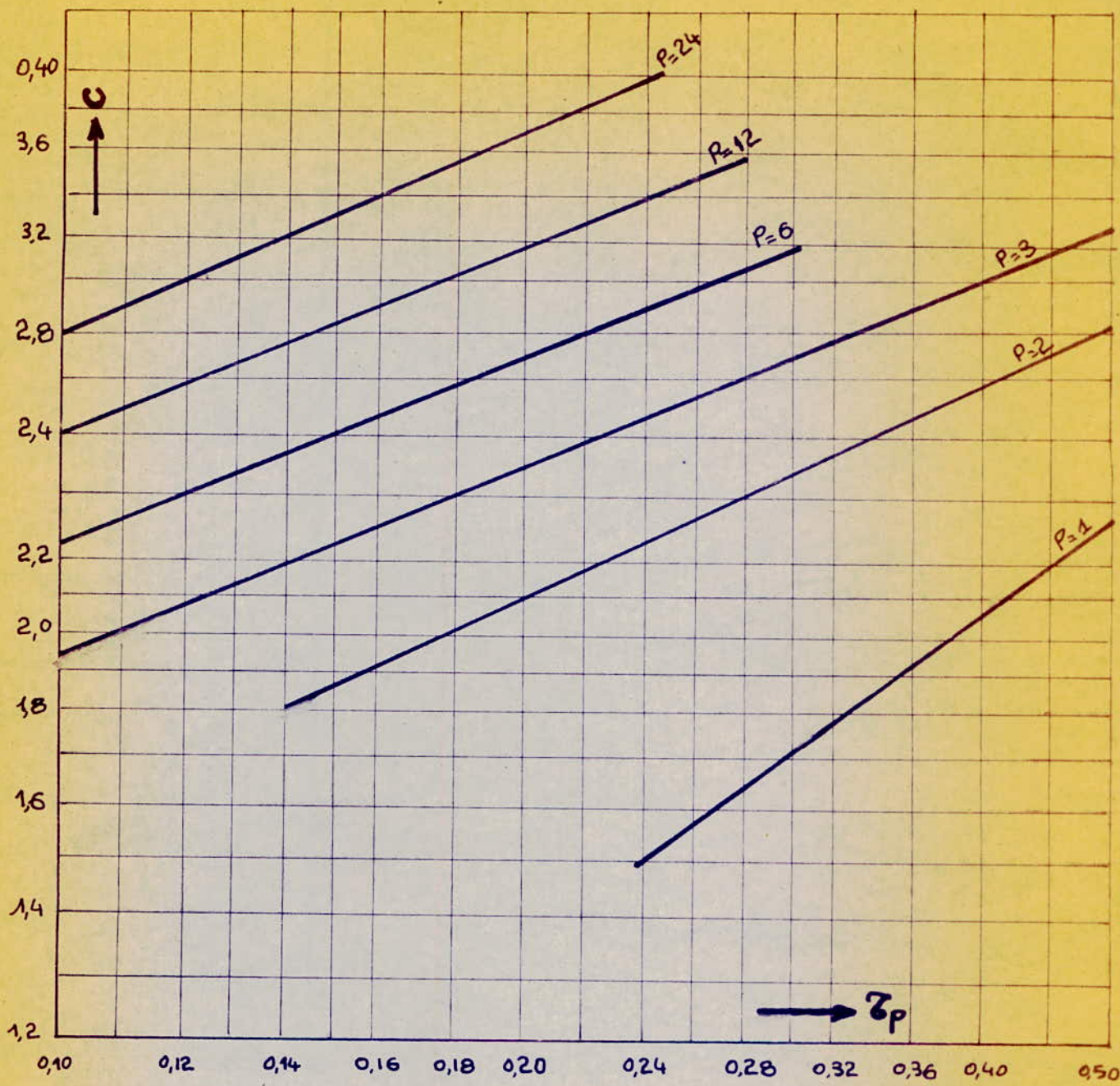
A partir des abaques n°4 et n°5 qui donnent  $\cos \phi = f(P_n)$ ,  $\eta = f(P_n)$  nous relevons les valeurs correspondantes à notre puissance nominale et on aura :

$\cos \phi = 0,905$  et  $\eta = 0,91$

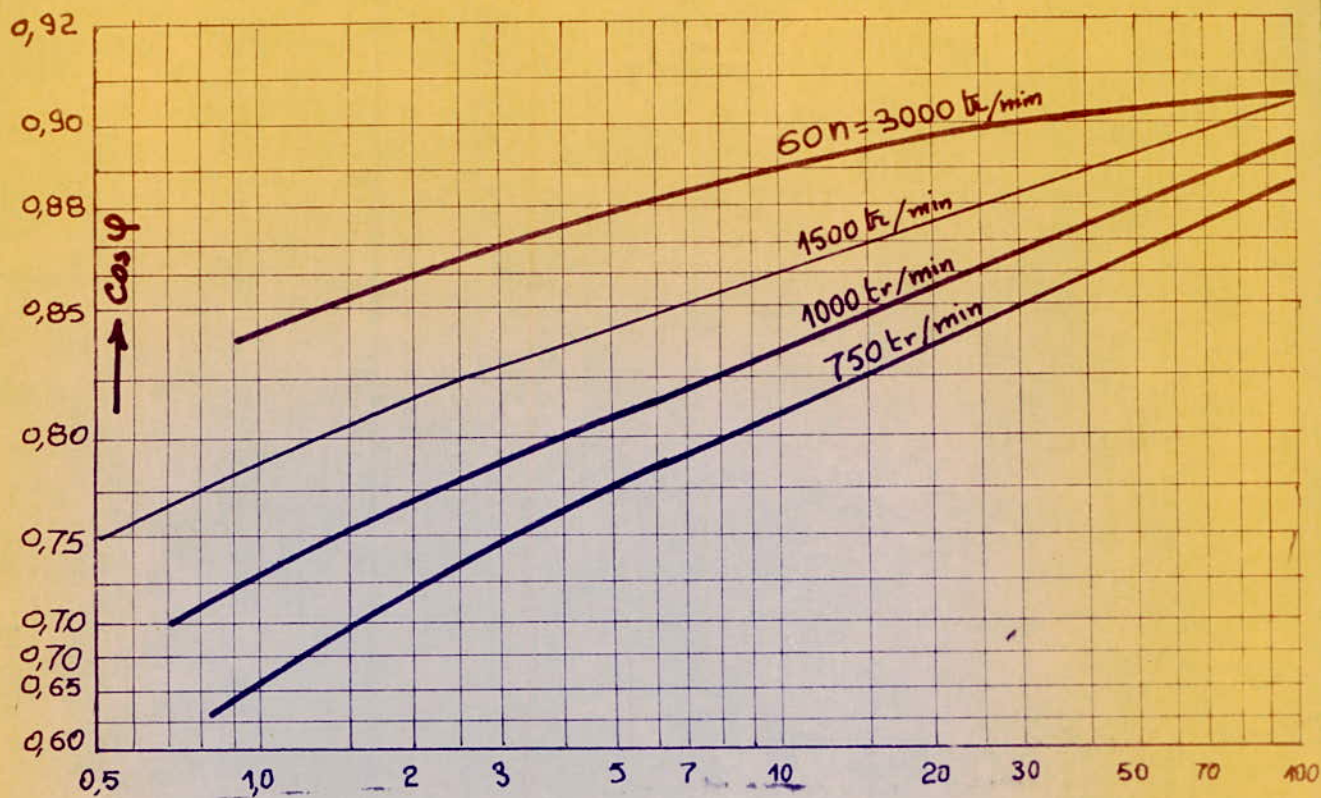
..../....



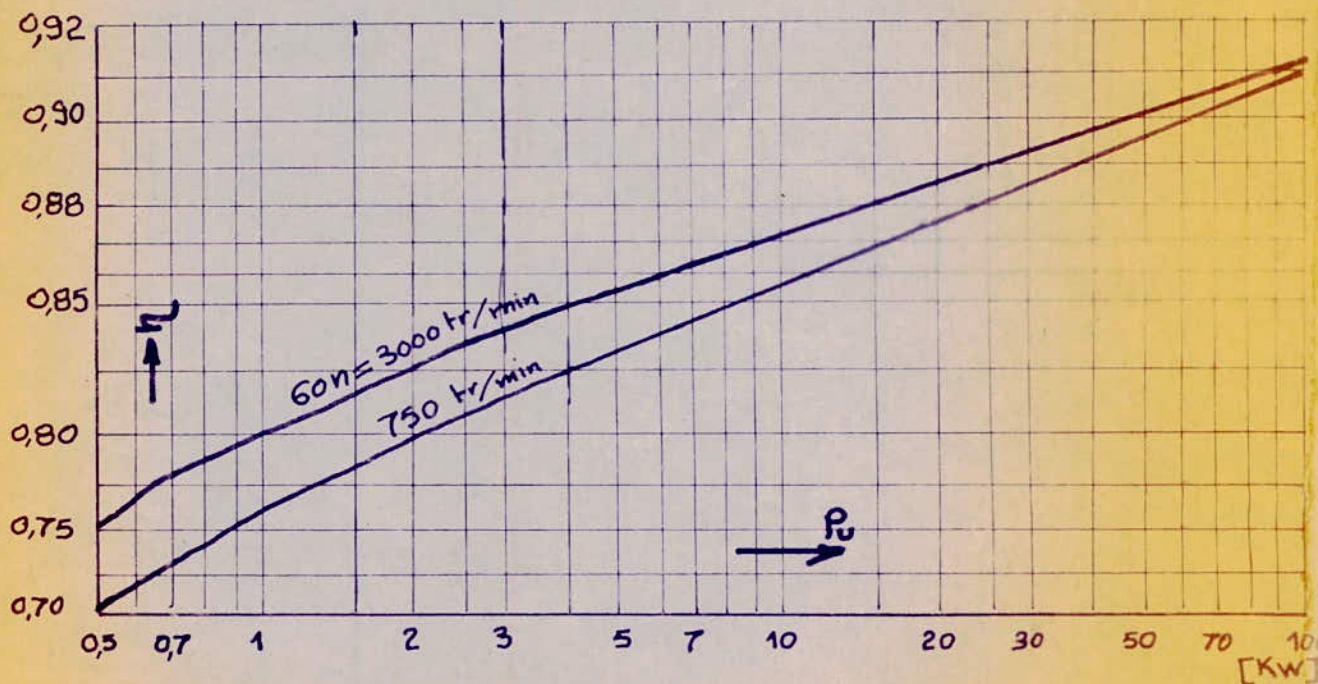
Pas pôle  $Z_p$  et longueur virtuelle  $l_i$  d'induit  
de machines asynchrones normales en fonction  
de la puissance nominale



Coefficient d'utilisation de machines asynchrones normales en fonction du pas polaires  
N°3



Facteur de puissance de moteur normaux avec rotor en court-circuit en fonction de la puissance nominale  
N°4



Rendement de moteur normaux avec rotor en court-circuit en fonction de la puissance nominale  
N°5

Mais Liwschitz précise que ces abaques ne concernent que les machines normales (autrement dit soit à rotor bobiné, soit à simple cage). Mais d'après l'expérience le rendement et le facteur de puissance des machines à double cages sont légèrement inférieurs à ceux des machines à cages simples. Il nous a semblé donc plus correct de diminuer les valeurs de ces deux facteurs.

On prendra donc  $\cos\phi = 0,9$  et  $\eta = 0,9$

Le rendement et le facteur de puissance étant établis ; on aura

$$C = \frac{P_n}{D^2 l n_s \eta \cos\phi} = \frac{90 \cdot 10^3 \cdot 10^{-3}}{(0,3)^2 (0,3) \times 0,9 \times 0,9 \times 1500} = 8,41$$

Le coefficient C calculé est légèrement supérieur à celui donné par les abaques ceci nous garantie une utilisation meilleure de notre machine.



## I.2. encoches

I 2 - 1 encoches statoriques dans notre vie courante, on peut remarquer que la conception d'encoches statoriques est variable d'une machine à une autre en effet, selon la puissance du moteur et la tension d'alimentation statorique, différentes formes d'encoches peuvent être adoptées. Ainsi d'une manière générale le stator des machines de petites puissances et basse tension est exécuté avec des encoches dites semi-ouvertes.

Les autres machines sont réalisées avec des encoches statoriques ouvertes, ceci dans le but d'avoir une meilleure possibilité de pénétration des conducteurs qui sont plus épais.

Pour notre machine, on a choisi des encoches statoriques ouvertes de formes rectangulaire.

a) Choix du nombre d'encoches :

$$Z_1 = 2 \times p \times q \times m$$

$Z_1$  = nombre d'encoches statoriques

$p = 2$  nombre de paires de pôles

$m = 3$  nombre de phases

$q$  = nombre d'encoches par pôle et par phase,  $p$  et  $q$  étant fixés au départ choisir le nombre d'encoches statoriques revient donc à choisir  $q$ .  
en construction de machine asynchrone, il est recommandé de prendre  $q \geq 2$  son importance est telle que :

- Il permet de placer les côtés de bobines ou des sections, en précisant à quelle phase ils appartiennent, et dans quel sens passe le courant.

- Il peut réduire l'amplitude des harmoniques supérieurs

. Il réduit aussi la réactance de fuite différentielle ( en augmentant  $q$  ), mais l'augmentation du nombre  $q$ , entraîne celle du nombre d'encoches statoriques, ce qui réduit les dimensions des dents, conséquence néfaste à la machine, car la saturation par induction magnétique peut être vite atteinte ; on est donc limité par les dimensions des dents de la machine, dans le choix de  $q$  après plusieurs calcul d'essais, nous avons adopté  $q = 4$

d'où  $Z_1 = 2 p q m = 2 \times 2 \times 3 \times 4 = 48$

b) Calcul du nombre de spires par phase ( $n_1$ )

Pour ce calcul on fait appel à la force électromotrice (f.e.m) créée dans l'enroulement statorique cette f.e.m est donnée par la formule

bien connue.

$$E_1 = 4,44 f \Phi_s n_1 K_{w1}$$

d'où 
$$n_1 = \frac{E_1}{4,44 f \Phi_s K_{w1}}$$

$n_1$  = nombre de spires par phase statorique

$f$  = fréquence du réseau

$\Phi_s$  = valeur du flux dans l'entrefer

$K_{w1}$  = coefficient de bobinage primaire

$$K_{w1} = K_d \times K_{r1}$$

$K_d$  = coefficient de distribution

$K_{r1}$  = coefficient de réduction du pas

$$\Phi_s = B_s \times \tau_p \times \alpha_i \times l_i = B_s S_b$$

$B_s$  = induction dans l'entrefer

$S_b$  = surface balayée par l'induction magnétique

$$\tau_p = \pi D / 2p$$

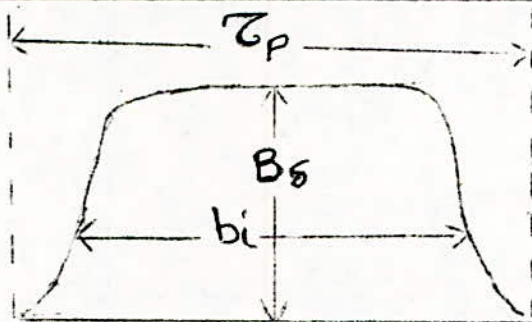
$D$  = diamètre d'alesage du stator

$2p$  = nombre de pôles

$l_i$  = longueur virtuelle de l'induit, sera prise comme longueur totale du rotor.

$\alpha_i$  = coefficient d'aplatissement de la courbe du flux dans l'entrefer.

#### 4) Repartition de l'induction magnétique par pas polaire



La répartition de l'induction magnétique par pôle n'étant pas tout à fait rectangulaire dans l'entrefer, de ce fait la surface balayée  $S_b$  par l'induction magnétique est différente du produit  $\tau_p \times l_i$

pour remédier à cet inconvénient on opte pour  $b_i$  (arc virtuel) qui est une fraction du pas polaire  $\tau_p$

tel que 
$$b_i = d_i \tau_p, \quad d_i \leq 1$$

$$\text{et } S_b = d_i \tau_p l_i$$

On voit donc que  $b_i$  (donc  $d_i$ ) ne dépend que de la forme de la courbe de l'induction magnétique le long de l'entrefer, cette courbe dépend à la fois de la disposition de l'enroulement d'excitation, de l'entrefer entre axe de deux pôles de nature différentes et de la saturation du fer. Quand la machine est faiblement saturée (cas idéal)

la courbe  $B_s = f(p\theta)$  sinusoïdale, et  $d_i = 2/\pi$

En général plus la saturation augmente, et plus  $d_i$  devient supérieur à  $2/\pi$ , autrement dit la courbe  $B_s = f(p\theta)$  s'aplatit (apparition de paliers)

#### 2) Choix préliminaire du coefficient $d_i$

D'après l'abaque n° 6 donnant  $d_i = f'_1(K_s)$  et  $K_f = f'_2(K_s)$ , déduites à partir d'essais réalisés sur un échantillon de machines ; on peut tirer  $d_i$  et  $K_f$  connaissant  $K_s$  (coefficient de saturation).

#### 3) Choix du coefficient de saturation $K_s$

Pour exprimer le degré de saturation du fer on introduit le coefficient

$$K_s = \frac{f_s + f_{dr} + f_{ds}}{f_s}$$

$f_s$  = chute de tension magnétique dans l'entrefer

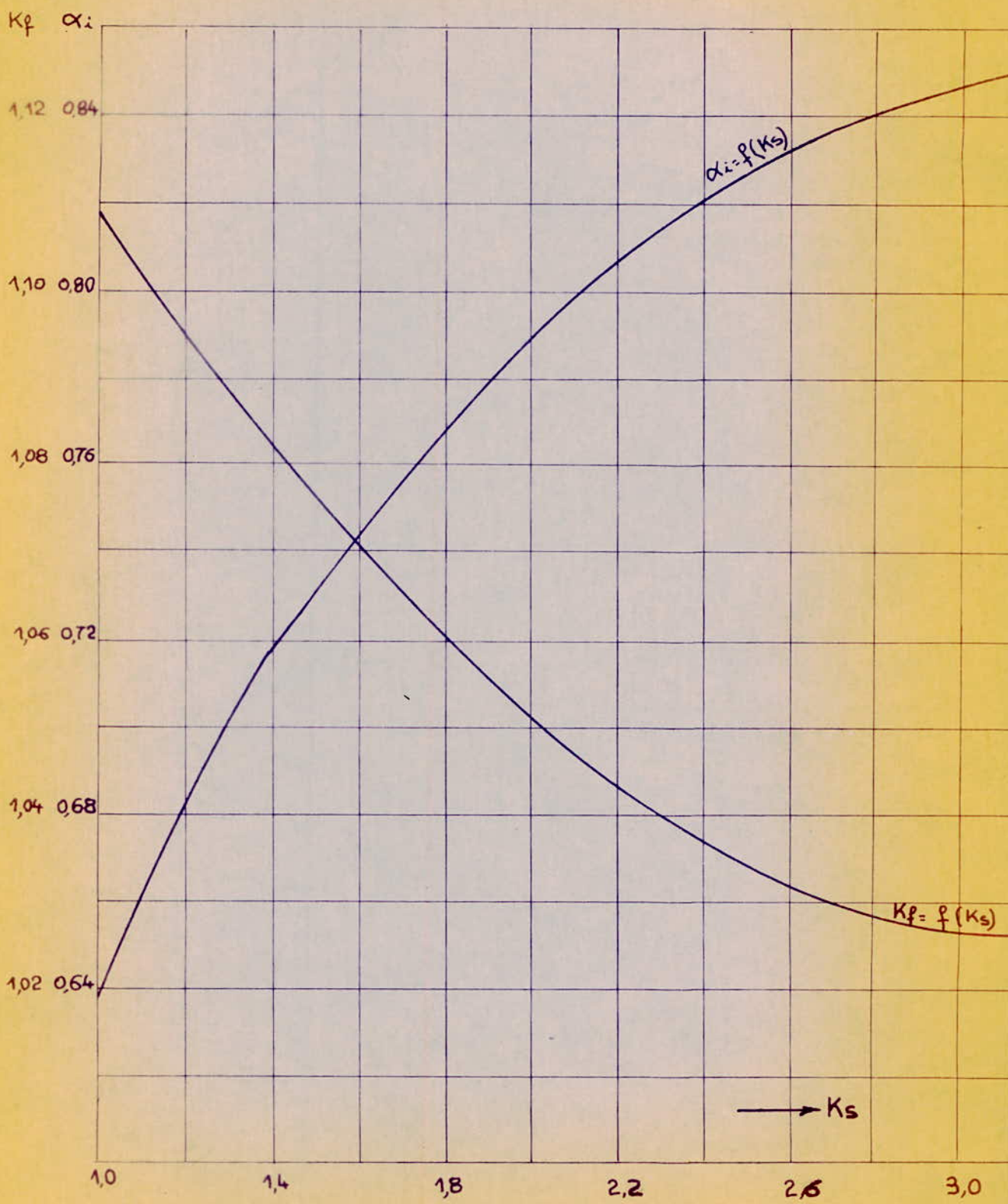
$f_{ds}$  = chute de tension magnétique dans les dents statoriques

$f_{dr}$  = chute de tension magnétique dans les dents rotoriques.

#### 4) Coefficient de forme $K_f$ :

Pour exprimer le degré d'aplatissement de la courbe d'induction dans l'entrefer on introduit le coefficient

$$K_f = \frac{B_{eff}}{B_{moy}}$$



Courbes des Coefficients  $\left\{ \begin{array}{l} \alpha_i = f(K_s) \\ K_f = f(K_s) \end{array} \right.$   
 N° 6

dans l'entrefer, donc quand  $K_s$  augmente (si les ampères tours dans le fer ne sont plus négligeables devant ceux de l'entrefer) la courbe d'induction magnétique  $B_s = f(P\theta)$  sera plus aplatie, donc  $b_i$  augmente et de même pour  $d_i$ , par contre  $K_g = \frac{B_{eff}}{B_{moy}}$  diminue.

Vue que notre début de calcul nécessite une valeur de  $K_s$ , on se choisit une en essayant de rester dans les limites et qui sera rectifiée par la suite (dans l'étude du circuit magnétique) si cela s'impose, en prenant  $K_s = 1,25$ , et sachant que  $d_i = f_i(K_s)$  et  $K_g = f_g(K_s)$  sont données pour des machines normales, il est évident que ces valeurs s'appliquent aussi pour les moteurs à double-cages, car les entrefer et les stators sont les mêmes. ainsi on tire

$$d_i = 0,69 \text{ et } K_g = 1,09$$

4) Valeur du coefficient d'enroulement primaire  $K_w$

Ce coefficient exprime le fait que les bobines de l'enroulement ne sont pas disposées coaxialement c'est à dire que pour une seule bobine (où les spires sont pratiquement coaxiales) ce coefficient est maximum et égal à 1

$K_w$  est égal au produit du coefficient de distribution  $K_d$ , par le coefficient de raccourcissement du pas  $K_r$ ,

$$K_w = K_d \times K_r$$

avec

$$K_d = \frac{\sin(\pi/2 \times q/q')}{q \sin(\pi/2 q')}$$

$$K_r = \sin\left(\frac{y}{z_p} \times \frac{\pi}{2}\right)$$

$q = 4$  nombre d'encoches par pôle et par phase

$q' = 12$  nombre d'encoches par pôle, pour le bobinage statorique

on adopte un rapport de raccourcissement du pas

$$y/z_p = 10/12 = 0,833 \text{ (voir I 2;2)}$$

on aura donc

$$K_d = \frac{\sin(\pi/2 \times 4/12)}{4 \sin(\pi/24)} = 0,958$$

$$K_r = \sin\left(\frac{10}{12} \times \frac{\pi}{2}\right) = 0,968$$

$$K_{w1} = K_{d1} \times K_{r1} = 0,958 \times 0,966 = 0,925$$

Pour le calcul du nombre de spires par phase il y'a lieu d'avoir aussi l'induction magnétique  $B_g$ ,

dans l'entrefer l'abaque n° 7 donne  $B_g = f(p)$  Pour différentes valeurs de  $p$

$$\text{Pour } \begin{cases} p = 2 \\ \tau_p = 0,25 \text{ m} \end{cases} \Rightarrow B_g = 0,66 \text{ T}$$

La même remarque sur l'utilisation des abaques de Liwschitz que précédemment et l'expérience nous amène à prendre une valeur plus élevée pour  $B_g$  soit 0,69 T.

A ce stade pour le calcul du nombre de spires par phase d' ne nous manque plus que la valeur  $E_1$  de la F.e.m par phase au primaire (Stator) cette f.e.m  $E_1$  est donnée par la relation suivante :

$$E_1 = K_E V_1 \text{ avec } K_E < 1$$

le coefficient  $K_E$  exprime une chute de tension due pratiquement à l'impédance, autrement dit qu'elle est aussi bien due au flux de dispersion primaire (reactance de fuite), qu'aux résistances des conducteurs.

La valeur du coefficient de chute de tension  $K_E$  est donnée par l'abaque n° 8 ou  $K_E = \frac{1}{1 + \sigma_{H1}} = f(p)$

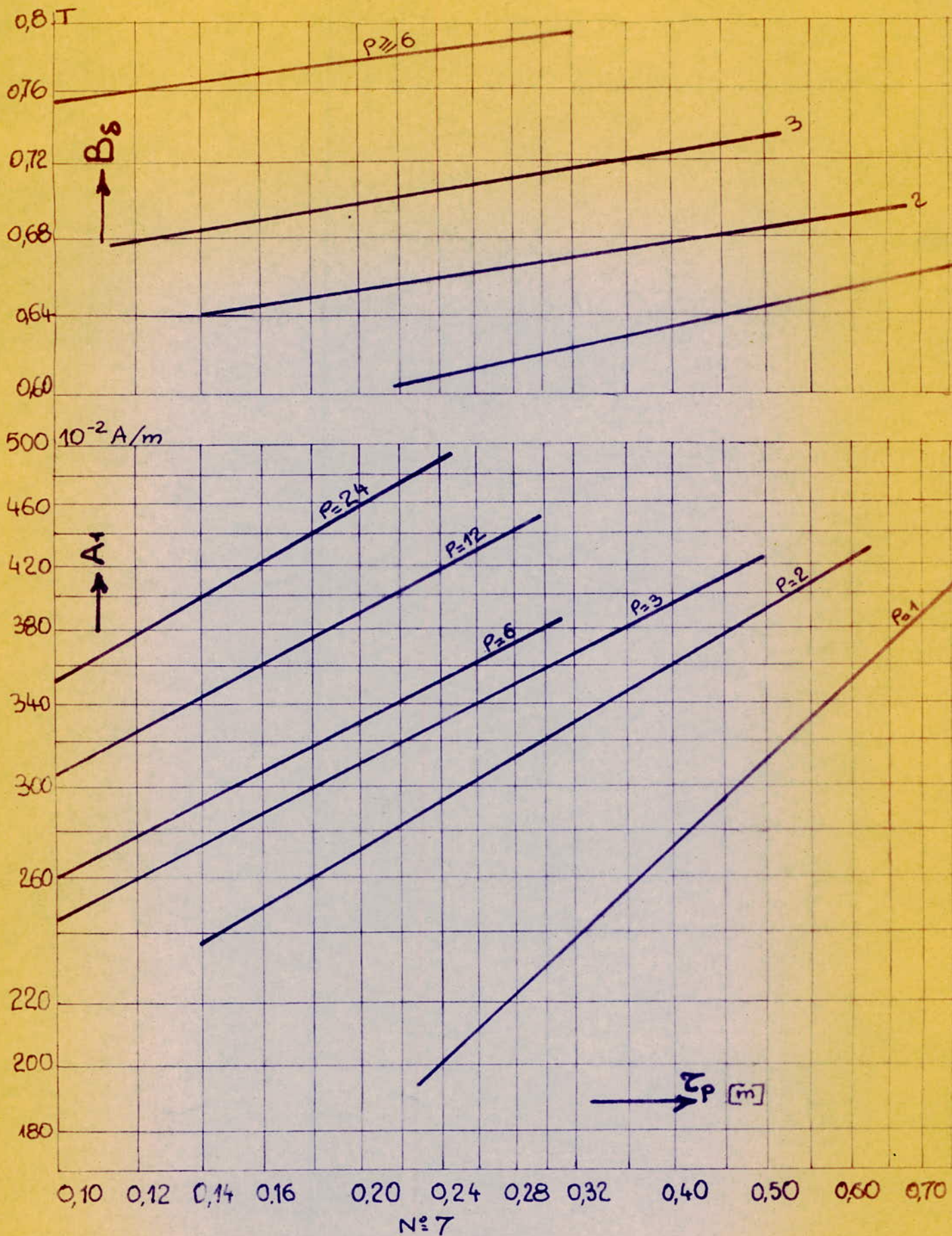
$\sigma_{H1}$  = coefficient de dispersion de Hegland

pour  $p = 2$  on tire  $K_E = 0,97$

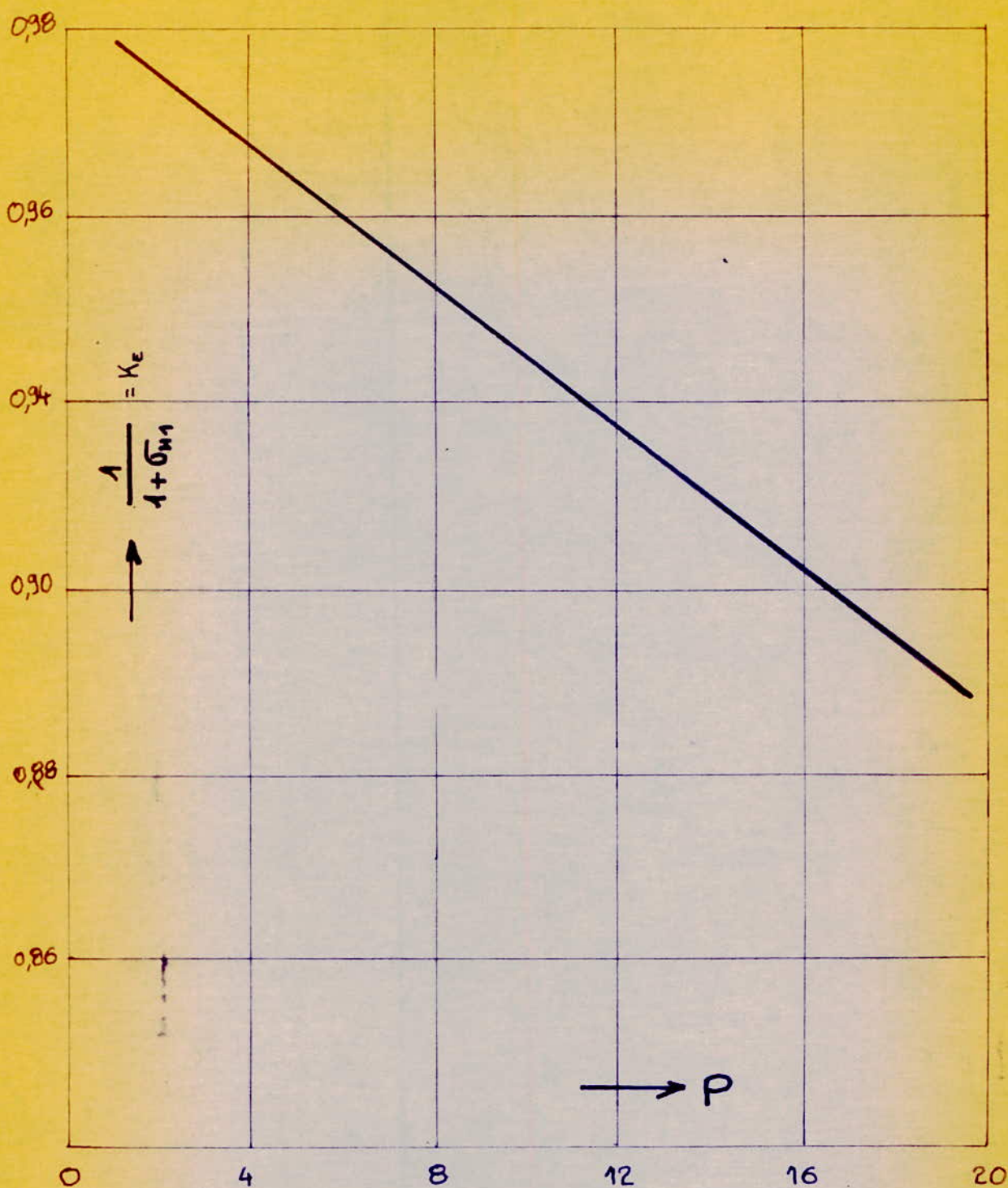
toutes les données numériques étant réunies on peut en déduire

$$n_1 = \frac{K_E V_1}{4,44 f B_g l_i d_i \tau_p K_{w1}}$$

$$n_1 = \frac{0,97 \times 220}{4,44 \times 50 \times 0,69 \times 0,3 \times 0,69 \times 0,25 \times 0,925} = 29,2$$



Induction  $B_s$  dans l'entrefer et densité linéaire  $A_1$   
 de Courant de machines asynchrones normales  
 en fonction du pas polaire  $\tau_p$



Chute de tension dans la marche à vide des machines asynchrones normales en fonction du nombre de paires de pôles

N°8



Par ce résultat obtenu, nous avons remarqué que nous ne pouvons pas loger symétriquement ce nombre de spires dans les encoches, dont nous disposons. De ce fait nous prenons  $n_1^* = 32$ , cette valeur étant adéquate pour la suite du calcul. Mais il faut aussi corriger la valeur de l'induction magnétique.

$$\text{d'où } B_s^* = \frac{n_1}{n_1^*} B_s = \frac{29,2}{32} \times 0,69 = 0,63 \text{ T}$$

### c) Calcul de la section d'encoche

Pour avoir la section d'encoche il nous faut les valeurs de sa hauteur et de sa largeur, la connaissance de ces deux valeurs nécessite le calcul suivant :

- courant nominal circulant dans un conducteur

$$I_1 = \frac{P_n}{m V_1 \eta \cos \phi} = \frac{9010^3}{3 \cdot 220(0,9)^2} = 168,35 \text{ A}$$

Section d'un conducteur; pour ce fait il nous faut adopter une densité de courant nominale. Cette densité dépend de la version du moteur de sa classe d'isolation et enfin de sa ventilation.

Pour notre machine, on estime cette densité à

$$J_1 = 4,20 \text{ A/mm}^2$$

et vue que  $I_1 = J_1 S_c$

$S_c$  = surface d'un conducteur

$$\text{on aura } S_c = \frac{I_1}{J_1} = \frac{168,35}{4,20} = 40,08 \text{ mm}^2$$

mais pour une insertion des conducteurs, dans les encoches sans difficultés on préfère subdiviser le conducteur en plusieurs petits conducteurs élémentaires mis en parallèle, et cet ensemble de petits conducteurs va tenir le rôle du seul conducteur. étant normalisées on a pris deux petits conducteurs cylindriques emailés pour un seul conducteur

La section d'un seul petit conducteur sera

$$S_{\text{Pcond}} = \frac{40,08}{2} = 20,04 \text{ mm}^2$$

d'où son diamètre  $D_{\text{Pcond}} = 2 \sqrt{\frac{S_{\text{Pcond}}}{\pi}} = 5,05 \text{ mm}$

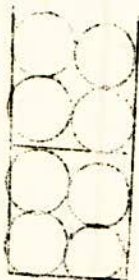
- nombre de petits conducteurs par encoche ayant 32 spires par phase, et vu que chaque spire correspond à deux conducteurs on aura donc un nombre de conducteurs total par phase  $32 \times 2 = 64$

mais chaque conducteurs étant subdivisé en deux petits conducteurs, donc le nombre de ces derniers par phase est  $64 \times 2 = 128$

d'où le nombre total de petits conducteurs pour les trois phases est  $128 \times 3 = 384$  donc le nombre de petits conducteurs par encoche est

$$\frac{384}{48} = 8$$

dans chaque encoche on aura un empilement de 4 serie de deux petits conducteurs en parallèle.



L'encoche statorique avec les conducteurs, peut définitivement se dimensionnée de la façon suivante :

HAUTEUR (Rzs)

Conducteurs	4 X 5,05	= 20,2 mm
Gaine d'encoche	2 X 0,5	= 1 mm
Intercalaire	1 X 1	= 1 mm
Isolant des conducteurs	4 X 0,1	= 0,4 mm
Isolation inférieure	1	= 1 mm
Cale	1 X 2	= 2 mm
Fixation	3	= 3 mm
Jeu	0,4	= 0,4 mm

$$Rzs = 29 \text{ mm}$$

LARGEUR (bz) )

Conducteurs	2 X 5,05 = 10,1 mm
Gaine d'encoche	2 X 0,5 = 1 mm
Isolant des conducteurs	2 X 0,1 = 0,2 mm
Jeu	0,2 = 0,2 mm

$$b_{zs} = 11,5 \text{ mm}$$

Section d'encoche  $\hat{=} 300 \text{ mm}^2$

Section de cuivre par encoche =  $8 \times 20,04 = 160,32 \text{ mm}^2$

on peut définir alors le coefficient de remplissage de l'encoche

$$K_r = \frac{\text{Surface de cuivre}}{\text{Surface de l'encoche}}$$

" Ce coefficient nous montre jusqu'à quel point on atteint le but-initial de la présence de l'encoche qui est celui et uniquement, de contenir les conducteurs, dans les technologies les plus avancées, il peut atteindre 0,75 pour notre moteur.

$$K_r = \frac{160,32}{300} = 0,53$$

résultat tout à fait acceptable; arrivé à ce point, le dimensionnement des encoches n'est pas nécessairement adéquats, étant donné que le critère qui nous limite dans les dimensions des encoches, pour juger de leur qualité est l'induction magnétique qui résulte dans les dents.

le tableau récapitulatif suivant nous donne les contraintes magnétiques nominales dans le fer des machines asynchrones pour 50 Hz

!	Culasse du stator-----	1,0 à 1,3 T	!
!	Dents du stator a tête -----	1,5 à 2,1 T	!
!	au milieu -----	1,3 à 1,7 T	!
!			!
!	Dents du rotor au pied -----	1,6 à 2,2 T	!
!	au milieu -----	1,4 à 1,8 T	!
!			!
!	Culasse du rotor -----	1,0 à 1,4 T	!

Les induction indiquées sont valables pour les sections de culasse non affaiblies par les cavités de fixation des tôles à la carcasse et au rotor, et par les canaux axiaux de ventilation d'après le tableau (vueau dessus) la plage conseillée pour l'induction dans les têtes de dent est :

$$1,5T \leq B_{z_{it}} \leq 2,1T$$

$B_{z_{it}}$ : L'induction dans les têtes de dents est donnée par la formule suivante :

$$B_{z_{it}} = \frac{l_i}{K_F l_{fe}} \times \frac{Z_{z_s}}{Z_{it}} B_s (1 + 1/3 \sigma_{H_1})$$

$l_i$  = Longueur totale du rotor

$l_{fe}$  = Longueur d'empilage des tôles, dans les canaux de ventilation

$l_{fe} = l_i - n_v b_{vt}$

$n_v$  = Nombre de canaux de ventilation

$b_{vt}$  = Epaisseur d'un canal de ventilation, pour notre moteur on

prend  $n_v = 4$ , car vu la puissance de notre machine, il nous faut assurer une bonne ventilation, pour éviter tout surchauffement.

$b_{vt}$  prend des valeurs normalisées (10 mm ou 15 mm) on opte pour  $b_{vt} = 10 \text{ mm}$  d'où

$$l_{fe} = 30 - 4 \times 1 = 26 \text{ cm.}$$

$K_F$  = coefficient de remplissage des tôles du stator, en technologie de machines électriques, les stators sont formés d'un empilage de tôles, pour diminuer les courants de foudaults mais vu l'importance de ces derniers et dans le but de les diminuer encore plus (donc diminuer les pertes par courant foucault) on utilise des tôles de dynamo de 0,5 mm d'épaisseur. Ces tôles sont maintenues grâce à un filme de colle qui à aussi le rôle d'isolant entre deux tôles voisines. Pour ce genre de tôle le coefficient d'empilage  $K_F$  est estimé à 0,9

$\sigma_{H_1}$  = coefficient de dispersion de Heyland on a vu que

$$E_1 = K_E \times V_1 \quad \text{avec} \quad K_E < 1$$

Cette chute de tension étant due essentiellement à la réactance de fuite du primaire qu'on note  $X_{\sigma_1}$  (la résistance du primaire est négligée devant la reactance). on peut donc écrire

$$E_1 = V_1 - X_{\sigma_1} I_m$$

$I_m$  = courant magnéticant

$$E_1 \approx V_1 (1 - X_{\sigma_1} I_{m1} / V_1) = V_1 (1 / (1 + \sigma_{H_1})) = K_E V_1$$

$$\Rightarrow K_E = \frac{1}{1 + \sigma_{H_1}}$$

le passage du flux de dispersion du à la réactance de fuite  $X_{\sigma_1}$  n'est pas intégral par la culasse et dans les dents du stator, les chutes de potentiel magnétique dans ces tronçons du circuit magnétiques doivent être calculé donc avec des flux supérieurs en pratique, pour flux primaire ou peut passer avec une approximation suffisante.

$\Phi(1 + \sigma_{H_1})$  pour la culasse et le pied de la dent (1)

$\Phi(1 + 2/3 \sigma_{H_1})$  pour la dent à mi-hauteur (2)

$\Phi(1 + 1/3 \sigma_{H_1})$  pour la tête de la dent (3)

de ce fait la relation (3) explique la présence du terme correctif  $(1 + 1/3 \sigma_{H_1})$  dans la formule de  $B_{z_{1t}}$

Pour notre cas on avait  $K_E = 0,97 = \frac{1}{1 + \sigma_{H_1}}$

$$\Rightarrow \sigma_{H_1} = \frac{1}{0,97} - 1 = 0,032$$

$\tau_{z_s}$ : pas dentaire statorique ;  $z_{1t}$  = largeur à la tête de la dent

$$\tau_{z_s} = \frac{\pi D}{z_1} = \frac{\pi \cdot 32}{48} = 2,09 \text{ cm}$$

$$z_{1t} = 2,09 - 1,15 = 0,94 \text{ cm} = \tau_{z_s} - b_{z_s}$$

les données numériques étant réunies on peut calculer l'induction dans têtes de dent

$$B_{z_{1t}} = \frac{l_c}{K_F l_{fe}} \times \frac{\tau_{z_s}}{z_{1t}} B_s (1 + 1/3 \sigma_{H_1})$$

$$B_{z_{1t}} = \frac{30}{0,9 \times 2,6} \times \frac{2,09}{0,94} \times 0,63 (1 + \frac{0,032}{3}) = 1,82 \text{ T}$$

$B_{211}$  ne doit pas trop se rapprocher des valeurs limites de la plage (trop se rapprocher de la valeur minimale explique une mauvaise utilisation du fer, au cas contraire, un rapprochement de la valeur maximale traduit une saturation importante d'où résulte des pertes d'énergie élevées. Notre valeur trouvée s'avère donc bonne car elle est située juste au milieu de la plage.

Ayant déjà adopté les encoches ouvertes pour le stator, le type d'enroulement préféré dans ce cas est celui à deux couches par encoche ; ce type d'enroulement n'est utilisé qu'avec des sections. Les plus répandues sont les enroulements imbriqués et ondulés.

Cependant, la préférence des constructeurs est celle de l'enroulement imbriqué à deux couches car il présente les avantages suivants :

- 1) - Les têtes de section forment un ensemble très réguliers.
  - Plus facile à fretter s'il s'agit d'une armature tournante.
  - Plus facile à brider (cas du stator de toutes les machines de forte puissance).
- 2) - Possibilité de former des sections à pas raccourci.
- 3) - Toutes les sections étant identiques elles peuvent être au préalable fabriquées dans un seul moule.

Les désavantages que contient ce type d'enroulement et qui sont d'ordre uniquement mécanique sont le fait que les différentes bobines d'une même phase doivent être connectées par soudure spéciale en cuivre (augmentation relative de la masse de cuivre), et que le changement éventuel d'une bobine de couche inférieure nécessite le soulèvement de la bobine de la couche supérieure.

Pour notre stator on a opté pour un enroulement à pas raccourci qui rend plus courte la longueur à donner aux développantes, et diminue la chute du potentiel magnétique de chaque section. Etant donné la ~~XXXXXX~~ connection en étoile de notre stator, ceci permet d'atténuer les harmoniques d'ordre 3 et multiples de 3, un raccourcissement du pas de 5/6 qui permet d'atténuer les harmonique d'ordre 5 et 7 après toutes ces considérations notre enroulement sera caractérisé par les paramètres suivants :

$$B = y/Z_p$$

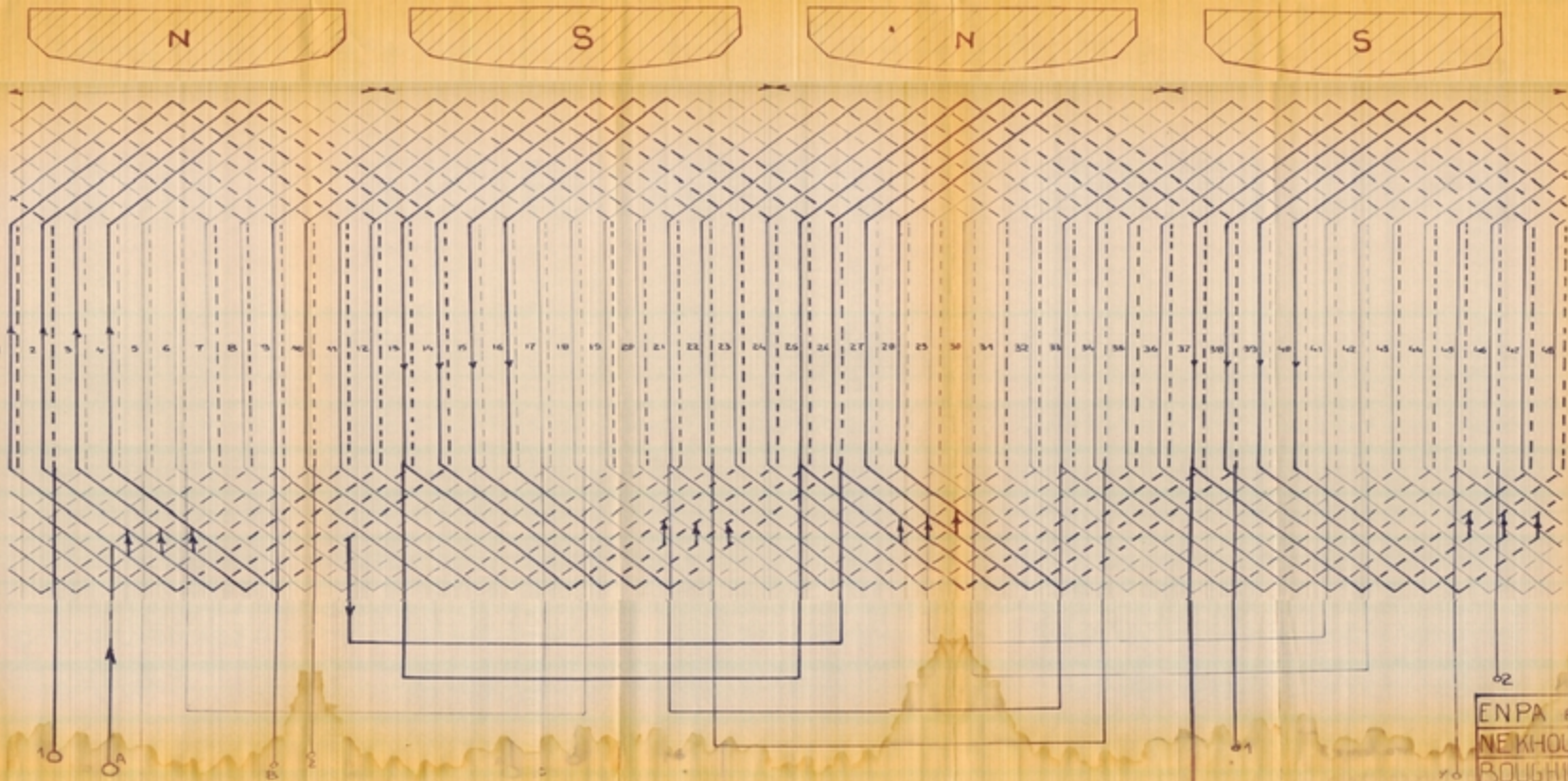
$$k_{d1} = \frac{\sin(\pi/2 \times 4/2)}{4 \sin \pi/24} = 0,958$$

$$k_{r1} = \frac{\sin(5\pi/2)}{1} = 0,966$$

d'ou  $Kw_1 = Kd_1 kr_1 = 0,966 \times 0,958 = 0,925$   
avec  $Kd_1$  : coefficient de distribution

$Kr_1$  : coefficient de raccourcissement du pas, notre  
enroulement est explicité par le dessin n° 9.





ENPA Proj. de fin d'études  
 NEKHOUL Réalisation d'un enroulement  
 BOUGHIOU imbriqué à deux couches  
 M'KOURGLI

D'une manière générale, l'enroulement rotorique est réalisé en fil conducteur pour la plupart des machines. Mais l'appellation cage d'écureuil a monté la différence entre les moteurs à rotors en court-circuit et les moteurs à rotor bobiné.

En effet, pour les moteurs à rotors en court-circuit, chaque encoche contient une barre conductrice, pour les moteurs à simple cage, la section des barres (donc des encoches) est ronde avec ou sans ouverture d'encoche.

Par contre, pour les moteurs à double cages, une variété d'encoches est exploitable. Les encoches de la cage supérieure sont en général rondes, et on joue beaucoup sur la forme des encoches de la cage inférieure pour faire varier les caractéristiques de travail du moteur.

N'oublions pas que les encoches des doubles cages sont exécutées en semi-fermées.

#### a) Choix du nombre de barres rotoriques

- L'expérience a montré que pour assurer une bonne marche du moteur autrement dit éviter les vibrations (marche défectueuse), il est important de choisir un nombre  $Z_2$  d'encoches rotoriques paires.

- Pour diminuer fortement les effets des moments de couple moteur additionnels, le nombre  $Z_2 \leq 1,25Z_1 + \gamma P$  où  $\gamma = 0,1$

0 - Pour une marche du moteur dans les deux sens.

1 - Pour une marche du moteur dans un seul sens.

- Pour éviter à tout prix les points morts du rotor à l'arrêt, on doit respecter une différence d'au moins 10 % entre les nombres d'encoches rotoriques et statoriques.

- Le tableau du dessin n° 10 donne le nombre d'encoches rotoriques adopter pour un nombre de paires de pôles de 1 à 5, et pour le nombre d'encoches stator, pour notre cas  $P = 2$ ,  $Z_1 = 48$  on tire  $Z_2 = 38$  ou  $58$ .

Après un nombre de calcul d'essais, on opte pour  $Z_2 = 58$  qui donne des résultats plus cohérents.

On fait remarquer que les deux cages, supérieure et inférieure, auront le même nombre de barres.

.../...

NOMBRES D'ENCOCHES ROTORIQUES ADOPTE Z2

P	Z1	Z2	P	Z1	Z2	P	Z1	Z2	P	Z1	Z2	P	Z1	Z2
1	13	16 22	2	24 30	18 30	3	36	28 44	4	48	38 58	5	60	48 52 68 72
	24	18 20 22 28		36	30 42		54	44 46 62 64 68		72	58 62 82 86 90		90	72 74 76 78
	30	22 34		48	38 58		72	58 62 82 86 88		96	78 82 110 114 118			102 104 136 138 112
	36	28 46		60	50 70 74		90	74 76 104 106 110 112		120	98 102 138 142 146 150		120	96 98 102 104 136 138 142 144 146 148
	42	34 52		72	58 62 82 86 90		108	86 88 92 94 122 124 128 130 134		144	118 122 126 162 166 170 174 178		150	122 124 126 128 172 174 176 178 182 184 186 188
	48	40 58		84	70 90 94 98 102		126	104 106 110 142 146 148 152 154 158					180	144 146 148 152 154 156 158 204 206 208 212 214 216 218 222 224
	54	46 64		96	78 110 114 118									
	60	48 50 <del>52 70</del>												
	66	52 76 82												
	72	58 82 88												

DESSIN N° 10

## L) Section d'encoches

Le choix des sections d'encoche n'est pas aléatoires car il doit répondre à différents critères. En effet, la section d'encoches (donc des barres) dépendra du matériau dans lequel est coulés la barre (donc de la résistivité du matériau et du courant qui va circuler dans une barre).

En général, la cage supérieure située plus près de l'entrefer est en matériau très résistif tel que laiton, bronze etc... Tandis que la cage inférieure est en cuivre rouge. En régime normal, la fréquence du courant rotorique étant très faible, on ne tiendra pas compte des réactances secondaires devant les résistances, et le courant de la cage inférieure sera 5 à 6 fois plus grand celui de la cage supérieure (s'achant déjà que d'après la conception des deux cages que la supérieure est de 5 à 6 fois plus résistive que la cage inférieure).

Chaque des deux cages possédant son propre anneau de court-circuitage ; deux barres (l'une appartenant à la cage supérieure et l'autre à la cage inférieure) correspondantes sont séparées par une fente étroite. A signaler aussi qu'en régime nominal, les deux cages sont considérées comme fonctionnant en parallèle (voir chapitre caractéristiques de travail).

De ce fait, la f.e.m induite dans une barre de la cage supérieure ainsi que dans la barre correspondant à la cage inférieure (considérée comme fonctionnant en parallèle) est égale à la force électromotrice d'une phase du primaire ramenée au secondaire autrement dit

$$E_2 = \frac{E_1 \cdot n_2 \cdot K_{w2}}{n_1 \cdot K_{w1}}$$
,  $n_2$  = nombre de spires par phase du secondaire ;  $K_{w2}$  coefficient d'enroulement du secondaire.

Pour le moteur à cage d'écureuil, chaque barre constitue une phase ( $M2 = Z2$ ) vu qu'elle équivaut à une demi spire alors  $N2 = 1/2$ , de même il est évident que  $K_{w2} = 1$  puisqu'il n'y a ni raccourcissement, ni distribution dans chaque phase du rotor.

$$E_2 = \frac{E_1 \times n_2 \times K_{w2}}{n_1 \times K_{w1}} = \frac{K E V_1 \cdot n_2 \cdot K_{w2}}{n_1 \times K_{w1}} = \frac{0,97 \times 220 \times 0,925}{32 \times 0,925}$$

$$E_2 = 3,6 \text{ V}$$

Le courant résultant dans les deux barres (correspondantes) est calculé à partir de la puissance mécanique.

$$P_m = P_n + p_{ft} + V_T + p_{sup.}$$

$P_n$  = puissance utile sur l'arbre.

$p_{ft} + v_t$  = pertes par frottement et ventilation.

$p_{sup}$  = pertes superficielles et par pulsation du flux dans les dents.  
Ces pertes sont approximativement égales à vide et en charge.

$$E_2 m_2 I_2 (1-g) = P_m = P_n + P_{f+vt} + P_{sup}$$

$m_2 I_2 E_2 =$  puissance transmise du stator au rotor

$$I_2 = \frac{P_n + P_{f+vt} + P_{sup}}{Z_2 E_2 (1-g)}$$

Les pertes par frottement et par ventilation sont données par l'abaque n°11.

Pour  $n_s = 1500 \text{ tr/mm}$  on prend

$P_{f+vt} = 1\% P_n$  (valeur moyenne de la plage)

les pertes supplémentaires ( $p_{sup}$ ) sont estimées à 0,5 %  $P_m$ .

le glissement étant de 0,04 on peut donc finalement calculer  $I_2$

$$I_2 = \frac{P_n + P_{f+vt} + P_{sup}}{Z_2 E_2 (1-g)} = \frac{P_n (1 + 0,01 + 0,005)}{Z_2 E_2 (1-g)}$$

$$I_2 = \frac{1,015 \times P_n}{Z_2 E_2 (1-g)} = \frac{90 \times 1,015 \times 10^3}{58 \times 3,6 (1-0,04)} = 456 \text{ A}$$

Comme déjà cité, on prévoit des barres supérieures, 5 fois plus résistives que les barres inférieures. Donc  $I_2/6$  va circuler dans une barre supérieure,

d'où  $I_{2bd} = \frac{456}{6} = 76 \text{ A}$ ;  $I_2 \text{ bd}$  = courant de barre de la cage de démarrage.

le courant dans une barre de travail sera  $I_2 \text{ bt} = 5 I_2 \text{ bd} = 380 \text{ A}$ .

Vu l'absence d'isolation dans les barres et la rotation du rotor (donc meilleure ventilation), on admet des valeurs plus élevées pour la densité de courant dans les enroulements rotoriques, il est conseillé  $J_2 = 4 \dots 6 \text{ A/mm}^2$

On estime  $J_2 = 4,5 \text{ A/mm}^2$  dans la cage inférieure; donc la section d'encoche des barres de travail est :

$$S_{bt} = \frac{380}{4,5} = 84,4 \text{ mm}^2$$

Les barres de la cage inférieure sont faites en cuivre de résistivité à 75°C.

$$\rho_{cu} 75^\circ \text{C} = 0,0217 \cdot \Omega \text{ mm}^2/\text{M}$$

Les barres débordent de chaque côté du rotor d'une longueur de 4 cm.

d'où  $L_{bt} = 30 + 2 \times 4 = 38 \text{ cm}$ .  $L_{bt}$  = Longueur d'une barre de travail.

$$R_{bt} = \rho_{cu} \times L_{bt} / S_{bt}$$

$R_{bt}$  = résistance d'une barre de travail.

$S_{bt}$  = section d'encoche (d'une barre) de travail.

$$R_{bt} = \frac{0,0217 \times 0,38}{84,4} = 9,610 \cdot 10^{-5} \Omega$$

.../...

La résistance d'une barre de la cage de démarrage doit être 5 fois supérieure d'où  $R_{bd} = 5 \times R_{bt} = 5 \times 9,6 \cdot 10^{-4} \Omega = 4,8 \cdot 10^{-4} \Omega$

La cage supérieure est faite en alliage d'aluminium de résistivité à 75° C.  $\rho_{al} = 0,0445 \Omega \text{ MM}^2/\text{M}$ , La section d'encoche de la cage de démarrage sera donc :  $S_{bd} = \rho_{al} \times L_{bd} / R_{bd}$

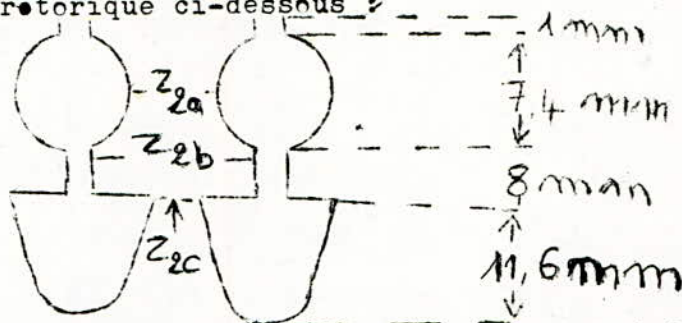
$L_{bd}$  = longueur de barre de la cage de démarrage, chaque barre déborde de 8 cm de chaque côté, d'où  $L_{bd} = 30 + 2 \times 8 = 46 \text{ cm}$

$$S_{bd} = \frac{0,0445 \times 0,46}{4,8 \cdot 10^{-4}} = 42,6 \text{ mm}^2$$

d'où le diamètre de la barre de la cage de démarrage (donc de l'encoche)

$$D_{bd} = 2 \sqrt{S_{bd} / \pi} = 7,4 \text{ mm}$$

Vu les contraintes magnétiques qui régissent le dimensionnement des encoches rotoriques ; après plusieurs calculs d'essais, on a opté pour la forme d'encoches rotorique ci-dessous :



Comme déjà vu dans les dents du rotor, les inductions conseillées selon différentes zones sont comme suit :

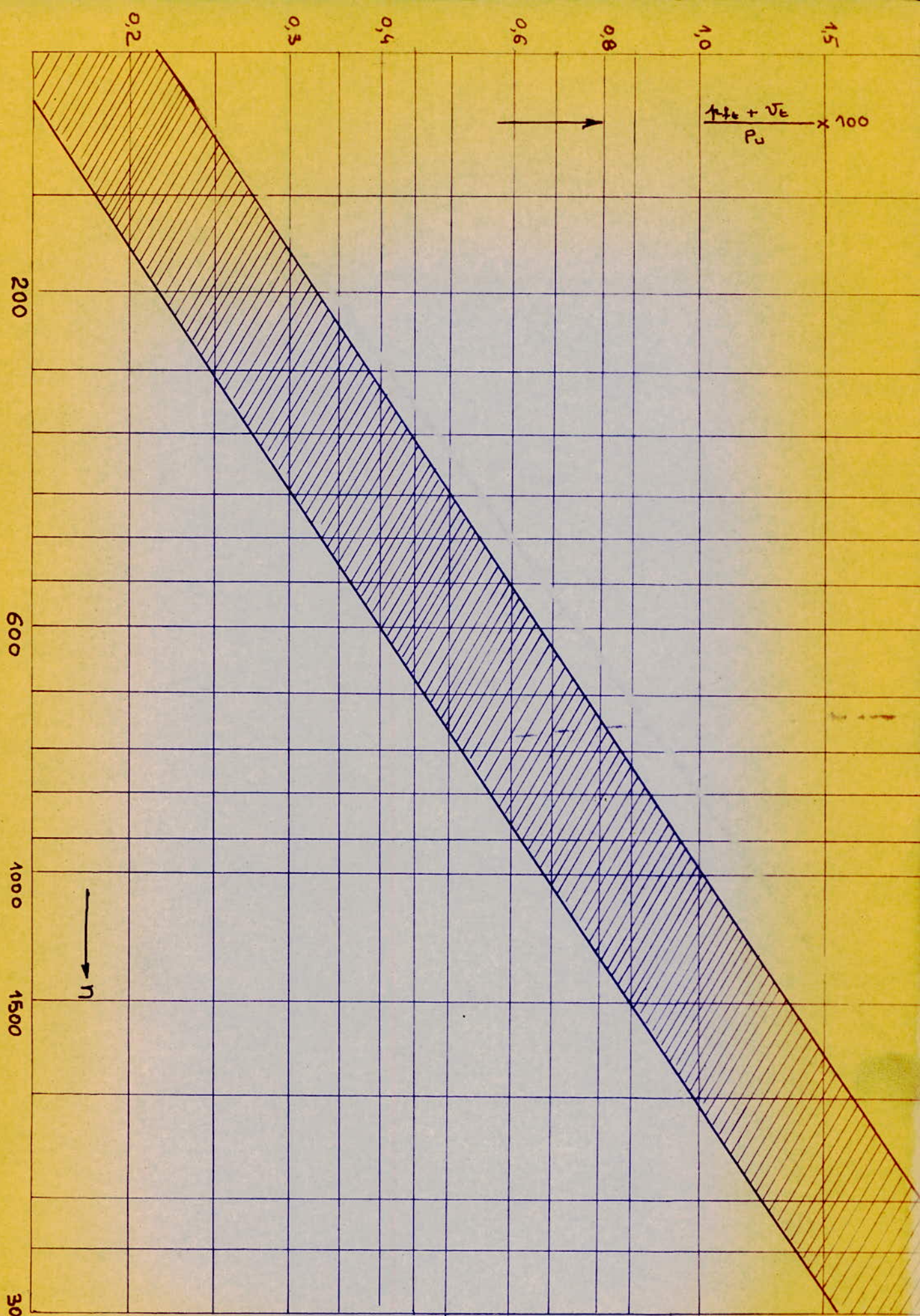
au pied de la dent 1,6 T à 2,2 T      au milieu de la dent 1,4 T à 1,8 T  
de ce fait notre induction maximale doit être dans la première plage de variation d'induction.

Notre induction est maximale au niveau où la dent est la plus étroite (autrement dit au niveau où deux encoches sont les plus rapprochées). En notant la distance par  $z_{2c}$  à ce niveau on aura

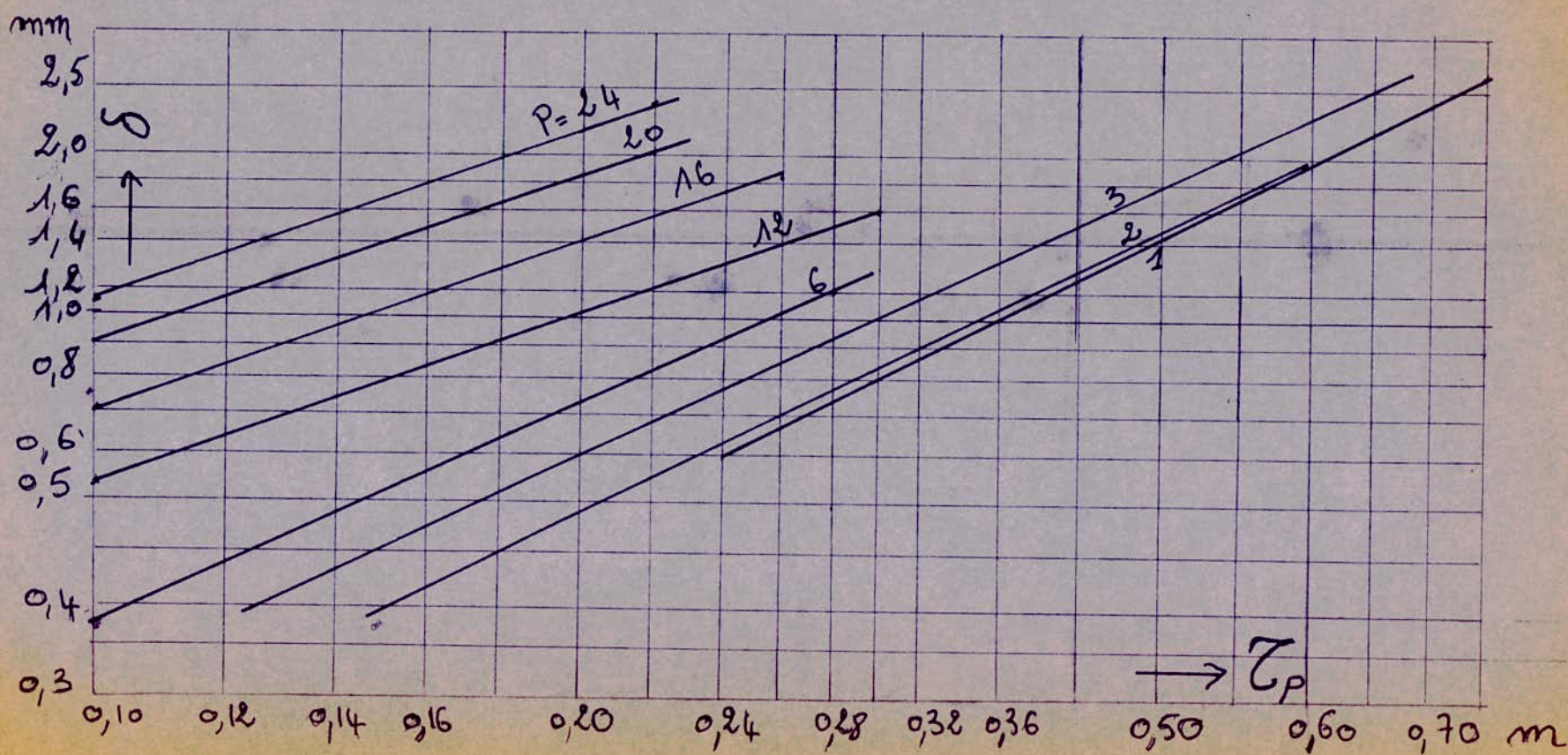
$$z_{2c} = \frac{\pi (D - 2\delta - 0,2 - 2D_{bd} - 2R)}{58} = 0,8 \text{ cm}$$

$\delta$  ; représentant l'épaisseur de l'entrefer.

Pour des raisons mécaniques (bonne rotation du rotor), on choisit l'entrefer aussi grand que possible. Un entrefer assez grand diminue les pertes supplémentaires dans le fer, produites par les pulsations du flux et la dispersion des harmoniques supérieures. Mais l'inconvénient, c'est que par effet contraire, le courant magnétisant augmente avec l'épaisseur de l'entrefer, d'où une diminution du facteur de puissance. De cela l'entrefer doit être retenu le plus faible possible. L'abaque n° 12 nous donne les épaisseurs d'entrefer de machines normales, en fonction du pas polaire, pour divers nombres de paires de pôle.



Pertes par ventilation et par frottement dans les paliers des machines asynchrones.



Entrefer  $\delta$  de machines asynchrones normales en fonction de pas polaire  $Z_p$   
 N°12



.../... Pour  $z_p = 0,25 \text{ m}$ ,  $p = 2$  on tire  
 $\delta = 0,66 \text{ mm}$  d'où

$$Z_{ec} = \frac{\pi(32 - 0,132 - 0,2 - 1,6 + 1,48)}{58} - 0,8 = 0,75 \text{ cm}$$

L'induction à ce niveau est donnée par:

$$B_{z_{ec}} = \frac{p_i}{K_F l_{fe}} \times \frac{z_{zr}}{z_{ec}} \times B_s$$

$z_{zr} =$  pas dentaire rotorique

$$z_{zr} = \frac{\pi(D - 2\delta)}{z_p} = \frac{\pi(32 - 0,132)}{58} = 1,73 \text{ cm}$$

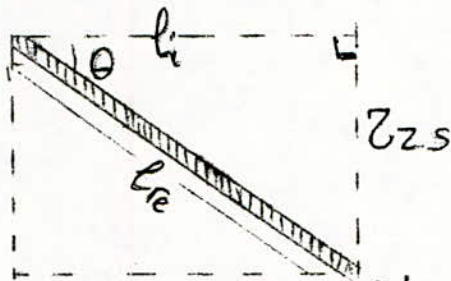
d'où

$$B_{z_{ec}} = \frac{30}{0,9 \times 2,6} \times \frac{1,73}{0,75} \times 0,63 = 1,87 \text{ T}$$

Ce résultat nous confirme le dimensionnement acceptable de nos encoches rotoriques.

Remarque : On ne peut avancer dans notre projet sans signaler le fait que généralement les barres des deux cages sont légèrement inclinées d'un certain angle  $\theta$ , par rapport à l'axe, dont le but est d'éliminer les harmoniques supérieurs d'ordre impair.

En technologie de machines électriques, on adopte une inclinaison égale au pas dentaire statorique, d'où la représentation suivante des barres rotoriques :

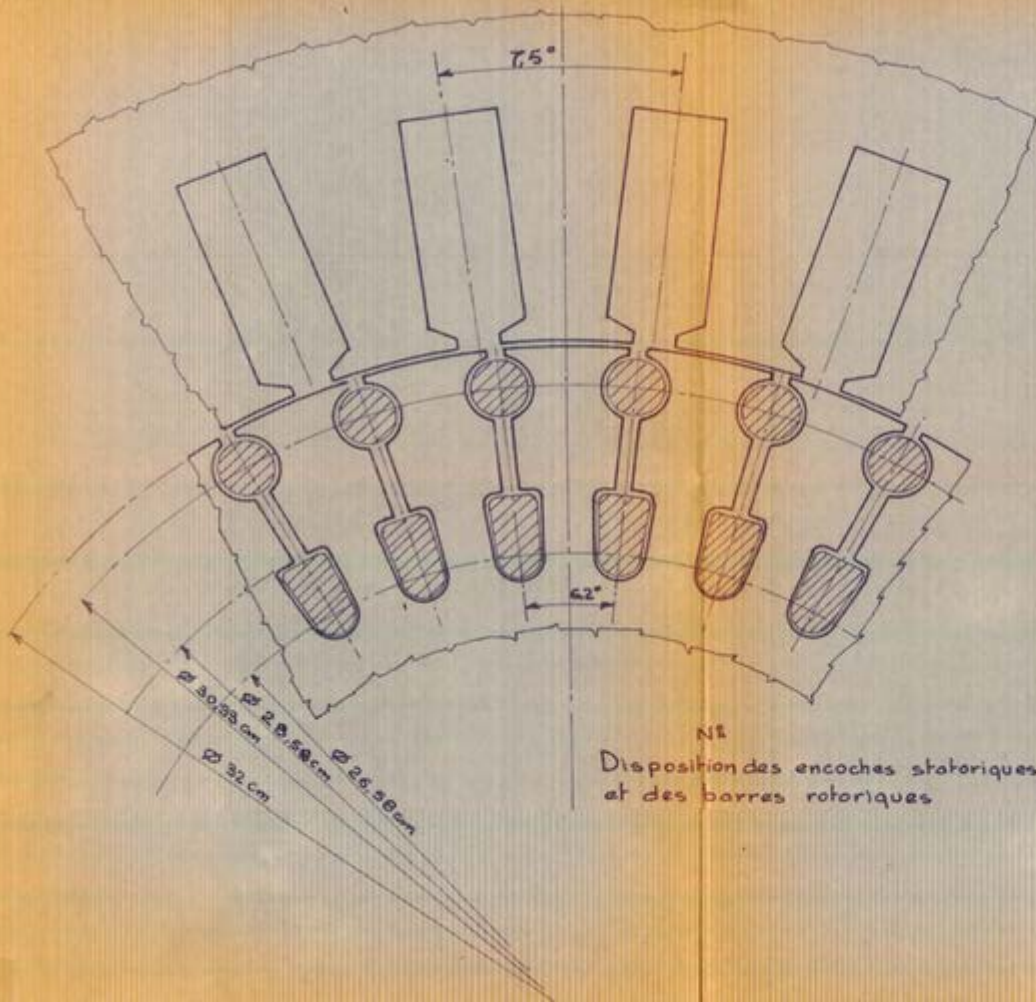


$$\tan \theta = z_{zs} / l_i = 2,09 / 30 = 0,0696 \Rightarrow \theta = 3,98^\circ$$

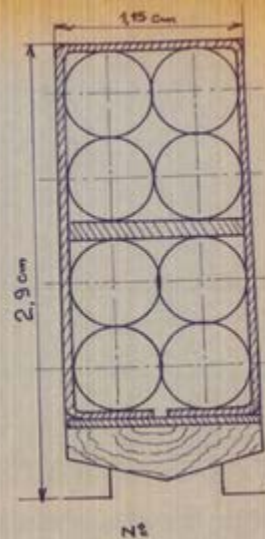
d'où la longueur réelle des barres ( $l_{re}$ )

$$l_{re} = l_i / \cos \theta = \frac{30}{\cos(3,98)} = 30,07 \text{ cm}$$

Donc ce résultat, on peut confirmer que si on prend comme longueur des barres 30 cm, on ne commet pas une très grande erreur vu que 0,07 cm est très inférieure devant 30 cm,  $(30 / 0,07) = 429$



N<sup>o</sup>  
Disposition des encoches statoriques  
et des barres rotoriques



Disposition des conducteurs  
dans une encoche statorique

## I. Le Circuit magnétique :

Nalxx ne peut nier l'importance que revêt le circuit magnétique dans une machine électrique. La puissance électromagnétique qui apparaît sur le rotor est transmise du stator (énergie électrique) par le biais du circuit magnétique. Le but de l'étude du circuit magnétique est le calcul du courant magnétisant et du coefficient de saturation. Le courant magnétisant d'une machine est très important. Une grande valeur de celui-ci donne un faible facteur de puissance, donc une forte consommation de puissance réactive, ce qui est néfaste pour le réseau d'alimentation. Le coefficient de saturation calculé sera aussi confronté à celui choisi au départ

### a) Loi de la circulation du champ magnétique

La loi de la circulation constitue la base du calcul du circuit magnétique. Elle s'énonce ainsi :  
la circulation du champ magnétique  $H$  (ou différence, chute de potentiel magnétique), le long d'une ligne fermée, est égale au volume du courant (ou force magnétomotrice)  $F$  complée avec cette ligne

$$\oint H_p dl = F$$

$H_p$ : composante de  $H$  dans la direction de  $dl$ . si  $N$  désigne le nombre de conducteurs qui traversent la surface délimitée par le dit circuit, et si tous les conducteurs sont parcourus par le même courant  $i$ , on a alors :

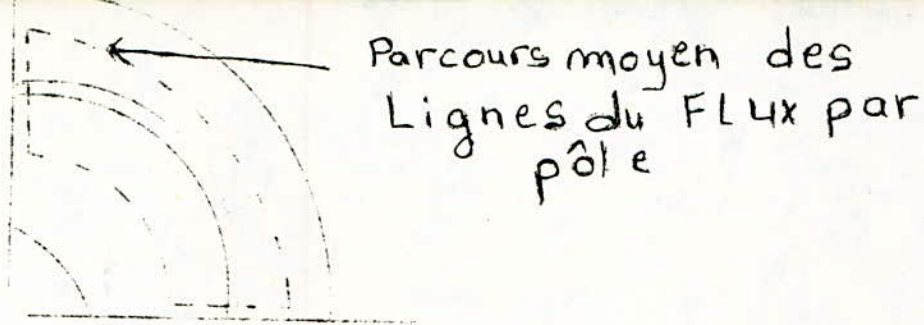
$$F = Ni = \oint H_p dl$$

Pour le calcul du circuit magnétique des machines électriques, l'intégrale est remplacée par une simple sommation de toutes les chutes de potentiel magnétique dans les différentes parties de la machine.

- Ces différentes chutes magnétiques se feront dans :

- La culasse statorique
- Dents statoriques
- Entrefer
- Dents rotoriques
- Culasse rotorique

Dans ce qui suit, notre calcul sera appuyé par la connaissance de la perméabilité de l'air  $\mu_0$ ; et la courbe d'aimantation des tôles de dynamo (matériau utilisé pour la réalisation du stator et du rotor). Le circuit magnétique total de la machine peut-être divisé en quatre circuits identiques. Chaque circuit comprendra la chute du potentiel magnétique par pôle. Pour la commodité de calcul on utilisera un seul circuit.



\*) Chute de tension magnétique dans l'entrefer

$$F_g = 2 H_g \mu_0 \delta K_c$$

$H_g$ : excitation magnétique dans l'entrefer, facteur 2 : car les lignes de champs passent deux fois par l'entrefer

$K_c$  : coefficient de carter

Le facteur de carter explique le fait que lorsque l'induit est doté d'encoches, l'induction dans l'entrefer n'est plus constante (vue que l'entrefer n'est pas constant). Elle est plus grande donc en regard des dents qu'en regard des encoches. Par conséquent, pour le même flux  $\phi$ , la chute de potentiel magnétique dans l'entrefer, est plus grande avec un induit doté d'encoches pour ce fait à la place de l'entrefer réel  $\delta$  (Pour induit lisse) on calcule la chute du potentiel magnétique avec un entrefer fictif  $\delta'$  (qui est un entrefer moyen)

$$\delta' = K_c \delta \quad \text{avec } K_c > 1$$

$$K_c = K_{c1} \times K_{c2} \quad \text{où}$$

$$K_{c1} = \frac{Zzs}{\left( Zzs - \frac{S_1/\delta}{S + S_1/\delta} \times \delta \right)}$$

$$K_{c2} = \frac{Zzr}{\left( Zzr - \frac{S_2/\delta}{S + S_2/\delta} \times \delta \right)}$$

$S_1$  = ouverture de l'encoche statorique

$S_2$  = ouverture de l'encoche rotorique

Pour notre machine on a  $S_1 = 6 \text{ mm}$   $S_2 = 2 \text{ mm}$

d'où  $K_{c1} = 1,22$

$K_{c2} = 1,04$

$$K_c = K_{c1} \times K_{c2} = 1,27$$

sachant que  $H_g = B_g / \mu_0$  (dans l'entrefer)

$\mu_0$  (la perméabilité de l'air est celle du vide) =  $4\pi \cdot 10^{-7}$

on a alors

$$F_g = 2 \frac{B_g}{\mu_0} \delta K_c = 2 \times \frac{9,63}{4\pi \cdot 10^{-7}} \times 0,66 \cdot 10^{-3} \times 1,87 = 840 \text{ A}$$

2) Chute de tension magnétique dans la culasse statorique

Pour le calcul du parcours dans la culasse statorique, la valeur du diamètre extérieur du stator doit être connue. Pour cela, on utilise le tableau élaboré expérimentalement donnant les valeurs extrêmes du diamètre extérieur du stator en fonction du nombre de pôles

2p	2	4	6
-----			
$D_{ext}$	$(1,85 \div 1,95) D$	$(1,56 \div 1,64) D$	$(1,41 \div 1,44) D$
=====			

Après des calculs d'essais on a opté pour

$$D_{ext} = 1,58 D = 1,58 \times 38 = 50,6 \text{ cm}$$

$D$ : diamètre d'alésage du stator, la connaissance de l'induction dans la culasse statorique est nécessaire, pour avoir sa valeur, il suffit d'écrire la loi de conservation du flux magnétique.

On sait que :

$$\Phi_s = B_s \sum p \alpha_i l_i = 0,63 \times 0,25 \times 0,69 \times 0,3 = 0,032 \text{ Wb}$$

Il est simple de voir d'après le circuit magnétique que le flux  $\Phi_s$  se divise en deux, avant de pénétrer dans la culasse statorique

donc :  $\Phi_{cs} = \Phi_s / 2 = B_{cs} \cdot l_{pe} \times R_{cs} \cdot K_F \frac{1}{1 + \sigma_{H1}}$

ou  $\Phi_{cs}$  flux culasse statorique,  $B_{cs}$  induction dans la culasse statorique

$R_{cs}$  hauteur de la culasse statorique

$$R_{cs} = \frac{D_{ext} - D}{2} - R_{zs}$$

$R_{zs}$  hauteur des dents statorique

$$R_{cs} = 0,27 D - 29 \text{ mm} = 63,8 \text{ mm}$$

d'où l'induction dans la culasse statorique

$$B_{cs} = \frac{\Phi_s (1 + \sigma_{H1})}{2 \cdot l_{pe} \cdot R_{cs} \cdot K_F} = \frac{0,032 (1 + 0,032)}{2 \times 0,26 \times 0,0638 \times 0,9} = 1,1 \text{ T}$$

en considérant la courbe d'aimantation donnée par le dessin n° 13 on déduit l'excitation magnétique correspondante :

$$B_{cs} = 1,1 T \rightarrow H_{cs} = 3,4 A/cm$$

Le parcours moyen des lignes de flux dans la culasse statorique est donné par l'expression suivante

$$L_{cs} = \frac{\pi}{4} \times (D + 2R_{zs} + R_{cs}) + R_{cs}$$

$$L_{cs} = \frac{\pi}{4} (32 + 5,8 + 6,38) + 6,38 = 41 \text{ cm}$$

d'où 
$$F_{cs} = L_{cs} \times H_{cs} = 41 \times 3,4 = 139 A$$

### 3) Chute de tension magnétique dans les dents statoriques

Vu les dimensions géométriques de la dent statorique. (trapezoïdale), l'induction à travers cette dent ne sera pas constante. (L'induction) elle sera beaucoup plus importante en tête de dent (où elle est plus étroite) qu'au pied de la dent. Nous avons donc pensé qu'il était judicieux de prendre une valeur moyenne de l'induction et de calculer avec, la chute du potentiel magnétique. L'approximation étant assez bonne en comparaison avec la voie normale où il faut considérer l'induction dans trois zones (tête, pied et milieu) de la dent. L'induction moyenne sera prise au tiers de la dent à partir de la tête. L'ouverture (la largeur) de la dent à ce niveau est donnée par l'expression suivante

$$b_{z/3} = \tau_{zs} \left( 1 + \frac{2/3}{D} R_{zs} \right) - b_{zs}$$

$$b_{z/3} = 2,09 \left( 1 + \frac{2/3 \times 2,9}{32} \right) - 1,15 = 1,07 \text{ cm}$$

L'induction moyenne à travers la dent est donnée par :

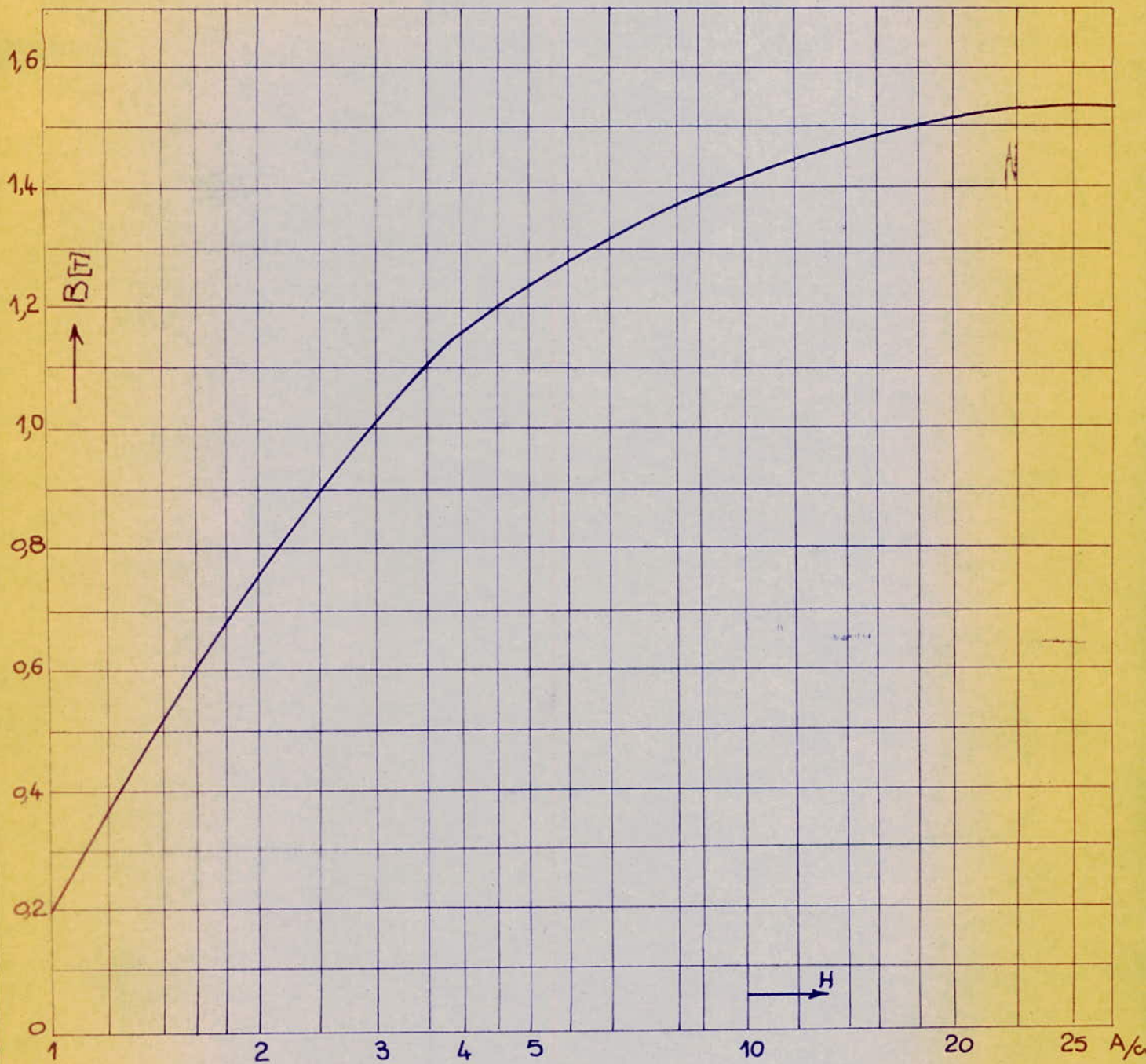
$$B_{zsm} = \frac{l_i}{K_F l_{fe}} \times \frac{\tau_{zs}}{b_{z/3}} (1 + \sigma_{H_1}) \times B_g$$

$$B_{zsm} = \frac{30}{0,9 \times 26} \times \frac{2,09}{1,07} (1 + 0,032) \times 0,63 = 1,63 T$$

d'après la courbe d'aimantation de nos tôles de dynamo, l'excitation magnétique correspondante est :  $H_{ds} = 30 A/cm$

d'où la chute du potentiel magnétique dans les dents statorique est

$$F_{ds} = 2 \cdot R_{zs} \times H_{ds}$$



Courbe d'aimantation pour tôles de fer  
 la courbe est tracée pour des tôles de dynamo avec  
 $2,3 \leq \rho'_{Fe} \leq 3$  w/kg

N°13

Le facteur 2 car la ligne de flux moyenne passé par 2 dents, l'une en aller l'autre en retour.

$$F_{ds} = 2 \times 30 \times 2,9 = 174 \text{ A}$$

4) Chute de tension magnétique dans les dents rotorique

Vu la forme de la dent rotorique, l'induction magnétique à travers cette dernière varie d'un niveau à un autre, donc le calcul d'une induction moyenne s'impose. Le choix des niveaux de calcul des ~~xxx~~ inductions n'est pas aléatoire, mais il se fait de sorte que l'on approche le plus possible la valeur moyenne de la place de variation de l'induction à travers la dent. Après plusieurs calculs d'essai, les niveaux a, b, c (voir dessin n°14) seront retenus. les largeurs des dents à ces niveaux sont :

$$Z_{2a} = \frac{\pi}{58} (D - 2\delta - 0,2 - D_{bd}) - D_{bd}$$

$$Z_{2b} = \frac{\pi}{58} (D - 2\delta - 0,2 - 2D_{bd} - R) - 0,1$$

$$Z_{2c} = \frac{\pi}{58} (D - 2\delta - 0,2 - 2D_{bd} - 2R) - 0,8$$

avec  $\delta = 0,66 \text{ mm}$ ,  $D = 320 \text{ mm}$ ,  $D_{bd} = 7,4 \text{ mm}$   
 $R = 8 \text{ mm}$  alors :

$$Z_{2a} = 9,3 \text{ mm}, \quad Z_{2b} = 15 \text{ mm}, \quad Z_{2c} = 7,5 \text{ mm}$$

Les valeurs des inductions à ces différents niveaux seront :

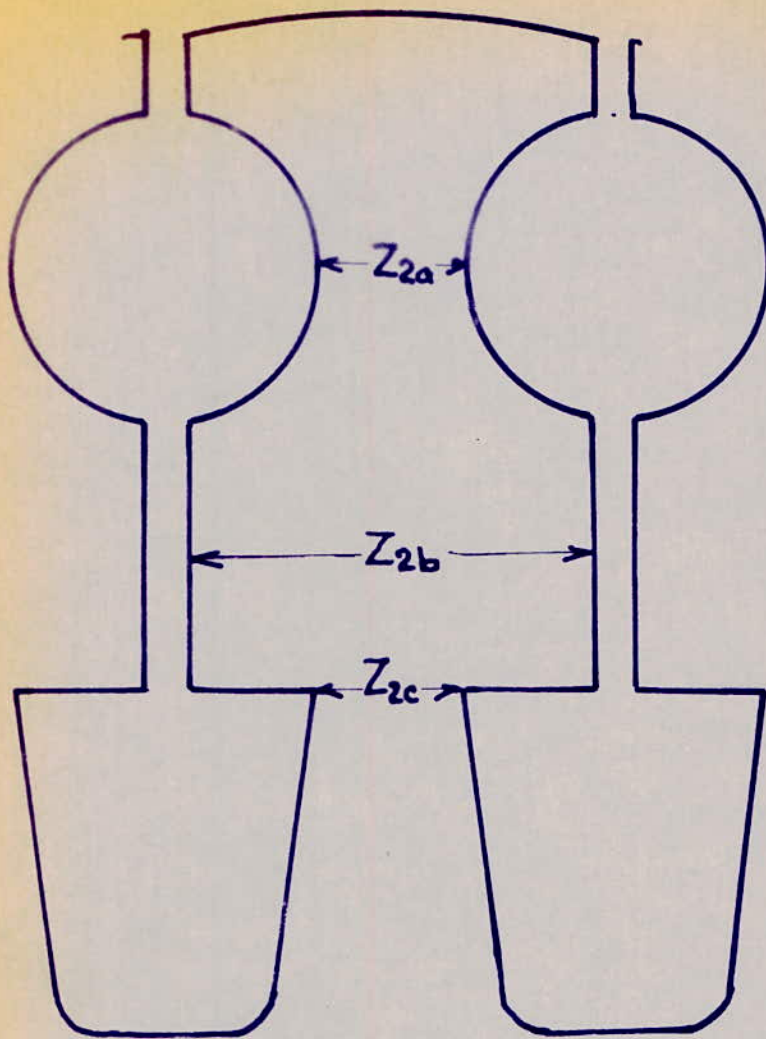
$$B_{Z_{2a}} = \frac{l_i}{K_F l_{fe}} \times \frac{Z_{2r}}{Z_{2a}} \times B_{\delta} = \frac{30}{0,9 \times 26} \times \frac{1,73}{0,93} \times 0,63 =$$

$$B_{Z_{2a}} = 1,5 \text{ T}$$

$$B_{Z_{2b}} = \frac{l_i}{K_F l_{fe}} \times \frac{Z_{2r}}{Z_{2b}} \times B_{\delta} = \frac{30}{0,9 \times 26} \times \frac{1,73}{1,5} \times 0,63 = 0,93 \text{ T}$$

$$B_{Z_{2c}} = \frac{l_i}{K_F l_{fe}} \times \frac{Z_{2r}}{Z_{2c}} \times B_{\delta} = \frac{30}{0,9 \times 26} \times \frac{1,73}{0,75} \times 0,63 =$$





Niveaux adoptés pour le calcul  
de l'induction moyenne dans l'encoche rotorique  
N° 14

$$B_{Z2c} = 1,87T$$

d'où l'induction moyenne

$$B_{Z moy} = \frac{B_{Z2a} + B_{Z2b} + B_{Z2c}}{3} = \frac{1,5 + 0,93 + 1,87}{3}$$

$$B_{Z moy} = 1,44T$$

en se référant à la courbe d'aimantation des tôles on aura l'excitation magnétique suivante :

pour  $B_{Z moy} = 1,44 \longrightarrow H_{drm} = 16A/cm$

d'où  $F_{dr} = 2 h_{Zr} \times H_{drm}$

le facteur 2 car les lignes de flux traversent deux fois la dent

$h_{Zr}$ : profondeur de la dent rotorique

d'où  $F_{dr} = 16 \times 2 \times 2,8 = 89,6 A$

5) Chute de tension magnétique dans la culasse rotorique

Arrivé a ce niveau de calcul, on doit se fixer le diamètre de l'arbre, dont la nécessité est absolue par la suite. Une formule empirique nous donne la possibilité du calcul de ce dernier

$$D_{arb} = K \sqrt[3]{\frac{P}{n_s}} \quad (mm)$$

K étant un coefficient dépendant du diamètre d'alisage du stator, on peut l'avoir à partir du tableau suivant :

D	10	20	30	40	50
(cm)					
K	35	30	27	25	24

nous disposons d'un diamètre  $D = 32 cm$  ou prend alors  $K = 27$  d'où

$$D_{arb} = 27 \sqrt[3]{\frac{90.10^3}{1500}} = 106 mm$$

comme pour la culasse statorique, arrivant à la culasse rotorique, les lignes de flux se divisent en deux. De ce fait :

$$\frac{\Phi_s}{2} = B_{cr} \times K_F \times l_{fe} \times h_{cr}$$

$B_{cr}$  - induction dans la culasse rotorique

$R_{cr}$  : hauteur de la culasse rotorique

comme hauteur de la culasse rotorique, nous aurons la valeur suivante

$$R_{cr} = \frac{D - 2\delta - 2R_{zr} - D_{aub} - 0,2}{2}$$

$$R_{cr} = \frac{32 - 0,132 - 5,6 - 10,6 - 0,2}{2} = 7,7 \text{ cm}$$

$$\text{alors } B_{cr} = \frac{\Phi_{\delta}}{2 K_F l_{fe} R_{cr}} = \frac{0,032}{2 \times 0,9 \times 0,26 \times 0,77} = 0,88 \text{ T}$$

en se reportant à la courbe d'aimantation pour  $B_{cr} = 0,88 \text{ T} \rightarrow H_{cr} = 2,2 \text{ A/cm}$   
le parcours des lignes du flux, dans la culasse rotorique, est donné  
par l'expression suivante :

$$L_{cr} = \frac{2R_{cr}}{2} + \left(\frac{\pi}{4}\right) (D - 2\delta - 2R_{zr} - 2R_{cr})$$

$$L_{cr} = 7,7 + \frac{\pi}{4} (32 - 0,132 - 5,6 - 7,7) = 22,3 \text{ cm}$$

d'où résulte une chute de tension magnétique dans la culasse rotorique

$$F_{cr} = L_{cr} \times H_{cr} = 22,3 \times 2,2 = 49 \text{ A}$$

L'étude de notre circuit magnétique se trouve inachevée si

la valeur du courant magnétisant n'est pas confrontée à la réalité.

Il en est de même pour le coefficient de saturation par rapport à  
la valeur préalablement choisie ( $K_s = 1,25$ )

#### 1) Calcul du courant magnétisant

il est donné par

$$I_m = \frac{\rho \sum F_i}{m_i \eta_i K_F K_{w1}}$$

où  $\sum F_i$  = est la chute de tension magnétique totale par pôle

$$\sum F_i = F_s + F_{cs} + F_{ds} + F_{cr} + F_{dr}$$

$$\sum F_i = 840 + 139 + 174 + 89,6 + 49 = 1291,6 \text{ A}$$

$$\text{d'où } I_m = \frac{2 \times 1291,6}{3 \times 32 \times 0,9 \times 0,925} = 38,3 \text{ A}$$

$$\frac{I_m}{I_n} = \frac{38,3}{168,35} = 0,192 \Rightarrow$$

$$I_m = 19,2\% I_n$$

ceci représente une valeur très appréciable pour la puissance de notre machine. Vu que le courant magnétisant est le courant qu'absorbe normalement la machine à glissement nul et tournant à vide, il est aussi le courant qui doit maintenir constante l'excitation magnétique. Ce courant diminue avec l'augmentation de la puissance et la diminution du nombre p

### 2.) Evaluation de Ks

$$K_s = \frac{F_g + F_{ds} + F_{dr}}{F_g} = \frac{840 + 174 + 89,6}{840} = 1,31$$

Pour  $K_s = 1,31$  on aura

$$d_i = 0,70 \quad ; \quad K_f = 1,088$$

les erreurs absolues pour les deux coefficients seront comme suit :

$$\Delta d_i = 0,01 = 1\%$$

$$\Delta K_f = 0,002 = 0,2\%$$

On remarque que les deux erreurs absolues ne seront pas notables, de ce fait la correction des calculs avec  $d_i = 0,7$  n'est pas d'une grande nécessité, néanmoins dans la suite de notre présent projet  $K_s$  sera pris comme égal à 1,31

## CH II PARAMETRES DE LA MACHINE

On entend par paramètre de la machine l'ensemble des résistances et réactances statoriques et rotoriques. Le choix de ces paramètres (donc du matériau de réalisation, et des sections) tient le rôle le plus important en ce qui concerne les pertes, les caractéristiques de travail et de démarrage (valeur de la résistance rotorique très importante au démarrage)

### II 1) Resistance :

Les seules résistances électriques qui intéressent notre calcul lors du fonctionnement sont celles des enroulements primaires (stator) et secondaires (rotor)

#### a) Resistance de l'enroulement statorique par phase

D'une manière générale l'expression de cette résistance est

$$r_1 = \rho \frac{l_{cond}}{S_{cond}}$$

$\rho$  = résistivité du cuivre à 75 °C

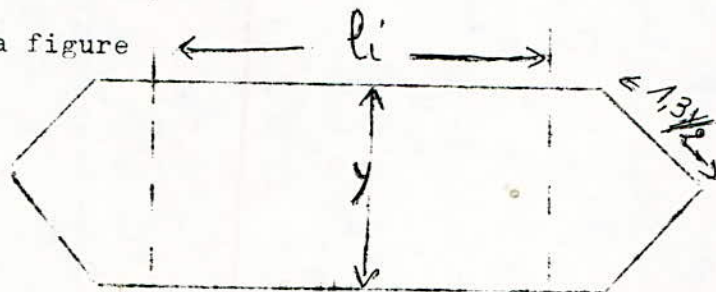
$$\rho = 0,0217 \Omega \text{ mm}^2/\text{m}$$

$l_{cond}$  = longueur totale de l'enroulement

$$l_{cond} = n_1 l_0$$

$l_0$  = longueur d'une spire

d'après la figure



$$l_0 = 2 [ l_i + (1,3 \times y/2) \times 2 + 5 ] \text{ cm} \Rightarrow \approx 124,5 \text{ cm}$$

$$l_0 = 2 [ l_i + (1,3 \times z_p \times y/z_p) + 5 ]$$

sachant que  $y/z_p = 5/6 = 0,833$ .

$$\text{on aura } l_0 = 2 [ 30 + (1,3 \times 25 \times 0,833) + 5 ]$$

$$l_0 = 124,16 \text{ cm}$$

$$\text{d'où } l_{cond} = 32 \times 124,16 = 3973 \text{ cm} = 39,73 \text{ m}$$

donc : la résistance statorique par phase est

$$r_1 = \frac{0,0217 \times 39,73}{4908} = 2,15 \cdot 10^{-2} \Omega$$

Pour s'assurer de la validité de la valeur trouvée on calcule sa valeur relative

$$r_r = \frac{r_i}{Z_{in}} = \frac{r_i I_{in}}{V_{in}} = \frac{2,15 \cdot 10^{-2} \times 168,35}{220} =$$

$$r_r = 0,0164$$

la plage conseillée pour cette valeur est :

$$0,01 \div 0,07$$

b) Resistance rotorique

1) Notre travail consiste à calculer la résistance par barre des 2 cages; les valeurs de ces résistances ont déjà été calculées au sous-chapitre encoche rotorique et nous avons obtenu

a) Cage de démarrage

$$R_{bd} = \rho_{al} \times \frac{l_{bd}}{S_{bd}} \text{ avec } \rho_{al} = 0,0445 \Omega \text{ mm}^2/\text{m}$$

$$R_{bd} = \frac{0,0445 \times 0,46}{42} = 4,8 \cdot 10^{-4} \Omega$$

Cage de travail

$$R_{bt} = \rho_{Cu75} \times \frac{l_{bt}}{S_{bt}} = \frac{0,0217 \times 38 \cdot 10^{-2}}{84,4} = 9,6 \cdot 10^{-5} \Omega$$

c) Resistances équivalentes ramenées des 2 cages

La relation générale qui lie la résistance équivalente d'une cage ( $r_e$ ) à la résistance de barre ( $r_b$ ) de la même cage et la résistance ( $r_{an}$ ) ramenée au courant de barre d'un élément d'anneau de la même cage compris entre 2 barres est la suivante :

$$r_e = r_b + 2r_{an}$$

ramener un élément d'anneau au courant de barre revient à écrire l'invariance des pertes cuivre.

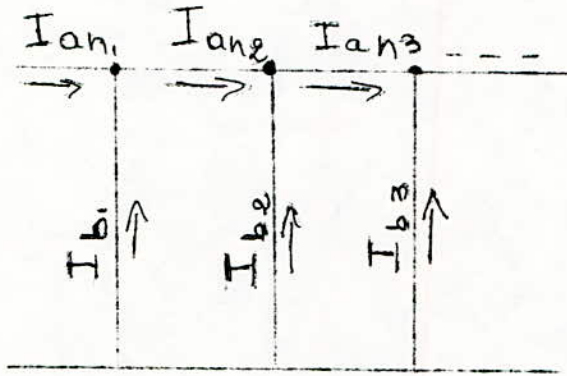
donc : en général  $r_{an} I_{an}^2 = r_{an} I_b^2$

alors :  $r_{an} = r_{an} \left( \frac{I_{an}}{I_b} \right)^2$

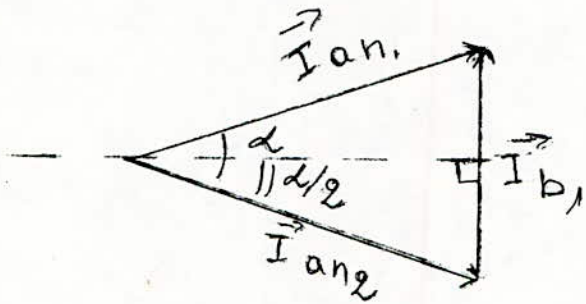
Pour pouvoir poursuivre notre travail il nous est donc nécessaire de calculer le courant dans les anneaux de court-circuitage pour les deux cages, d'où le sous chapitre suivant "Anneaux de court-circuitage."

c) Anneaux de court circuitage

Les deux cages, inférieure et supérieure sont considérées chacune comme un enroulement polyphasé connecté en étoile court-circuitée. Le courant circulant dans une barre est la différence géométrique des courants circulant dans les deux éléments d'anneaux adjacents (loi des noeuds)



représentation des courants dans une cage d'ecureuil



représentation vectorielle

Vu qu'il excite,  $Z_2$  barres, il est évident que l'angle de déphasage entre courant de deux barres voisines est  $\alpha = \frac{2\pi p}{Z_2}$

De la représentation vectorielle on peut tirer la relation suivante :

(vu que le triangle est isocèle)

$$\sin \alpha/2 = \frac{I_{b1}}{2} \times \frac{1}{I_{an1}} \Rightarrow I_{an1} = \frac{I_{b1}}{2 \sin(\alpha/2)}$$

comme  $\alpha = \frac{2\pi p}{Z_2}$  donc d'une manière générale

$$I_{an} = \frac{I_b}{2 \sin \frac{\pi p}{Z_2}}$$

$I_{an}$  - courant d'élément d'anneau

$I_b$  - courant dans une barre

a/ Cage de travail :

$$I_{ant} = \frac{I_{bt}}{2 \sin \pi P / Z_g} , \quad P = 2 ; Z_g = 58$$

$$I_{ant} = \frac{380}{2 \sin 2\pi / 58} = 1757,3 A$$

b/ Cage de démarrage :

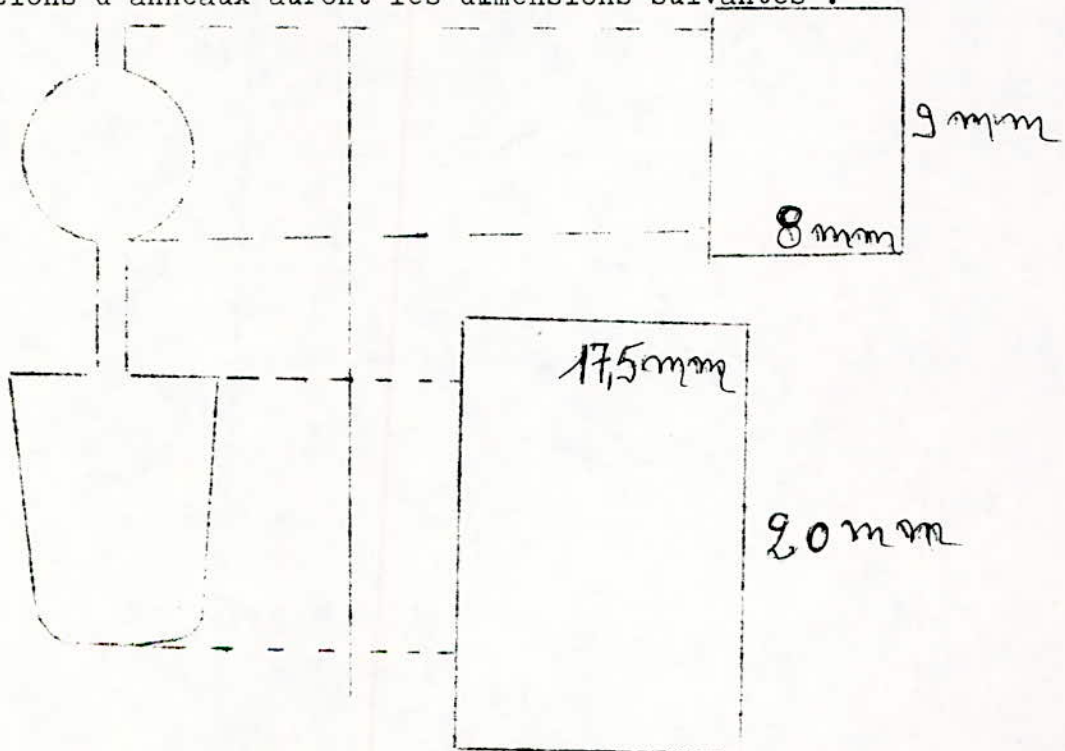
$$I_{and} = \frac{I_{bd}}{2 \sin 2\pi / Z_g} = \frac{76}{2 \sin 2\pi / 58} = 351 A$$

en prenant une densité de courant  $J_{an} = 5 A/mm^2$  il en résulte les sections d'anneaux suivantes :

$$S_{ant} = \frac{1757,3}{5} = 351,5$$

$$S_{and} = \frac{351,5}{5} = 71, mm^2 = 71 mm^2$$

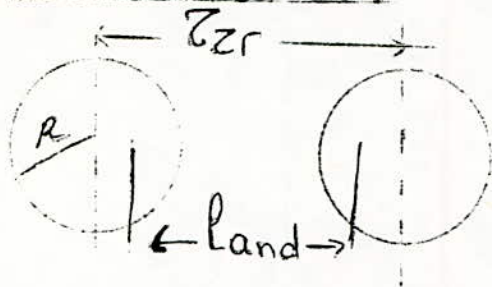
nos sections d'anneaux auront les dimensions suivantes :





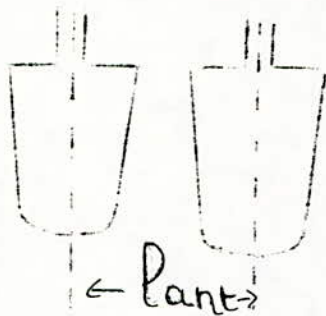
Longueur de l'élément d'anneau

a) Cage de démarrage (land)



$$l_{and} = Z_{zr} - \frac{D_{bd}}{2} = 1,73 - \frac{0,74}{2} = 1,35 \text{ cm}$$

b) Cage de travail (lant)



$$l_{ant} = 0,75 + 0,35 = 1,1 \text{ cm}$$

d) Calcul de la résistance équivalente pour chaque cage

Vu que les anneaux de court-circuitage sont en cuivre, et que les sections d'anneaux sont connus, on aura

) Cage de démarrage :

$$r_{and} = \rho_{cu} \times \frac{l_{and}}{S_{and}} = \frac{0,0217 \times 1,3 \cdot 10^{-8}}{71}$$

$$r_{and} = 4,12 \cdot 10^{-6} \Omega$$

sachant que

$$r'_{and} = r_{and} \left( \frac{I_{and}}{I_{bd}} \right)^2, \text{ mais vu que}$$

$$\frac{I_{and}}{I_{bd}} = \frac{1}{2 \sin \frac{2\pi}{58}} \quad \text{alors,}$$

$$r'_{\text{and}} = r_{\text{and}} \left( \frac{1}{2} \sin \frac{2\pi}{58} \right)^2 = 0,8810^{-4} \Omega$$

en déduit alors la résistance équivalente de la cage de démarrage.

$$r_{\text{ed}} = r_{\text{bd}} + 2r'_{\text{and}} = (4,8 + 2 \times 0,88)10^{-4} = 6,510^{-4} \Omega$$

) Cage de travail :

$$r_{\text{ant}} = \rho_{\text{cu}} \times \frac{l_{\text{ant}}}{S_{\text{ant}}} = \frac{0,0217 \times 1,110^{-2}}{351} = 6,810^{-7} \Omega$$

ramenée au courant de barre

$$r'_{\text{ant}} = r_{\text{ant}} \left( \frac{1}{2} \sin \frac{2\pi}{Z_2} \right) = 6,810^{-7} \left( \frac{1}{2} \sin \frac{360}{58} \right) = 1,4510^{-5}$$

la résistance équivalente de la cage de travail est donc.

$$r_{\text{eb}} = r_{\text{bt}} + 2r'_{\text{ant}} = (9,6 + 2 \times 1,45)10^{-5} = 1,210^{-4} \Omega$$

Pour s'assurer des bonnes valeurs trouvées, pour les résistances équivalentes des deux cages (par phase), il est nécessaire de déterminer la résistance équivalente des deux cages, de calculer sa valeur ramenée au primaire, puis sa valeur relative, et s'assurer qu'elle est dans la plage de variation  $(0,01 \div 0,07)$  proposée par divers technologie. Pour cela, nos cages étant supposées fonctionnant en parrallele (voir chapitre caracteristiques de travail), la résistance équivalente aux deux cages par phase sera la suivante :

$$r_2 = \frac{r_{\text{ed}} \times r_{\text{et}}}{r_{\text{ed}} + r_{\text{et}}} = \frac{6,5 \times 1,210^{-4}}{6,5 + 1,2} 10^{-4} \Omega$$

Pour la ramener au primaire on fait intervenir un coefficient de réduction.

$$r'_2 = K_{\text{red}} \times r_2$$

de manière globale, quand on ramene au primaire, dans le cas d'un moteur asynchrone le coefficient de reduction est le suivant

$$K_{\text{red}} = \frac{m_1 (n_1 K_{w1})^2}{m_2 (n_2 K_{w2})^2}$$

$$n_2 = 0,5 \quad , \quad m_2 = Z_2 = 58 \quad , \quad K_{w2} = 1$$

$$n_1 = 32 \quad , \quad m_1 = 3 \quad , \quad K_{w1} = 0,925$$

d'où

$$K_{\text{red}} = \frac{4 m_1 (n_1 K_{w1})^2}{Z_2} = \frac{4 \times 3 (32 \times 0,925)^2}{58} = 181,35$$

d'où

$$r'_2 = K_{\text{red}} \times r_2 = 181,35 \times 10^{-4} = 0,0181 \Omega$$

valeur relative

$$r'_{2r} = r'_2 I_{1n}/V_{1n} = 0,0181 \times 168,35/220 = 0,014$$

ce resultat repond bien aux normes technologiques

## II 2) Reactances :

Le principe de fonctionnement de notre machine nous a montré l'importance occupée par la dispersion, donc il est important d'éclaircir cette notion pour le lecteur.

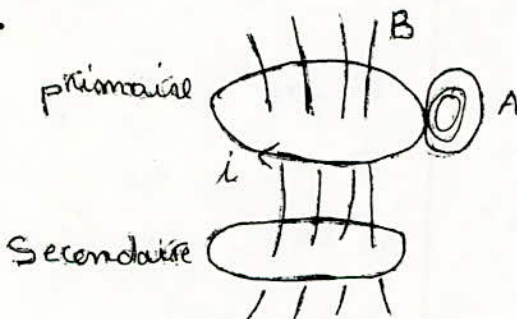
### 1) Notion de dispersion :

Soit 2 circuits lineaires l'un fermé (primaire) et l'autre ouvert (secondaire) placés l'un à côté de l'autre, le passage d'un courant alternatif dans le primaire crée une f.q.m d'auto induction dans celui-ci, qui est differente de la f.e.m induite dans le circuit secondaire. La différence entre ces deux f.e.m constitue la f.e.m de dispersion, celle-ci est due au flux magnétique dispersé qui agit sur le circuit primaire, mais demeure sans effet sur le secondaire.

Pour les enroulements, les conditions ne sont plus aussi simple : le flux magnétique de dispersion de la bobine primaire par rapport à la bobine secondaire est donné exclusivement par les tubes de flux qui ne sont couplés avec aucune des spires de la bobine secondaire.

### 2) Définition de la dispersion

Il y'a différentes manières de définir la dispersion : A partir des inductances, de l'énergie magnétique. Dans notre présent projet on se penchera sur la définition à partir de l'allure du champ magnétique, explicité par des expressions du flux à partir des inductances.



Lorsque, dans l'enroulement primaire supposé linéaire, circule un courant, on peut distinguer d'une manière purement Schématique deux types de lignes d'induction.

Celles du groupe A qui embrasse l'enroulement primaire seulement : ce sont les lignes de dispersion primaire et celles du groupe B qui embrassent les deux enroulements : ce sont des lignes d'induction en commun, le premier groupe A crée le f.e.m auto-induite dans le primaire, et le second groupe B crée la f.e.m induite dans le secondaire, le flux total de l'enroulement primaire est donc :

$$\Phi_1 = \Phi_{C1} + \Phi_{\sigma_1}$$

$\Phi_1$  : flux total au primaire

$\Phi_{C1}$  : flux commun au primaire

$\Phi_{\sigma_1}$  : flux de dispersion au primaire, s'il ne

de même, s'il ne circule un courant que dans l'enroulement secondaire avec le primaire ouvert on aura

$$\Phi_2 = \Phi_{C2} + \Phi_{\sigma_2}$$

on sait aussi que tout flux est proportionnel au courant qui le crée

$$\Phi = L i$$

L : étant appelé coefficient d'auto-induction ou inductance.

Ainsi on peut définir pour notre système de circuit :

- quand le secondaire est ouvert ( $i_2 = 0$ ) on aura un flux total au primaire

$$\Phi_{10} = L_1 i_1$$

- de même quand le primaire est ouvert ( $i_1 = 0$ ) on aura un flux total au secondaire

$$\Phi_{20} = L_2 i_2$$

le flux magnétique qui apparaît au primaire est la somme de  $\Phi_{10}$  et d'une partie de  $\Phi_{20}$  notée :  $K_1 (L_2 i_2)$ , d'où

$$\Phi_1 = L_1 i_1 + K_1 (L_2 i_2) \quad (1)$$

parallèlement dans le secondaire

apparaît un flux total

$$\Phi_2 = L_2 i_2 + K_2 (L_1 i_1) \quad (2)$$

en donnant aux équations (1) et (2) les formes suivantes :

$$(1) \Phi_1 = (L_1 - K_1 L_2) i_1 + K_1 L_2 (i_1 + i_2)$$

$$(2) \Phi_2 = (L_2 - K_2 L_1) i_2 + K_2 L_1 (i_1 + i_2)$$

et sachant que

$$K_2 L_1 = K_1 L_2 = M \quad (3)$$

(3) Lié au fait qu'un transport d'énergie s'effectue du primaire au secondaire et réciproquement grâce aux flux  $K_1 L_2 (i_1 + i_2)$  et  $K_2 L_1 (i_1 + i_2)$ , les deux énergies transportées étant identiques on déduit

$$K_1 L_2 = K_2 L_1 = M$$

M est appelé mutuelle inductance  
on aura donc

$$\Phi_1 = (L_1 - M) i_1 + M(i_1 + i_2) = \Phi_{c1} + \Phi_{\sigma_1} \quad (1)$$

$$\Phi_2 = (L_2 - M) i_2 + M(i_1 + i_2) = \Phi_{c2} + \Phi_{\sigma_2} \quad (2)$$

$$\text{avec } \Phi_{c1} = \Phi_{c2} = M(i_1 + i_2)$$

d'où résulte la notion d'inductance de dispersion (ou de fuite).

- inductance de dispersion primaire  $L_{\sigma_1}$  tel que

$$\Phi_{\sigma_1} = (L_1 - M) i_1 = L_{\sigma_1} i_1$$

- inductance de dispersion secondaire  $L_{\sigma_2}$  tel que

$$\Phi_{\sigma_2} = (L_2 - M) i_2 = L_{\sigma_2} i_2$$

de même on introduit la notion de réactance de dispersion primaire et secondaire

$$X_{\sigma_1} = L_{\sigma_1} \omega, \quad X_{\sigma_2} = L_{\sigma_2} \omega$$

Pour les machines électriques les circuits primaires et secondaires étant plus complexes, la détermination des réactances de dispersion ne sera qu'une approche de la réalité donnée par des formules mathématiques (empirique), mais dont l'utilité pratique n'est pas mise en doute.

#### 4) Reactance de fuites statoriques :

Nombreuses sont les formules qui ont été essayées à ce propos mais un retour au calcul du courant de court-circuit nous a permis d'adopter la formule suivante

$$X_1 = 4 \pi f \mu_0 \frac{Z_1^2}{p q} l_{fe} \sum \lambda_{\sigma}$$

$X_1$  : reactance de dispersions totale dans le stator

$\mu_0$  : perméabilité du vide, sa présence revêt la plus grande importance pour le calcul qui suit, car dans la bibliographie utilisé, les réactances des éléments de machine réalisés en fer ou dans des matériaux de perméabilité proche du fer sont négligés. De ce fait la dispersion sera prise en considération seulement. Au niveau des encoches, des têtes de bobines (conducteur de perméabilité proche de celle de l'air) et celui de la dispersion différentielle.

$\lambda_{\sigma}$ : coefficient de permeance dépend surtout de la géométrie de la partie de la machine prise en considération.

Pour le calcul de ces coefficients un nombre de formules très important est proposé dans la bibliographie utilisée. Cependant seules les formales donnant des résultats adéquats seront retenues.

a) Coefficient de permeance d'encoche statorique

$$\lambda_{\sigma ZS} = \frac{R_1}{3b_2} K_{COU} + K_{COZ} \left( \frac{R_2}{b_2} + \frac{R_3}{b_3} + \frac{R_4}{b_4} \right)$$

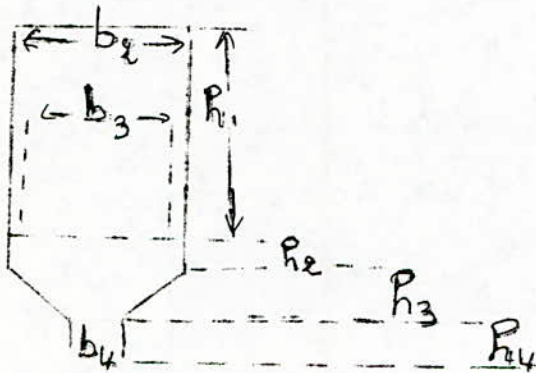
Sera la formule adoptée pour le calcul du coefficient de permeance de l'encoche statorique. Dans l'encoche statorique en remarque qu'il y'a 2 parties. L'une contenant les conducteurs l'autre non, de ce fait on introduit  $K_{COU}$  et  $K_{COZ}$  2 coefficient de correction qui tiennent compte de la mutuelle inductance entre les 2 couches de l'encoche.  $K_{COU}$  pour la partie de l'encoche contenant les conducteurs,

$K_{COZ}$  pour l'autre partie. L'abaque n° 14' où  $K_{COU} = f(y/Z_p)$ ,  $K_{COZ} = f(y/Z_p)$  se trouvent regroupés nous donne nos valeurs adoptées pour

car  $y/Z_p = 0,833$  on'aura

$$K_{COU} = 0,9 \text{ et } K_{COZ} = 0,87$$

Représentation des dimensions de l'encoche :



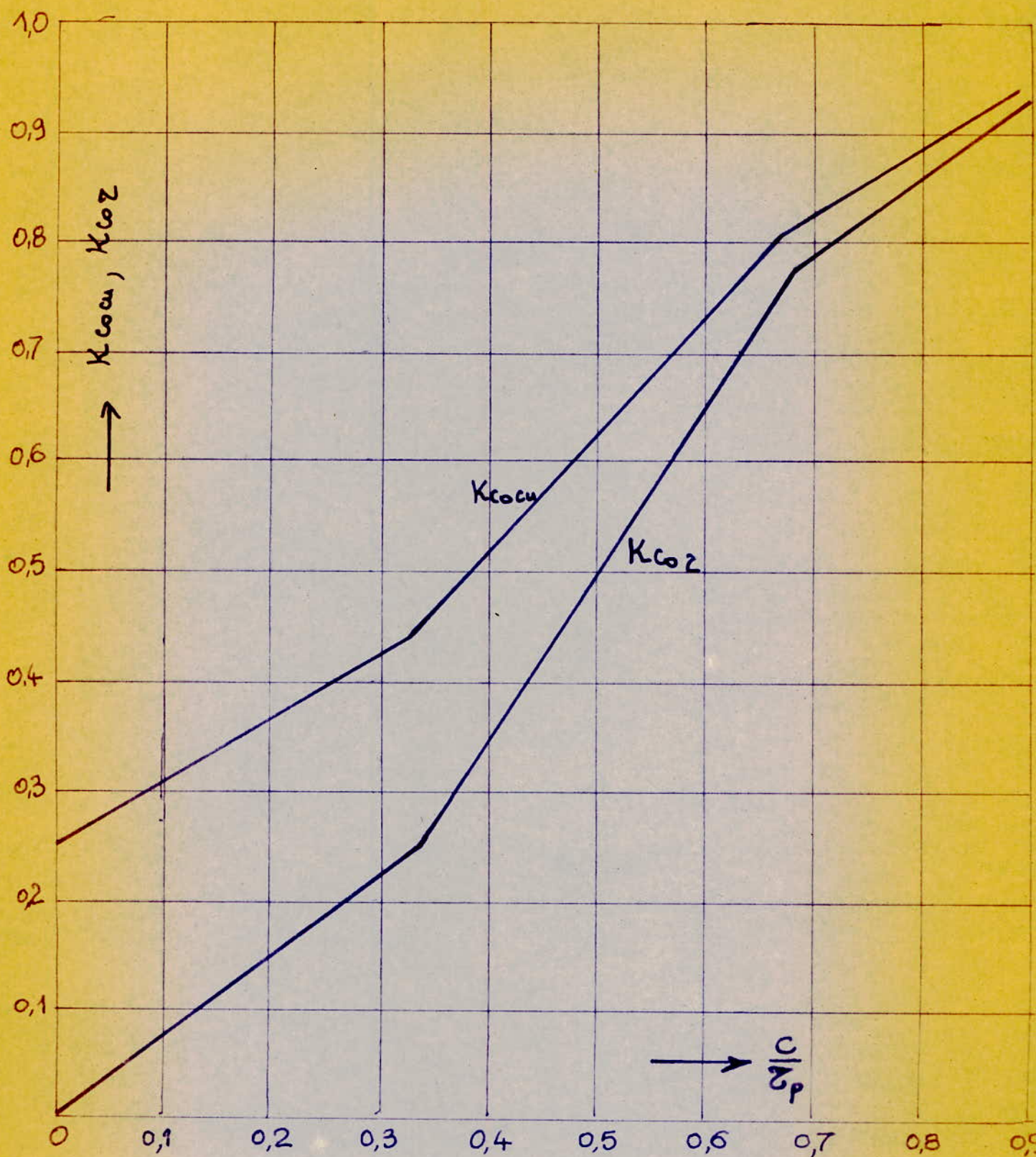
les valeurs des dimensions d'encoche statorique sont estimées comme suit :

$$b_2 = 1,15 \text{ cm}, \quad b_3 = 1,05 \text{ cm}, \quad b_4 = 0,6 \text{ cm}$$

$$R_1 = 2,3 \text{ cm}, \quad R_2 = 0,3 \text{ cm}, \quad R_3 = 0,2 \text{ cm}, \quad R_4 = 0,1 \text{ cm}$$

d'où

$$\lambda_{\sigma ZS} = 0,9 \times \frac{2,3}{34,5} + \left( \frac{3}{11,5} + \frac{2}{10,5} + \frac{1}{6} \right) 0,87 = 1,1$$



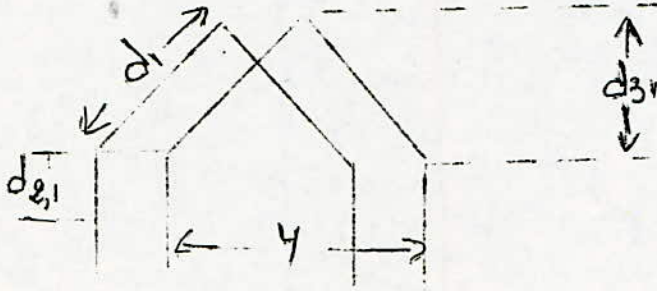
Influence de l'enroulement à pas partiel sur la dispersion d'encoche des enroulements triphasés  
N° 14'

4) Coefficient de permeance des têtes de bobine

on utilisera la formule suivante :

$$\lambda_{\text{tête}} = \frac{1,13 q k_{\text{r}}^2}{l_{\text{pe}}} \left( d_{\text{e1}} + \frac{d_{\text{z1}}}{2} \right)$$

$k_{\text{r}}$  : facteur de raccourcissement du pas pour l'onde fondamentale



soit  $d_1 = \frac{l_t - 2 d_{z1}}{2}$

$l_t$  : longueur totale de la tête ; mais on sait que :

$$l_t = 1,3 \tau_p (y/\tau_p) + 5$$

puis en appliquant le théorème de pythagore on arrive à

$$d_{z1}^2 = d_1^2 - (y/2)^2$$

$$y/2 = \frac{\tau_p}{2} \times y/\tau_p$$

d'où

$$d_{z1}^2 = d_1^2 - \left( \frac{\tau_p}{2} \times y/\tau_p \right)^2$$



sachant que  $d_{21}$  (déjà pris) = 2,5 cm

$$l_t = \frac{1,3 \times 25,5}{6} + 5 = 32 \text{ cm}$$

$$d_1 = \frac{32 - 2 \times 2,5}{2} = 13,5 \text{ cm} \text{ et } d_{31} = \sqrt{13,5^2 - \left(\frac{25}{2} \times 0,83\right)^2} = 8,6 \text{ cm}$$

$$\text{d'où } \lambda_{\sigma t_6} = \frac{1,13 \times 4 \times 0,966^2}{2,6} (2,5 + 4,3) = 1,1$$

c) Coefficient de permeance des fuites différentielles

Si on revient à nos deux circuits primaire et secondaire, pour un même flux magnétique commun aux deux circuits et à la différence de ce qui se produit avec les circuits linéaires. On vérifie avec les bobines (ou sections) une perte de couplage, aussi bien dans la bobine primaire que dans la bobine secondaire. Pour la différence des f.e.m dans les deux bobines, c'est donc non seulement la dispersion magnétique qui est déterminante, mais aussi la différence des pertes de couplage. Cette différence est appelée "dispersion différentielle" la formule pour laquelle on a opté pour le calcul du coefficient de permeance des fuites différentielles et la suivante

$$\lambda_{\sigma_{fd}} = \frac{m_1 q K_w^2 Z_p}{\pi^2 K_c K_s \delta} \times K_{D1}$$

$K_{D1}$  - coefficient de fuite différentielle donné par le

graphe de la fonction :

$$K_{D1} = f(y/z_p) \text{ voir dessin n° 15 pour } u \text{ et } q \text{ donné}$$

$$\text{pour } q=4 \text{ et } y/z_p = 0,83 \text{ on aura } K_{D1} = 0,006$$

$$\text{d'où } \lambda_{\sigma_{fd}} = \frac{3 \times 4 \times 0,925^2 \times 2,5 \times 6}{\pi^2 \times 1,3 \times 1,27 \times 66} = 1,41$$

en revenant à notre formule

$$X_1 = 4 \pi f \mu_0 \frac{Z_1^2}{P q} l_{pe} \sum \lambda_{\sigma}$$

on aura

$$\sum \lambda_{\sigma} = 1,1 + 1,1 + 1,41 = 3,63$$

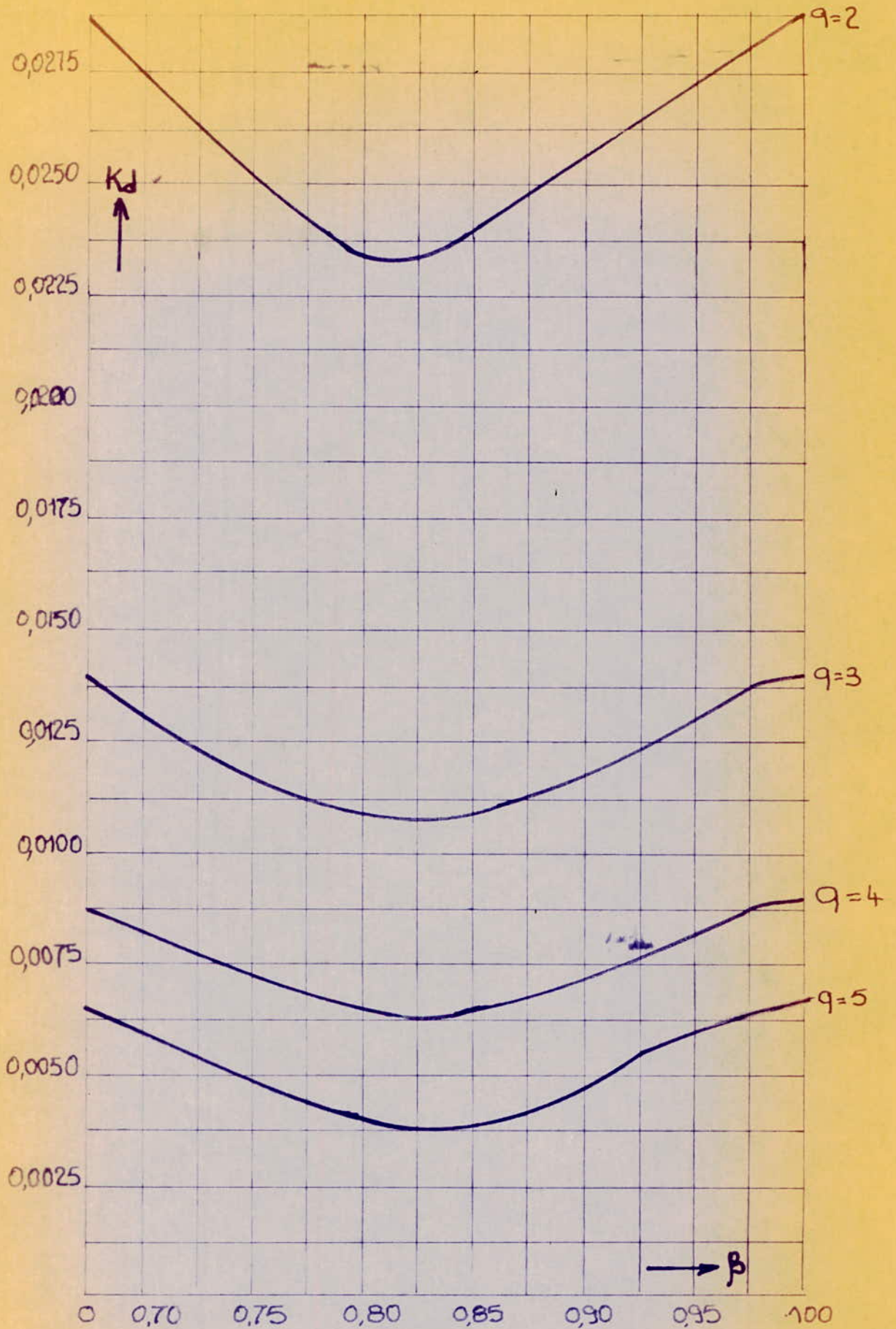
d'où

$$X_1 = \frac{4 \pi \times 50 \times 4 \pi \times 10^{-7} \times 32^2 \times 0,26 \times 3,63}{8} = 0,094 \Omega$$

$X_{1r}$  = valeur relative de  $X_1$

la marge conseillée pour  $X_{1r}$  est:  $0,06 \div 0,14$

$$X_{1r} = \frac{X_1 I_{1n}}{U_{1n}} = \frac{0,094 \times 168,35}{220} = 0,072$$



Courbes des Coefficients de dispersion  
différentielle  $K_d$

#### 4) Réactance de fuites rotoriques

Au niveau du rotor, en se basant sur le principe de fonctionnement de votre moteur, il est évident que les seules réactances qui doivent être calculées sont :

- la réactance de fuite de la cage de travail  $X_E$
- la réactance de fuite mutuelle des deux cages  $X_{td}$  (démarrage et travail)

#### Remarque :

La réactance de la cage de démarrage étant négligée car la dispersion à ce niveau est très faible.

#### a) Réactance de fuite mutuelle :

Il faut considérer les 2 cages comme étant une seule dont les barres auraient la forme de toute l'encoche

#### 1) Coefficient de perméance d'encoche

la formule suivante sera utilisée

$$\lambda_{\sigma Pd} = 0,683 + R_4 / b_4$$

$b_4$  et  $R_4$  peuvent être identifiés sur le schéma suivant :

$$b_4 \longrightarrow \left[ \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right] R_4$$



Pour notre machine  $R_4 = 1 \text{ mm}$  et  $b_4 = 2 \text{ mm}$

d'où  $\lambda_{\sigma Pd} = 0,683 + 1/2 = 1,183 \approx 1,2$

#### 2) Coefficient de perméance différentielle

L'utilisation de la formule retenue pour le stator s'impose mais avec un autre coefficient de dispersion  $K_{D2}$

$K_{D2}$  est donné par le graphe de la fonction voir dessin n° 16

$$K_{D2} = f\left(\frac{Z_2}{2P}\right) \text{ pour } y/Z_2 \text{ donné.}$$

Pour  $\frac{Z_p}{Z_f} = \frac{58}{4}$  et  $y/Z_p = 0,83$  on tire  $KD_p = 0,004$

$$\lambda_{\sigma d} = \frac{m \cdot g \cdot K_{\omega} \cdot Z_p \cdot KD_p}{\pi^2 \cdot K_c \cdot K_s \cdot \delta}$$

$$\lambda_{\sigma d} = \frac{3 \cdot 4 \cdot 0,925 \cdot 25 \cdot 10^{-8}}{\pi^2 \cdot 1,27 \cdot 1,31 \cdot 0,66 \cdot 10^{-3}} \cdot 0,004 = 0,94$$

### 3) Coefficient de perméance de têtes

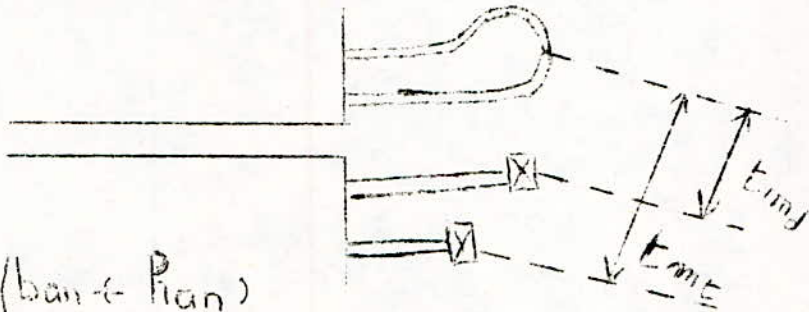
$$\lambda_{\sigma E} = \frac{Z_c \cdot Z_p}{2 \rho \cdot m \cdot l_{fe}} \times g_f$$

est la formule retenue pour le calcul du coefficient de perméance des têtes

$g_f$  est un coefficient dépendant de la situation et des dimensions de l'anneau. On relève  $g_f$  de l'abaque n° 17 donnant  $g_f = f\left(\frac{t_m}{E}\right)$

pour  $Z_p/t_m$  donné

$t_m$  est explicité sur le schéma suivant :



$$E = 0,223 (l_{an} + l_{bar})$$

$l_{an}$  - Longueur de la section d'anneau

$l_{bar}$  - Largeur de la section d'anneau

Pour la cage de démarrage  $t_m$ , est estimé à 2,7 mm

$$\text{et } E = 0,223 (0,8 + 0,9) = 0,38$$

d'où

$$\left\{ \frac{t_m}{E} = \frac{2,7}{0,38} = 7,1 \right.$$

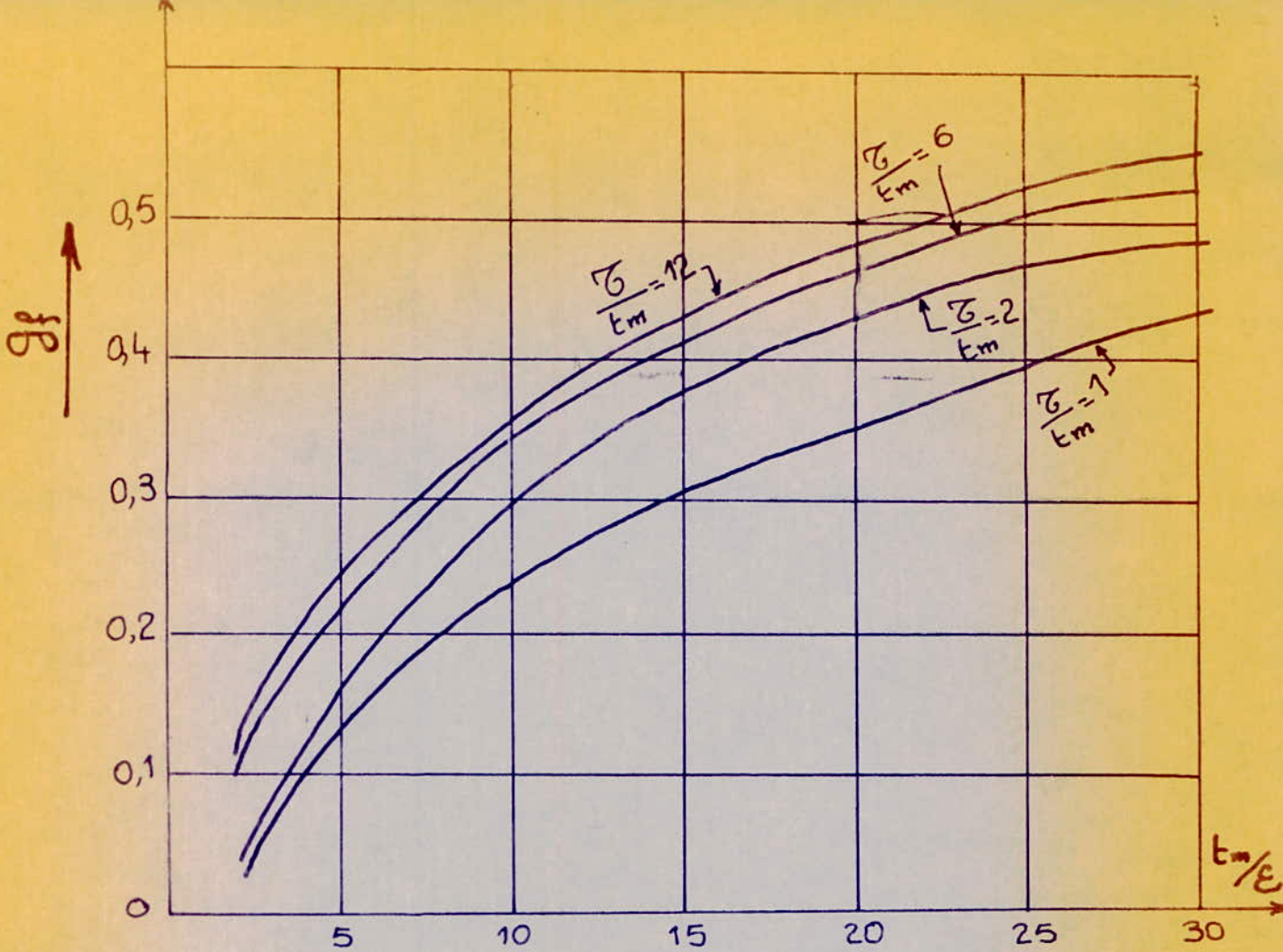
$$\Rightarrow g_f = 0,31$$

$$\left\{ \frac{Z_p}{t_m} = \frac{25}{2,7} = 9,25 \right.$$

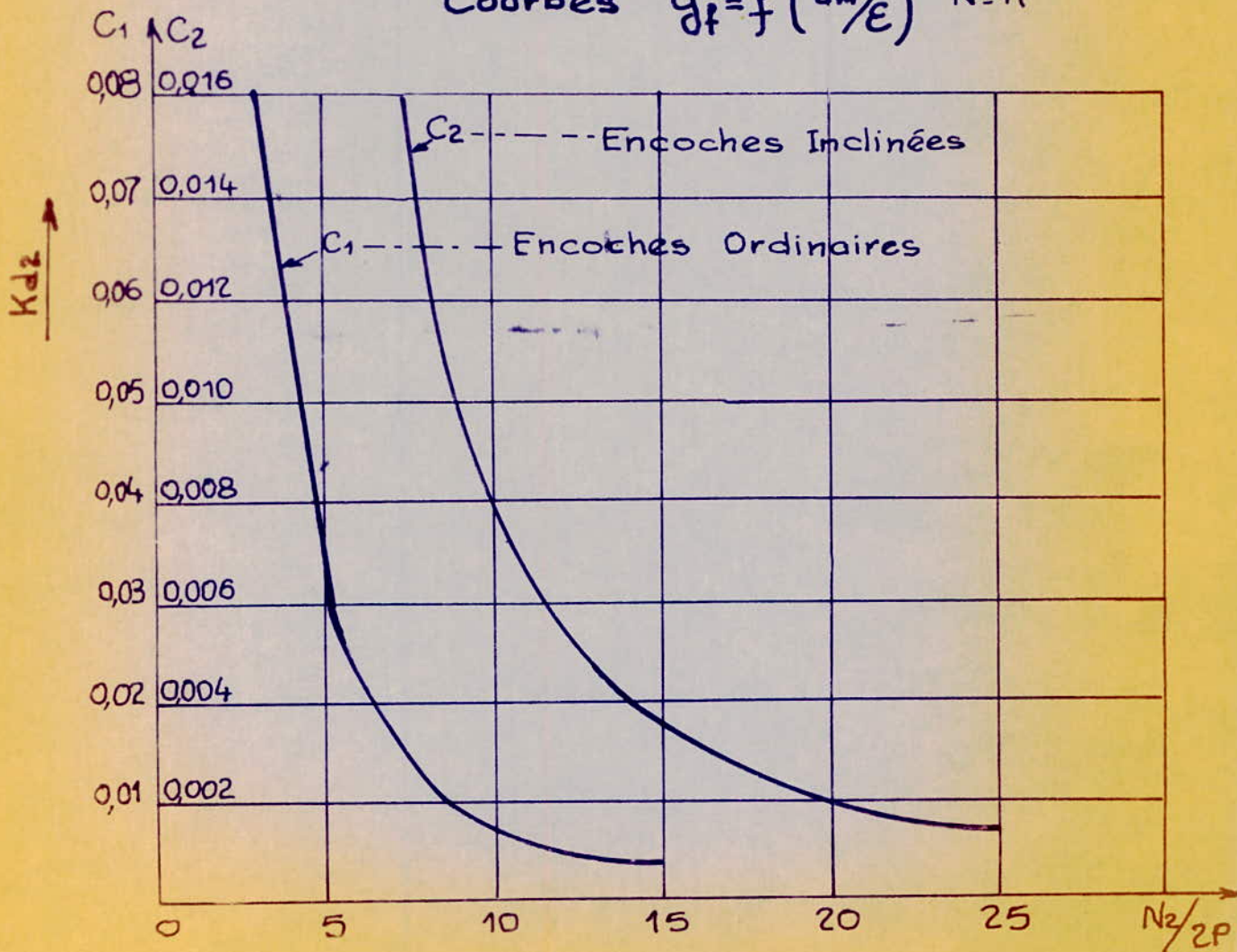
$$\text{d'où } \lambda_{\sigma E} = \frac{58 \times 25 \times 0,31}{3 \times 4 \times 26} = 1,44$$

Pour un cage d'écoreuil, la réactance totale de fuite est donnée par la formule générale

$$X_{\sigma} = 2 \pi \cdot 10^6 \cdot f \cdot l_{fe} \cdot E \cdot \lambda_{\sigma}$$



Courbes  $g_f = f(t_m/\epsilon)$  N°17



Courbe de  $K_{d2} = f(N_2/2P)$  N°16

$$\text{d'où } X_{td} = 2\pi \mu_0 f l g_e \sum \lambda_{\sigma}$$

$$\sum \lambda_{\sigma} = 1,44 + 1,2 + 0,94 = 3,6$$

$$X_{td} = 2\pi \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 50 \cdot 0,26 \times 3,6$$

$$X_{td} = 8\pi^2 \cdot 10^{-7} \times 50 \times 0,26 \times 3,6$$

$$X_{td} = 3,65 \cdot 10^{-4} \Omega$$

$$X_{tdr} = \frac{3,65 \cdot 10^{-4} \times 168,35}{2,20} = 2,8 \cdot 10^{-4}$$

ramenée au primaire on aura

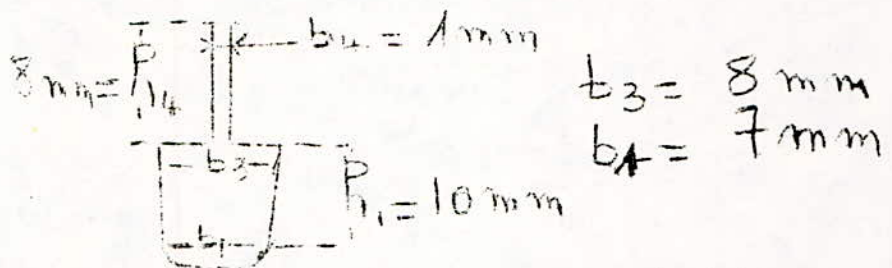
$$X'_{td} = X_{td} K_{red} = 3,65 \times 181,3 \cdot 10^{-4} = 0,066 \Omega$$

b) Reactance de fuite de la cage de travail

1) - Coefficient de permeance d'encoche: ce coefficient varie avec la formule de l'encoche. Pour la notre nous avons la formule suivante :

$$\lambda_{re} = \frac{2R_1}{3(b_1 + b_3)} + 0,66 + \frac{R_4}{b_4}$$

les différentes dimensions sont relevées du schéma ci-dessous de l'encoche rotorique de la cage de travail plus la fente qui relie les barres des 2 cages



$$\text{d'où } \lambda_{re} = \frac{2 \times 10}{3(7 + 8)} + 0,66 + 3 = 9,11$$

Coefficient de permeance de têtes: on adopte la même marche de calcul avec les mêmes formules que pour la réactance mutuelle

$$\varepsilon = 0,883 (2 + 1,75) = 0,84$$

$l_m$  est estimé à  $5 \text{ cm}$

$$\left\{ \begin{array}{l} l_m / \varepsilon = 5 / 0,84 = 5,94 \\ Z_p / l_m = 25 / 5 = 5 \end{array} \right. \Rightarrow g_8 = 0,21$$

d'où

$$\lambda_{re} = \frac{58 \times 25 \times 0,21}{3 \times 4 \times 25} = 0,93$$

Remarque :

Le couplage primaire secondaire à partir de la cage de travail étant faible, on néglige la dispersion différentielles .

sachant que

$$X_L = 2\pi \mu_0 f l_g \sum \lambda_g$$

$$\sum \lambda_g = 10,04$$

$$X_L = 2\pi \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 50 \cdot 0,26 \cdot 10,04 = 10,3 \cdot 10^{-4} \Omega$$

ramenée au primaire

$$X'_L = 10,3 \times 181,3 \cdot 10^{-4} = 0,186 \Omega$$

### CH III PERTES ET RENDEMENT :

Le rendement est le facteur qui nous renseigne sur la bonne ou mauvaise rentabilité de notre moteur. Estimer le rendement d'un moteur, revient à définir les différentes pertes qui se produisent dans celui-ci. En général il existe trois types de pertes :

#### 1) - Pertes constantes

Ce sont les pertes dans le fer (pertes par hystérésis et par courant de Foucault) ainsi que les pertes mécaniques (pertes par frottement et par ventilation)

#### 2) - Pertes variables

Ce sont les pertes par effet Joule dans le stator et dans le rotor

#### 3) - Pertes supplémentaires :

Ces pertes supplémentaires sont produites dans le cuivre et peuvent être dues aussi à un entrefer variable

##### a) Par effet pelliculaire :

La circulation du courant alternatif plus intense à la périphérie des conducteurs, d'où résulte une résistance additionnelle dans le cuivre ce qui entraîne des pertes.

##### b) Par pulsation du flux dans les dents :

Dans les machines à encoches dans le stator et dans le rotor ; l'induction dans les dents varie avec les positions respectives de celles-ci. Les oscillations du flux dans les dents consécutives à ce phénomène, causent des pertes supplémentaires ou pertes par pulsation du flux. Malheureusement la détermination de ces pertes supplémentaires à partir d'un calcul bien élaboré sera très complexe on se contentera d'une estimation à partir d'abaques.

### III 1) Perte par effet joule :

Dans toutes machines électriques, ces pertes sont localisées dans les enroulements statoriques et rotoriques

#### 1) Pertes joule au stator

$$P_{jr} = m, r, I,^2 = 3 r, I,^2$$

$$P_{jr} = 3 \times 2,15 \cdot 10^{-2} \times (168,35)^2 = 182,8 \text{ W}$$



2) Pertes joule au rotor

$$P_{jr} = m_2 r_2 I_2^2$$

avec  $m_2 = 58$

où  $r_2$  est la résistance équivalente des 2 cages rotoriques fonctionnant en parallèle.

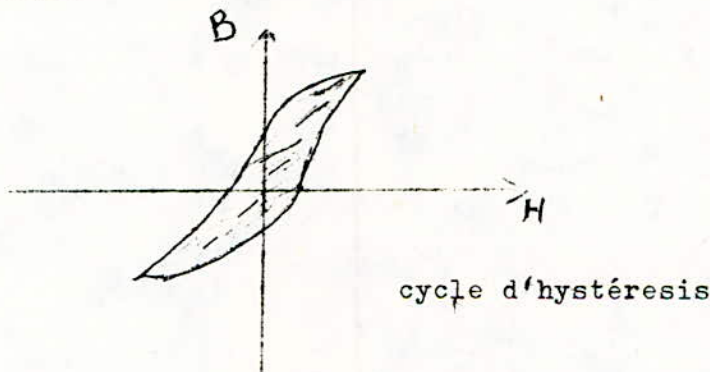
$I_2$  le courant total rotorique d'où  $P_{jr} = 58 \times 10^{-4} (456)^2 = 1206 \text{ W}$

III 3) Pertes fer

Les pertes dans le fer dépendent du flux et de la vitesse de variation de ce dernier, elles sont pratiquement nulles dans le rotor dont la vitesse de rotation est très proche de la vitesse du champ tournant. Elles sont constantes dans le stator car la vitesse du champ tournant est constante, et le flux reste sensiblement constant, pour un moteur alimenté à tension constante.

a) Perte par Hysteresis :

Lors de l'aimantation cyclique alternative (due à un champ alternatif) d'un matériau une quantité d'énergie est mise en jeu. Cette énergie est considérée comme une perte pour la machine, et appelée perte par hysteresis.



La surface d'une boucle d'aimantations caractérise les pertes d'énergie par hysteresis dans une unité de volume du matériau. Ces pertes sont données par la formule suivante :

$$P_h = G_h f B^2 10^{-2} \text{ (W/Kg)}$$

$G_h$  : constante caractéristique du matériau, la présence de  $f$  dans la formule traduit le nombre de cycle d'aimantation, celle de  $B^2$  traduit la proportionnalité avec l'aire du cycle d'hysteresis

b) Pertes par courant de foucault

Ces pertes découlent du cycle d'hysteresis. Lors de l'aimantation des f.e.m induites y prennent naissance

les courants qu'en résultent donnent les pertes par courant de foucault, les pertes spécifiques par courants de foucault dans un champ alternatif sont données par la formule suivante :

$$p_w = \sigma_w (S_t \beta B)^2 10^2$$

où  $S_t$  désigne l'épaisseur des tôles,  $\sigma_w$  constante du matériau donc les pertes totales d'aimantation cyclique alternative développées par seconde dans un kg de tôle de fer sont :

$$p_{h+w} = \sigma_H \beta B^2 10^{-2} + \sigma_w (S_t \beta B)^2 10^2 =$$

$$= (\sigma_H 10^{-2} + \sigma_w S_t^2 \beta^2 10^2) \beta B^2$$

$\sigma_H$  et  $\sigma_w$  sont pris sur les tableaux suivants

Qualité des tôles	Perte spécifique en W/Kg $S_t = 0,5 \text{ mm}$	$\sigma_H$	$\sigma_w$
Tôles normales (dy)	3,6	4,8	19,2
Tôles faiblement allié	3	4,7	10,4
Tôles moyennement "	2,3	3,8	6,4
Tôle fortement "	1,7	2,55	4,4

notre choix a été pour des tôles faiblement allié avec un film de couche de ce fait

$$p_{Fe} = 3 \text{ W/Kg (pertes spécifique)}$$

$$\sigma_H = 4,7$$

$$\sigma_w = 10,4$$

### 1) Perte fer dans la culasse statorique

La formule suivante nous permet de calculer les pertes fer dans la culasse statorique

$$p_{fs} = (K_{Hj} \sigma_H \beta^2 10^{-2} + K_{Wj} \sigma_w (S_t \beta)^2 10^2) B_j^2 m_j$$

ou  $B_j$  : induction dans la culasse statorique = 1,1 T

$m_j$  : masse de la culasse statorique

$V_j$  : volume de la culasse statorique

$K_{Hj}$  et  $K_{Wj}$  sont deux coefficients qui tiennent compte de la répartition non uniforme du champ magnétique dans le fer

$K_{Hj}$  pour les pertes hysteresis

$K_{Wj}$  pour les pertes foucault

ces coefficients sont donnés par les abaques n° 18 et n° 19.

Il sont en fonction du rapport  $D/D_{ext}$  et du nombre de pôles (2p)

$D$  = diamètre d'alesage du stator

$D_{ext}$  = // extérieure du stator

$$D = 32 \text{ cm}$$

$$D_{ext} = 50,6 \text{ cm}$$

$$\frac{D}{D_{ext}} = 0,63$$

$$p = 2 \text{ donc on tire } K_h = 1 \text{ et } K_{m1} = 1,28 = 1,28$$

$$m_j = V_j \cdot \rho$$

$\rho$ : masse volumique des tôles de dynamo =  $7,6 \text{ Kg/dm}^3$

$$V_j = l_{fe} \frac{\pi}{4} \left[ D_{ext}^2 - (D + 2R_{zs})^2 \right]$$

$$V_j = 0,26 \frac{\pi}{4} (0,255^2 - 0,144^2) = 22,6 \cdot 10^{-3} \text{ m}^3$$

$$\text{d'où } m_j = 22,6 \cdot 10^{-3} \times 7,6 \cdot 10^3 = 172 \text{ Kg}$$

les pertes fer dans la culasse sont alors :

$$P_{fcs} = \left[ 4,7 \times 1 \times 50 \cdot 10^{-2} + 1,28 \times 10,4 (0,5 \times 50)^2 \cdot 10^{-4} \right] \cdot 1,1 \cdot 172 = 572 \text{ w}$$

## 2) Pertes fer dans les dents statoriques

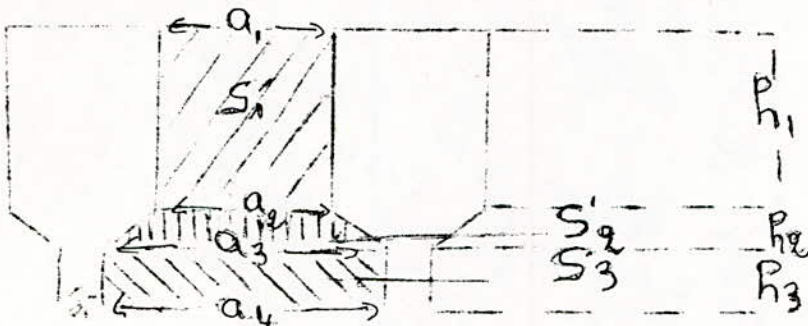
$$P_{fds} = P_{fe} \times B_{zsm}^2 \times m_{zs}$$

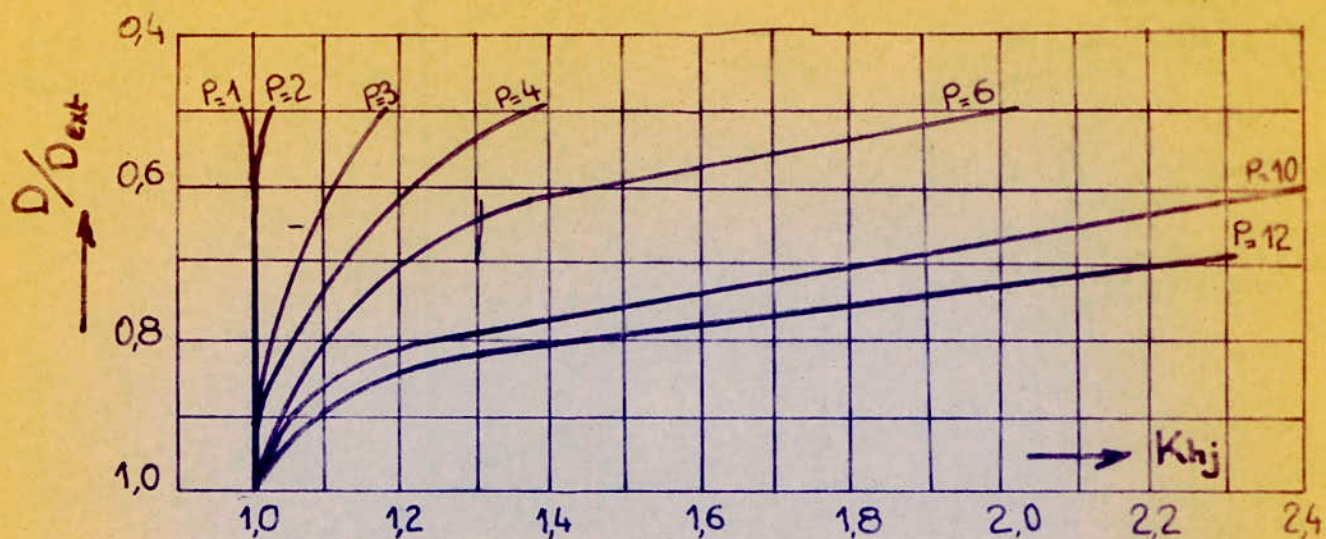
$P_{fe}$  est le chiffre de perte de nos tôles,  $m_{zs}$  masse de l'ensemble des dents statoriques,  $B_{zsm}$  induction moyenne dans la dent statorique déjà calculée  $B_{zsm} = 1,44 \text{ T}$

$$m_{zs} = V_d \times \rho \times 48$$

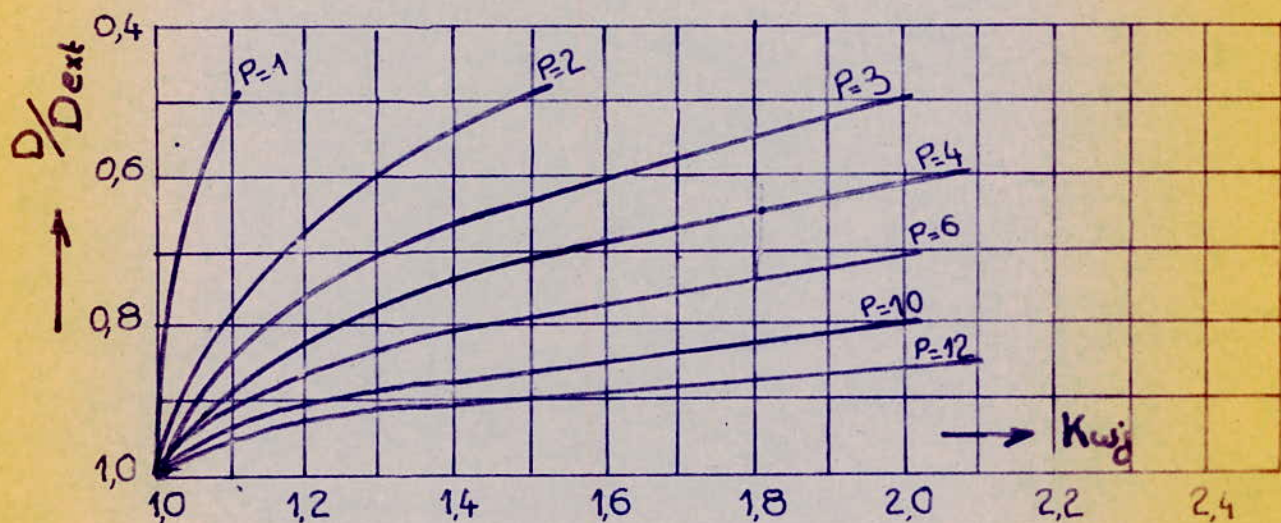
$V_d$ : volume d'une dent

Calcul du volume  $V_d$  d'une dent





Facteur d'hysteresis  $K_{hj}$  en fonction de  $D/D_{ext}$   
 pour divers nombres de paires de pôles  
 N° 18



Facteur des courants de Foucault  $K_{wj}$  en fonction  
 de  $D/D_{ext}$  pour divers nombres de paires de pôles  
 N° 19

$$V_d = S_d l_{Fe} \quad , \quad S_d: \text{surface d'une dent}$$

$$S_d = S'_1 + S'_2 + S'_3 \quad , \quad \text{avec}$$

$$S'_1 = \left( \frac{a_1 + a_2}{2} \right) R_1 \quad , \quad S'_2 = \left( \frac{a_2 + a_3}{2} \right) R_2 \quad , \quad S'_3 = a_4 R_3$$

$$\text{et } a_1 = \frac{\pi (D + 2R_1) - b_{zs}}{48} \quad , \quad a_3 = a_4 = \frac{\pi (D + 2R_3) - b_{zs}}{48}$$

$$a_2 = \frac{\pi [D + 2(R_2 + R_3)] - b_{zs}}{48}$$

$$\text{Sachant que } R_1 = 2,9 \text{ cm} ; R_2 = 2,6 \text{ cm} ; R_3 = 0,2 \text{ cm}$$

$$R_3 = 0,1 \text{ cm} ; S_1 = 0,6 \text{ cm} \text{ et } b_{zs} = 1,15 \text{ cm}$$

on aura donc

$$a_1 = 1,38 \text{ cm} ; a_2 = 0,98 \text{ cm} ; a_3 = a_4 = 1,5 \text{ cm}$$

d'où

$$S'_1 = 3 \text{ cm}^2 \quad , \quad S'_2 = 0,25 \text{ cm}^2 \quad ; \quad S'_3 = 0,15 \text{ cm}^2$$

$$\text{et } S_d = S'_1 + S'_2 + S'_3 = 3 + 0,25 + 0,15 = 3,4 \text{ cm}^2$$

$$\text{d'où } V_d = S_d l_{Fe} = 3,4 \times 26 = 88,4 \text{ cm}^3 = 0,0884 \text{ dm}^3$$

la masse totale des dents serait alors

$$m_{zs} = 48 \times 0,088 \times 7,6 = 32,25 \text{ kg}$$

d'où

$$P_{fds} = \mu_{Fe} \times m_{zs} \times B_{zsm}^2$$

$$\text{avec } \mu_{Fe} = 3 \text{ w/kg} \quad \text{et } B_{zsm} = 1,44 \text{ T}$$

$$P_{fds} = 3 \times 32,25 \times (1,44)^2 = 201 \text{ w}$$

Pour des raisons d'usinage des tôles du circuit magnétique (qui n'est jamais parfait) la littérature technique conseille en général d'ajouter 25 % aux pertes fer calculées. D'où les pertes fer total sont :

$$P_{fe} = (572 + 201) + 0,25(572 + 201) \\ = 966 \text{ W}$$

### III 3) Pertes mécanique :

- par frottement et ventilation, d'après l'abaque n°11 pour  $n_s = 1500 \text{ tr/min}$

on aura  $P_{f+vt} = 1\% P_n = \frac{90 \times 10^3}{100} \text{ W} = 900 \text{ W}$

### III 4) Pertes supplémentaire

a) par effet pelliculaire

les normes internationales les estiment à 1 % de  $P_n$

$$P_{supp} = \frac{90 \times 10^3}{100} = 900 \text{ W}$$

b) par pulsation du flux

Ces derniers sont estimés à 0,5 % P

$$P_{supp} = \frac{900}{2} = 450 \text{ W}$$

### Calcul du rendement

Par la méthode des pertes séparées le rendement est :

$$\eta = \frac{P_n}{P_n + \sum P_i}$$

$\sum P_i$  = somme des pertes

$$\sum P_i = 1828 + 1206 + 966 + 900 + 1350 = 6250 \text{ W}$$

$$\text{D'où } \eta = \frac{90 \times 10^3}{96250} = 0,935 = 93,5\%$$

Par ce résultat on peut conclure que le calcul théorique à donné un rendement supérieur à celui relevé sur l'abaque. Ceci justifie la bonne marche suivie pour notre méthode de calcul adoptée

## CHIV CARACTERISTIQUE DE TRAVAIL

Les caractéristiques de travail ainsi que différentes propriétés des machines à courant alternatif, peuvent être bien déterminés à partir des lieux géométriques des extrémités du vecteur représentant le courant primaire, lorsque la machine passe par différents régimes de fonctionnement. On démontre que pour un moteur asynchrone normal, alimenté sous tension constante, le lieu géométrique des extrémités du vecteur représentant le courant primaire, est un cercle, quand le glissement varie.

Les essais à vide et à rotor calé sont à la base de la construction du diagramme de cercle. Pour le moteur à double cage le principe de construction du diagramme de cercle, est basé sur les mêmes essais que pour un moteur asynchrone normal, mais un peu plus complexe.

### IV 1) Schema équivalent d'un moteur normal avec inductance de fuite

Le moteur étant de construction symétrique triphasé au primaire, polyphasé au secondaire, le flux crée est à répartition sinusoidale (au stator et au rotor)

Soit :  $r_1, L_1$  résistance et inductance propre d'une phase primaire

$r_2, L_2$  résistance et inductance propre d'une phase secondaire

Soit  $M$  la mutuelle inductance et soit  $L_1, L_2$  les inductances cycliques propre du primaire et du secondaire avec  $L_1 = L_1 - M$ ,  $L_2 = L_2 - M$  et  $X_m = m M \omega$

$m$  : rapport de transformation du transformateur parfait et soit  $l_1, l_2$  les inductances cyclique de fuite d'une phase primaire et d'une phase secondaire.

$$l_1 \omega = L_1 \omega - m M \omega$$

$$l_2 \omega = (L_2 - m M) \omega$$

Soit  $r_2', l_2'$  les paramètres secondaires ramenées au primaire.

avec  $r_2' = m^2 r_2$ ,  $l_2' \omega = m^2 l_2 \omega$

et  $I_2 = m I_2'$

en faisant appel aux équations électriques pour les régimes équilibrés ou déséquilibrés on aura

$$(1) V_1 = r_1 I_1 + j L_1 \omega I_1 + j M \omega I_2$$

$$(2) 0 = r_2 I_2 + j L_2 \omega I_2 + j M \omega I_1$$

en tenant compte des relations entre les inductances on aura

$$(1) V_1 = r_1 I_1 + j (l_1 \omega + m M \omega) I_1 + j m M \omega I_2'$$

$$(2) 0 = (r_2'/m + j l_2' \omega) I_2' m/m + j M \omega (I_1 + I_2')$$

$$(1) V_1 = (r_1 + j l_1 \omega) I_1 + j m M \omega (I_1 + I_2')$$

$$(2) 0 = + (r_2'/g + j l_2' \omega) I_2' + j m M \omega (I_1 + I_2')$$

en notant

$$m M \omega = X_{12} \quad , \quad I_{12} = I_1 + I_2'$$

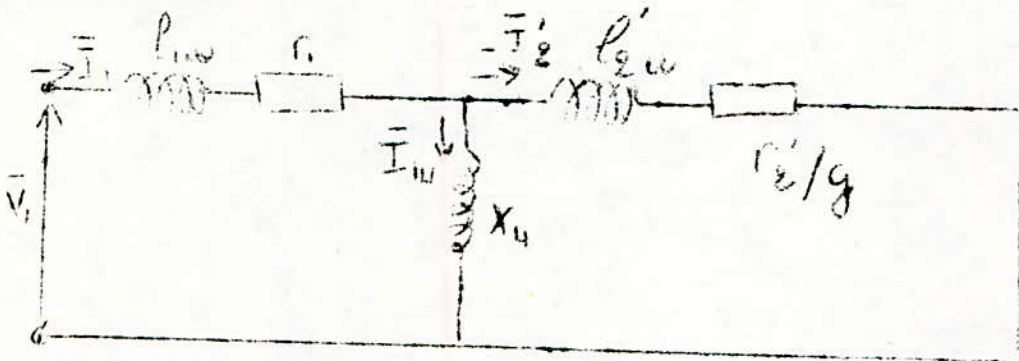
on aura finalement

$$(1) V_1 = (r_1 + j l_1 \omega) I_1 + j X_{12} I_{12}$$

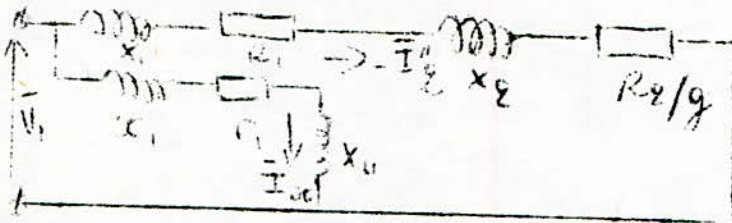
$$(2) - (r_2'/g + j l_2' \omega) I_2' = j X_{12} I_{12}$$

d'où le schéma équivalent par phase

a) Schéma dit en "T"



b) Schéma corrigé dit en "T"



$$X_1 = l_1 \omega$$

$$X_2 = l_2' \omega$$

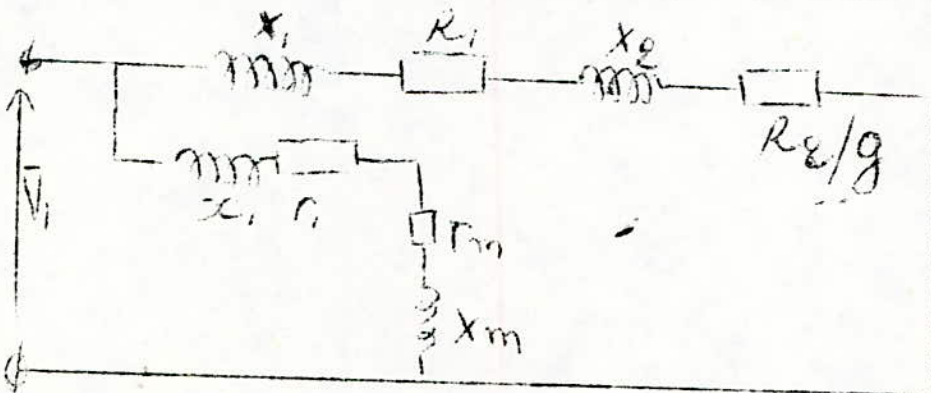
avec  $X_1 = x_1 \sigma_1$      $R_1 = r_1 \sigma_1$

$X_2 = x_2' \sigma_2$      $R_2 = r_2' \sigma_2$

$\sigma_1$  étant un facteur de correction

IV 2) détermination du diamètre  $d$  pour la construction du diagramme de cercle

Soit le schéma équivalent corrigé d'un moteur asynchrone





D'après ce schéma, on remarque que le glissement ( $g$ ) n'entre pas dans l'expression de la résistance de la branche dérivée (magnétisante), le courant dans cette dernière  $I_{00}$  a tension constante sera donc invariable. Dans le circuit principal, toutes les résistances et les réactances sont branchées en série, et le glissement  $g$ , entre seulement dans le dénominateur de la résistance  $R_2/g$ . De ce fait le courant ( $I_2''$ ) dans cette branche varie avec le glissement  $g$  mais vu que :

$$\bar{I}_1 = \bar{I}_{00} + (-\bar{I}_2'')$$

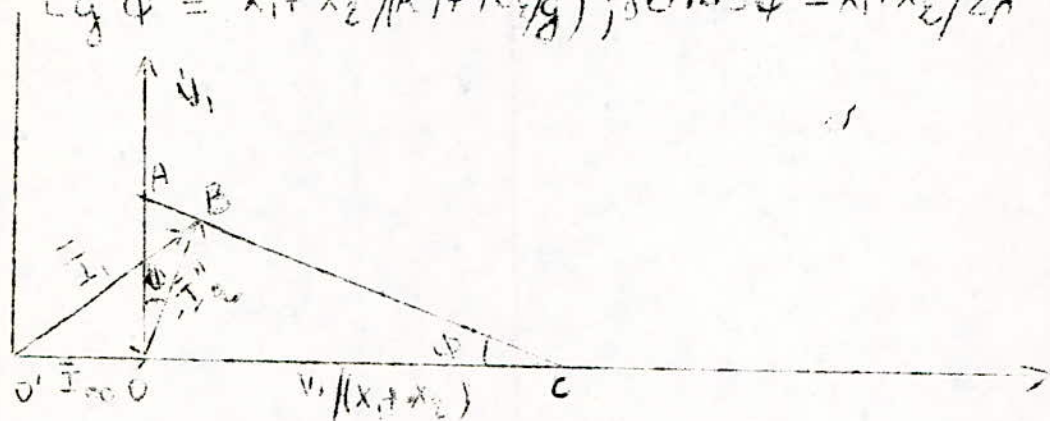
il est évident que dans ce cas il suffit de trouver la loi régissant le déplacement de la fin du vecteur du courant  $-I_2''$ , lors de la variation de  $g$  pour avoir le déplacement de la fin du vecteur  $\bar{I}_1$ , d'après le circuit principal

$$-I_2'' = \frac{V_1}{(R_1 + R_2/g) + j(X_1 + X_2)} = \frac{V_1}{Z_r}$$

d'après l'expression du complexe  $Z_r$  on aura

Si  $\phi$  est son argument.

$$\cos \phi = \frac{X_1 + X_2}{Z_r}; \sin \phi = \frac{R_1 + R_2/g}{Z_r}$$



Après construction géométrique du vecteur

$$\vec{O'B} = \vec{O'A} + \vec{O'C} = \bar{I}_1 = (-\bar{I}_2'') + \bar{I}_{00}$$

On abaisse une perpendiculaire depuis B qui coupera l'axe des ordonnées en A, et l'axe des ~~xxxxxxx~~ abscisses en C, tel que  $AOB = BCO$

$$OC = \frac{OB}{\sin \phi} = \frac{V_1}{Z_r} \times \frac{Z_r}{X_1 + X_2} = \frac{V_1}{X_1 + X_2}$$

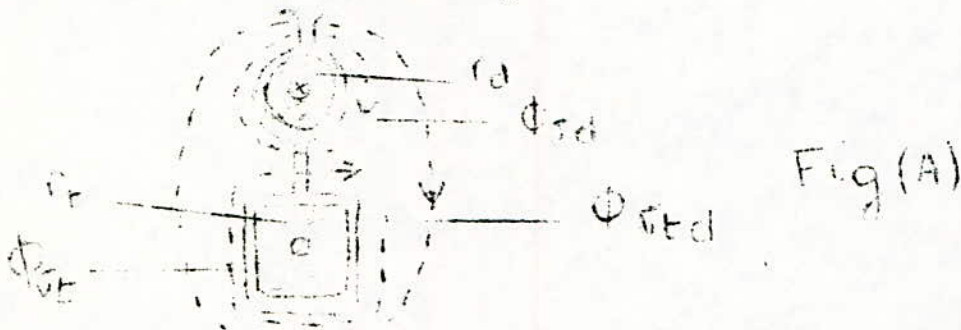
$$OA = \frac{OB}{\cos \phi} = \frac{V_1}{Z_r} \times \frac{Z_r}{R_1 + R_2/g} = \frac{V_1}{R_1 + R_2/g}$$

Quand  $g$  varie,  $X_{cc} = X_1 + X_2$  étant constant, le tronçon  $oc$  restera donc invariable, par contre  $R_1 + R_2/g$  varie et  $B$  se déplacera de sorte que  $OBC$  restera toujours un angle droit. Comme un angle droit est inscrit dans un cercle. Le diamètre de ce cercle est l'hypothénuse du triangle rectangle. On peut donc affirmer que lorsque  $g$  varie  $B$  décrit le cercle de diamètre

$$OC = \frac{V_1}{X_1 + X_2} = \frac{V_1}{X_{cc}}$$

IV 3) Schéma équivalent du moteur à double cage

La figure(A) donne les flux de dispersion à l'intérieur d'une encoche d'un moteur à double cage



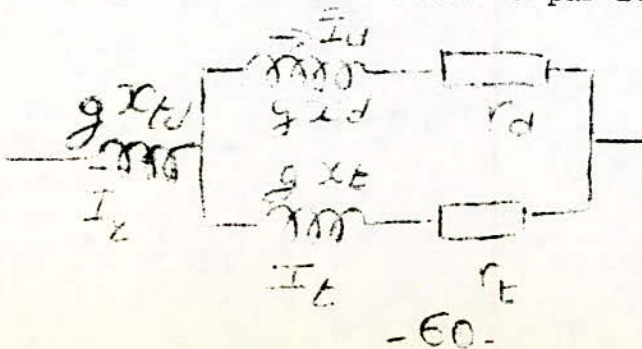
On remarque que le flux de dispersion mutuelle  $\Phi_{rd}$  passe par un seul entre fer et embrasse le contour de deux courant (de la cage supérieure, et inférieure). Ce flux est défini par le courant  $I_2$  (representant le courant du système secondaire), qui est la somme vectorielle des courants circulant dans les deux cages ( $\vec{I}_e$  et  $\vec{I}_d$ ).

le flux  $\Phi_{re}$  embrasse seulement la cage inférieure et traverse un seul entrefer, ce flux est défini par le courant  $I_e$  par contre le flux  $\Phi_{rd}$  qui embrasse la cage supérieure et qui traverse deux entrefers, est défini par le courant  $I_d$ .

A chaque flux, de dispersion on fait correspondre une reactance de dispersion.

- $\Phi_{rd} \rightarrow X_{rd}$  (reactance mutuelle entre les 2 cages)
- $\Phi_{re} \rightarrow X_e$  ( " de la cage inférieure )
- $\Phi_{rd} \rightarrow X_d$  ( " de la cage supérieure)

le système secondaire (rotor) étant explicite on peut déduire une première représentation de celui-ci par le schéma équivalent suivant



L'expression de l'impédance du circuit secondaire sera la suivante

$$Z_{eq} = jX_1 + \frac{r_d(r_t + r) + (x_d x_t + r r_t)g}{g[(r_t + r)g + (x_d + x_t)^2] + j[r_d(r_t + r) + (x_d x_t + r r_t)g]} + j \frac{r_d x_t + r x_d + (x_d x_t)(x_t + r_d)g}{g^2[(r_t + r)g + (x_d + x_t)^2]}$$

où  $r_d$  - résistance équivalente de la cage de démarrage

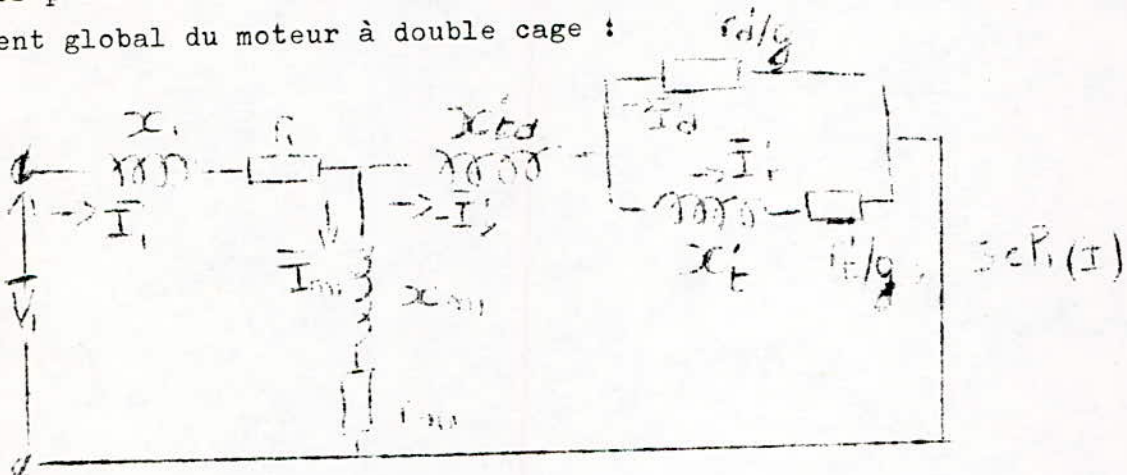
$r_t$  - résistance équivalente de la cage de travail

$g$  - glissement

à ce niveau on peut faire l'approximation suivante  $x_d \approx 0$

ceci s'explique par le fait que le circuit magnétique n'étant pas encore saturé. (Autrement dit les ampères tour, dans le fer étant négligeables par rapport à ceux dans l'entre fer), la dispersion demeure très faible et  $\Phi_{sd}$  et est alors relativement petit :

- En tenant compte donc de cette approximation et en ramenant les paramètres du secondaire au primaire, on aura pour schéma équivalent global du moteur à double cage :



$X_m$  réactance de la branche magnétisante

$r_m$  résistance de la branche magnétisante

$X_1$  réactance du circuit primaire

$r_1$  résistance du circuit primaire

$X_{rd}$  réactance mutuelle ramené au primaire

$X_{rt}$  réactance de la cage de travail ramené au primaire

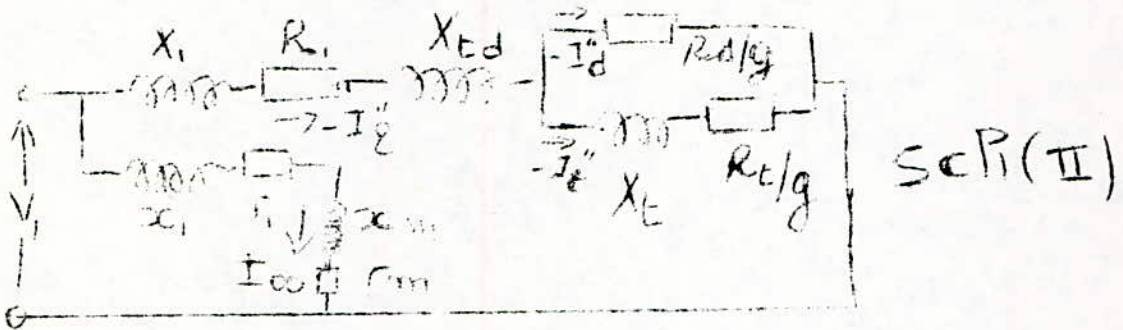
$r_d$  résistance de la cage de démarrage " " "

$r_t$  résistance de la cage de travail ramené au primaire

REMARQUE :

Les paramètres de la branche magnétisante apparaissent dans les calculs théoriques lorsque le secondaire est ramené au courant primaire.

Le schéma (j) qu'on vient de voir est dit schéma en "T", difficilement exploitable, par l'introduction d'un coeff de correction en montre qu'on peut le transformer en un schéma (II) corrigé dit en "T" plus souple pour l'analyse d'où le schéma (II)



avec  $X_1 = x_1 \sigma_1$ ,  $R_1 = r_1 \sigma_1$   
 $X_2 = x_2 \sigma_2$ ,  $R_2 = r_2 \sigma_2$   
 $X_{Td} = x_{Td} \sigma_1$ ,  $R_d = r_d \sigma_1$

$\sigma_1$  étant le coefficient de correction

$$\sigma_1 = 1 + \frac{x_1}{x_{m1}}$$

en faisant  $x_d = 0$  la formule (a) de  $Z_{2g}$  prend l'expression suivante

$$Z_{2g} = g \left[ r_1 x_{Td} + \frac{r_1 r_2 + r_1 x_2 g}{g[(r_1 + r_2) + x_2 g]} \right] =$$

$$g \left[ r_1 x_{Td} + \frac{r_1 r_2 + (r_1 + r_2) x_2 g}{g[(r_1 + r_2) + x_2 g]} + \frac{r_d^2 x_2}{[(r_1 + r_2) + x_2 g]} \right]$$

en faisant des approximations adaptées aux divers régimes de fonctionnement  $Z_{2g}$  prend des formes plus simples

a) Régime de faibles glissement ( $g \approx 0$ ) ou de travail

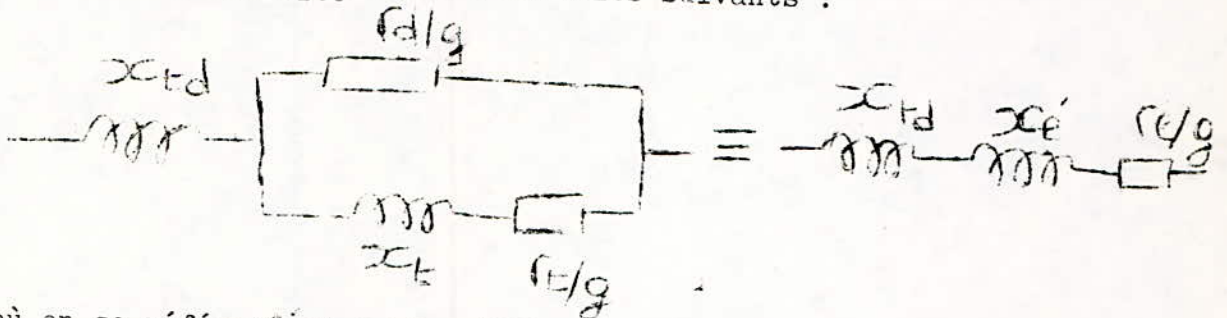
Pour ce régime, les termes en  $g^2$  peuvent être négligés et on aura

$$\bar{Z}_{gg} = g \left( j X_{td} + \frac{r_d r_e}{r_d + r_e} + j \frac{r_d^2 X_e}{(r_d + r_e)^2} \right) =$$

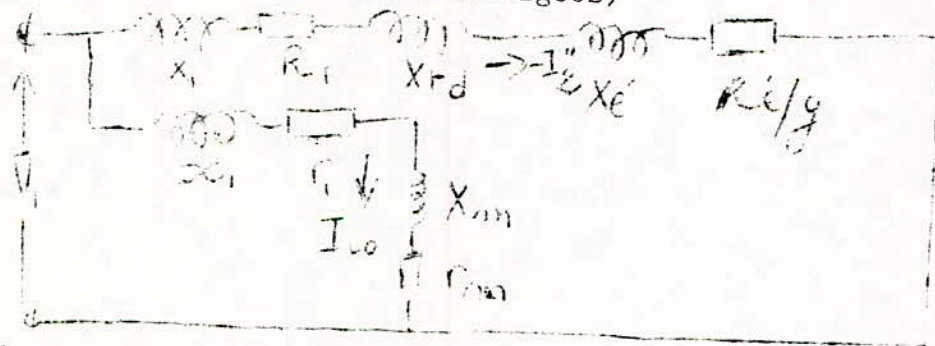
$$g \left( j X_{td} + r_e/g + j X_e \right)$$

avec  $r_e = \frac{r_d r_e}{r_d + r_e}$  et  $X_e = \frac{r_d^2}{(r_d + r_e)^2} X_e$

L'expression de  $r_e$  (résistance équivalente du second) justifie la liaison en parallèle des 2 cages en régime de travail d'après ces résultats, on peut écrire ~~l'identité~~ l'identité des 2 circuits suivants :



d'où en se référant au schéma (II) on peut le mettre sous cette forme (avec les valeurs ramenées et corrigées)



une bonne exploitation de ce schéma, nous montre qu'il est identique à celui d'un moteur normal (à cage) ayant au secondaire une résistance  $R_2 = R_e$  et la réactance  $X_2 = X_{td} + X_e'$

Si le moteur à deux cages était exécuté comme un moteur à rotor en court-circuit ordinaire, ayant seulement la cage supérieure, mais avec  $R_e$ , et le circuit statorique resterait le même

Un tel moteur aurait, les mêmes paramètres au primaire que celui du double cage, mais dans son circuit secondaire il aura la résistance  $R_2 = R_e$  et  $X_2 = X_{td}$  d'après le schéma on remarque que les deux moteurs auraient le même courant à vide, mais les diamètres des diagrammes de cercle seraient différents

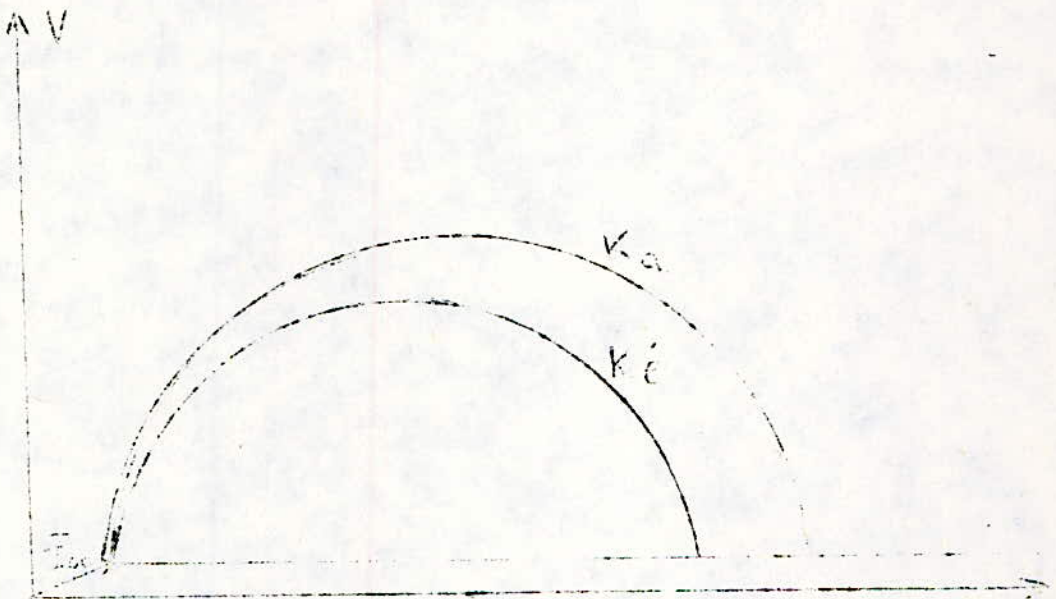
-Pour moteur asynchrone ordinaire

$$D_a = \frac{V_1}{X_1 + X_2} = \frac{V_1}{X_1 + X_{td}}$$

- Pour un moteur à deux cages

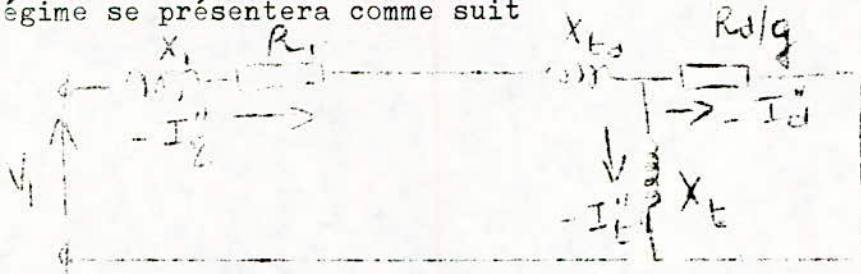
$$D_e = \frac{V_1}{X_1 + X_{td} + X_c}$$

Ayant le même courant à vide les 2 cercles se présenteront comme suit : même

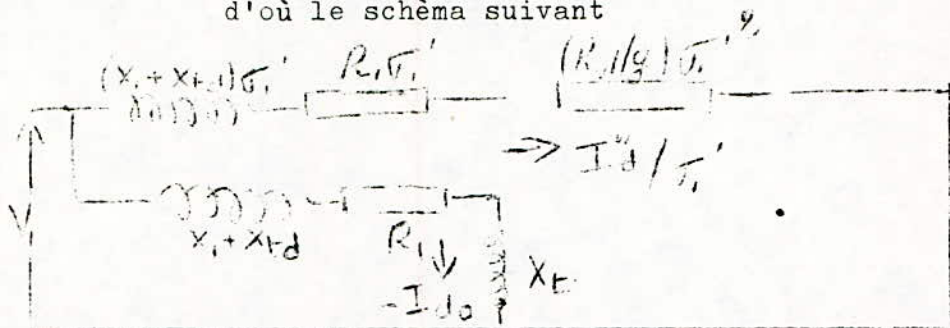


b) Régime de grand glissement ( $g = 1$ ) ou démarrage

Au démarrage la réactance de la cage de travail  $X_t$  est très importante, mais sa résistance peut être négligée d'où  $R_t = 0$  les pertes fer sont aussi négligées le schéma équivalent corrigé, pour ce régime se présentera comme suit



comme auparavant ce schéma étant en T, peut être corrigé est transformé en schéma  $\Gamma$  ceci en introduisant le coefficient de correction  $\sigma_1' = 1 + \frac{X_1 + X_{td}}{X_t}$  d'où le schéma suivant



un calcul théorique nous montre que le diamètre du cercle de démarrage

$$D_d = \frac{V_1}{(X_1 + X_{td}) \sigma_1'}$$

Pour la construction de ce cercle, il est important de tirer d'autres conclusions de ce dernier schéma, le courant à vide au démarrage sera  $I_{d0}$  dans le circuit,

$$I_{d0} = \frac{V_1}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_{td} + X_t)^2}}$$

le courant à glissement infini

$$I_{d\infty} = \frac{V_1}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_{td})^2}}$$

REMARQUE :

Si on ouvre la cage supérieure ( $R_2 = \infty$ ) dans ce cas, on obtient un moteur asynchrone à une seule cage (cage de travail), dont le diamètre du cercle des courants est :

$$D_c = \frac{V_1}{X_1 + X_{fd} + X_f}$$

Le courant correspondant à glissement infini

$$I_{c\infty} = \frac{V_1}{\sqrt{R_2^2 + (X_1 + X_{fd} + X_f)^2}}$$

Par ces résultats, on conclue que  $I_{c\infty} = I_{d0}$  de même ~~par~~  
~~xxxxxx~~  $I_{d0} = I_{a00}$ , ces 2 égalités vont nous permettre la construction du cercle de démarrage,  $I_{a00}$  est le courant se rapportant au cercle nominal (simple cage) à glissement infini.

III.1) Construction du diagramme de cercle :

Pour ce fait, il nous faut tout d'abord calculer les valeurs de plusieurs paramètres

a) Calcul du coefficient de correction

$$\sqrt{1} = 1 + \frac{x_1}{x_{m1}}$$

$x_{m1}$  est donnée par l'expression suivante

$$x_{m1} = \frac{2,7 m_1 f D_{lc} l_{fe} n_s^2 k_c^2}{K_c K_s S P^2}$$

$$x_{m1} = \frac{2 \times 3 \times 50 \times 0,38 \times 4,17 \times 10^{-7} \times 0,26 \times 32^2 \times 0,92^2}{1,31 \times 1,27 \times 0,66 \times 10^{-3} \times 9,2^2} = 6,95$$

$$x_1 = 0,094 \Omega \quad \text{d'où}$$

$$\sqrt{1} = 1 + \frac{x_1}{x_{m1}} = 1 + \frac{0,094}{6,95} = 1,015$$

b) Calcul des paramètres rotoriques corrigés

$$X_{fd} = x_{fd} K_{red} \sqrt{1}^2 = 0,068 \Omega$$

$$R'_e = r_e K_{red} \sqrt{1}^2 = 0,0186 \Omega$$

$$X'_e = \left( \frac{r_d}{r_d + r_e} \right)^2 x_{fe} K_{red} \sqrt{1}^2 = 0,136 \Omega$$

$$X_f = x_f K_{red} \sqrt{1}^2 = 10,316^4 \times 181,3 (1,015)^2 = 0,199 \Omega$$



$$X_e = \left( \frac{6,5}{6,5 + 1,2} \right)^2 10,3 \cdot 10^{-4} \times 1811,3 (1,015)^2 = 0,136 \Omega$$

c) Calcul des paramètres statoriques corrigés

$$X_1 = X_0 \cdot \sigma = 0,094 \times 1,015 = 0,095 \Omega$$

$$R_1 = R_0 \cdot \sigma = 2,15 \cdot 10^{-2} \cdot 1,015 = 0,022 \Omega$$

d) Calcul du second coefficient de correction  $\sigma_1$ :

$$\sigma_1 = 1 + (X_1 + X_2) / X_e = 1,85$$

maintenant, on a tous les éléments nécessaires pour construire le diagramme de cercle de notre moteur.

On commence par adopter l'échelle  $m_i = 60 \text{ A/cm}$  ainsi a  $1 \text{ cm}$ , correspondent aux  $70 \text{ A}$  ainsi on aura les échelles suivantes :

- Echelle des puissances

$$P = 3VI = 3V \cdot m_p \cdot y = m_p \cdot y \Rightarrow$$

$$m_p = 3V \cdot m_i = 3 \times 220 \times 60 = 39,6 \text{ kW}$$

- Echelle des couples

$$P_{\text{act}} = C \cdot \omega = C \times \frac{2\pi \cdot n_s}{60}$$

$$m_c = \frac{60 \cdot P_{\text{act}}}{2\pi \cdot n_s} = \frac{60 \cdot m_p \cdot y}{2\pi \cdot n_s}$$

$$m_c = \frac{60 \times 39,6 \times 10^3}{2\pi \times 1500} = 252,1 \text{ Nm/cm}$$

La composante active du courant à vide  $I_0$  ( $I_0$ ) est celle qui provoque les pertes à vide

$$I_{0a} = \frac{P_{\text{act}} + P_{\text{exc}}}{3V_1} = \frac{966 + 900}{3 \times 220} = 2,82 \text{ A}$$

La composante réactive du courant à vide ( $I_0$ ) étant égale au courant magnétisant on aura donc comme valeur du courant à vide :

$$I_0 = \sqrt{I_{0m}^2 + I_{0a}^2} = \sqrt{38,4^2 + 2,82^2} =$$

$$\sqrt{1473,6 + 7,95} = 38,5 \text{ A}$$

ce qui correspond à  $\frac{32,22}{60} = 0,54$  cm

notre horizontale  $X, Y$  étant tracée (droite des courants réactif)  
on lui adjoint une droite qui lui est parallèle est située à une distance égale à  $\frac{0,966}{39,6} = 0,024$  cm

$$= 0,24 \text{ mm} \quad = 0,24 \text{ mm}$$

dans ce qui suit on considèrera  $se X Y$  et  $X' Y'$  comme droites confondues

L'origine  $O$  du vecteur  $I_0$  (sera celle du repère obtenu par la droite horizontale représentant les courants réactifs et la verticale qui représente en même temps sous différents échelles, la puissance, le couple et le courant actif. L'extrémité de  $I_0$  sera sur  $X Y$  (ou  $X' Y'$ )

Après toutes ces hypothèses, on peut construire trois cercles dont les centres se trouvent sur  $X, Y$  et ayant le même courant à vide (d'une passant par l'extrémité de  $I_0$ )

a) le cercle  $K_a$  correspond au moteur asynchrone nominal avec seulement la cage supérieure. son diamètre  $D_a = \frac{V_1}{X_1 + X_{1-2}}$  =

$$\frac{220}{0,095 + 0,068} = 1350 \text{ A qui correspondent à } 22,5 \text{ cm}$$

la composante active du courant à vide

b) Le cercle Ko correspond à la marche avec cage de démarrage ouverte

$$I_{d0} = \frac{V_1}{X_1 + X_{td} + X_2} = \frac{220}{0,095 + 0,068 + 0,136} = 620 \text{ A}$$

ce qui correspond à 10,33 cm

c) Le cercle Ké correspond au cercle de travail.

son diamètre est

$$D_e = \frac{V_1}{X_1 + X_{td} + X_2} = \frac{220}{0,095 + 0,068 + 0,136} = 730 \text{ A}$$

ce qui correspond à 12,3 cm

Maintenant il nous faut tracer le cercle de démarrage.

Pour cela on utilise les faits suivants :

Le cercle de démarrage Kd passe par les points

B qui sont les points à glissement infinis respectifs des cercles Ko et Ka

Pour le point A

$$I_{d\infty} = I_{d0} = \frac{V_1}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_{td} + X_2)^2}}$$

$$I_{d\infty} = I_{d0} = \frac{220}{\sqrt{4,84 \cdot 10^{-4} + 0,126}} = 618,5 \text{ A}$$

ce qui correspond à 10,31 cm

Pour le point B

$$I_{d\infty} = I_{d0} = \frac{V_1}{\sqrt{R_2^2 + (X_1 + X_{td})^2}} = \frac{220}{\sqrt{4,84 \cdot 10^{-4} + 0,0866}} = 1337,56 \text{ A}$$

ce qui correspond à 22,3 cm

notons aussi que le cercle de démarrage à son centre situé sur la parallèle à X<sub>1</sub>Y passant par A

son diamètre vaut

$$D_d = \frac{220}{(0,095 + 0,068) / 1,75} = \frac{V_1}{(X_1 + X_{td}) / 1,75} = 729$$

qui correspondent à 12,46 cm

La construction de notre diagramme se trouve inachevée, si on ne détermine pas notre point (Q) de court circuit où le glissement est égal à 1 (au démarrage).

en court-circuitant le secondaire et en négligeant le courant I<sub>0</sub>, on aura les paramètres de court-circuit suivant :

$$X_{cc} = X_1 + X_{td} + X_2 = 0,095 + 0,068 + 0,136 = 0,299 \text{ } \Omega$$

$$R_{cc} = R_1 + R_2 = 0,022 + 0,0186 = 0,0406 \text{ } \Omega$$

$$Z_{cc} = \sqrt{R_{cc}^2 + X_{cc}^2} = 0,3 \Omega$$

$$I_{cc} = V / Z_{cc} = 220 / 0,3 = 733 \text{ A}$$

ce qui correspond à 12,2 cm

A partir de là, on utilise notre diagramme du cercle comme un diagramme nominal pour étudier le comportement de notre machine pour  $\cos \phi = 0,9$ ,  $I_n = 1665$ ,  $V_n = 220 \text{ V}$ ,  $C_n = 605 \text{ Nm}$  pour  $\eta = 0,9$   $U_n = 380 \text{ V}$

de même on tire à partir du diagramme

$$C_d = 932 \text{ Nm}, I_d = 733 \text{ A}, \cos \phi_d = 0,515$$

$$C_m = 1235 \text{ Nm}, I_m = 438 \text{ A}$$

on aura donc les rapports suivants :

- rapport des courants de démarrage au courant nominal

$$\frac{I_d}{I_n} = \frac{733}{1665} = 4,36$$

- rapport du couple de démarrage au couple nominal

$$C_d / C_n = 932 / 605 = 1,56$$

- degré de la machine

$$\eta_m = \frac{C_d / C_n}{I_d / I_n} = \frac{1,56}{4,36} = 0,36$$

- capacité de surcharge de la machine

$$C_s = \frac{C_m}{C_n} = \frac{1235}{605} = 2,04$$

En s'appuyant sur les valeurs de ses différentes valeurs, et sur le petit tableau suivant proposé

Par les normes technologique

$C_d / C_n$	2,0	1,5	1,0
$I_d / I_n$	5 à 4,7	3,8 à 3,5	3,5 à 3,2

On peut affirmer que nos rapports  $C_d / C_n$ ,  $I_d / I_n$  sont conformes aux normes, avec en plus un bon degré de qualité ( $\eta_m$ ) de la machine et une très bonne capacité de surcharge  $C_s$ , qui constitue une très bonne (parfaite) sécurité en cas de surcharge accidentelle

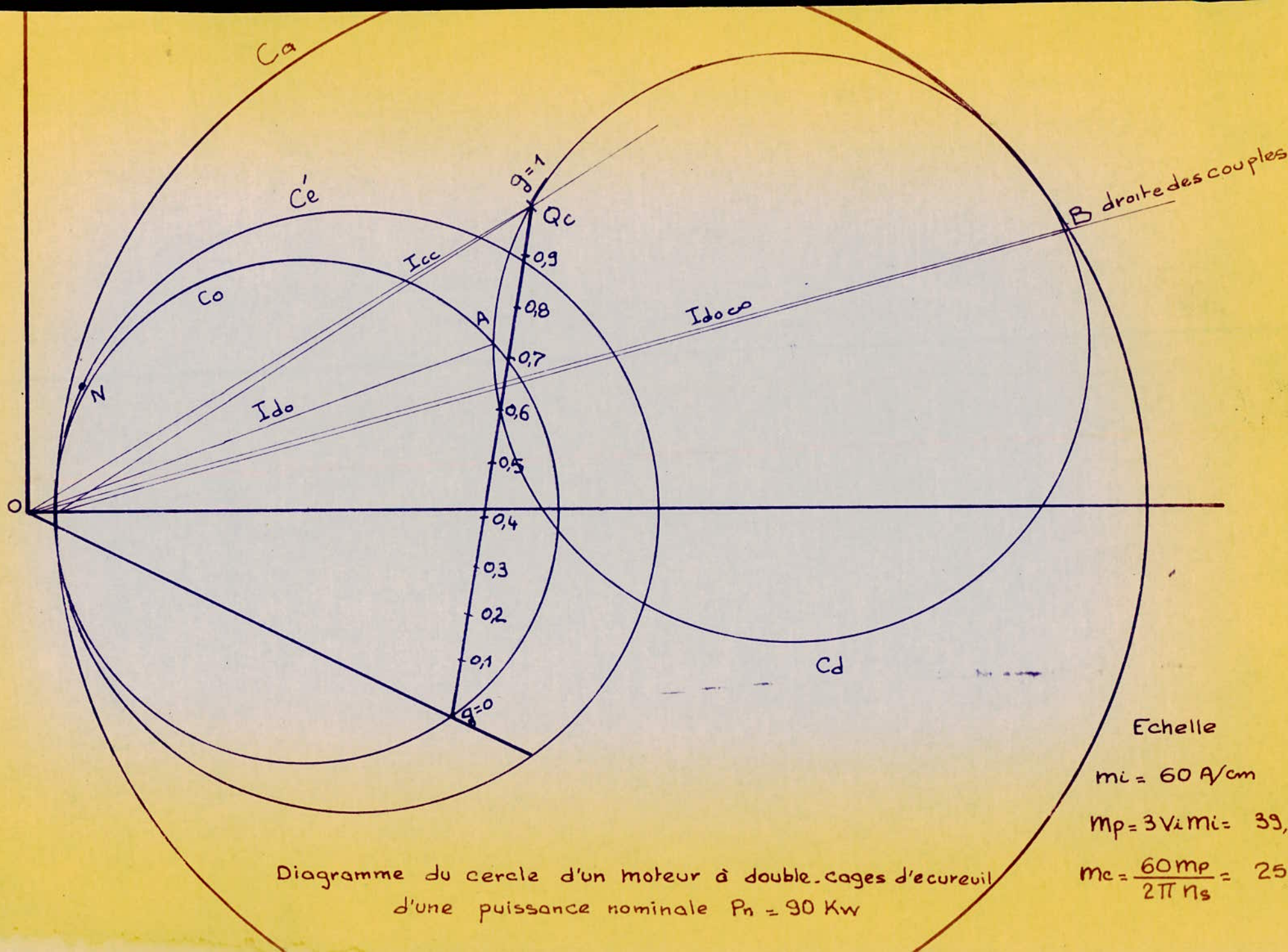


Diagramme du cercle d'un moteur à double-cages d'écureuil  
d'une puissance nominale  $P_n = 90 \text{ Kw}$

Echelle

$$m_i = 60 \text{ A/cm}$$

$$M_p = 3 V_i m_i = 39,6 \text{ Kw/cm}$$

$$m_c = \frac{60 M_p}{2\pi n_s} = 252,1 \text{ Nm/cm}$$

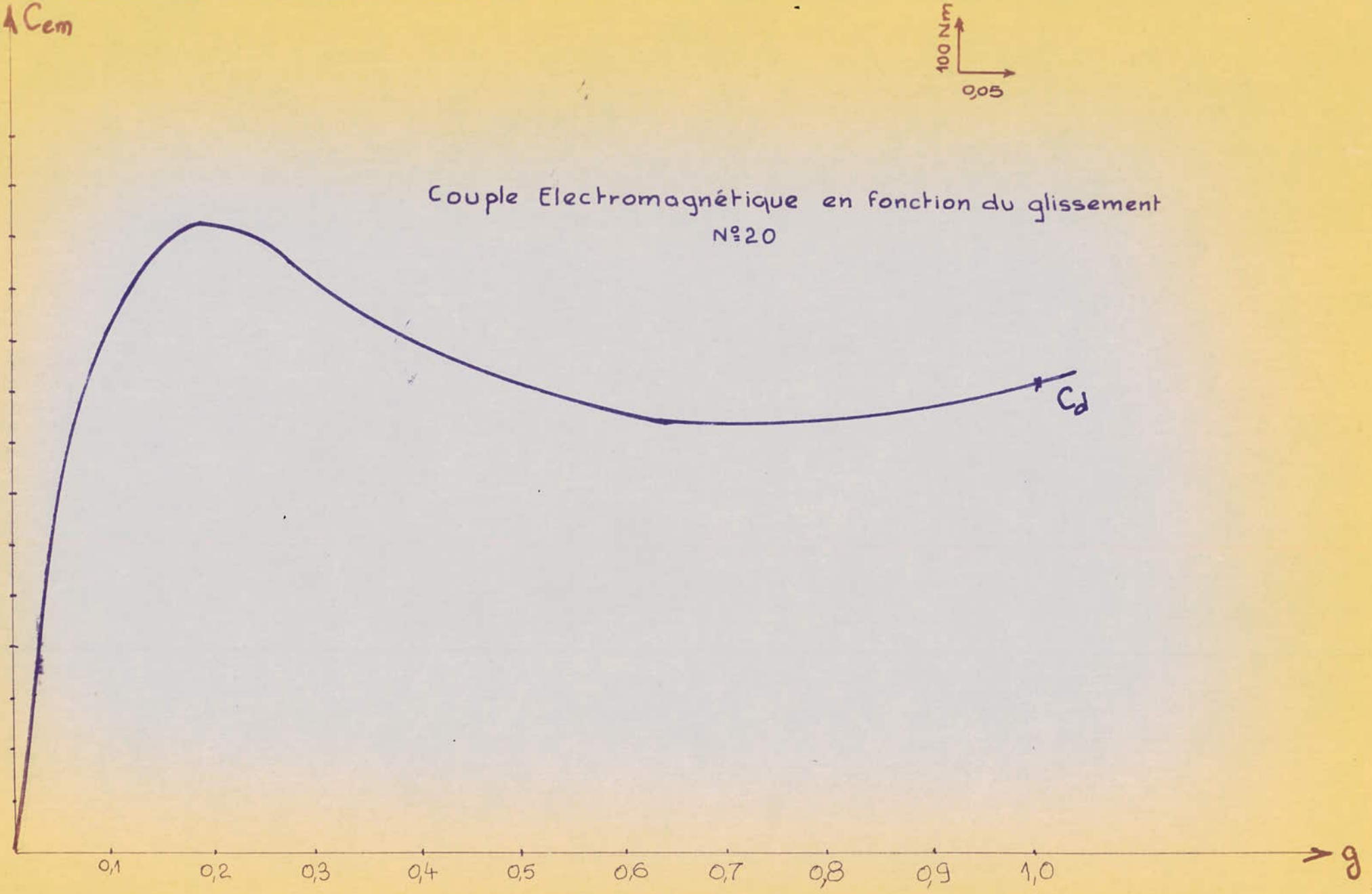
$g$ [ ]	0,025	0,0398	0,05	0,1	0,15	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	1
$P_t$ [kw]	67,32	99	118,8	186	233,6	237,6	245,56	237,6	231,6	229,7	221,8
$P_u$ [kw]	61,50	89	101	132,7	132,7	124,7	83,16	47,52	31,68	12	0
$C_{em}$ [Nm]	403,4	605	718,5	1033,6	1210	1235	1134,4	1033,6	958,8	885	932
$n$ [tr/min]	1461	1440	1425	1350	1275	1200	1050	900	750	600	0
$\eta$ [%]	0,92	0,9	0,85	0,71	0,57	0,525	0,34	0,2	0,137	0,05	0
$I_1$ [A]	120	168,35	198	354	444	480	570	618	642	660	733
$I_2'$ [A]	105	156	186	309	426	462	549	588	609	630	696
$\cos \varphi$	0,89	0,91	0,906	0,86	0,79	0,75	0,66	0,61	0,56	0,53	0,51

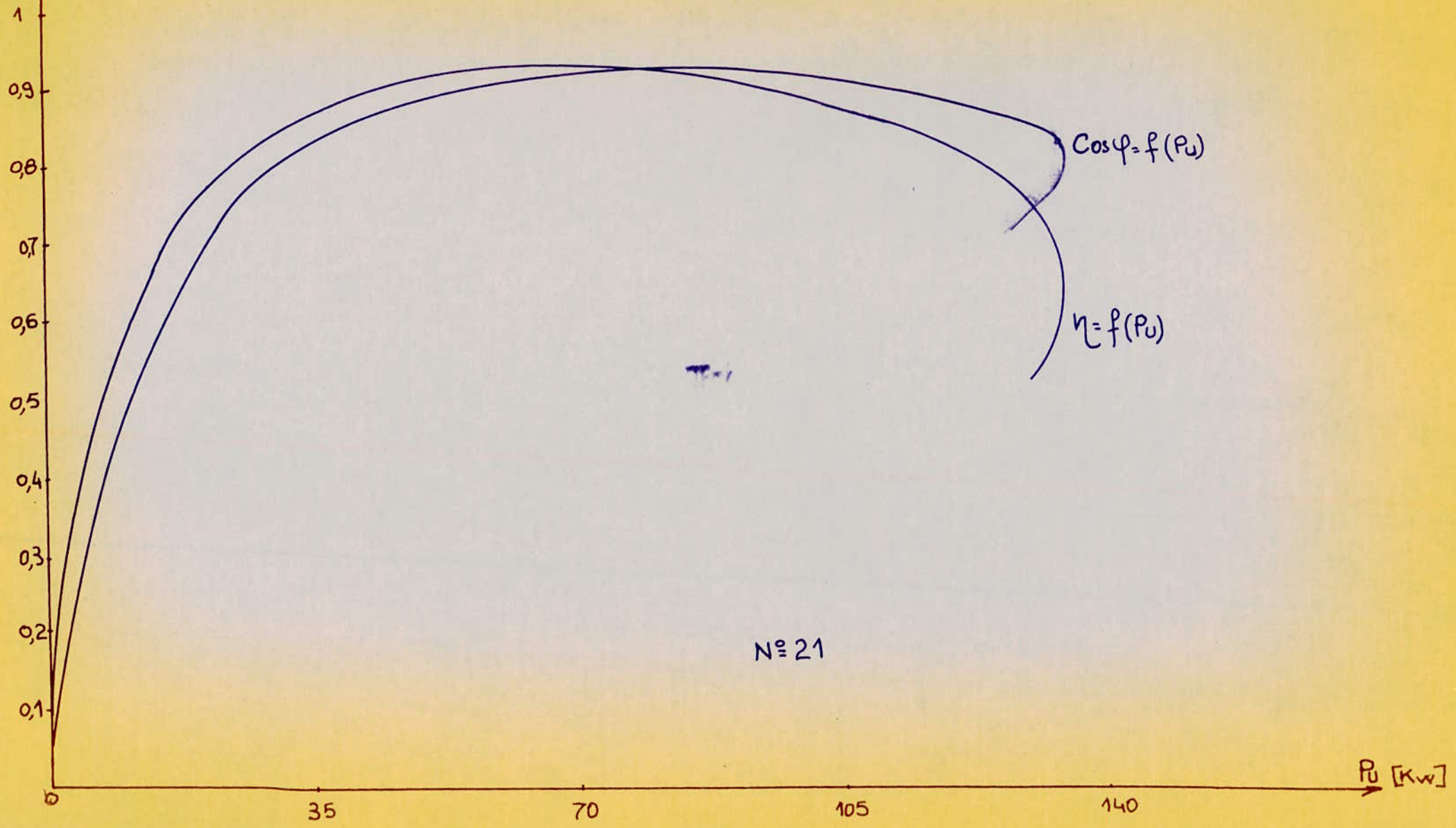
Tableau des valeurs pour tracer les différentes caractéristiques

$\uparrow C_{em}$

100 N.m  
0,05

Couple Electromagnétique en fonction du glissement  
N°20

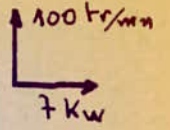






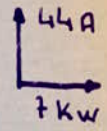
N°21'

Echelle

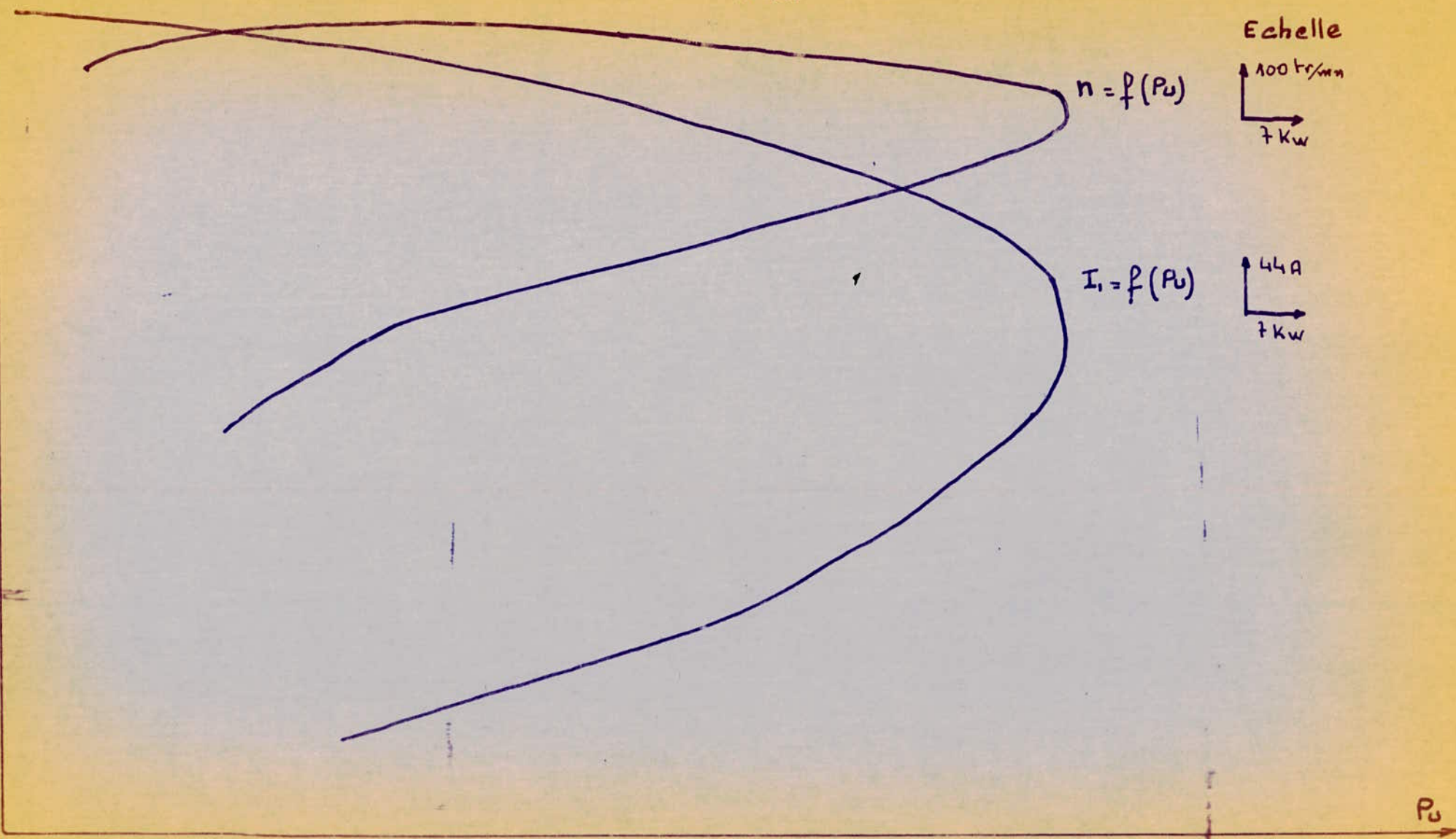


$$n = f(P_u)$$

$$I_1 = f(P_u)$$



$P_u$



### Interprétation des courbes :

1) Tout d'abord on commence par une remarque concernant le graphe de  $(\cos \phi = f(P))$  dessin n° 21 si on se réfère aux tableaux des valeurs, on remarque que la plus petite valeur du facteur de puissance ( $\cos \phi$ ) est égale à 0,51, et malgré cela notre courbe démarre à  $\cos \phi = 0,09$  ceci s'explique par le fait que généralement un moteur démarre à vide et qu'on le charge au fur et à mesure qu'il prend de la vitesse. Il en est de même pour le tracé de cette caractéristique qui se limite à des facteurs de puissance  $\gg 0,75$

- calcul du facteur de puissance à vide :

$$I_{0a} = I_0 \cos \phi_0 = \frac{P_{fc} + P_{me}}{3U_1} = \frac{1766}{3 \times 220} = 2,72 \text{ A}$$

$$I_0 = 32,4 \text{ A} \Rightarrow \cos \phi_0 = 2,72 / 32,4 = 0,08$$

$$\text{d'où } \phi_0 = 85^\circ$$

2) Le graphe  $(\cos \phi(P))$  dessin n° 20 (tracé à partir du tableau des valeurs se rapportent aux caractères) a une allure correspondant à celle qui est proposée par la bibliographie.

3) Concernant la caractéristique  $(\omega - f(P))$  dessin n° 21 on constate que la vitesse de rotation du moteur varie très peu avec la puissance, ceci est un bon signe de stabilité lors des variations de charge.

L'arbre de notre moteur étant dimensionné, et sa forme bien définié (qui dépendés différents accessoires qui lui sont reliés, et de sa puissance). Notre travail se trouve incomplet si on ne s'apprête pas a verifier le comportement (resistance) de cet arbre aux différentes contraintes dont il peut faire l'objet, torsion, flexion, et cisaillement. Ce sera donc le sujet de cette partie sommaire. L'arbre reposant sur deux appuis fixe A et B, il est soumis a son propre poids et au poids du circuit magnétique du rotor.

L'arbre etant en acier  $\rho_a = 7,8 \text{ Kg/dm}^3$

Le rotor en tôles de dynamo  $\rho_r = 7,6 \text{ Kg/dm}^3$

Notre calcul se fera pour deux flèches de l'arbre, une flèche statique et une flèche dynamique.

A) Etude statique

a) Contraintes de torsion :

sa valeur est donnée par  $\tau_t = \frac{M_{\max}}{K_t}$

$M_{\max}$  = moment maximum de torsion

$K_t$  = moment quadratique de torsion. Les forttements, et la charge qu'oppose des couples resistants, ainsi que le couple électro-magnétique qui tend a faire tourner le rotor seront les principaux moments de torsions auxquels peuvent être soumis l'arbre, la torsion maximal se fera en bout d'arbre la ou le diamètre est moindre  $\phi = 76 \text{ mm}$

d'où le moment quadratique de torsion  $K_t = \frac{\pi D^3}{16} = 86,2 \text{ cm}^3$

Dans l'étude des caractéristiques de travail de notre machine le couple electromagnetique maximal avait pour valeur :

$C_{em \max} = 12,35 \text{ Nm}$ , d'où  $\tau_t = \frac{C_{em \max}}{K_t} = \frac{12,35}{86,2} = 14,3 \text{ kg}^2$

b) Contraintes de flexion :

Commençons par calculer les réactions  $R_A$  et  $R_B$  en A et B. le système etant statique on peut ecrire les 2 equations suivantes :

(1)  $\sum \vec{P}_i + \vec{R}_A + \vec{R}_B = \vec{0}$  ,  $\sum \vec{M}_A = \vec{0}$

$M_A$  Moment par rapport a A

$\sum P_i$  Somme des poids des différentes parties de l'arbre

.../...

$$P_1 = \frac{\pi \times 0,76^2}{4} \times 1,04 \times 7,8 \times 0,98 = 3,60 \text{ dan}$$

$$P_2 = \frac{\pi \times 0,88^2}{4} \times 0,34 \times 7,8 \times 0,98 = 1,21 \text{ dan}$$

$$P_3 = \frac{\pi \times 0,88^2}{4} \times 0,38 \times 7,8 \times 0,98 = 1,77 \text{ dan}$$

$$P_4 = \frac{\pi \times 0,98^2}{4} \times 0,58 \times 7,8 \times 0,98 = 3,37 \text{ dan}$$

$$P_5 = \frac{\pi \times 1,02^2}{4} \times 1,02 \times 7,8 \times 0,98 = 6,37 \text{ dan}$$

Sol:  $P_0$ : poids du rotor + poids de la partie centrale.

$$\begin{aligned} \text{poids du rotor } P_{01} &= \pi/4 [(D - 2e)^2 - D_{aub}^2] \times 7,6 \times 0,98 - \\ & 4 \left( \frac{\pi b v^2}{4} \right) [(D - 2e \cdot D_{aub})] \times 7,6 \times 0,98 = 145,7 / (\pi \times 0,01) [2,126 \times 7,6 \times 0,98] \\ & = 145,2 \text{ dan} \end{aligned}$$

poids de la partie centrale de l'arbre

$$P_{02} = \frac{\pi \times 1,06^2}{4} \times 3,3 \times 7,8 \times 0,98 = 29,3 \text{ dan}$$

$$P_0 = P_{01} + P_{02} = 145,2 + 29,3 = 174,5 \text{ dan}$$

$$P_a = \frac{\pi \times 1,16^2}{4} \times 1,02 \times 7,8 \times 0,98 = 8,24 \text{ dan}$$

$$P_b = \frac{\pi \times 0,96^2}{4} \times 0,3 \times 7,8 \times 0,98 = 1,66 \text{ dan}$$

$$P_c = \frac{\pi \times 0,88^2}{4} \times 0,46 \times 7,8 \times 0,98 = 2,14 \text{ dan}$$

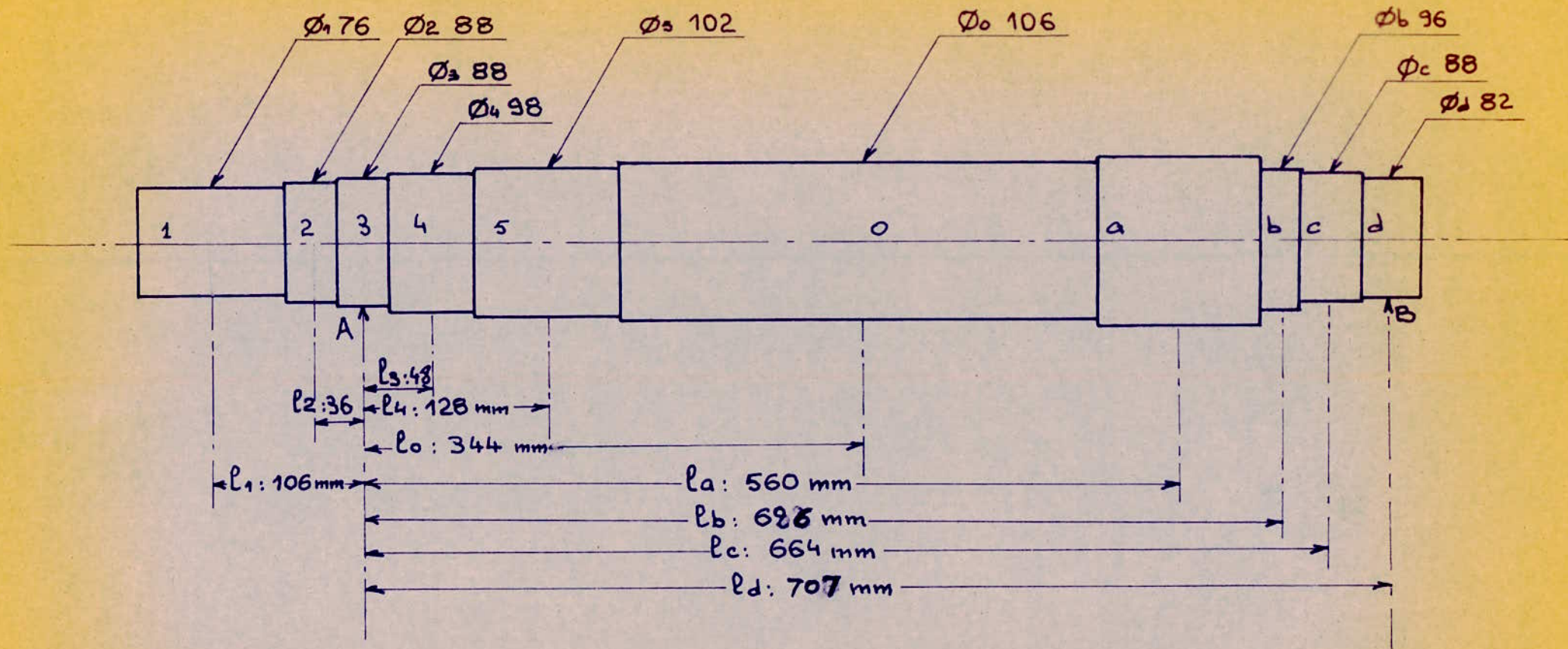
$$P_d = \frac{\pi \times 0,8^2}{4} \times 0,4 \times 7,8 \times 0,98 = 1,62 \text{ dan}$$

$$\sum P_i = 197 \text{ dan}$$

$$\begin{aligned} \sum M_A &= -3,6 \times 0,106 - 1,21 \times 0,036 + 3,37 \times 0,048 + 6,37 \times 0,128 \\ & + 8,24 \times 0,56 + 174,5 \times 0,344 + 1,66 \times 0,626 + 2,14 \times 0,664 - R_B \times 0,707 \\ & = 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \sum M_A &= -R_B \times 0,707 - 0,3816 - 0,04356 + 0,1617 + 0,8153 \\ & + 4,615 + 57,63 + 1,04 + 1,42 = 0 \end{aligned}$$

$$\sum M_A = 65,682 - R_B \times 0,707 - 0,425 = 0$$



SCHEMA DE L ARBRE

$$\sum \Pi_A = 65,257 - R_B \times 0,707 = 0$$

Pour déterminer  $R_A$  et  $R_B$  on a donc

$$(1) 65,257 - R_B \times 0,707 = 0$$

$$(2) \sum P_i - R_A - R_B = 197 - R_A - R_B = 0$$

$$\Rightarrow R_B = 92,3 \text{ dan} \text{ et } R_A = 104,7 \text{ dan}$$

On peut situer le moment de flexion par la résultante des forces de flexion appliqué. Il se trouve en son point d'application.

Pour avoir le lieu où elle est appliquée il suffit d'écrire que le moment de cette résultante par rapport au point A, est égal à la somme des moments ; de toutes les autres forces par rapport aux même point

donc  $\sum M = 197 \times x =$

$$197 \times x = 65,26 \Rightarrow x = \frac{65,26}{197} = 0,33 \text{ m}$$

le moment quadratique

$$K_f = \frac{\pi D^4}{32} = \frac{\pi \times 10,6^4}{32} = 116,41 \text{ cm}^4$$

sachant que

$$\sigma_f = \frac{M_{\max}}{K_f} \Rightarrow \sigma_f = \frac{65,26}{116,41} = 0,56 \text{ dan/cm}^2$$

c) Contraintes de cisaillement

Les seuls cisaillements auxquels est soumis l'arbre sont dus aux réaction de paliers (roulement) en A et B ( $\phi_A = 8,8 \text{ cm}$ ,  $\phi_B = 8,9 \text{ cm}$ )

d'où contrainte de cisaillement en A  $\tau_{SA} = 4R_A / \pi \phi_A^2 = 1,72 \text{ dan/cm}^2$

contrainte de cisaillement en B  $\tau_{SB} = 4R_B / \pi \phi_B^2 = 1,74 \text{ dan/cm}^2$

Après le calcul de ces 3 contraintes on voit que la contrainte de cisaillement est de loin inférieure aux contraintes maximum de torsion et de flexion c'est pour cela qu'on peut la négliger et calculer la contrainte totale comme étant due seulement à la flexion et à la torsion.

.../...

$$\sigma_E = \sqrt{\sigma_p^2 + 4\sigma_E^2} = \sqrt{31,3 + 4(1432)^2} =$$

$$\sigma_E = 286,5 \text{ daN/cm}^2$$

Un facteur de sécurité  $\gamma = \frac{\sigma_a}{\sigma_E} 1,2$  est imposé par les normes internationales ou est la contrainte conventionnelle du matériau, pour l'acier  $\sigma_a = 4500 \text{ daN/cm}^2$

d'où  $\frac{\sigma_a}{\sigma_E} = \frac{4500}{286,5} = 15,71 > 1,2$

d) Calcul de la flèche statique :

elle est donnée par la formule suivante

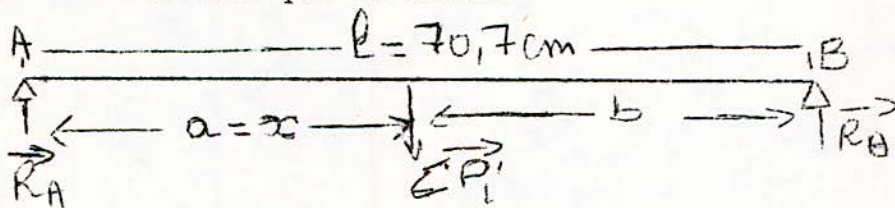
$$f_0 = \frac{\sum P_i \cdot a_i^2 \cdot b_i^2}{3IE L}$$

Sa valeur maximale se situe au niveau où est appliqué le moment de flexion maximal

E : module de Young de l'acier  $E = 210^7 \text{ N/cm}^2$

$I = \frac{\pi D^4}{64}$ , D : diamètre de l'arbre au point d'application du moment maximale

L, a et b définie par le schéma



$$I = \frac{\pi \times 10,6^4}{64} = 680 \text{ cm}^4$$

$$a = 33 \text{ cm} \quad b = 37,7 \text{ cm}$$

$$f_0 = \frac{1970 \times 33^2 \times 37,7^2}{3 \times 680 \times 210^7 \times 70,7} = 11,6 \cdot 10^{-4} \text{ cm}$$

Etude dynamique :

Quand le rotor est en mouvement, il ya une force centrifuge supplémentaire qui agit puisque le centre de gravité du rotor ne se trouve pas dans l'axe de rotation (du a la fleche statique), on montre que cette fleche devient infinie (cassure de l'arbre) pour une certaine valeur de la vitesse de rotation appelée vitesse critique

Elle est donnée par

$$\eta_c = \frac{300}{\sqrt{g_0}} = \frac{300}{\sqrt{11,6 \cdot 10^{-4}}} = 8812 \text{ tr/mm}$$

$$\eta_c = 8812 \text{ tr/mm}$$

Des normes de securité internationales prévoit que la vitesse nominale de rotation du rotor doit être au maximum egale a 20 % de la vitesse critique

Pour notre cas on a

$$\frac{\eta_n}{\eta_c} = \frac{1440}{8812} = 0,163$$

$$\eta_n = 16,3\% \eta_c$$

Ce resultat etant conforme au respect des normes.



## Ch VI CALCUL THERMIQUE :

Dans les machines électriques, les pertes d'énergie sont transformées en chaleur, d'où résulte la transformation énergie électrique et mécanique en énergie thermique. La plus grande partie de cette chaleur est produite par les matériaux actifs (autrement dit dans le cuivre et le fer actif). Toutefois dans les grandes machines des pertes considérables peuvent se produire dans les parties constructives, tel que au niveau des joues de serrage, les flasques et les supports d'enroulement. Lorsque de la chaleur est produite en un point quelconque d'un corps elle y provoque une élévation de température par rapport à la température ambiante. Cet échauffement est nuisible surtout pour l'isolation des différents conducteurs, il est donc nécessaire qu'il soit limité selon la température maximale que peut supporter l'isolation (classe de l'isolation). Pour les matériaux isolants des machines électrique les élévations de températures maximales admissibles sont prescrites par les associations d'électrotechnique. On doit par conséquent garantir non seulement une bonne conductivité thermique des matériaux employés, mais encore une transmission efficace de chaleur au milieu ambiant extérieur; et cela aussi bien pour l'enroulement que pour le fer. Dans les machines électriques la transmission de chaleur au milieu ambiant s'effectue normalement selon deux voies :

- a) rayonnement thermique
- b) convection thermique (c'est à dire transport de chaleur au moyen de l'air en mouvement

### VI 1) Rayonnement thermique

C'est par rayonnement thermique qu'un corps fait passer une partie de la chaleur qu'il contient vers le milieu ambiant extérieur : selon la loi de Stefan Boltzmann, la quantité de chaleur rayonnée en une seconde par  $M^2$  de surface est

$$q_s = 5,7 \cdot 10^{-8} \nu (T^4 - T_a^4) \text{ W/m}^2$$

avec

$T$  - température absolue du corps

$T_a$  - température ambiante

$\nu$  - facteur qui tient compte de la nature de la surface du corps rayonnant, la valeur du coefficient de rayonnement relatif  $\nu$ .

est tirée du tableau suivant :

Surface	$\epsilon$	Surface	$\epsilon$
Corps noir idéal	1,00	Fer malléable, clair	0,29
Forte, rude	0,97	Cuivre jaune, sombre	0,20
Fer malléable, sombre	0,95	Cuivre clair	0,17

Pour les températures rencontrées d'ordinaire dans les machines électriques on a approximativement

$$q_s = \alpha_s (T - T_a) = \alpha_s \Delta \theta$$

le coefficient  $\alpha_s$  de transmission thermique par rayonnement ne varie qu'entre de faibles limites, si l'on prend par exemple pour l'élévation moyenne de température de la surface rayonnante 40 °C, et pour la température ambiante 20 °C on a

$$\alpha_s \approx 6 \text{ W/m}^2\text{°C}$$

Par conséquent, pour une différence  $\Delta \theta$  de température entre la surface et l'ambiance, cette surface rayonne dans l'espace environnant, environ  $6 \Delta \theta$  W par m<sup>2</sup>. Comme surface rayonnante, on ne doit considérer ici que celle qui se trouve au voisinage de l'air libre (carcasse)

## VI2 Convection thermique

Comme déjà cité, la convection thermique consiste en la transmission de chaleur par l'intermédiaire des molécules des corps gazeux. La convection peut-être libre ; dans ce cas le mouvement du fluide résulte simplement de la différence de densité entre les parties chaudes et froides; La convection peut aussi être forcée dans ce cas le mouvement du fluide est accéléré artificiellement (ventilateur, ailettes). la chaleur transmise par convection peut être calculée grâce à la formule

$$q = \alpha \Delta T \text{ W/m}^2$$

$\alpha$  coefficient dépendant de la nature, de l'état du fluide

pour notre présente machine l'évacuation de la chaleur va se faire donc comme déjà cité plus haut par rayonnement et convection thermique - rayonnement et convection grâce à la carcasse

- convection dans les parties internes de la machine grâce à un ventilateur qui aspire de l'air frais qui traverse les tôles de bobines les entrefers et pénétrera dans les canaux de ventilation, l'air rechauffé doit ressortir par les canaux de ventilation de la carcasse. Notre présent calcul thermique a pour but de montrer que pour le cas le plus défavorable de l'isolation l'évacuation de la chaleur vers l'extérieur est capable de maintenir une température constante non nuisible au fonctionnement de la machine.

A) Evacuation par la carcasse :

Par la carcasse il résulte une évacuation par rayonnement et par convection, d'où une évacuation de chaleur totale donnée par la formule

$$q_c = \alpha_t S \Delta T \text{ (w)}$$

$\alpha_t$  = coefficient de transmission totale (R+C) la détermination de  $\Delta T$ , se fait par le choix de l'isolation des conducteurs. Comme notre isolation est de classe B, le tableau des températures maximales admissibles suivant lui correspond :

Partie considérée	Température maximale
enroulement du stator	80°C
enroulement du rotor	90°C
cuilasses et autres parties en fer	80°C

Soit 75 ° C la température des conducteurs et des parties en fer et  $T_a = 20$  ° (temp amb) dans ce cas l'élévation de température de la carcasse est  $\Delta T_c = 75 - 20 = 55$  °C

Pour  $\alpha_t$  la littérature technique conseille de prendre dans le cas d'une machine fermée (pour éviter l'effet d'influence extérieur tel que humidité, poussière, corps étrangers) comme étant égale à  $10 \text{ W/m}^2 \text{ } ^\circ\text{C}$

Pour la surface  $S$ , ce sera la surface de la carcasse en contact avec le milieu extérieur ambiant on prévoit un diamètre extérieur de la carcasse de  $720 \text{ mm}$  et une longueur de carcasse de  $707 \text{ mm}$

Vu la conception de notre machine, on exclut les flasques de cette surface, puisqu'il y a peu-près les mêmes températures extérieures et intérieures car étant eux mêmes refroidis par convection grâce au flux d'air provoqué par le ventilateur et dont on tiendra compte plus loin. On aura donc :

$$S_{\text{ext}} = \pi D_{\text{ext}} \times L = \pi \times 0,72 \times 0,707 = 1,6 \text{ m}^2$$

$$Q_c = \alpha_t S_{\text{ext}} \Delta T = 10 \times 1,6 \times 55 = 880 \text{ W}$$

#### B) Effet de ventilation

Le but du ventilateur est d'aspirer de l'air frais à la température ambiante, l'air aspiré pénètre par la grille n° 21 traverse les éléments du moteur. Lors de son passage, sa température s'élève. Cette élévation de température peut-être de  $18^\circ \text{ C}$  à  $27^\circ \text{ C}$ , d'où résulte un prélevement de chaleur des organes du moteur. L'air réchauffé sort par la grille n° 24, la quantité de chaleur que le ventilateur peut évacuer est fonction de sa puissance. Le débit d'air nécessaire à l'élimination d'une puissance calorifique  $\Sigma P$  est donné par la formule

$$q_v = \frac{\Sigma P}{\gamma C \Delta T}$$

$C$  - chaleur spécifique de l'air  $\theta = 1000 \text{ J/kg } ^\circ\text{C}$   $\gamma = 1,3 \text{ kg/m}^3$

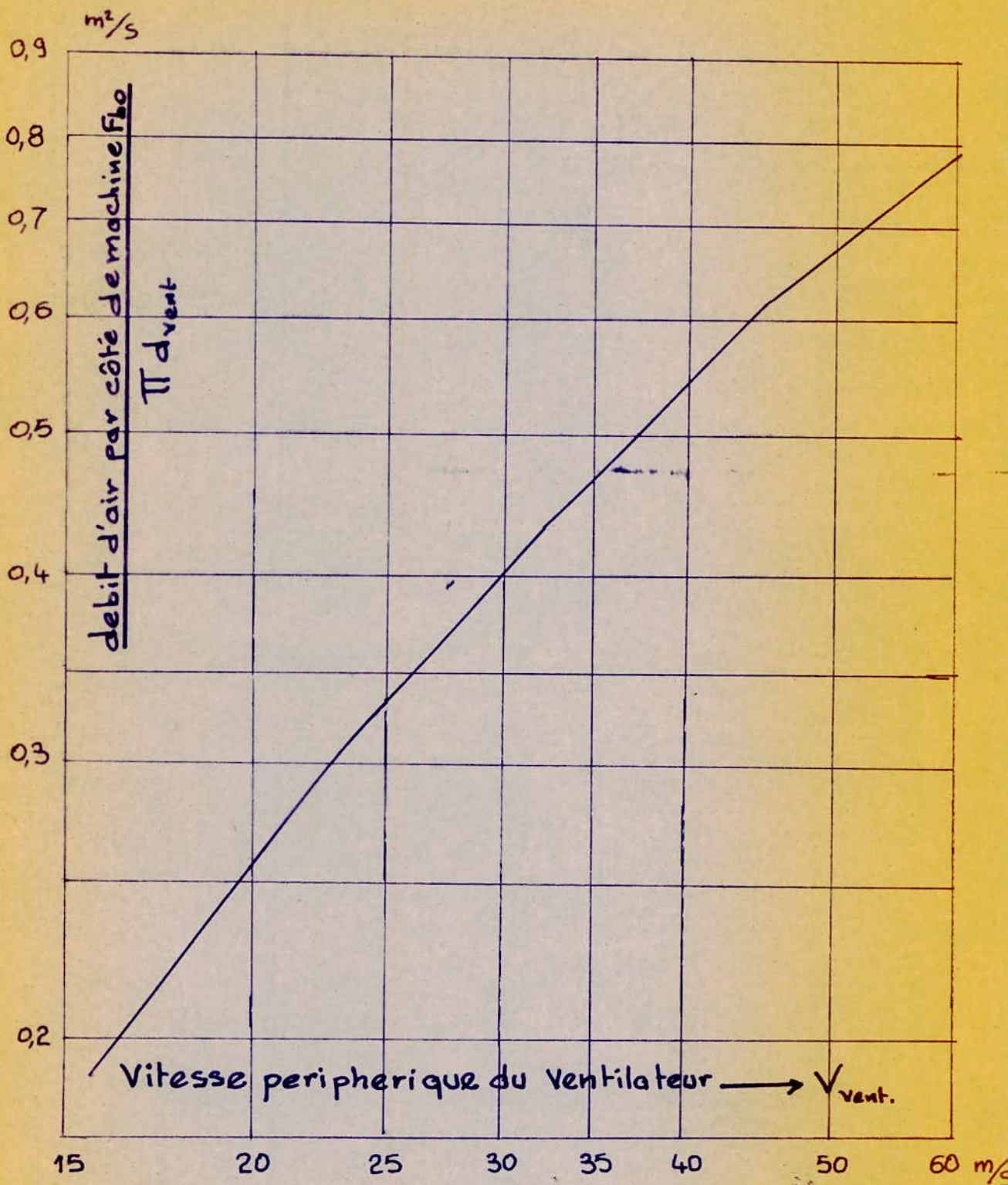
$\gamma$  - la masse volumique de l'air à  $20^\circ \text{ C}$

$\Delta T$  - l'élévation de température de l'air sortant par rapport à l'air entrant.

Notre ventilateur étant solidaire de l'arbre il aura donc une vitesse de rotation  $n = 1440 \text{ tr/mn}$  le débit d'air résultant de la vitesse de rotation et des dimensions du ventilateur est donné par le dessin n° 23 le diamètre du ventilateur est  $D_v = 0,48 \text{ m}$  donc la vitesse  $v_p$  périphérique est

$$v_p = \frac{2 \pi n_n}{60} \times \frac{D_v}{2} = \frac{2 \pi \times 1440}{60} \times \frac{0,48}{2} = 36 \text{ m/s}$$

d'après la courbe  $v_p = r \cdot \omega$  (débit)



Influence de la vitesse peripherique du ventilateur  
 Sur la quantite d'air passant entre les espaces des  
 têtes de bobines des machines a synchrones  
 N°23

on releve la valeur du debit par metre de peripherie = 0,48 m<sup>2</sup>/s

$$q_v / \pi D_v = 0,48 \text{ m}^2/\text{s}$$

d'où le debit total est donc

$$q_v = 0,48 \pi D_v = 0,72 \text{ m}^3/\text{s}$$

La chaleur que peut évacuer ce ventilateur par seconde est déterminée par la formule :

$$\Sigma P = q_v \cdot C \cdot \Delta T$$

en admettant que  $\Delta T = 22^\circ\text{C}$

$$\Sigma P = 0,72 \times 1,3 \times 1000 \times 22 = 20,6 \text{ Kw}$$

la chaleur totale donc évacuée par rayonnement et par convection par le biais de la carcasse et du ventilateur est :

$$q_t = Q_c + \Sigma P = 20,6 + 0,88 = 21,48 \text{ Kw}$$

La somme des pertes totales dans notre machine s'élevait à 6250 W. Lors de la transformation en énergie thermique on prévoit une perte 50 W. De ces deux énergies : énergie pouvant être évacuée, et énergie devant être évacuée, on peut prévoir un coefficient de sécurité

$$K_{EF} > 2$$

$$K_{EF} = \frac{\text{chaleur pouvant être évacuée}}{\text{chaleur devant être évacuée}}$$

$$\frac{21,48}{6,2} = 3,46$$

ceci étant une excellente marge de sécurité.

- CONCLUSION -

L'étude technique de notre machine étant achevée, ce travail ne peut être clôturé, sans signaler les excellents résultats obtenus pour notre moteur, en effet, les valeurs obtenues simultanément pour le courant magnétisant le courant de court-circuit, le couple de démarrage, le coefficient de sécurité ainsi que son prodigieux degré de qualité et sa bonne capacité de surcharge ne sont pas des faits courants pour le moteur, car selon la destination de la machine, certains facteurs sont sacrifiés au détriment d'autres qui sont plus recherchés.

Nous pouvons de cela, affirmer que la mise de notre moteur (réalisé théoriquement) dans le bain industriel serait des plus adéquats. Néanmoins, une réalisation pratique de celui-ci avec essais, nous renseigneraient l'avantage.

Notre présente étude aurait été complète, si un calcul économique aurait eu lieu, car c'est dans cette initiative que nous avons abordé nos calculs, à savoir optimisation du coefficient d'utilisation, minimisation des dimensions, choix des tôles, du type d'enroulement etc...

Notre ultime pensée s'en va vers l'ambition de voir nos efforts (représentés par ce travail) exploités pour la réalisation des moteurs à double cage d'écureuil de puissance moyenne.

B I B L I O G R A P H I E

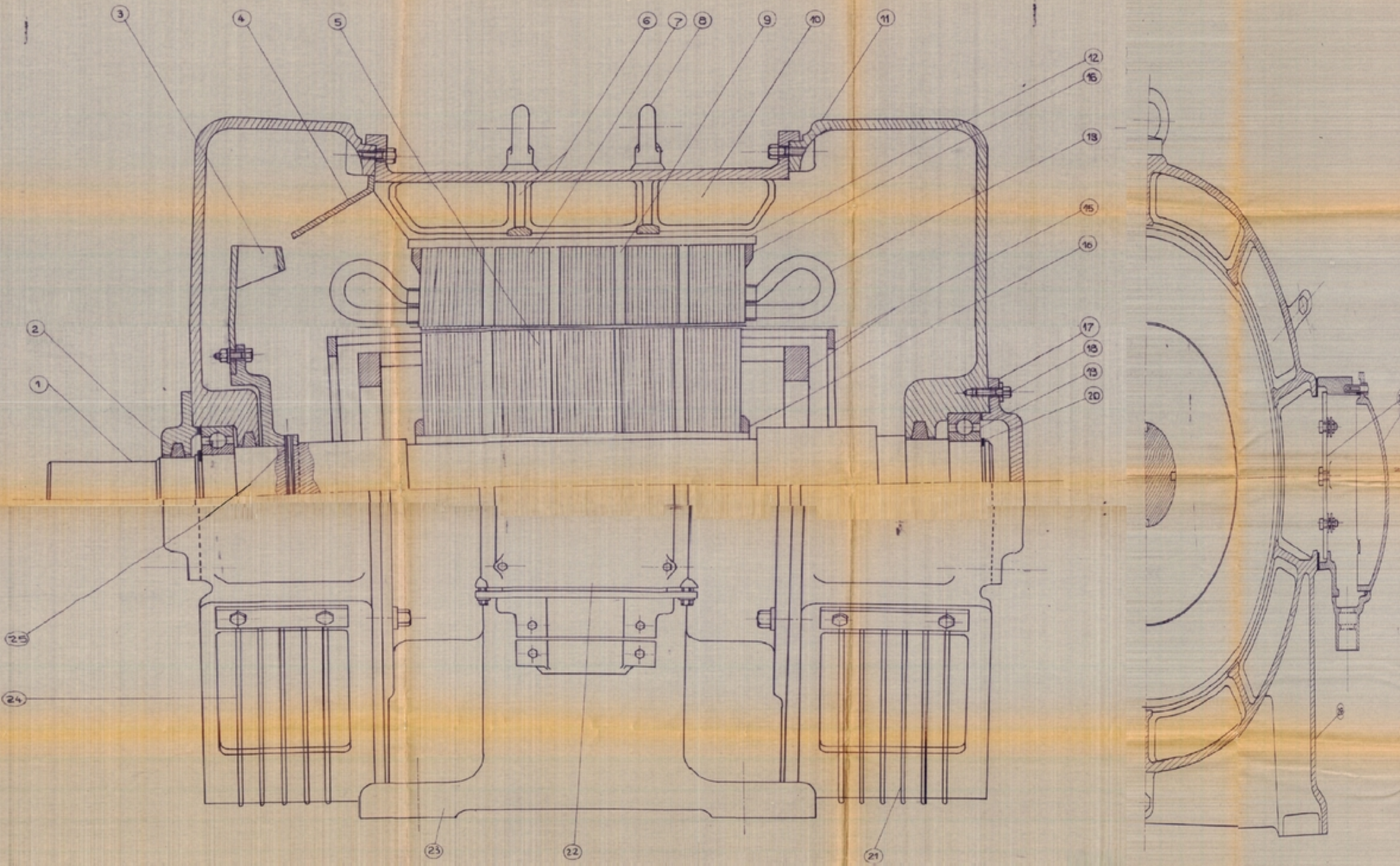
M. LIWSCHTZ : Calcul des machines électriques  
TOMES I et II

M. KOSTENKO ET L. PIOTROUSKY : Machine électrique  
TOME II

P. LETRILLART : Les bobinages des machines électriques

M. CIARNO : Cours de machines a courant alternatif





28	Pied de bati	
27	Couvercle de la boîte à bornes	
26	Plaque à bornes	
25	Goupille élastique, épaisseur 0-100	
24	Grille de refroidement d'air	
23	Bati	
22	Boîte à bornes	
21	Grille d'aspiration d'air	
20	Anneau élastique pour câble 86x15	2
19	Reulement à deux rangées de billes 86BC 01	2
18	Vis d'assemblage	12
17	Couvercle de protection	2
16	Anneau de lubrification	4
15	Anneau de court-circuitage	4
13	Tête de l'enroulement statorique	
12	Support de fixation des lames statoriques	
11	Flasque	2
10	Connex d'aération	
9	Connex de ventilation	4
8	Anneau de levage	2
7	Lames statorique	
6	Corcasse de stator	
5	Lames rotor	
4	Etréoir de l'air	
3	Ventilateur	
2	Fentre démontable	3
1	Arbre	
	Nombres Designation des pieces	Nombres

ENPA DÉPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE		
PROJET DE FIN D'ETUDE		
NEKHOUL Bashir	MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASE A DOUBLE CAGE D'ECURUIL - 90kw	Echelle 1/2
BOUGHOUT M'Salih		Dessin N°
Préparé par: M. KOURGILI		Date:

المعهد الوطني للتكنولوجيا  
البيشمية  
CENTRE NATIONAL RECHERCHE  
BIBLIOTHEQUE