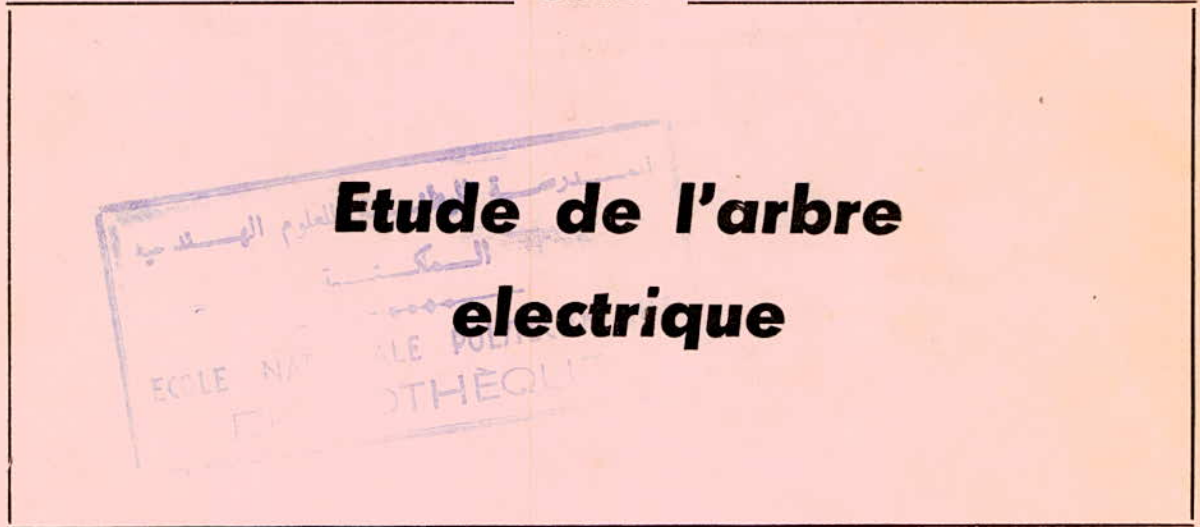


ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : **Electrotechnique**

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET



Proposé par :

Mr A. SCHREYER

Etudié par :

Améziane DJERROUD

Bachir KEDJAR

Dirigé par :



PROMOTION : **Juin 1984**

JUN 1951

Amejiane DJERROUD

Bachlr KEDJAR

Département: ELECTROTECHNIQUE

Promoteur : M^r A. SCHREYER

Resumé

SUJET:

Le projet consiste en l'étude du fonctionnement des différents types d'arbres électriques, Notamment la détermination de leurs caractéristiques théoriques. Les procédés de synchronisation et l'arrêt y sont traités brièvement. Les essais constituent une vérification pratique des allures des caractéristiques de l'arbre électrique avec un rhéostat de glissement.

Summary

SUBJECT:

This project consist of study working of different electrical shafts, namely to determine theoretical characteristics. The synchronisation operations of system at stop are briefly treated. The essays are practical verification of characteristic's paces of the electrical shaft with slide resistance.

ملخص

موضوع: يحتوي هذا المشروع على دراسة مختلف انواع أعضاء الدوران الكهربائية، خصوصاً تقديم مميزات النفاية. عمليات التزمين عند السلوك مطروحة بصورة مختصرة. التجارب المطروحة في هذا المشروع هي عبارة عن تأكيد لمميزات العضو الدوران الكهربائي ذو مقاومة الانزلاق.

Remerciements

Nous tenons à remercier vivement notre promoteur M^E A. SCHREYER pour nous avoir aidé dans l'élaboration de ce projet et pour son apport appréciable en matériel qui a rendu possible la réalisation des essais.

Nos remerciements vont encore à tous les enseignants et assistants qui ont contribué de loin ou de près à notre formation.

A. DJERROUD.

B. KEDJAR

Table des matières

	Pages:
INTRODUCTION	1
Rappels sur la machine asynchrone	4
CHAPITRE I: ARBRE ELECTRIQUE COMPLET	8
I.1. Principe de fonctionnement	8
I.2. Expression du courant de circulation	9
I.3. Expressions des couples électromagnétiques	12
I.4. Expression du couple synchronisant	15
I.5. Conclusion	18
CHAPITRE II: ARBRE ELECTRIQUE SIMPLIFIÉ AVEC UN RHEOSTAT DE GLISSEMENT	21
II.1. Principe de fonctionnement	21
II.2. Schéma équivalent	21
II.3. Expressions des courants rotoriques	23
II.4. Expressions des couples électromagnétiques	25
II.5. Expression du couple synchronisant	27
II.6. Etude de la stabilité	34
II.7. Conclusion	40
CHAPITRE III: ARBRE ELECTRIQUE SIMPLIFIÉ AVEC CASCADE HYPOSYNCHRONNE	42
III.1. Introduction	42
III.2. Etude du système en régime de charge symétrique	43
III.2.1. Schéma équivalent en courant continu	43

III.2.2. Détermination du glissement à vide	47
III.2.3. Expression du courant de charge équilibrée	48
III.2.4. Expression du couple électromagnétique	49
III.3. Étude du système en régime de charge dissymétrique	50
III.3.1. Expression du courant de circulation	50
III.3.2. Expressions des courants rotoriques	52
III.3.3. Schéma équivalent en courant continu	53
III.3.4. Expressions des couples électromagnétiques	55
III.3.5. Expression du couple synchronisant	56
III.4. Conclusion	56
CHAPITRE IV: PROCÉDES DE SYNCHRONISATION ET D'INVERSION DU SENS DE ROTATION	57.
CHAPITRE V: ESSAIS	62
CONCLUSION	74

Table des figures

	Pages
Fig 01: Schéma équivalent de la machine asynchrone	5
Fig 02: Schéma équivalent ramené au rotor	5
Fig 03: Schéma de l'arbre électrique complet	7
Fig 04: Schéma de la liaison synchrone	11
Fig 05: Diagramme vectoriel de l'arbre électrique complet	11
Fig 06: Caractéristiques des couples électromagnétiques de l'arbre électrique complet en fonction du décalage angulaire, pour divers glissements	14
Fig 07: Caractéristique du couple synchronisant de l'arbre électrique complet en fonction du glissement pour un décalage angulaire de 90°	17
Fig 08: Schéma de l'arbre électrique simplifié avec rhéostat de glissement	20
Fig 09: Schéma équivalent par phase rotorique de l'arbre électrique simplifié avec rhéostat de glissement	22
Fig 10: Diagramme vectoriel de l'arbre électrique simplifié avec rhéostat de glissement	24
Fig 11 à 14: Caractéristiques des couples électromagnétiques de l'arbre électrique avec rhéostat de glissement pour différentes valeurs de la résistance du rhéostat et divers glissement en fonction du décalage angulaire α .	28 à 31
Fig 15: Caractéristiques du couple synchronisant de l'arbre électrique simplifié avec rhéostat de glissement	

en fonction du glissement pour différentes valeurs de la résistance du rhéostat

33

Fig 16 à 19: Caractéristiques du degré de déséquilibre en fonction du décalage angulaire α pour différentes valeurs de la résistance du rhéostat et divers glissements.

35 à 38

Fig 20: Schéma de l'arbre électrique simplifié avec cascade hyposynchrone

44

Fig 21: Schéma équivalent en courant continu de l'arbre électrique simplifié avec cascade hyposynchrone en régime de charge symétrique

46

Fig 22: Schéma de la fig. 21 sous forme réduite

46

Fig 23: Schéma équivalent en courant continu du circuit traversé par le courant de circulation.

51

Fig 24: Schéma équivalent en courant continu de l'arbre électrique simplifié avec cascade hyposynchrone en régime de charge dissymétrique

54

Fig 25 et 26: Schémas des montages de synchronisation de l'arbre électrique

58 et 59

Fig 27: Schéma du montage d'essais.

63

Fig 28, 29 et 30: Respectivement les caractéristiques pratiques des couples électromagnétique, du couple synchronisant et du degré de déséquilibre de l'arbre électrique simplifié avec rhéostat de glissement en fonction de α , pour différentes valeurs de la résistance du rhéostat.

69, 70 et 71

-INTRODUCTION

Les systèmes de liaison synchrone appelés aussi synchro-machines peuvent être classés en deux groupes: triphasés de puissance et monophasés.

Les synchromachines monophasées sont utilisées dans les différentes installations de commande automatique, particulièrement comme dispositifs fonctionnant dans la transmission des indications (téléaffichage et synchro-détection) ou dans la commande de divers organes de contrôle tels que régulateurs et vannes dans les systèmes asservis.

Quant aux synchro-machines triphasées, elles sont destinées pour des fonctionnements dans les montages d'arbre électrique qui doivent assurer la rotation strictement synchrone et en phase de deux moteurs éloignés actionnant ensemble deux portions différentes d'un même appareil rigide. C'est le cas de certaines applications industrielles, notamment dans l'entraînement de ponts ou portiques roulants où une liaison mécanique est pratiquement irréalisable pour assurer la synchronisation en vitesse. Les systèmes d'arbre électrique trouvent aussi leur application dans les entraînements spéciaux, comme par exemple, l'entraînement des dérouleuses et des enrouleuses, ou l'entraînement de plusieurs cylindres

de laminoirs, de machines pour la fabrication du papier, de machines à imprimer ou de machines textiles. Dans tous ces cas, il faut garantir une marche synchrone relative des moteurs travaillant ensemble pour éviter une rupture de bande de métal, de papier ou de fibres synthétiques passant par les cylindres mis en série.

Pour pallier à cette difficulté, on effectue un montage de synchronisation purement électrique au moyen de deux machines asynchrones à rotor bobiné. Ce montage permet une autosynchronisation en vitesse même pour des charges dissymétriques.

Il existe deux systèmes d'arbre électrique :

- **L'arbre électrique complet** : Il consiste à accoupler mécaniquement deux moteurs d'entraînement dont la nature importe peu, à deux machines asynchrones à rotor bobiné, identiques, alimentées par le même réseau, dans le même ordre cyclique et dont les rotors sont reliés borne à borne.

- **L'arbre électrique simplifié** : Il utilise uniquement deux moteurs asynchrones à rotor bobiné identiques à condition qu'ils soient de puissance apte à assurer l'entraînement et que leurs rotors débitent en parallèle sur un rhéostat de glissement...

Commun permettant d'assurer la synchronisation et le réglage de la vitesse. Il s'agit là d'un montage classique. Actuellement, on remplace le rhéostat de glissement par un récupérateur d'énergie à semi-conducteur comme la cascade thyristro-synchrone. Grâce encore à l'électronique de réglage et de commande, on parvient à réaliser des systèmes d'entraînement réglé dont le fonctionnement est identique à celui de l'arbre électrique.

- RAPPELS SUR LA MACHINE ASYNCHRONE.

Les équations électrique de la machine asynchrone sont:

$$\begin{aligned}\bar{V}_1 &= (R_1 + jL_1\omega)\bar{I}_1 + \bar{E}_1 \\ m\bar{V}_1 &= \bar{E}_{20} = \left(\frac{R_2}{g} + jL_2\omega\right)\bar{I}_2\end{aligned}$$

où m est le rapport de transformation mesuré lors de l'essai en transformateur.

Le schéma équivalent traduisant ces deux équations est représenté sur la figure: 01

Sur la figure: 02 est représenté le schéma équivalent ramené au rotor, avec:

$$R'_1 = m^2 R_1$$

$$X'_1 = m^2 X_1$$

et $X_{cc} = X_2 + X'_1$

Le couple électromagnétique est donné

par:
$$P_{em} = \frac{P_{em}}{-\Omega_s} = \frac{P_{mec}}{-\Omega_r}$$

Les pertes joules rotoriques sont:

$$P_{jr} = P_{em} - P_{mec} = P_{em}(-\Omega_s - \Omega_r)$$

$$P_{jr} = P_{em} \left(\frac{-\Omega_s - \Omega_r}{-\Omega_s} \right)$$

or:
$$g = \frac{-\Omega_s - \Omega_r}{-\Omega_s}$$

D'où:
$$P_{jr} = g \cdot P_{em}$$

D'autre part:
$$P_{jr} = 3 \cdot R_2 \cdot I_2^2$$

avec:

$$I_2 = \frac{E_{20}}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{g}\right)^2 + X_2^2}}$$

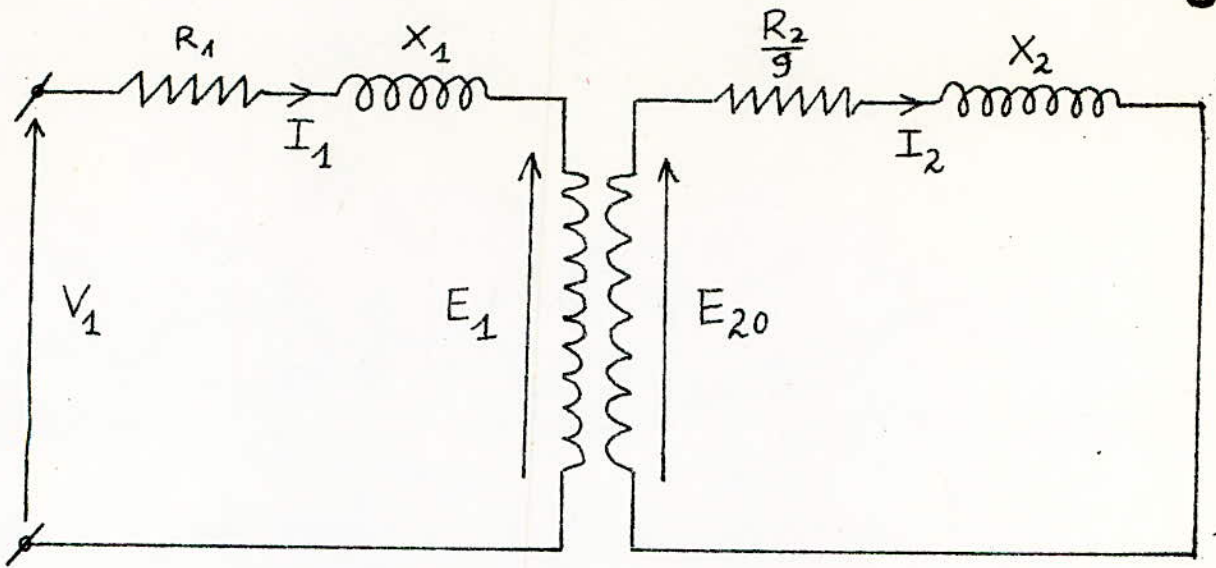


fig: 01 : Schéma équivalent simplifié
-de la machine asynchrone.

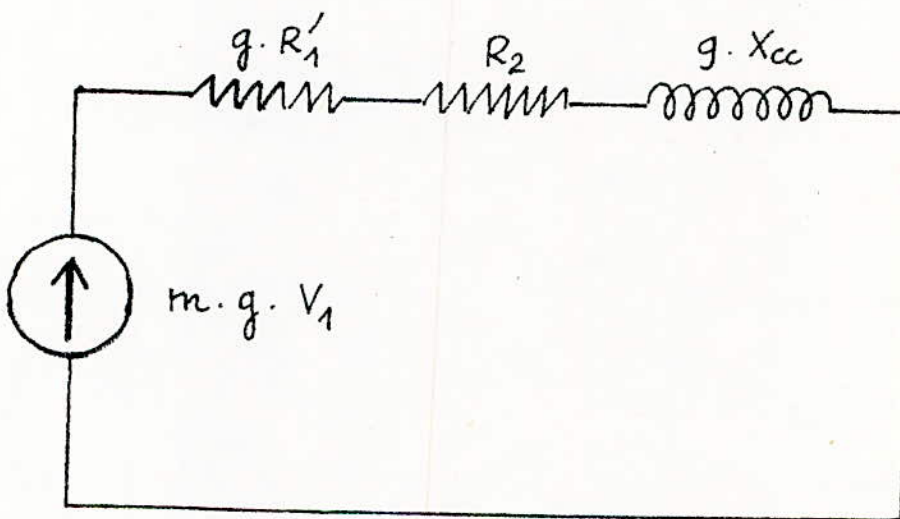


fig: 02 : Schéma équivalent ramené
-au rotor

$$P_{Jr} = 3 \cdot R_2 \cdot \frac{E_{20}^2}{\left(\frac{R_2}{g}\right)^2 + X_2^2}$$

Par conséquent, le couple électromagnétique

sera :

$$P_{em} = \frac{3 \cdot E_{20}^2}{-\Omega_s} \cdot \frac{R_2/g}{\left(\frac{R_2}{g}\right)^2 + X_2^2}$$

Le glissement critique est obtenu pour

$$\frac{dP_{em}}{dg} = 0, \text{ on trouve : } g_{cr} = \frac{R_2}{X_2}$$

Le couple maximum est donc :

$$P_{max} = \frac{3 E_{20}^2}{2 \Omega_s X_2}$$

On déduit la formule de Closs :

$$P_{em} = \frac{2 P_{max}}{\frac{g_{cr}}{g} + \frac{g}{g_{cr}}}$$

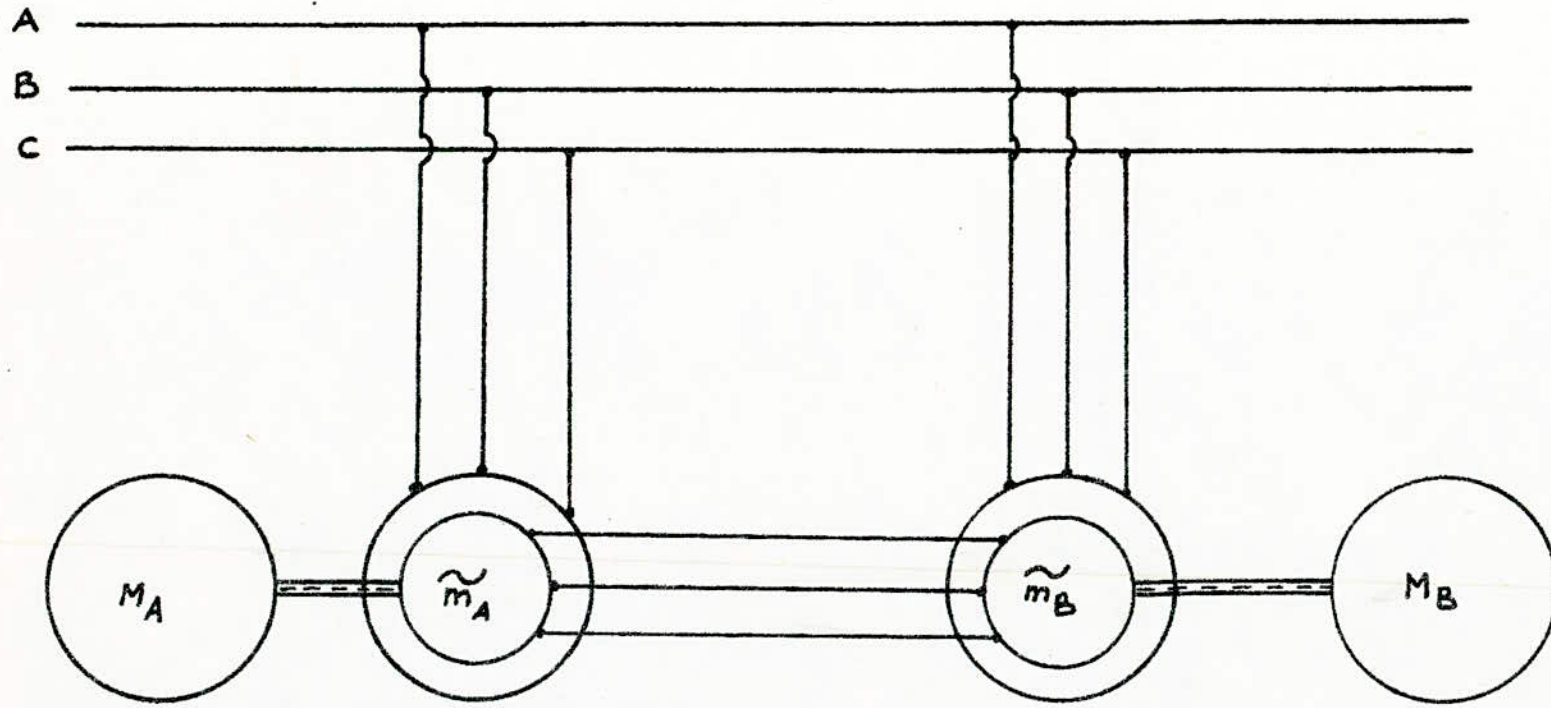


fig: 03 : Arbre électrique complet

- CHAPITRE I: ARBRE ELECTRIQUE COMPLET .

I.1. Principe de fonctionnement.

L'arbre électrique Complet [figure: 03] se compose de deux machines asynchrones à rotor bobine, identiques constituant la liaison synchrone. A ces deux machines sont accouplés mécaniquement deux moteurs d'entraînement

En régime de charge symétrique, Les enroulements statoriques des deux machines asynchrones créent dans les circuits magnétiques de celles-ci, des flux magnétiques pulsatoires. Étant donné que les machines sont identiques, Les flux magnétiques sont égaux. Si les circuits magnétiques des machines ne sont pas saturés et si on admet une répartition sinusoidale de l'induction dans l'entrefer, les flux magnétiques pulsatoires vont induire dans les enroulements rotoriques des F.E.M sinusoidales dont les valeurs sont fonction du calage rotorique selon le principe du régulateur d'induction.

Vu que les F.E.M rotoriques ont la même phase de temps et sont en opposition dans le circuit rotorique commun, leur somme algébrique est donc nulle et le courant inexistant. Le système reste alors en équilibre.

En régime de charge dissymétrique, le rotor de la machine du groupe le plus chargé ralentit. Les F.E.M rotoriques correspondantes seront en avance d'un certain angle en degré électrique. Grâce à ce déphasage, des F.E.M résultantes prennent naissance et créent des courants de circulation. Leur interaction avec les flux pulsatoires des enroulements statoriques engendre des couples moteurs dirigés en sens inverse de façon à s'opposer, selon la loi de Lenz, à la cause qui les produisent et tendent à annuler l'angle de désalignement.

I.2: Expression du courant de circulation

Le courant de circulation apparaît en régime de charge dissymétrique lorsque les rotors des deux machines se trouvent décalés dans l'espace d'un angle θ , les F.E.M rotoriques seront décalées d'un angle α en degré électrique. La relation qui lie ces deux grandeurs est :

$$\alpha = P \theta \quad \text{où } P \text{ est le nombre de paires de pôles}$$

Sur la figure 04 est schématisée la liaison synchrone. Lorsque la machine II est plus chargée, sa F.E.M \bar{E}_{2II} avance de α , on a :

$$\begin{aligned} \bar{E}_{2I} &= E_{2I} \\ \bar{E}_{2II} &= E_{2II} e^{j\alpha} \end{aligned}$$

Les machines étant identiques et alimentées par une même source de tension.

$$E_{2I} = E_{2II} = E_2$$

$$\text{et : } Z_{2I} = Z_{2II} = Z_2$$

L'équation de la maille rotorique du système

est :

$$\Delta \bar{E} = \bar{E}_{2I} + \bar{E}_{2II} = \Sigma \bar{Z} \cdot \bar{I}_c$$

$$\Delta \bar{E} = E_2 (1 - e^{j\alpha}) = 2 \cdot E_2 \cdot \sin \frac{\alpha}{2} \cdot e^{j(\frac{\alpha}{2} - \frac{\pi}{2})}$$

Le courant de circulation :

$$\bar{I}_c = \frac{\Delta \bar{E}}{\Sigma \bar{Z}} = \frac{E_2 \cdot \sin \frac{\alpha}{2} \cdot e^{j(\frac{\alpha}{2} - \frac{\pi}{2} - \varphi)}}{\sqrt{(\frac{R_2}{s})^2 + X_2^2}}$$

$$\text{où : } \varphi = \text{Arctg} \frac{X_2}{\frac{R_2}{s}}$$

$$\bar{I}_c = I_c \cdot e^{j\delta_1}$$

avec :

$$I_c = \frac{E_2 \cdot \sin \frac{\alpha}{2}}{\sqrt{(\frac{R_2}{s})^2 + X_2^2}}$$

et :

$$\delta_1 = \frac{\alpha}{2} - \frac{\pi}{2} - \varphi$$

δ_1 étant le déphasage entre le courant de circulation et la F.e.m. E_{2I}

Le déphasage entre le courant de circulation et la F.e.m. E_{2II} sera alors :

$$\delta_2 = \delta_1 - (\pi + \alpha)$$

$$\delta_2 = \frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2} - \varphi$$

D'où le diagramme vectoriel de la figure: 05

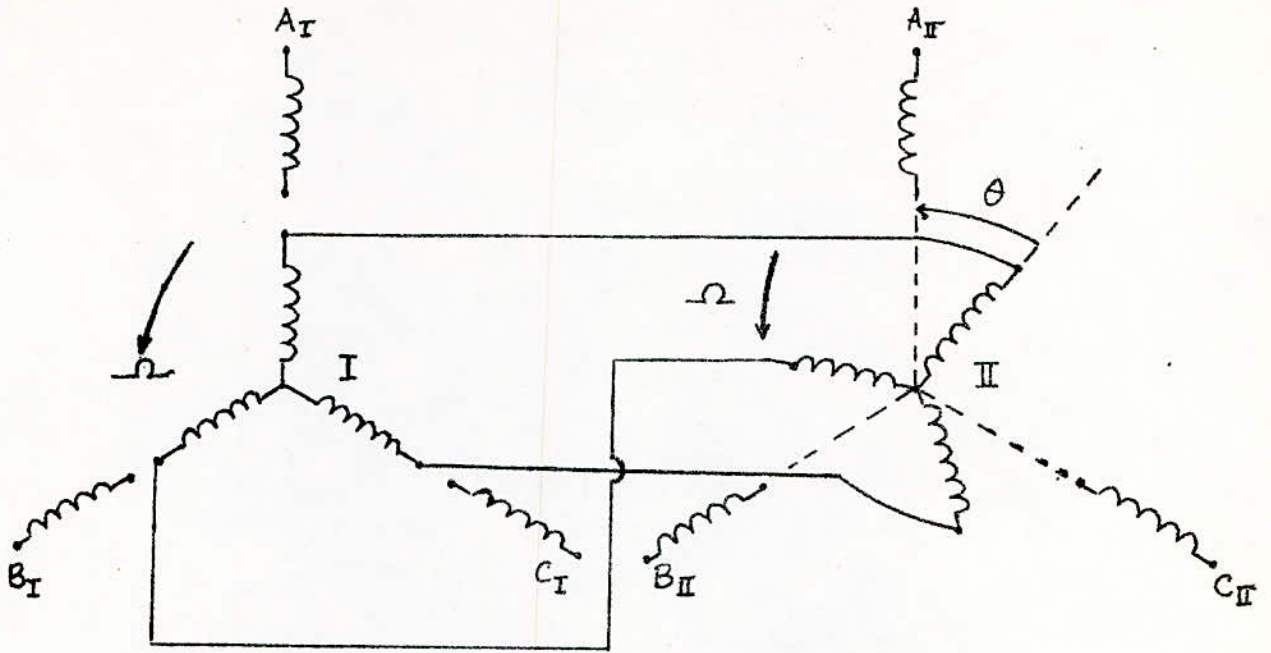


fig: 04 Schéma du système à induction de Liaison synchrone.

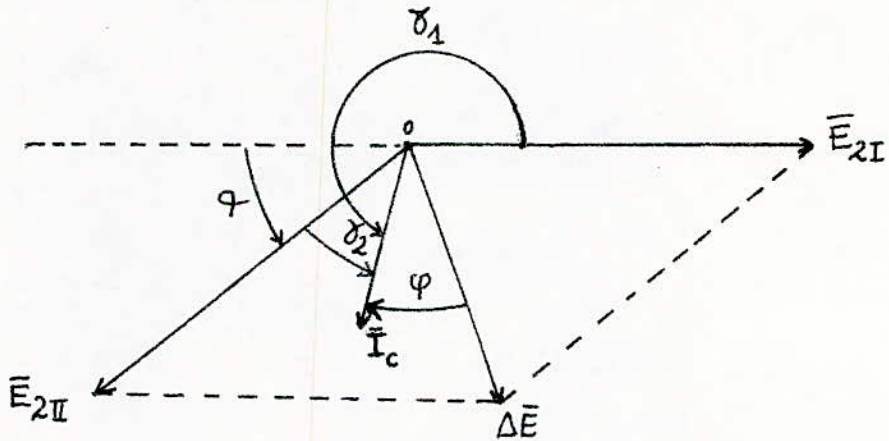


fig: 05 Diagramme Vectoriel du système en régime de charge dissymétrique.

En considérant le diagramme vectoriel, on constate que le courant de circulation de circulation \bar{I}_c a une composante en phase avec E_{2II} . Pour cette raison, dans la machine II est créé un couple moteur agissant dans le sens de rotation du champ. Par contre dans la machine I, le courant de circulation \bar{I}_c a une composante en opposition de phase avec \bar{E}_{2I} qui engendre un couple de freinage. Les couples créés par le courant de circulation tendent à réduire à zéro le déphasage des deux rotors. Cela confirme la condition d'auto-synchronisation de l'arbre électrique.

I-3: Expressions des couples électromagnétiques

Le couple électromagnétique développé par la machine I est :

$$T_{em I} = \frac{P_{em I}}{\Omega_s}$$

La puissance électromagnétique est donnée

par :

$$P_{em I} = 3 \cdot \bar{E}_{2I} \cdot I_c \cdot \cos \delta_1$$

$$\cos \delta_1 = \cos \left(-\frac{\pi}{2} + \frac{\alpha}{2} - \varphi \right) = -\cos \varphi \left(\sin \frac{\alpha}{2} - \operatorname{tg} \varphi \cdot \cos \frac{\alpha}{2} \right)$$

En remplaçant I_c et $\cos \delta_1$ dans l'expression

précédente, on obtient :

$$P_{em I} = \frac{3 \cdot \bar{E}_2^2 \cdot \cos \varphi}{2 \cdot \sqrt{\left(\frac{R_2}{q}\right)^2 + X_2^2}} \left(1 - \cos \alpha - \operatorname{tg} \varphi \cdot \sin \alpha \right)$$

Sachant que :

$$\tan \varphi = \frac{g X_2}{R_2}$$

$$\text{et : } g_{cr} = \frac{R_2}{X_2}$$

On a alors :

$$\tan \varphi = \frac{g}{g_{cr}}$$

D'autre part :

$$\cos \varphi = \frac{R_2/g}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{g}\right)^2 + X_2^2}}$$

d'où :

$$\Gamma_{em I} = \frac{3 \cdot E_2^2}{2 \cdot \Omega_s} \cdot \frac{R_2/g}{\left(\frac{R_2}{g}\right)^2 + X_2^2} \cdot \left(1 - \cos \alpha - \frac{g}{g_{cr}} \cdot \sin \alpha\right)$$

Le couple maximum étant :

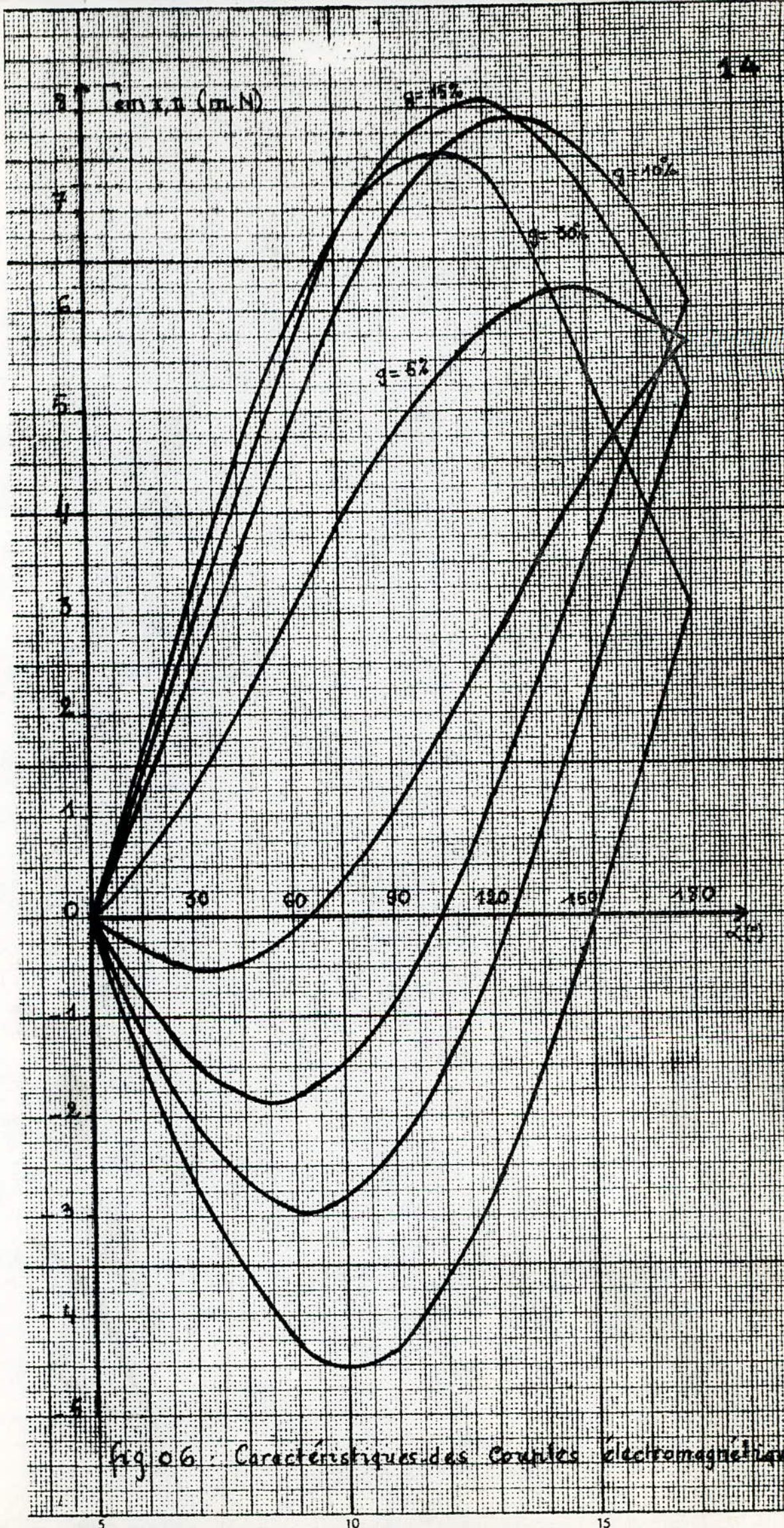
$$\Gamma_{max} = \frac{3 \cdot E_2^2}{2 \cdot X_2 \cdot \Omega_s}$$

Le couple électromagnétique de la machine I est :

$$\Gamma_{em I} = \frac{\Gamma_{max}}{\frac{g}{g_{cr}} + \frac{g_{cr}}{g}} \left(1 - \cos \alpha - \frac{g}{g_{cr}} \sin \alpha\right)$$

En suivant le même raisonnement, On obtient pour la machine II :

$$\Gamma_{em II} = \frac{\Gamma_{max}}{\frac{g}{g_{cr}} + \frac{g_{cr}}{g}} \left(1 - \cos \alpha + \frac{g}{g_{cr}} \sin \alpha\right)$$



On remarque que le couple développé par la machine II (groupe le plus chargé) est positif. Le couple est donc moteur, il aide le moteur d'entraînement (alors que le couple de la machine I est aussi négatif dans sa partie stable. Cela correspond à un fonctionnement en génératrice qui constitue une charge pour le moteur d'entraînement le moins chargé.

Ainsi la puissance nécessaire au groupe le plus chargé est fournie par la machine asynchrone du groupe le moins chargé. Cette remarque confirme une fois de plus la propriété d'auto-synchronisation du système. Mais lorsque la dissymétrie de charge exige de cette dernière un couple supérieur à la valeur maximale qu'elle peut fournir, il y a glissement relatif des deux rotors et donc perte de la synchronisation en vitesse.

Les caractéristiques de la figure: 06 montre les variations $T_{em, I, II} = f(d)$ pour divers glissement.

I-4: Expression du couple synchronisant.

Afin de rétablir l'équilibre, le couple synchronisant s'ajoute au couple dynamique du moteur d'entraînement le plus chargé et tend à freiner le moteur d'entraînement le moins chargé.

$$\Gamma_{em I} = \Gamma_{eq} - \Gamma_{syn}$$

$$\Gamma_{em II} = \Gamma_{eq} + \Gamma_{syn}$$

Le couple synchronisant est donc :

$$\Gamma_{syn} = \frac{\Gamma_{em II} - \Gamma_{em I}}{2}$$

En remplaçant les couples électromagnétiques par leurs expressions, on obtient :

$$\Gamma_{syn} = \frac{\Gamma_{max}}{\frac{g}{g_{cr}} + \frac{g_{cr}}{g}} \cdot \frac{g}{g_{cr}} \cdot \sin \alpha$$

Il s'ensuit que la relation $\Gamma_{syn} = f(\alpha)$ est une sinussoïde. L'angle $\alpha = \frac{\pi}{2}$ est un angle limite. La courbe possède deux points alignés ($\alpha = 0$, $\alpha = 2\pi$) correspondant respectivement à l'équilibre stable et instable.

On remarque que la valeur de l'amplitude dépend du glissement g . Sur la figure: 07 est représentée la fonction $\Gamma_{syn} = f(g)$ pour $\alpha = 90^\circ$. Cette fonction croît avec g et s'approche asymptotiquement de la valeur du couple maximum. Il apparaît qu'il n'est pas nécessaire d'avoir un glissement très élevé, car pour une augmentation de g de 3 à 4 fois le glissement critique (g_{cr}), le couple synchronisant reste presque inchangé.

Pour obtenir la plus grande valeur possible de g , on applique les moyens suivants :

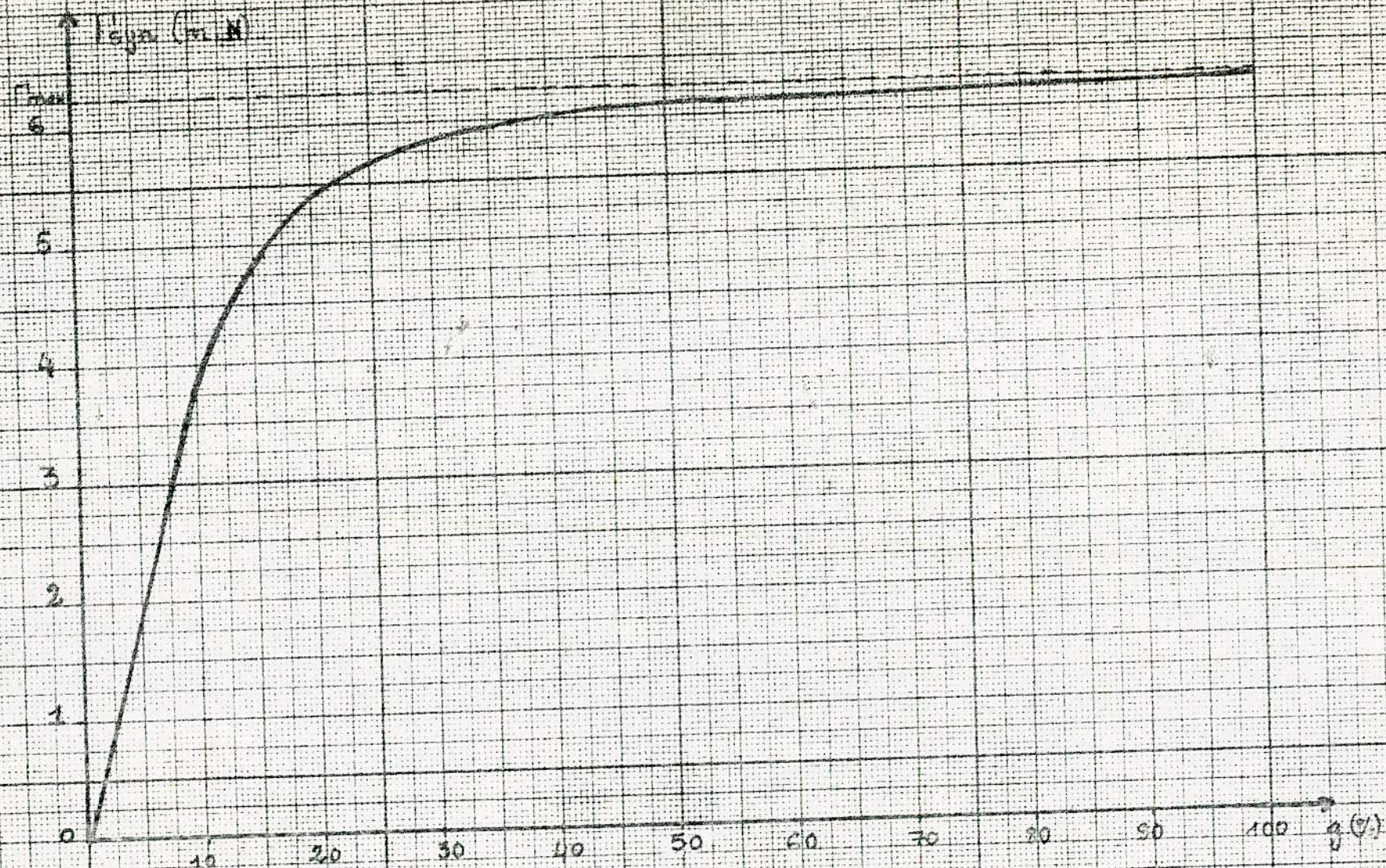


Figure 07 Caractéristique de couple synchronisant pour $\alpha = 90^\circ$

— Dans le cas où les moteurs d'entraînement sont des machines asynchrones. Leurs nombres de paires de pôles doivent être supérieurs à ceux des machines qui constituent la liaison synchrone et leurs stators doivent être branchés dans le même ordre cyclique que celui des machines asynchrones de la liaison synchrone.

— Pour un même nombre de paires de pôles, les stators des moteurs d'entraînement doivent être branchés de telle sorte que leurs champs tournent dans le sens opposé à celui des machines asynchrone constituant le système de liaison synchrone. Ces dernières fonctionneront en frein électromagnétique ($g > 1$)

Le glissement optimal est de l'ordre de deux fois le glissement critique de la machine asynchrone prise séparément.

I-6: Conclusion:

L'arbre électrique complet est caractérisé par sa capacité d'entraînement de grandes charges auxquelles sont couplés les moteurs d'entraînement sans que la propriété d'auto-synchronisation ne soit affectée puisqu'il supporte une dissymétrie de charge importante limitée uniquement par la puissance de la machine asynchrone constituant la liaison synchrone.

Pour un fonctionnement rationnel, il n'est pas nécessaire de dimensionner les deux machines asynchrones comme les moteurs d'entraînement puisqu'elles servent uniquement à la synchronisation en vitesse. En pratique, on choisit leur puissance égale à la moitié de celle des moteurs d'entraînement. Il est encore avantageux d'utiliser des Selsyns monophasés qui présentent de meilleures caractéristiques et de plus n'ont pas tendance à s'emballer comme cela arrive parfois dans les selsyns triphasés.

Le seul inconvénient des arbres électriques complet est qu'ils sont coûteux et encombrants puisqu'ils font intervenir quatre machines.

Pour des puissances d'entraînement faibles ou moyennes, il sera préférable d'utiliser un arbre électrique simplifié. L'avantage de cette solution est de nécessiter que deux moteurs asynchrones à rotor bobiné et de permettre aussi le réglage de la vitesse. C'est l'objet du chapitre suivant.

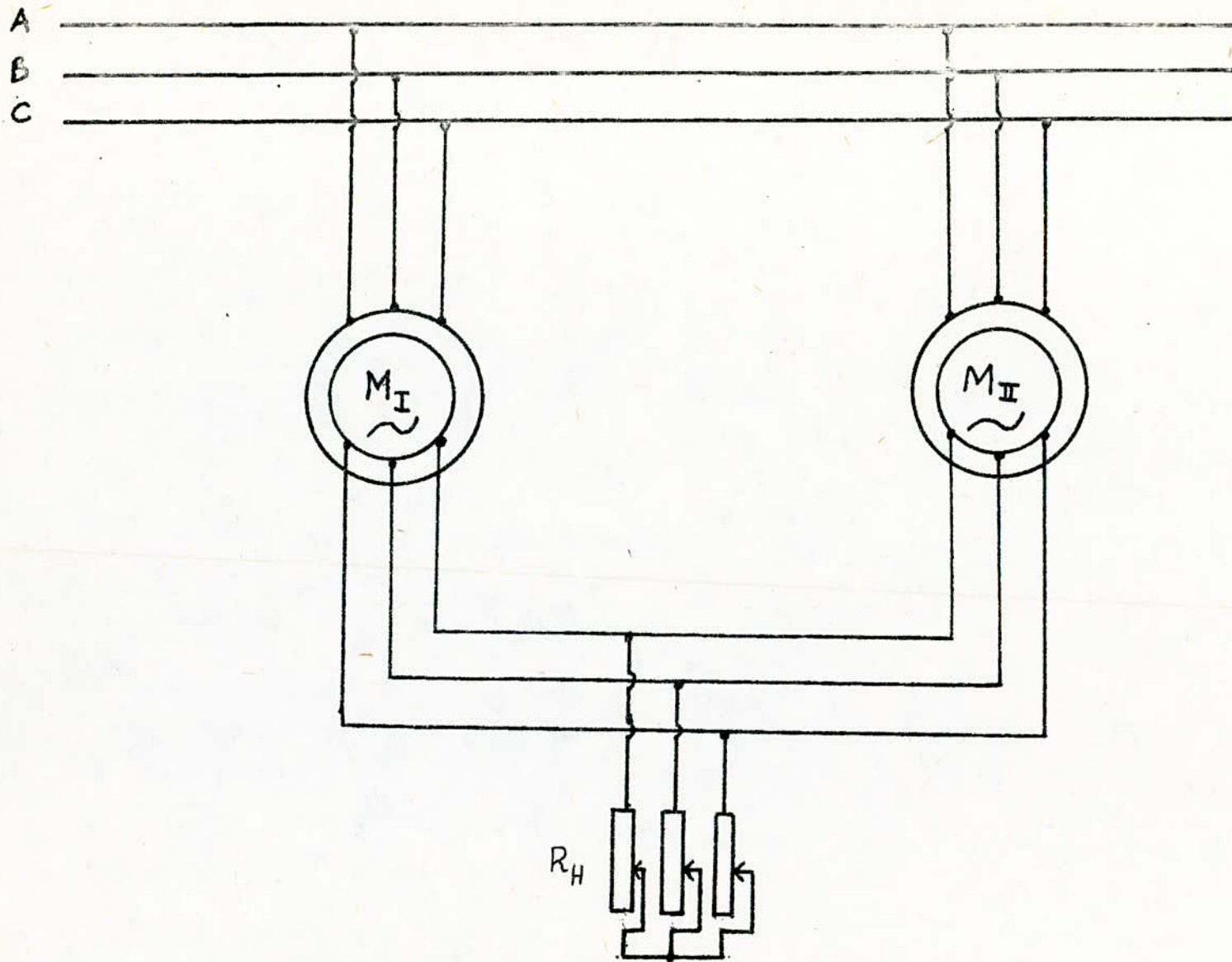


fig: 08 Arbre électrique simplifié avec un rhéostat de glissement

CHAPITRE II: ARBRE ELECTRIQUE SIMPLIFIE AVEC UN RHEOSTAT DE GLISSEMENT

II-1: Principe de fonctionnement.

Comme il est indiqué sur la figure: 08, l'arbre électrique simplifié utilise seulement deux machines asynchrones à rotor bobiné, identiques qui assure à la fois l'entraînement et la synchronisation en vitesse. Il suffit d'insérer des résistances dites de synchronisation en parallèle dans le circuit rotorique.

Les rotors doivent être au préalable positionnés à l'arrêt conformément aux procédés de synchronisation de façon que leurs F.E.M soient en phase enroulement par enroulement.

En régime de charge symétrique, les courants rotoriques de même pulsation et en phase se referme dans le rhéostat commun qui assure la synchronisation et le réglage de la vitesse.

En régime de charge dissymétrique, des courants de circulation se superposent aux courants déjà existants. Les courants de circulation se referme dans les mailles rotoriques et assurent l'auto-synchronisation comme dans le cas de l'arbre électrique complet.

II-2: Schéma équivalent.

Le schéma équivalent par phase rotorique est donné par la figure: 09

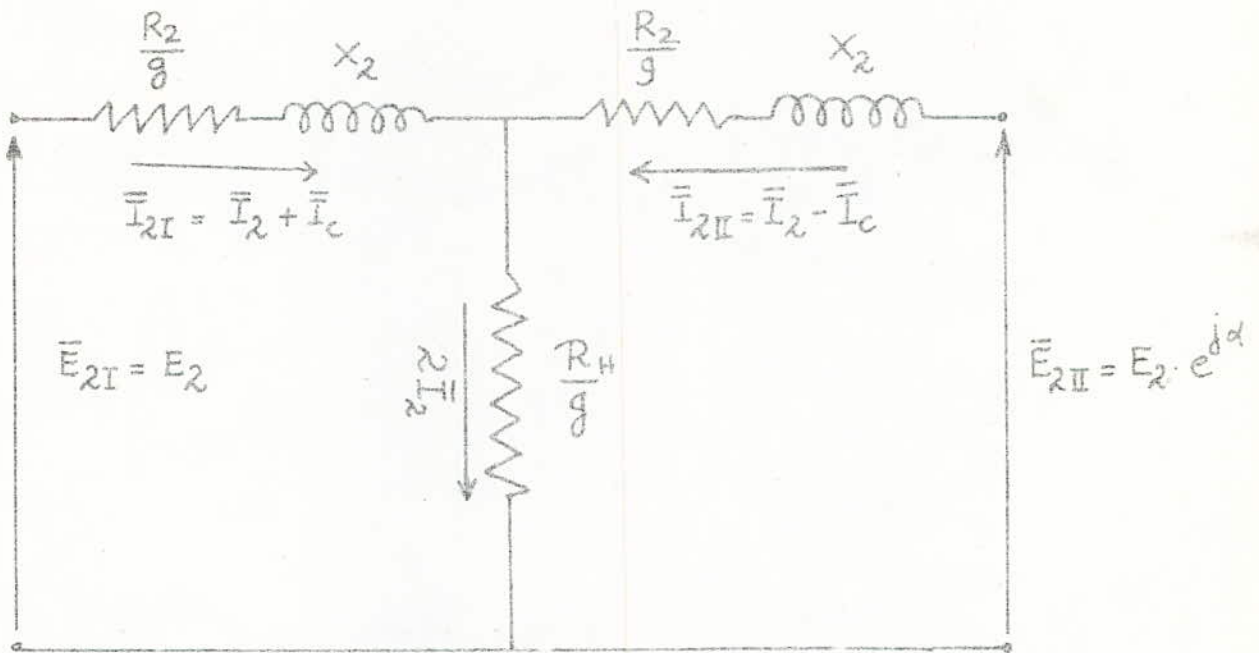


fig: 09 , Schéma équivalent par phase
 rotorique - de l'arbre électrique simplifié
 avec un rhéostat - de glissement

II.3: Expressions des Courants rotoriques.

En régime de charge symétrique, les F.E.M rotoriques sont en phase dans les mailles rotoriques. Lors d'un déséquilibre de charge, celles-ci se trouvent décalées d'un angle α en degré électrique.

$$\begin{aligned}\bar{E}_{2I} &= E_{2I} \\ \bar{E}_{2II} &= E_{2II} \cdot e^{j\alpha}\end{aligned}$$

En appliquant la loi des mailles au schéma équivalent, on obtient:

$$\bar{E}_{2I} = \bar{Z}_2 \cdot \bar{I}_{2I} + \frac{R_H}{g} (\bar{I}_{2I} + \bar{I}_{2II})$$

$$\bar{E}_{2II} = \bar{Z}_2 \cdot \bar{I}_{2II} + \frac{R_H}{g} (\bar{I}_{2I} + \bar{I}_{2II})$$

avec: $\bar{Z}_2 = \frac{R_2}{g} + jX_2 = Z_2 \cdot e^{j\varphi}$

et en posant:

$$\bar{Z} = \bar{Z}_2 + 2\frac{R_H}{g} = Z \cdot e^{j\varphi_h}$$

$$\bar{I}_{2I} = \bar{I}_2 + \bar{I}_c$$

$$\bar{I}_{2II} = \bar{I}_2 - \bar{I}_c$$

On obtient:

$$\Sigma \bar{E} = \bar{E}_{2I} + \bar{E}_{2II} = \bar{Z} (\bar{I}_{2I} + \bar{I}_{2II}) = 2 \cdot \bar{Z} \cdot \bar{I}_2$$

$$\Delta \bar{E} = \bar{E}_{2I} - \bar{E}_{2II} = \bar{Z}_2 (\bar{I}_{2I} - \bar{I}_{2II}) = 2 \cdot \bar{Z}_2 \cdot \bar{I}_c$$

D'autre part:

$$\Sigma \bar{E} = E_2 (1 + e^{j\alpha}) = 2 \cdot E_2 \cdot \cos \frac{\alpha}{2} \cdot e^{j\alpha/2}$$

$$\Delta \bar{E} = E_2 (1 - e^{j\alpha}) = 2 \cdot E_2 \cdot \sin \frac{\alpha}{2} \cdot e^{j(\frac{\alpha}{2} - \frac{\pi}{2})}$$

D'où: $\bar{I}_{2I} + \bar{I}_{2II} = \frac{E_2 \cdot \cos \frac{\alpha}{2}}{\bar{Z}} \cdot e^{j(\alpha/2 - \varphi_h)}$

$$\bar{I}_{2I} - \bar{I}_{2II} = \frac{Z \cdot E_2 \cdot \sin \frac{\alpha}{2}}{Z_2} \cdot e^{j(\frac{\alpha}{2} - \frac{\pi}{2} - \varphi)}$$

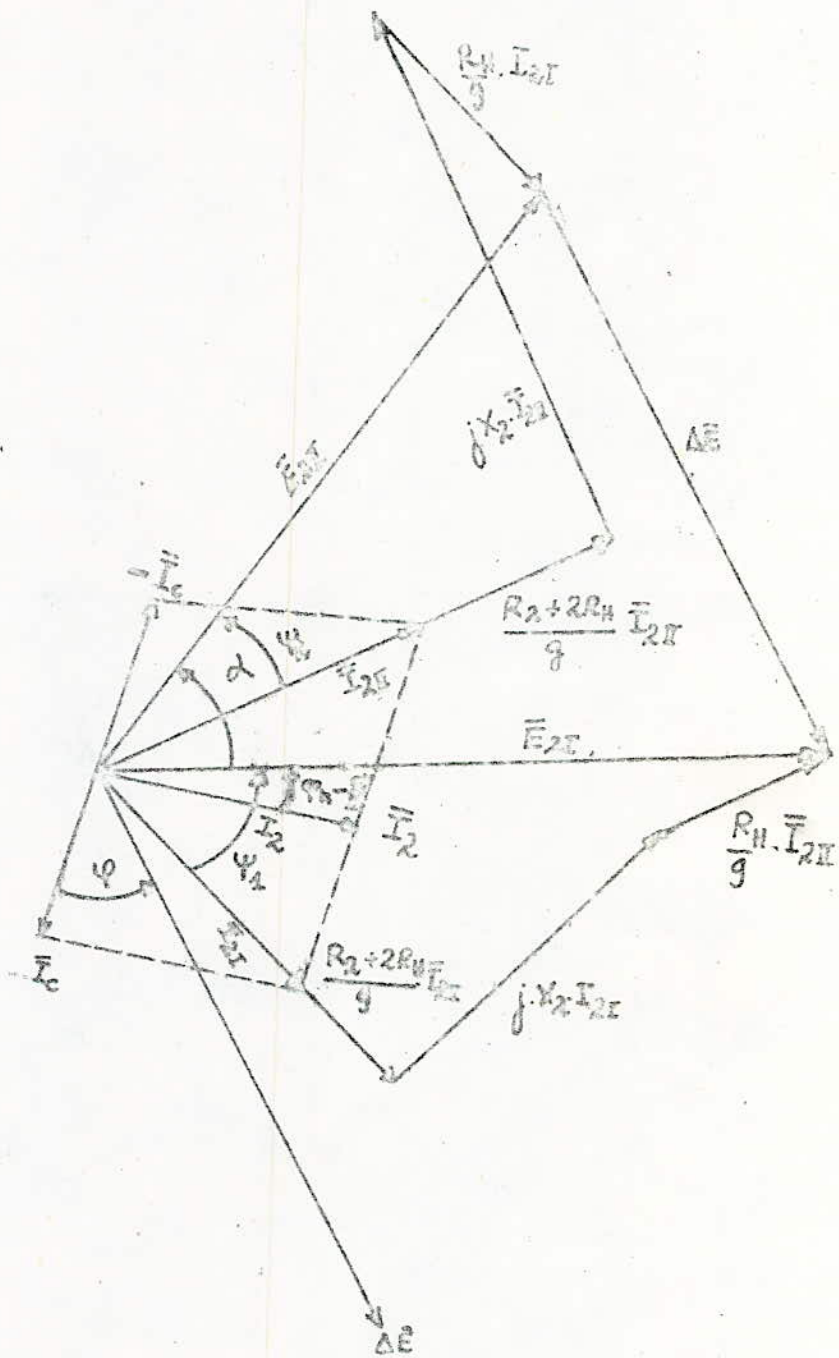


fig: 10 Diagramme vectoriel de l'arbre électrique simplifié avec un rhéostat de glissement

Les expressions des courants rotoriques sont :

$$\bar{I}_{2I} = E_2 \cdot \left[\frac{\cos \alpha/2}{Z} \cdot e^{j(\alpha/2 - \varphi_h)} + \frac{\sin \alpha/2}{Z_2} \cdot e^{j(\alpha/2 - \frac{\pi}{2} - \varphi)} \right]$$

$$\bar{I}_{2II} = \bar{E}_2 \cdot \left[\frac{\cos \alpha/2}{Z} \cdot e^{j(\alpha/2 - \varphi_h)} - \frac{\sin \alpha/2}{Z_2} \cdot e^{j(\alpha/2 - \frac{\pi}{2} - \varphi)} \right]$$

De ces expressions, On déduit :

$$\bar{I}_C = \frac{E_2 \cdot \sin \alpha/2}{Z_2} \cdot e^{j(\alpha/2 - \frac{\pi}{2} - \varphi)}$$

$$\bar{I}_2 = \frac{E_2 \cdot \cos \alpha/2}{Z} \cdot e^{j(\alpha/2 - \varphi_h)}$$

En régime de charge symétrique $\alpha = 0$

$$\bar{E}_2 = \bar{Z}_2 \cdot \bar{I}_{2eq} + 2 \cdot \frac{R_H}{g} \cdot \bar{I}_{2eq} = \bar{Z} \cdot \bar{I}_{2eq}$$

$$\bar{I}_{2eq} = \frac{E_2}{Z} \cdot e^{-j\varphi_h}$$

II-4 : Expressions des Couples électromagnétiques

Les courants rotoriques sont :

$$\bar{I}_{2I} = I_{2I} \cdot e^{j\psi_1}$$

$$\bar{I}_{2II} = I_{2II} \cdot e^{j\psi_2}$$

avec :

$$\psi_1 = (\bar{I}_{2I}, \bar{E}_{2I})$$

$$\psi_2 = (\bar{I}_{2II}, \bar{E}_{2II})$$

Les composantes actives des courants sont donc

$$\bar{I}_{2I} \cdot \cos \psi_1 = E_2 \left[\frac{\cos \alpha/2 \cdot \cos(\alpha/2 - \varphi_h)}{Z} + \frac{\sin \alpha/2 \cdot \cos(\alpha/2 - \frac{\pi}{2} - \varphi)}{Z_2} \right]$$

et :

$$I_{2II} \cdot \cos \psi_2 = E_2 \left[\frac{\cos \alpha/2 \cdot \cos(\alpha/2 + \varphi_h)}{Z} - \frac{\sin \alpha/2 \cdot \cos(\alpha/2 + \pi/2 + \varphi)}{Z_2} \right]$$

La puissance électromagnétique de la machine I est :

$$P_{em I} = 3 \cdot E_{2I} \cdot I_{2I} \cdot \cos \psi_1$$

Le couple électromagnétique développé par cette machine est donc :

$$\Gamma_{em I} = \frac{P_{em I}}{\Omega_s} = \frac{3 \cdot E_2^2}{\Omega_s} \left[\frac{\cos \alpha/2 \cdot \cos(\alpha/2 - \varphi_h)}{Z} + \frac{\sin \alpha/2 \cdot \cos(\alpha/2 - \pi/2 - \varphi)}{Z_2} \right]$$

En remplaçant Z et Z_1 par leurs expressions et après quelques transformations trigonométriques

On obtient :

$$\Gamma_{em I} = \frac{3 \cdot E_2^2}{2 \Omega_s} \left[\frac{\cos \varphi_h (1 + \cos \alpha + \operatorname{tg} \varphi_h \cdot \sin \alpha)}{\sqrt{\left(\frac{R_2 + 2R_H}{g}\right)^2 + X_2^2}} + \frac{\cos \varphi [1 - \cos \alpha - \operatorname{tg} \varphi \cdot \sin \alpha]}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{g}\right)^2 + X_2^2}} \right]$$

Sachant que :

$$\operatorname{tg} \varphi_h = \frac{g X_2}{R_2 + 2R_H} \quad ; \quad \operatorname{tg} \varphi = \frac{g X_2}{R_2}$$

$$\text{or: } g_{cr}^* = \frac{R_2 + 2R_H}{X_2} \quad ; \quad g_{cr} = \frac{R_2}{X_2}$$

On a alors :

$$\operatorname{tg} \varphi_h = \frac{g}{g_{cr}^*} \quad \text{et} \quad \operatorname{tg} \varphi = \frac{g}{g_{cr}}$$

D'autre part :

$$\cos \varphi_1 = \frac{\frac{R_2 + 2R_H}{g}}{\sqrt{\left(\frac{R_2 + 2R_H}{g}\right)^2 + X_2^2}} \quad ; \quad \cos \varphi = \frac{R_2/g}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{g}\right)^2 + X_2^2}}$$

$$\Gamma_{em I} = \frac{3 \cdot E_2^2}{2 \Omega_s} \left[\frac{\frac{R_2 + 2R_H}{g} (1 + \cos \alpha + \frac{g}{g_{cr}^*} \sin \alpha)}{\sqrt{\left(\frac{R_2 + 2R_H}{g}\right)^2 + X_2^2}} + \frac{\frac{R_2}{g} (1 - \cos \alpha - \frac{g}{g_{cr}^*} \sin \alpha)}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{g}\right)^2 + X_2^2}} \right]$$

l'expression du couple maximum étant

$$\Gamma_{max} = \frac{3 \cdot E_2^2}{2 \cdot \Omega_s \cdot X_2}$$

l'expression du couple électromagnétique devient:

$$\Gamma_{em I} = \Gamma_{max} \left[\frac{X_2 \cdot \frac{R_2 + 2R_H}{g} (1 + \cos \alpha + \frac{g}{g_{cr}^*} \sin \alpha)}{\sqrt{\left(\frac{R_2 + 2R_H}{g}\right)^2 + X_2^2}} + \frac{X_2 \cdot \frac{R_2}{g} (1 - \cos \alpha - \frac{g}{g_{cr}^*} \sin \alpha)}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{g}\right)^2 + X_2^2}} \right]$$

Après quelques transformations, l'expression

finale est:

$$\Gamma_{em I} = \Gamma_{max} \left[\frac{1 + \cos \alpha + \frac{g}{g_{cr}^*} \sin \alpha}{\frac{g}{g_{cr}^*} + \frac{g_{cr}^*}{g}} + \frac{1 - \cos \alpha - \frac{g}{g_{cr}^*} \sin \alpha}{\frac{g}{g_{cr}^*} + \frac{g_{cr}^*}{g}} \right]$$

A l'aide du même raisonnement, le couple électromagnétique développé par la machine II est:

$$\Gamma_{em II} = \Gamma_{max} \left[\frac{1 + \cos \alpha - \frac{g}{g_{cr}^*} \sin \alpha}{\frac{g}{g_{cr}^*} + \frac{g_{cr}^*}{g}} + \frac{1 - \cos \alpha + \frac{g}{g_{cr}^*} \sin \alpha}{\frac{g}{g_{cr}^*} + \frac{g_{cr}^*}{g}} \right]$$

II-5: Expression du couple synchronisant.

Comme dans le chapitre précédent, le couple synchronisant est donné par:

$$\Gamma_{syn} = \frac{\Gamma_{em I} \Gamma_{em II}}{2}$$

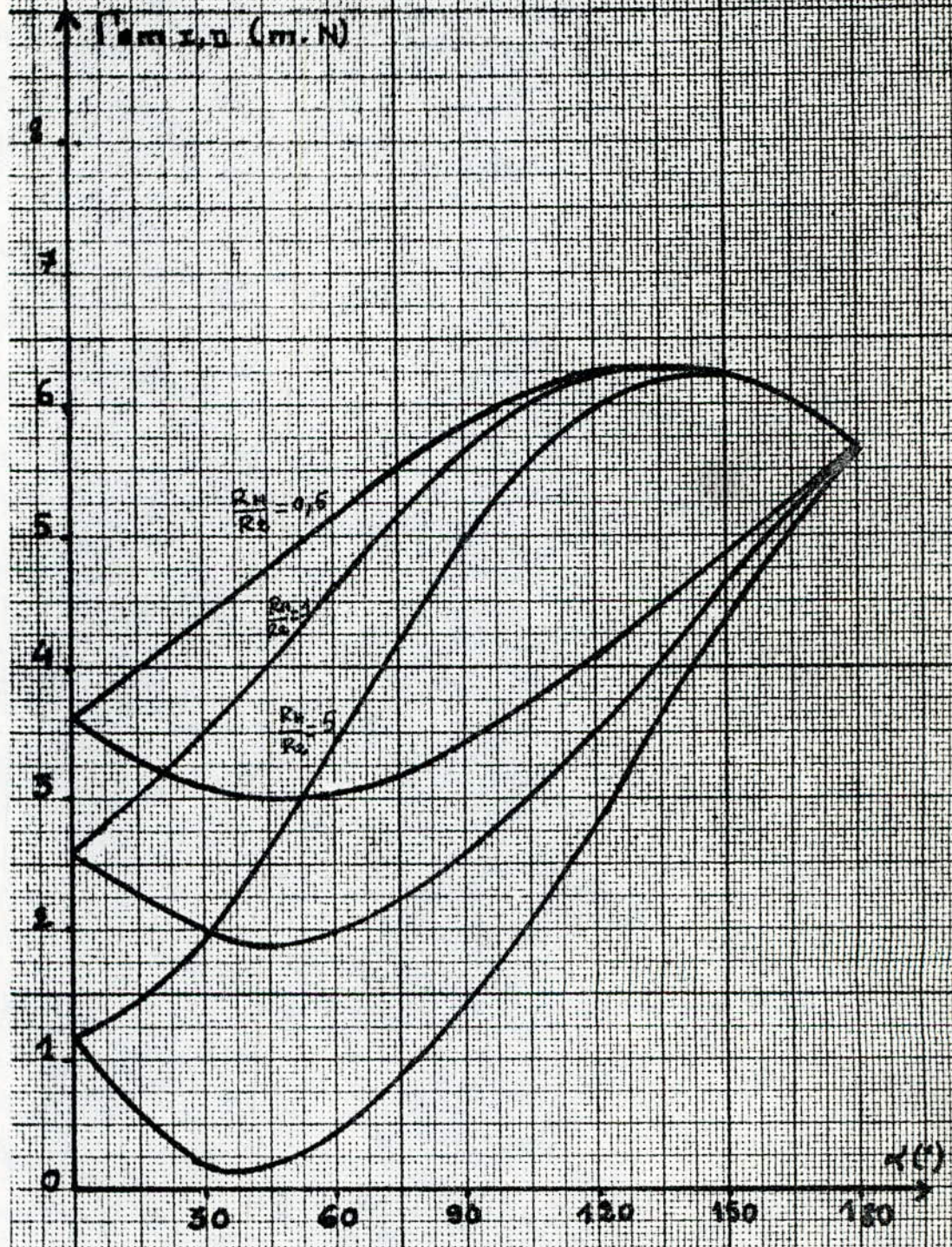


Fig. 11. Caractéristiques des courbes électromagnétiques en fonction du décalage angulaire pour $g = 5\%$

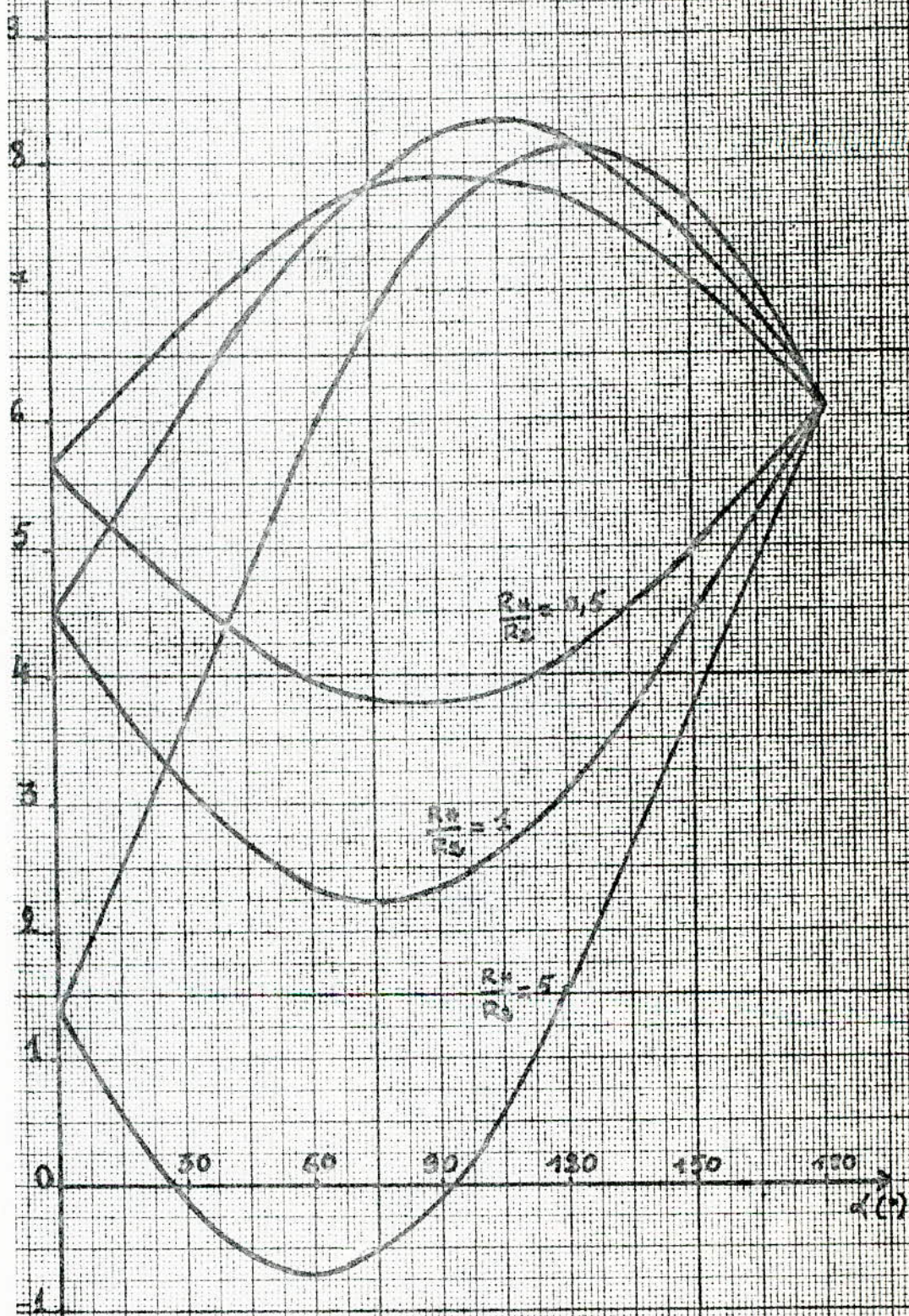
$\hat{P}_{em I, II} (m. N)$


fig. 12 ; $g = 10\%$

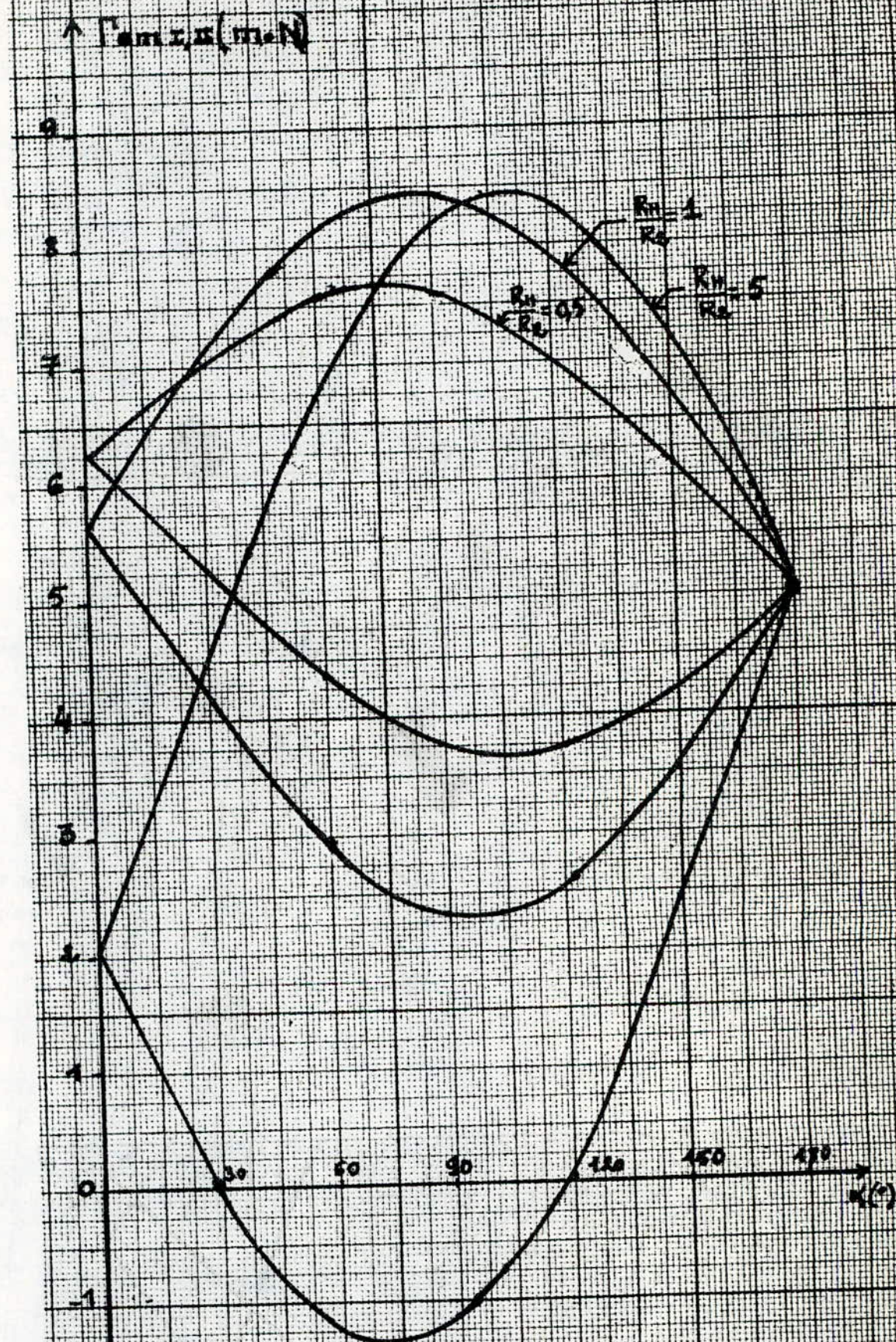


fig 13 , $g = 15\%$

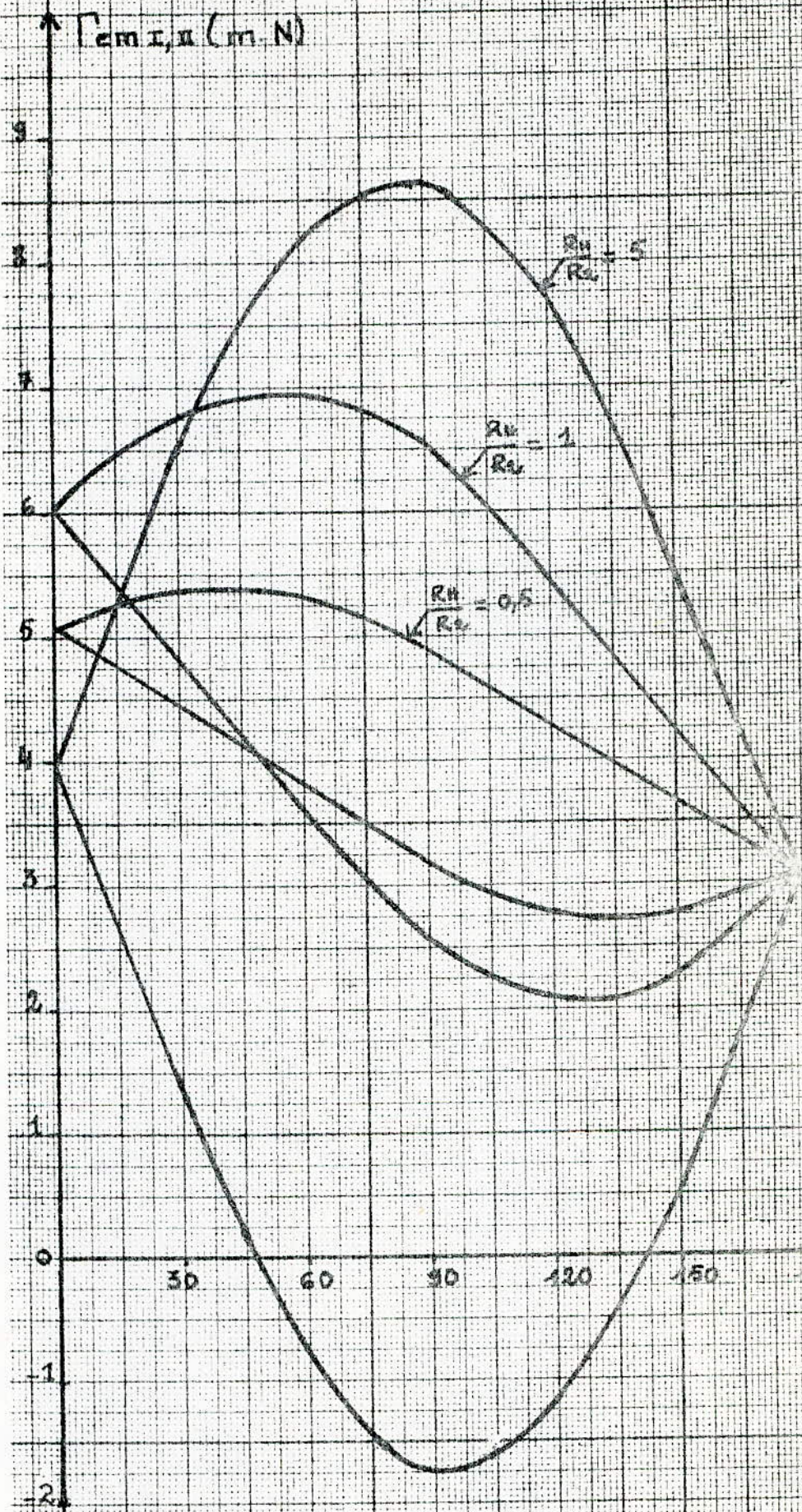


fig 14 ; $g = 30\%$

L'expression du Couple Synchronisant est:

$$\Gamma_{\text{syn}} = \Gamma_{\text{max}} \left[\frac{g/g_{cr}}{g/g_{cr} + g_{cr}/g} - \frac{g/g_{cr}^*}{g/g_{cr}^* + g_{cr}^*/g} \right] \sin \alpha$$

La caractéristique du Couple Synchronisant en fonction de l'angle de désadaptation est une sinusoïde dont l'amplitude dépend du glissement et de la résistance de synchronisation.

On remarque que cette amplitude est nulle pour $R_H = 0$ ($g_{cr}^* = g_{cr}$). Pour que le système garde sa propriété d'auto-synchronisation, il est nécessaire de ne pas court-circuiter complètement le réostat de glissement.

La caractéristique du Couple Synchronisant en fonction du glissement et pour divers résistances de synchronisation [figure 15] est de la forme du couple dynamique d'un moteur asynchrone mais le Couple Synchronisant maximum dépend de la résistance de synchronisation.

Le glissement critique donné par $\frac{d\Gamma_{\text{syn}}}{dg} = 0$ est:

$$g(\Gamma_{\text{syn.max}}) = \sqrt{g_{cr} g_{cr}^*}$$

Le Couple Synchronisant maximum est:

$$\Gamma_{\text{syn.max}} = \Gamma_{\text{max}} \frac{g_{cr}^* - g_{cr}}{g_{cr}^* + g_{cr}}$$

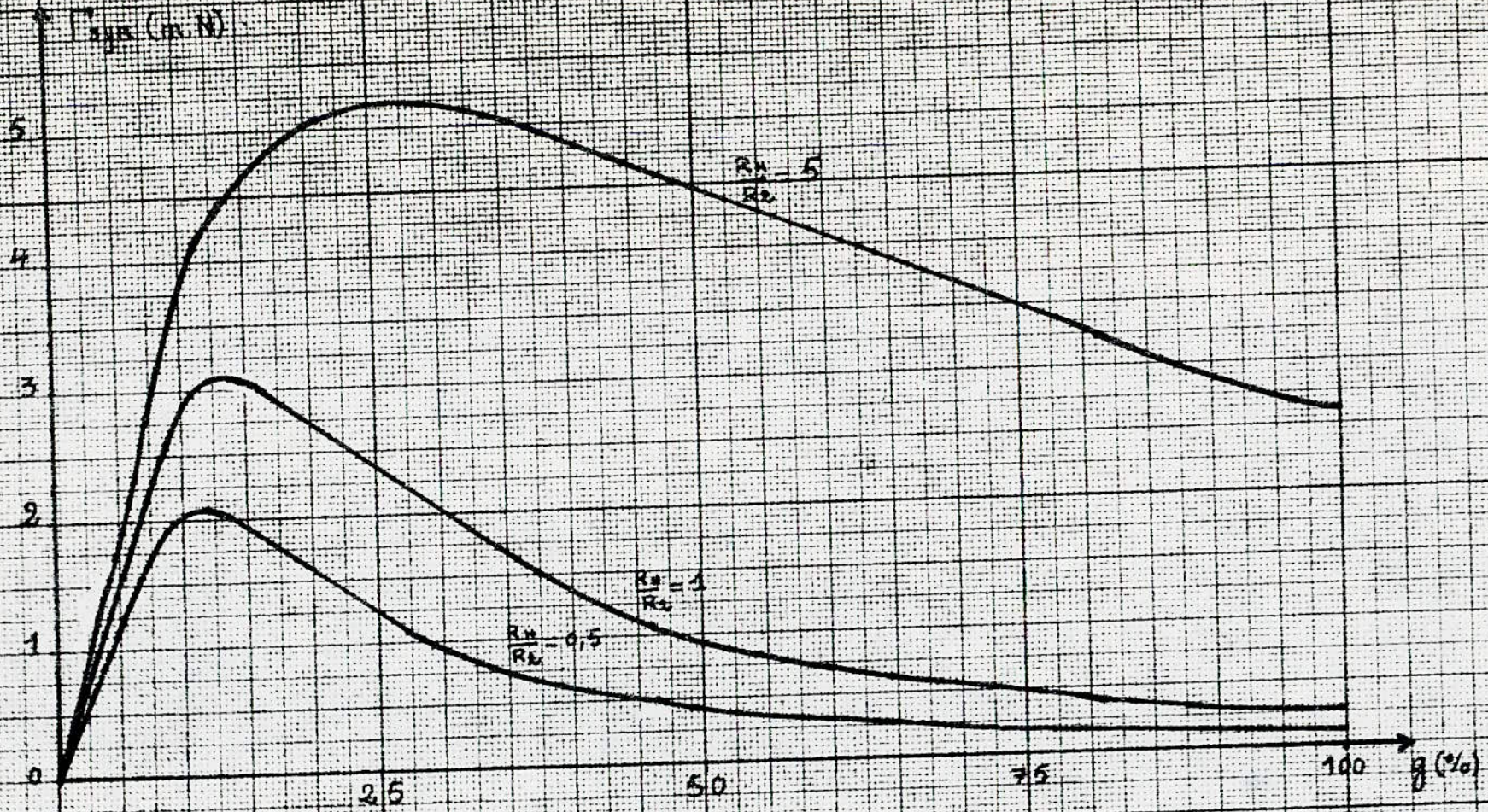


Fig 15: Caractéristique du couple synchronisant en fonction du glissement pour $\alpha = 90^\circ$

En remplaçant $g_{cr}^* = \frac{R_2 + 2R_H}{X_2}$ et $g_{cr} = \frac{R_2}{X_2}$,

On obtient:

$$\Gamma_{syn \cdot max} = \Gamma_{max} \frac{R_H}{R_H + R_2}$$

L'expression du Couple Synchronisant est

alors :

$$\Gamma_{syn} = \Gamma_{syn \cdot max} \cdot \frac{(g_{cr}^* + g_{cr})^2}{(g^2 + g_{cr}^{*2})(g^2 + g_{cr}^2)} \cdot g^2 \cdot \sin \alpha$$

II-6: Etude de la stabilité.

Pour étudier la stabilité du système, il est nécessaire de connaître la caractéristique mécanique de la charge. Cependant, nous supposons que le couple résistant est constant. Dans ces conditions, on définit un degré de déséquilibre comme étant: $\delta = \frac{\Delta \Gamma}{\Sigma \Gamma}$

$$\Delta \Gamma = \Gamma_{em II} - \Gamma_{em I} = 2 \cdot \Gamma_{syn} = 2 \cdot \Gamma_{max} \left[\frac{g/g_{cr} - \frac{\Sigma \Gamma}{g/g_{cr}^*}}{g/g_{cr} + g_{cr}/g} - \frac{\Sigma \Gamma}{g/g_{cr}^* + g_{cr}^*/g} \right] \sin \alpha$$

et :

$$\Sigma \Gamma = \Gamma_{em I} + \Gamma_{em II} = 2 \cdot \Gamma_{max} \left[\frac{1 + \cos \alpha}{g/g_{cr}^* + g_{cr}^*/g} + \frac{1 - \cos \alpha}{g/g_{cr} + g_{cr}/g} \right]$$

D'où :

$$\delta = \frac{\left(\frac{g_{cr}^*}{g_{cr}} - \frac{g_{cr}}{g_{cr}^*} \right) \cdot \sin \alpha}{g/g_{cr} + g_{cr}/g + g/g_{cr}^* + g_{cr}^*/g + \cos \alpha \left(\frac{g}{g_{cr}} + \frac{g_{cr}}{g} - \frac{g}{g_{cr}^*} - \frac{g_{cr}^*}{g} \right)}$$

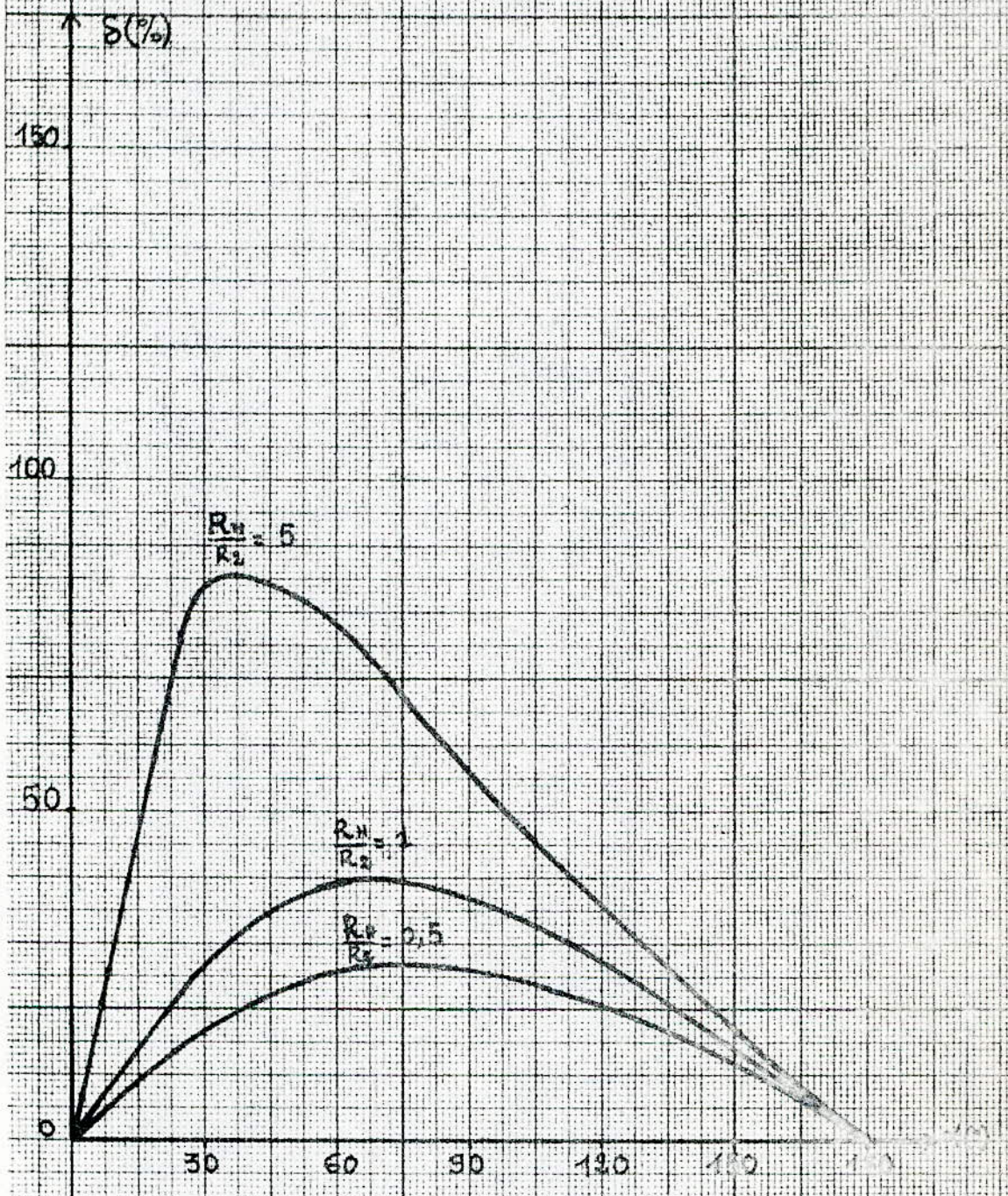


Fig: 16 Courbe $S = f(\alpha)$ pour $\eta = 5^\circ$

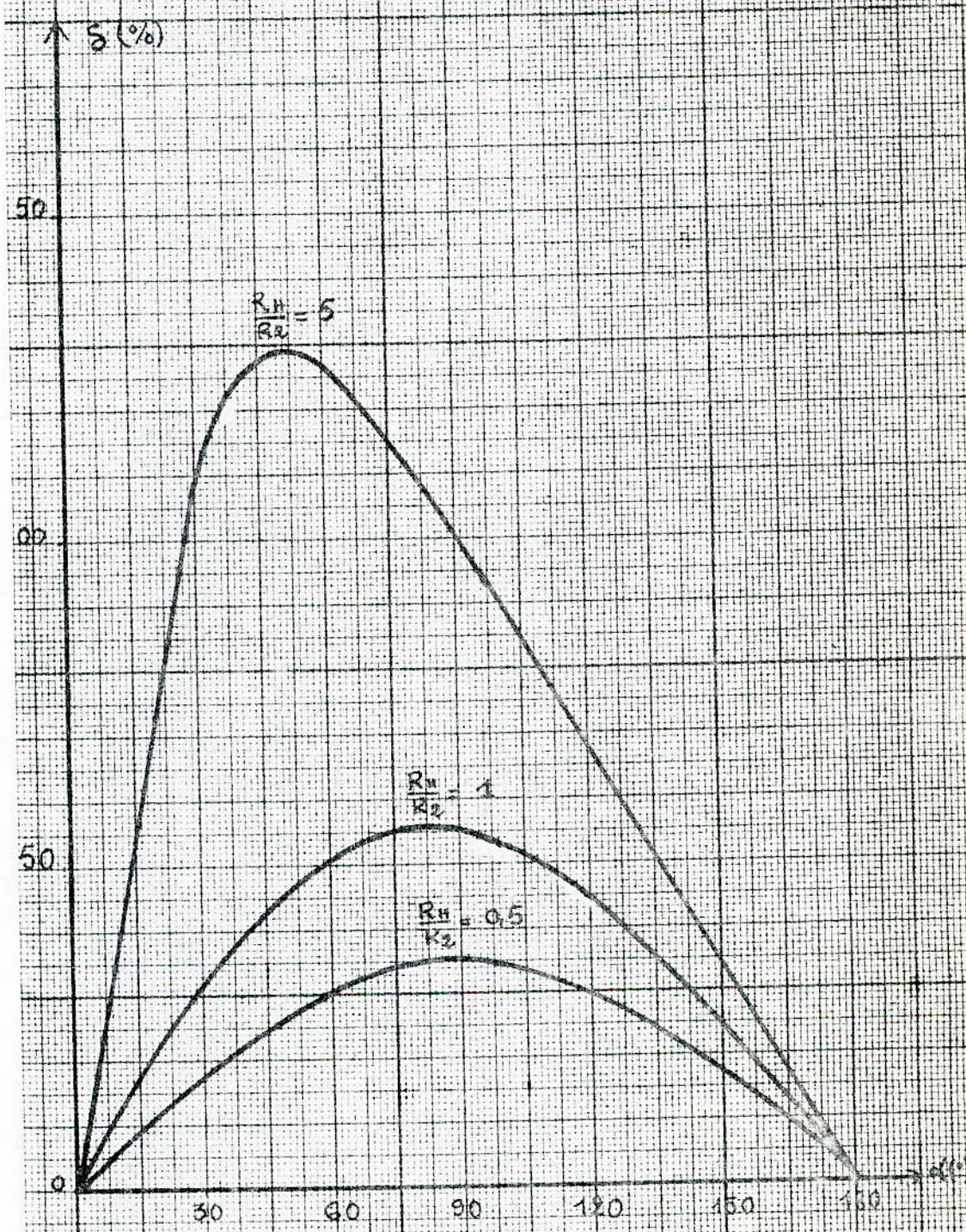


Fig. 17 Courbe $\delta = f(\alpha)$ pour $g = 10\%$

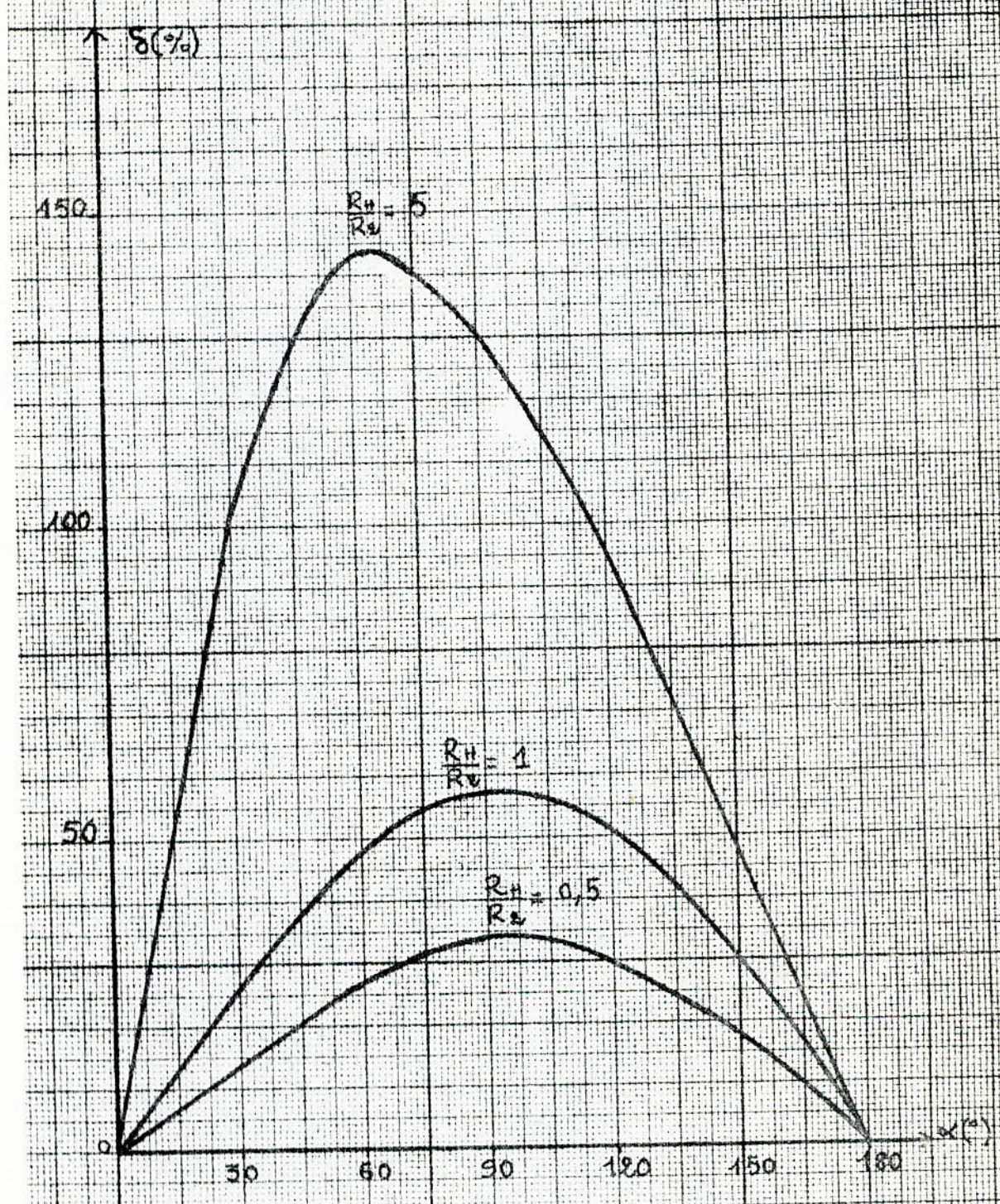


Fig:18 Courbe $\delta = f(\alpha)$ pour $g = 15\%$

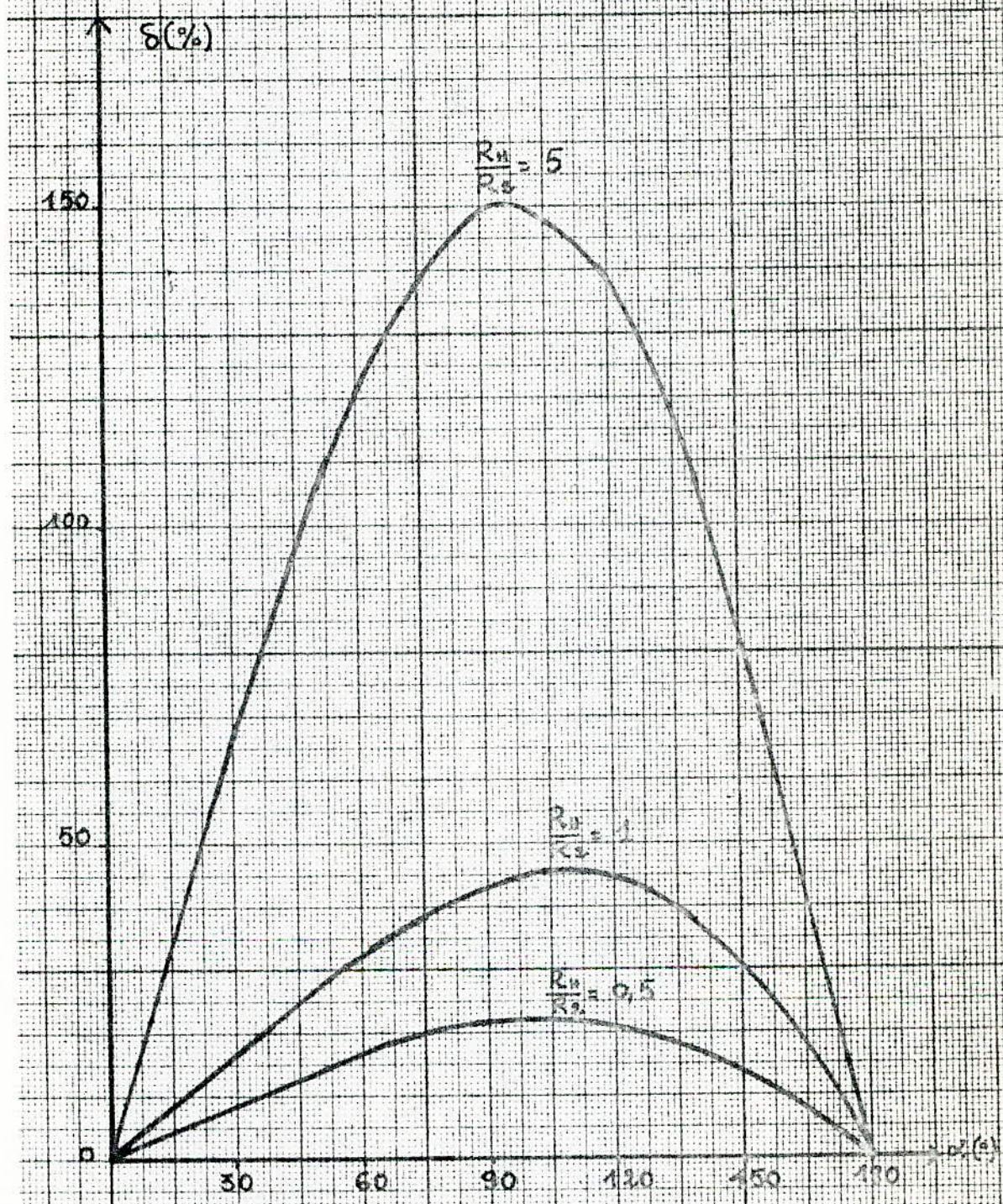


Fig. 19 Courbe $\delta = f(\alpha)$ pour $q = 30\%$

Sachant que :

$$\operatorname{tg} \varphi_h = \frac{g}{g_{cr}^*} \quad \text{et} \quad \operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{g}{g_{cr}}$$

Après quelques transformations, On obtient.

$$S = \frac{e \cdot \operatorname{tg} \frac{\alpha}{2} \cdot (\sin^2 \varphi - \sin^2 \varphi_h)}{\sin 2\varphi_h \left(1 + \operatorname{tg}^2 \frac{\alpha}{2} \cdot \frac{\sin 2\varphi}{\sin 2\varphi_h} \right)} = f(\alpha)$$

Pour R_H et g donnés, le déséquilibre maximum que l'on peut obtenir est donné par $\frac{dS}{d\alpha} = 0$

La valeur correspondante de α_{\max} est telle que

$$\operatorname{tg} \left(\frac{\alpha_{\max}}{2} \right) = \sqrt{\frac{\sin 2\varphi_h}{\sin 2\varphi}}$$

Le degré de déséquilibre maximum que le système peut supporter, évitant ainsi tout glissement relatif de l'un des rotors par rapport à l'autre est :

$$S_{\max} = f(\alpha_{\max}) = \frac{\sin^2 \varphi - \sin^2 \varphi_h}{\sqrt{\sin 2\varphi_h \cdot \sin 2\varphi}}$$

Les degrés de déséquilibre en fonction de l'angle de décalage des rotors (en degré électrique) pour différentes valeurs de R_H et différents glissements sont présentés dans les figures : 16 - 17 - 18 - 19

On constate les moteurs fonctionnent d'une manière satisfaisante lorsque les valeurs de R_H et g sont élevées

II-7: Conclusion.

L'arbre électrique simplifié avec un rhéostat de glissement est moins coûteux et peu encombrant car il ne fait intervenir que deux moteurs asynchrones à rotor bobiné identiques. Il a encore l'avantage de permettre la variation de vitesse de l'ensemble du système. Son seul inconvénient est celui inhérent au principe du rhéostat de glissement. Ce dernier doit être d'une construction spéciale afin qu'il puisse supporter des températures élevées pendant la durée de fonctionnement. Pour avoir de meilleures caractéristiques, l'arbre électrique simplifié exige des glissements élevés. Par conséquent, les pertes joules rotoriques sont importantes; ce qui conduit à utiliser des rhéostats de glissement importants.

Pour des faibles glissements, les F.E.M rotoriques sont insuffisantes pour créer un intense courant de circulation et donc un fort couple synchronisant. En effet, ce dernier est proportionnel au courant de circulation qui sera d'autant plus grand que les impédances qu'il traversera, seront plus élevées. Il faudra alors des glissements de l'ordre de 30 à 40%; ce qui affecte sérieusement les paramètres énergétiques du système. On pourra l'améliorer en récupérant l'énergie de glissement à l'aide d'une cascade hyposynchrone.

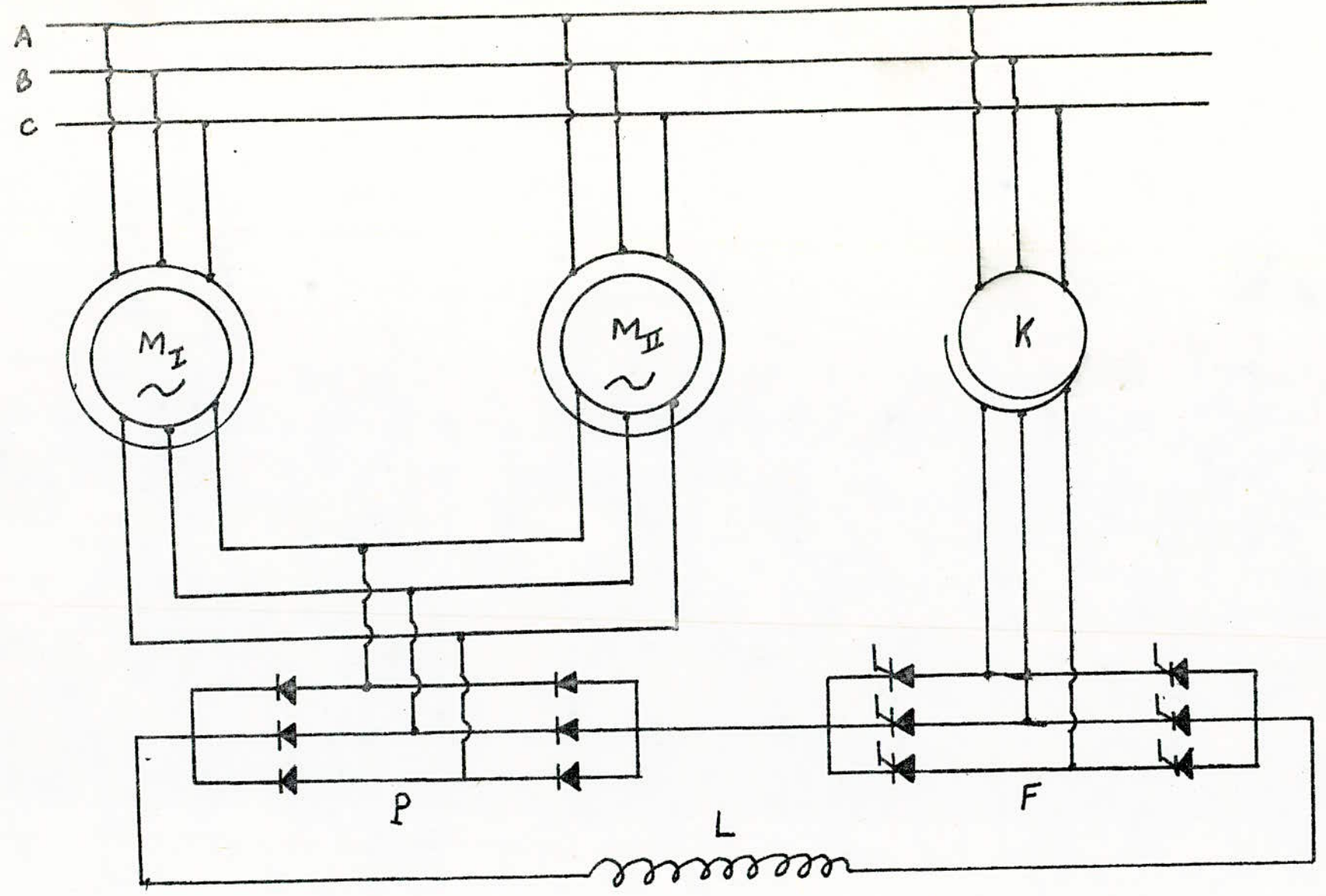


fig: 20 : Arbre électrique simplifié avec la Cascade hyposynchrone

CHAPITRE III: ARBRE ELECTRIQUE SIMPLIFIE AVEC LA CASCADE HYPOSYNCHRONNE

III-1: Introduction.

Il est possible d'améliorer le rendement du montage précédent en remplaçant le rhéostat de glissement par une cascade de convertisseur de courant à commutation naturelle. Elle offre l'avantage de récupérer l'énergie dépensée dans le rhéostat de glissement et donne une plage de variation importante du glissement. Il suffit d'intervenir sur l'angle de retard d'allumage des thyristors de l'onduleur

Le convertisseur de courant utilisé dans la cascade hyposynchrone comporte deux parties fondamentales comme il est indiqué sur la fig. 20

- Un redresseur triphasé en pont de GRAETZ qui transforme la puissance de glissement de fréquence f_2 en puissance continue.

- Un onduleur formé d'un pont de six thyristors qui transforme cette puissance continue en une puissance triphasée de fréquence f_1 égale à la fréquence d'alimentation du système d'arbre électrique.

A ces deux parties fondamentales, il faut ajouter une inductance de lissage qui permet d'améliorer la qualité du courant continu et un transformateur

à rapport de transformation réglable qui permet d'adapter la tension de l'onduleur à celle du réseau.

III-2: Etude du système en régime de charge symétrique

III-2-1: Schéma équivalent en courant continu.

Le convertisseur de courant avec son dispositif de commande des gâchettes des thyristors possède un comportement discret. En pratique, on remplace le comportement réel et discret du système entier avec l'arbre électrique par un schéma équivalent ayant un comportement continu.

Dans le schéma équivalent interviennent les chutes inductives dues à l'empiètement anodique. A ces phénomènes de commutation correspondent des résistances internes.

D'une façon généralisée, la résistance interne d'un convertisseur de courant est donnée par :

$$R_i = \frac{m_{p,F} \cdot L_{c\omega}}{2\pi}$$

où: $L_{c\omega}$ désigne la réactance de court-circuit du système alimentant le convertisseur de courant

et: $m_{p,F}$ = l'ordre d'ondulation

Pour le type de cascade hyposynchrone utilisée, l'onduleur et le redresseur ont le même ordre d'ondulation:

$$m_p = m_F = 6$$

En régime de charge symétrique, les sources de tensions sont remplacées par les composantes des valeurs moyennes des tensions instantanées

La tension rotorique est:

$$e_{20}(t) = \sqrt{2} \cdot m \cdot g \cdot V_1 \cdot \cos \omega_r t$$

où: m : est le rapport de transformation de la machine asynchrone mesuré dans l'essai en transformateur.

et: V_1 : La tension statorique efficace.

La tension redressée est:

$$U_{p0} = \frac{1}{\frac{2\pi}{m_p}} \int_{-\pi/m_p}^{+\pi/m_p} e_{20}(\omega_r t) \cdot d(\omega_r t) = \sqrt{2} \cdot m \cdot g \cdot V_1 \cdot \frac{m_p}{\pi} \sin \frac{\pi}{m_p}$$

Avec $m_p = 6$, on a:

$$U_{p0} = 1,35 \cdot m \cdot g \cdot V_1$$

La tension de l'onduleur étant:

$$v_F(t) = \sqrt{2} \cdot K \cdot V_1 \cdot \cos \omega_s t$$

Si on appelle α_F , l'angle de retard à la conduction par rapport à la commutation naturelle de l'onduleur, La tension moyenne sera:

$$U_{F0} = \frac{1}{\frac{2\pi}{m_F}} \int_{-\frac{\pi}{m_F} + \alpha_F}^{+\frac{\pi}{m_F} + \alpha_F} v_F(\omega_s t) \cdot d(\omega_s t) = \sqrt{2} \cdot K \cdot V_1 \cdot \frac{m_F}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{m_F} \cdot \cos \alpha_F$$

Avec $m_F = 6$, on aura: $U_{F0} = 1,35 \cdot K \cdot V_1 \cdot \cos \alpha_F$

où K est le rapport de transformation de l'auto-transformateur

Dans le schéma équivalent en Courant Continu, on remplace les résistances réelles du circuit alternatif par des résistances équivalentes en Courant Continu du point de vue puissance. Pour cela, il suffit d'analyser les courants qui transitent dans les branches rotoriques.

En effet, si le courant continu débité par le pont redresseur est constant, il lui correspond dans chaque fil de ligne un courant fait de créneaux rectangulaire de largeur $\frac{2\pi}{3}$. Son développement en série de Fourier donne.

$$i = I_d \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \left(\cos\theta - \frac{\cos 5\theta}{5} + \frac{\cos 7\theta}{7} - \frac{\cos 11\theta}{11} + \dots \right)$$

Le courant i a pas d'harmoniques pairs ni d'harmoniques multiples de trois.

On démontre aisément que la puissance active n'est due qu'à l'harmonique fondamental.

Pour déterminer la résistance équivalente,

on a :

$$R_{\text{eq}} \cdot I_c^2 = 3 \cdot R \cdot I_{\text{eff}}^2$$

$$\text{or : } I_{\text{eff}} = \frac{I_{\text{max}}}{\sqrt{2}} = \frac{I_c}{\sqrt{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi}$$

$$\text{D'où : } R_{\text{eq}} \cdot I_c^2 = 3 \cdot R \cdot I_c^2 \cdot \frac{6}{\pi^2} = 1,823 R I_c^2 \approx 2 R I_c^2$$

$$R_{\text{eq}} \approx 2R$$

Compte tenu du schéma équivalent par phase de la machine asynchrone dont le stator est ramené,

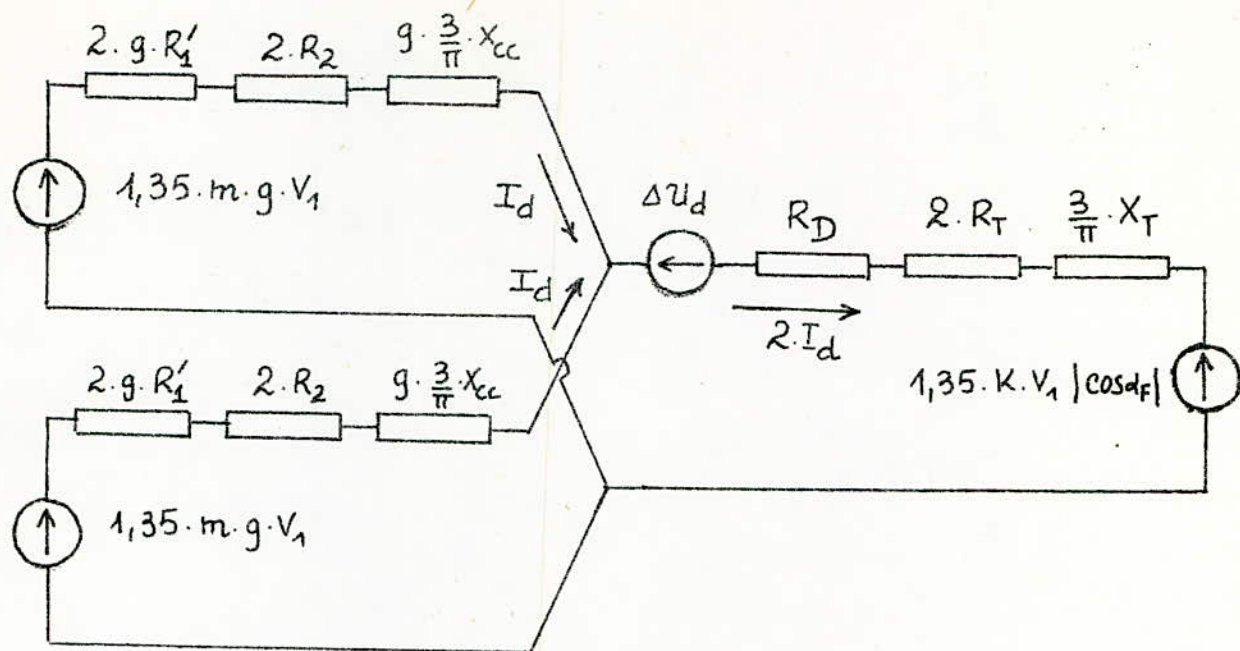


fig: 21 Schéma équivalent en courant continu du Système d'arbre électrique avec la Cascade hyposynchrone en régime de charge symétrique.

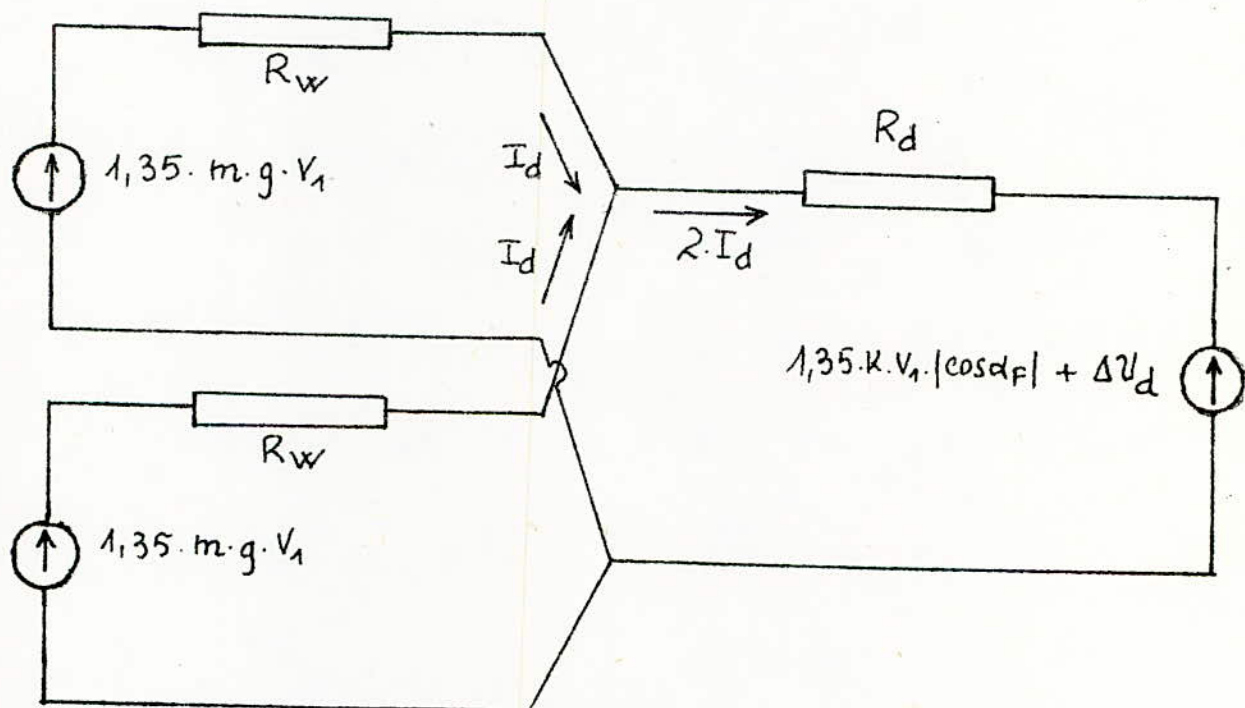


fig: 22 Schéma précédent sous forme réduite

au rotor, le schéma équivalent du système est donné par la figure: 21

Dans celui de fig: 22, on a:

$$R_w = 2 \cdot R'_1 \cdot g + 2R_2 + g \cdot \frac{3}{\pi} X_{cc}$$

$$R_d = R_D + 2 \cdot R_T + \frac{3}{\pi} \cdot X_T$$

où:

$R'_1 = m^2 R_1$: La résistance du stator ramenée au rotor

R_2 : La résistance rotorique

$X_{cc} = X_2 + m^2 X_1$: La réactance de court-circuit de la machine asynchrone

R_D : La résistance de la bobine de lissage

R_T : La résistance de l'auto-transformateur

X_T : La réactance de court-circuit de l'auto-transformateur.

ΔU_d : Chute de tension dans les diodes et Les thyristors

III-2-2: Détermination du glissement à vide

La condition de régime permanent du système redresseur - onduleur est donnée par l'équation de la maille du schéma équivalent en courant continu:

$$1,35 m \cdot g_0 \cdot V_1 - (R_w + 2R_d) I_d = 1,35 \cdot K \cdot V_1 \cdot |\cos \alpha_F| + \Delta U_d$$

A vide, le courant I_d est presque nul, d'où:

$$g_0 = \frac{K}{m} |\cos \alpha_F| + \frac{\Delta U_d}{1,35 m V_1}$$

III-2-3: Expression du Courant de charge équilibrée.

En régime de charge équilibrée, les Courants dans les branches rotoriques sont égaux. Dans le circuit intermédiaire à courant continu passe le double

En appliquant la loi des mailles au schéma équivalent en courant continu, on aura :

$$1,35 \cdot m \cdot g \cdot V_1 - \Delta U_d - 1,35 \cdot K \cdot V_1 \cdot |\cos \alpha_F| = (R_w + 2R_d) I_d$$

Le courant dans la branche de chaque rotor

est :

$$I_d = \frac{1,35 \cdot m \cdot g \cdot V_1 - 1,35 \cdot K \cdot V_1 \cdot |\cos \alpha_F| - \Delta U_d}{R_w + 2R_d}$$

$$I_d = \frac{1,35 \cdot m \cdot V_1}{R_w + 2R_d} \left[g - \left(\frac{K}{m} |\cos \alpha_F| + \frac{\Delta U_d}{1,35 \cdot m \cdot V_1} \right) \right]$$

or :

$$g_0 = \frac{K}{m} |\cos \alpha_F| + \frac{\Delta U_d}{1,35 \cdot m \cdot V_1}$$

d'où :

$$I_d = 1,35 \cdot m \cdot V_1 \cdot \frac{g - g_0}{R_w + 2R_d}$$

En remplaçant R_w par son expression, on obtient :

$$I_d = \frac{1,35 \cdot m \cdot V_1 (g - g_0)}{g \cdot 2R'_1 + 2R_2 + g \cdot \frac{3}{\pi} X_{cc} + 2R_d}$$

$$I_d = \frac{\pi}{3} \cdot \frac{1,35 \cdot m \cdot V_1}{X_{cc}} \cdot \frac{g - g_0}{g \left(1 + \frac{2R'_1 \pi}{3 X_{cc}} \right) + 2 \left(R_2 + R_d \right) \frac{\pi}{3 X_{cc}}}$$

Posons :

$$\frac{2R'_1 \pi}{3 X_{cc}} = a$$

et:

$$\frac{2 \cdot (R_2 + R_d) \cdot \pi}{3 X_{cc}} = b$$

L'expression du courant dans chaque branche rotorique est:

$$I_d = \frac{\pi}{3} \cdot \frac{1,35 \cdot m \cdot V_1}{X_{cc}} \cdot \frac{g - g_0}{g(1+a) + b}$$

III-2-4: Expression du couple électromagnétique

En régime de charge équilibrée, les deux moteurs développent le même couple électromagnétique:

$$\Gamma_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} = \frac{P_J}{g \cdot \Omega_s}$$

Les pertes joules dans chaque moteur sont déterminées par:

$$P_J = \left(U_{p_0} - g \cdot \frac{3}{\pi} \cdot X_{cc} \cdot I_d \right) \cdot I_d$$

En remplaçant $U_{p_0} = 1,35 \cdot m \cdot g \cdot V_1$, on aura:

$$P_J = g \cdot \left(1,35 \cdot m \cdot V_1 - \frac{3}{\pi} \cdot X_{cc} \cdot I_d \right) \cdot I_d$$

d'où:

$$P_{em} = \left(1,35 \cdot m \cdot V_1 - \frac{3}{\pi} \cdot X_{cc} \cdot I_d \right) I_d$$

Par conséquent, le couple électromagnétique qui tient compte des chutes inductives est:

$$\Gamma_{em} = \frac{\pi}{3} \cdot \frac{(1,35 \cdot m \cdot V_1)^2}{\Omega_s \cdot X_{cc}} \cdot \left[\frac{g - g_0}{g(1+a) + b} - \left(\frac{g - g_0}{g(1+a) + b} \right)^2 \right]$$

En posant:
$$A(g) = \frac{g - g_0}{g(1+a) + b}$$

On aura:

$$\Gamma_{em} = \frac{6 \cdot m^2 \cdot V_1^2}{\pi \cdot X_{cc} \cdot \Omega_s} \left[A(g) - A^2(g) \right]$$

Le couple maximum est obtenu pour le glissement critique donné par $\frac{d\Gamma_{em}}{dg} = 0$

On trouve:
$$g_{cr} = \frac{2 \cdot g_0 + b}{1 - a}$$

Le couple maximum correspondant est:

$$\Gamma_{max} = \frac{3 \cdot m^2 \cdot V_1^2}{2 \cdot \pi \cdot X_{cc} \cdot \Omega_s}$$

Il apparaît que les caractéristiques des couples sont plus tombantes que dans le cas du montage classique avec un rhéostat de glissement

Le couple électromagnétique peut être mis sous la forme:

$$\Gamma_{em} = 4 \cdot \Gamma_{max} \cdot \left[A(g) - A^2(g) \right]$$

III-3: Etude du système en régime de charge dissymétrique

III-3-1: Expression du courant de circulation

En régime de charge dissymétrique, un courant de circulation se superpose aux courants de charge équilibrée. Ce courant étant dû à la

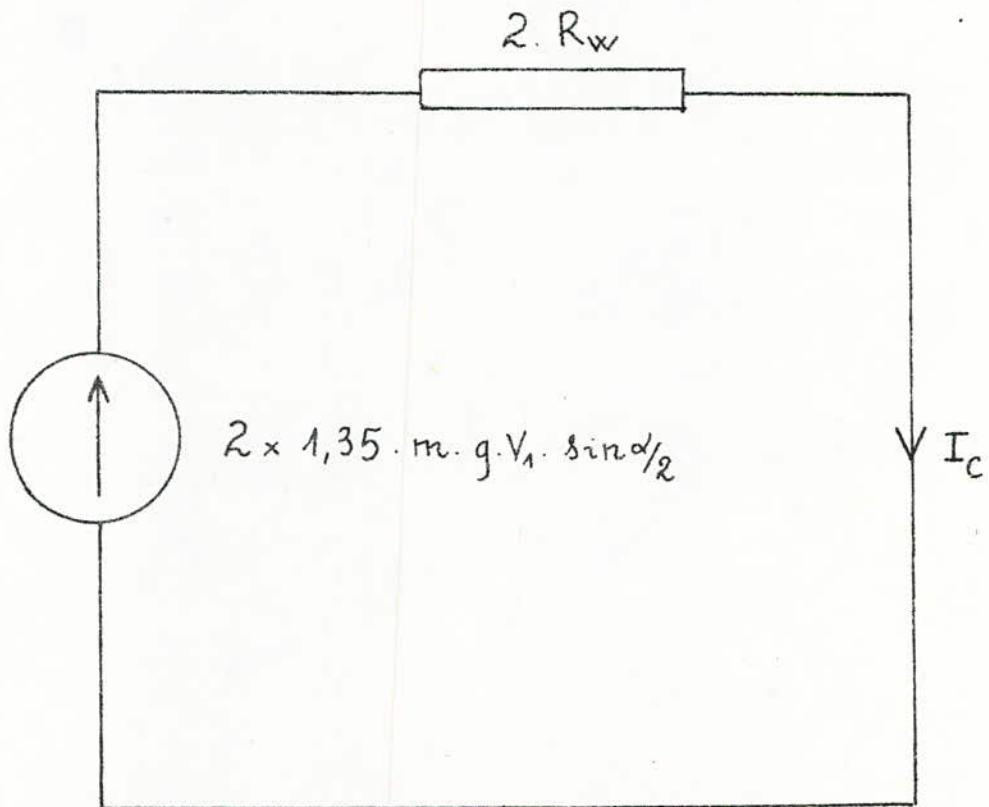


fig: 23 Schéma équivalent en courant Continu
du circuit relatif au courant de circulation

F.E.M résultante :

$$\Delta e_{20}(t) = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot m \cdot g \cdot V_1 \cdot \sin \frac{\alpha}{2} \cdot \cos \omega_r t$$

La tension moyenne est donnée par :

$$\Delta E_{20} = \frac{1}{\frac{2\pi}{m_p}} \int_{-\pi/m_p}^{+\pi/m_p} \Delta e_{20}(\omega_r t) \cdot d(\omega_r t) \cdot$$

$$\Delta E_{20} = 2 \times 1,35 \cdot m \cdot g \cdot V_1 \cdot \sin \alpha/2$$

Le circuit du courant de circulation est représenté par le schéma équivalent de la figure :

Le courant de circulation est donc :

$$I_c = \frac{1,35 \cdot m \cdot g \cdot V_1 \cdot \sin \alpha/2}{R_w}$$

En réalité, le convertisseur de courant n'a aucune influence sur le courant de circulation puisque celui-ci se referme uniquement dans les enroulements rotoriques. C'est donc un courant fictif qui nous permettra d'adapter l'étude du système en régime de charge dissymétrique.

III-3-2 : Expressions des courants rotoriques

Pour déterminer les courants dans les branches rotorique en régime de charge dissymétrique, il suffit de superposer le courant de

Circulation aux courants déjà existants en régime de charge symétrique. Ce qui donne :

$$I_{2I} = 1,35 \cdot m \cdot V_1 \cdot \left(\frac{g - g_0}{R_w + 2R_d} + \frac{g \sin \alpha/2}{R_w} \right)$$

$$I_{2II} = 1,35 \cdot m \cdot V_1 \cdot \left(\frac{g - g_0}{R_w + 2R_d} - \frac{g \sin \alpha/2}{R_w} \right)$$

En remplaçant R_w par son expression, on aura :

$$I_{2I} = \frac{\pi}{3} \cdot \frac{1,35 \cdot m \cdot V_1}{X_{cc}} \cdot \left[\frac{g - g_0}{g \left(1 + \frac{2R_1' \pi}{3 X_{cc}} \right) + 2(R_2 + R_d) \frac{\pi}{3 X_{cc}}} + \frac{g \sin \alpha/2}{g \left(1 + \frac{2R_1' \pi}{3 X_{cc}} \right) + \frac{2R_2 \pi}{3 X_{cc}}} \right]$$

Posons encore :

$$\frac{2R_2 \pi}{3 X_{cc}} = c$$

Les expressions des courants sont :

$$I_{2I} = \frac{\pi}{3} \cdot \frac{1,35 \cdot m \cdot V_1}{X_{cc}} \cdot \left[\frac{g - g_0}{g(1+a)+b} + \frac{g \sin \alpha/2}{g(1+a)+c} \right]$$

$$I_{2II} = \frac{\pi}{3} \cdot \frac{1,35 \cdot m \cdot V_1}{X_{cc}} \cdot \left[\frac{g - g_0}{g(1+a)+b} - \frac{g \sin \alpha/2}{g(1+a)+c} \right]$$

III-3-3: Schéma équivalent en courant continu.

En se basant sur les expressions des

courants en régime de charge dissymétrique, on pourra déterminer le schéma équivalent en courant

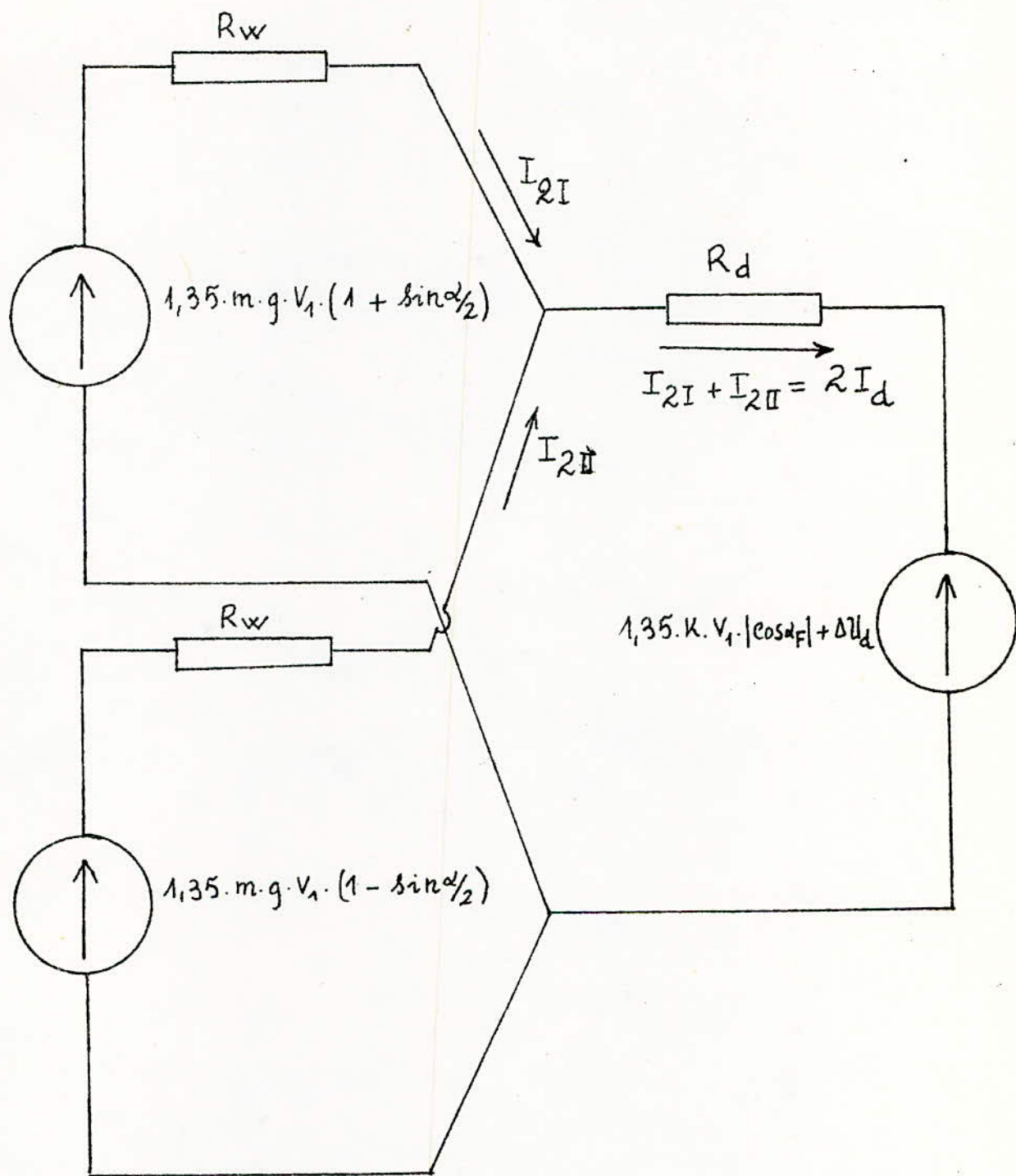


fig: 24 Schéma équivalent en courant continu du Système d'arbre électrique avec La cascade hyposynchrone en régime de charge dissymétrique

Continu qui vérifie le comportement réel du système en régime de charge dissymétrique.

A partir des expressions des courants, on déduit les équations suivantes:

$$1,35 \cdot m \cdot g \cdot V_1 (1 + \sin \alpha/2) = R_w I_{2I} + R_d (I_{2I} + I_{2II}) + \rightarrow \\ \rightarrow 1,35 \cdot K \cdot V_1 \cdot |\cos \alpha_F| + \Delta U_d$$

$$1,35 \cdot m \cdot g \cdot V_1 (1 - \sin \alpha/2) = R_w I_{2II} + R_d (I_{2I} + I_{2II}) + \rightarrow \\ \rightarrow 1,35 \cdot K \cdot V_1 \cdot |\cos \alpha_F| + \Delta U_d$$

Compte tenu de ces deux équations, le schéma équivalent en courant du système en régime de charge dissymétrique est tel qu'il indiqué sur la figure: 24

III-3-4: Expressions des couples électromagnétiques

Les couples électromagnétiques tenant compte des chutes inductives sont exprimés comme suit:

$$\Gamma_{em I} = \frac{1}{\Omega_s} \left[1,35 \cdot m \cdot V_1 \cdot (1 + \sin \alpha/2) - \frac{3}{\pi} \cdot X_{cc} \cdot I_{2I} \right] I_{2I}$$

$$\Gamma_{em II} = \frac{1}{\Omega_s} \left[1,35 \cdot m \cdot V_1 \cdot (1 - \sin \alpha/2) - \frac{3}{\pi} \cdot X_{cc} \cdot I_{2II} \right] I_{2II}$$

En remplaçant les courants par leurs expressions et en posant:

$$A(g) = \frac{g - g_0}{g(1+a) + b}$$

$$B(g) = \frac{g}{g(1+a) + c}$$

Les expressions des couples électromagnétiques sont:

$$\Gamma_{em I} = 4 \cdot \Gamma_{max} \cdot \left\{ (1 + \sin \alpha/2) [A(g) + B(g) \sin \alpha/2] - [A(g) + B(g) \sin \alpha/2]^2 \right\}$$

$$\Gamma_{em II} = 4 \cdot \Gamma_{max} \cdot \left\{ (1 - \sin \alpha/2) [A(g) - B(g) \sin \alpha/2] - [A(g) - B(g) \sin \alpha/2]^2 \right\}$$

III-3-5: Expression du Couple synchronisant.

Etant donné que :

$$\Gamma_{syn} = \frac{\Gamma_{em II} - \Gamma_{em I}}{2}$$

En remplaçant les couples électromagnétiques par leur expressions, on obtient :

$$\Gamma_{syn} = 4 \cdot \Gamma_{max} \cdot [2 \cdot A(g) \cdot B(g) - A(g) - B(g)] \sin \alpha/2$$

On remarque que l'angle limite de la stabilité statique est de 45° .

III-4. Conclusion

La cascade hypersynchrone est d'un intérêt particulier pour les systèmes d'arbres électriques car elle permet non seulement de récupérer l'énergie de glissement mais elle permet d'avoir des glissements élevés et par conséquent un fort couple synchronisant. Le déséquilibre de charge que peut supporter le système est encore plus grand.

CHAPITRE IV: PROCÉDES DE SYNCHRONISATION ET D'INVERSION DU SENS DE ROTATION.

La synchronisation a pour but de positionner les rotors à l'arrêt de telle sorte que les F.E.M. rotoriques soient en phase enroulement par enroulement.

Il existe plusieurs méthodes de synchronisation :

- La méthode directe consiste à coupler les rotors entre eux. Tous les procédés de couplage sont donc possibles.

- La méthode indirecte ou industrielle exploite la propriété d'auto-synchronisation du système.

Parmi les méthodes industrielles les plus satisfaisantes, nous évoquons celles illustrées par les figures: 25 et: 26

Dans le premier cas, la synchronisation s'effectue en trois étapes qui se succèdent dans l'ordre indiqué sur le schéma

Au départ, on branche deux phases statoriques de chaque machine; il s'établit un champ fixe dans l'espace. Suivant la position des rotors à l'état initial, un couple synchronisant apparaît et tend progressivement à annuler le décalage angulaire.

Après un certain délai permettant au couple synchronisant d'agir, on connecte les phases

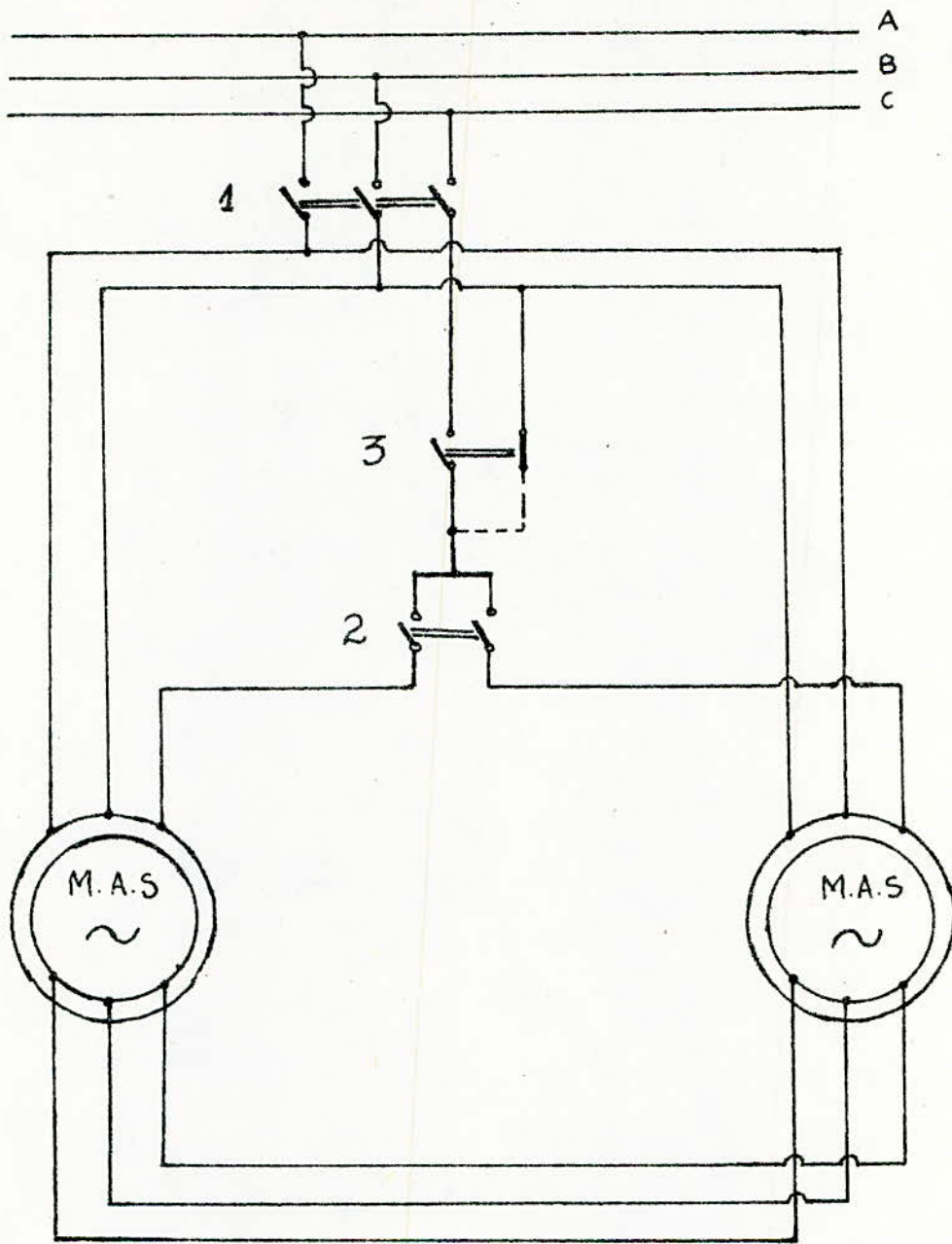


fig: 25 Schéma du montage de synchronisation
de l'arbre électrique à l'arrêt :
1^{ère} méthode

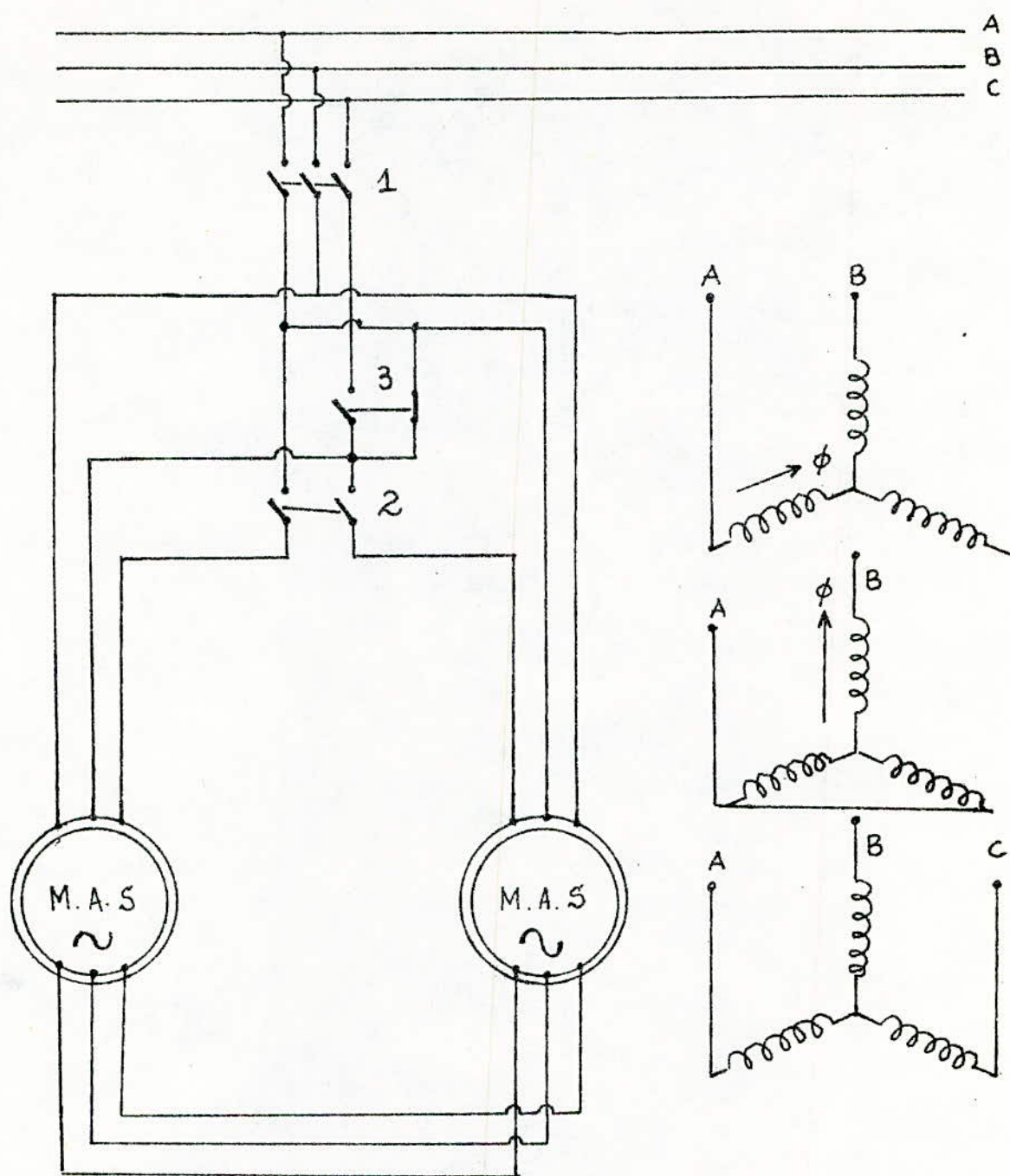


fig: 26 Schéma du montage de synchronisation
de l'arbre électrique - à l'arrêt :
2^{ème} méthode

restantes des machines entre elles. Cela assure la réduction complète du décalage angulaire. Mais à cause de l'inertie des rotors, des oscillations prennent naissance autour de la position d'équilibre. Après leur disparition, on branche les phases restantes au réseau. Ainsi, la synchronisation est assurée dans la plupart des cas mais étant donné que la caractéristique du couple synchronisant est une sinusoïde; il existe deux points alignés ($\alpha = 0$ et $\alpha = 180^\circ$) correspondant respectivement à l'équilibre stable et l'équilibre instable. Il s'ensuit qu'au voisinage de 180° l'instabilité est inévitable. Ce qui n'exclue pas dans cette méthode les fautes de synchronisation.

Pour éviter ces fautes, on utilise le procédé de la figure: 26

Dans ce cas, la procédure s'effectue en trois étapes comme dans le cas précédent mais l'ordre de succession de celles-ci permet de changer la position relative du champ lors du passage de la première à la deuxième étape. La synchronisation est alors assurée d'une manière satisfaisante.

Quant à l'inversion du sens de rotation des deux machines en même temps, il suffit d'invertir deux phases de l'alimentation générale du système d'arbre électrique. Mais pour changer le sens

-de rotation -d'une seule machine, il faut intervertir
simultanément -deux phases -de son stator et
-deux phases -du rotor. Cette -opération est indis-
-pensable pour garder la synchronisation du
système .

CHAPITRE V : Essais

Les essais consistent à vérifier pratiquement les allures des caractéristiques de l'arbre électrique simplifié avec un rhéostat de glissement et de montrer l'influence de la valeur de la résistance de synchronisation sur ces dernières.

Avant tout, les manipulations ont porté sur l'observation du fonctionnement général du système notamment le problème de la synchronisation qui a été l'objet du chapitre précédent ainsi que tous les phénomènes qui le régissent. Cette partie pratique fut alors concrétisée par la réalisation du montage d'essais permettant une meilleure simulation du fonctionnement du système dans les entraînements où le déséquilibre de charge apparaît fréquemment. Comme par exemple dans les ponts roulants, la somme des couples résistants est constante; il en est de même des couples électromagnétiques. En effet, lorsque le chariot se déplace du milieu du pont vers l'un des moteurs, il charge ce dernier et soulage l'autre moteur d'entraînement. La charge étant inchangée, seul un déséquilibre de charge apparaît, provoquant un décalage angulaire des rotors.

Pour effectuer les essais, nous avons utilisé le montage de la figure: 27. Celui-ci comporte deux moteurs asynchrones à rotor bobiné identiques dont la plaque signalétique porte les indications suivantes:

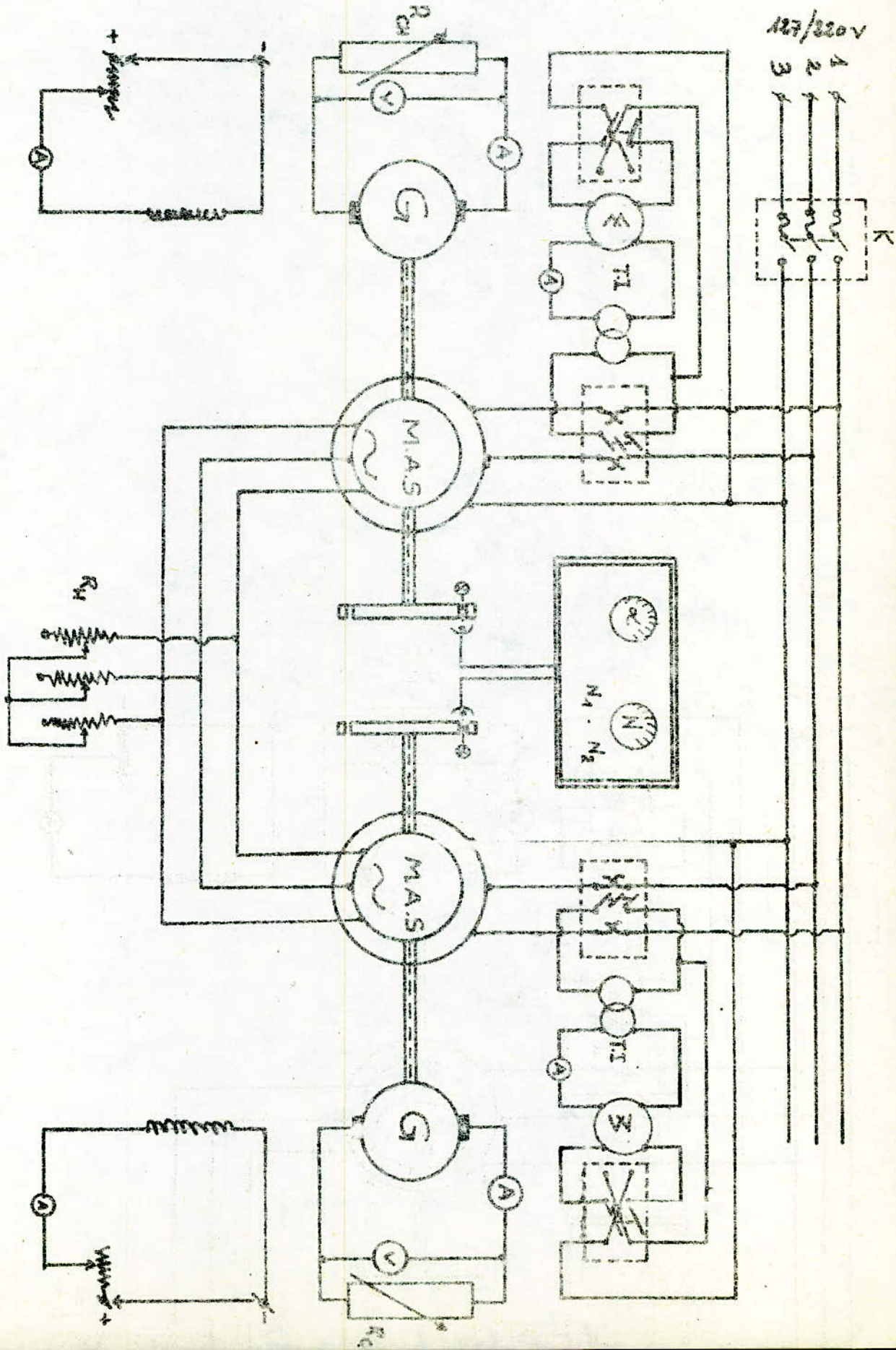


Fig. 27 - Montage d'essais

- tension d'alimentation : 380/220 V
- Fréquence : 50 Hz
- Puissance nominale : 2 Kw
- Vitesse nominale : 1425 tr/mn

D'autre part, leur identification a donné :

- $R_1 = 2,84 \Omega$
- $L_1\omega = 66 \Omega$
- $R_2 = 0,14 \Omega$
- $L_2\omega = 1,78 \Omega$

A chacun de ces moteurs est accouplé mécaniquement une génératrice à courant continu et à excitation séparée.

Un dispositif permet de mesurer la vitesse et l'angle de décalage des rotors. Il se constitue d'un capteur de vitesse et de l'appareil de mesure. Le capteur de vitesse se compose d'une diode lumineuse et d'un phototransistor.

A travers un disque rainuré et fixé sur l'arbre mécanique de chaque groupe de machine, la diode lumineuse excite la base du phototransistor. Les impulsions perçues sont transmises à l'appareil de mesure de la vitesse. Pour mesurer l'angle de décalage le même appareil procède à la différentiation des signaux émanant de chaque capteur, à l'aide d'un comparateur impulsif. Ensuite, il y a conversion en

signal analogique proportionnel à l'angle de décalage.

Pour la mesure de la puissance, nous avons adopté la méthode des deux wattmètres.

En dehors de l'appareillage auxiliaire, le montage utilise des résistances de charge identiques et le rhéostat de glissement tient lieu de résistances de synchronisation.

Pour faire les mesures, nous avons procédé comme suit :

Le système étant initialement chargé symétriquement. Les deux groupes tournent à la même vitesse et aucun décalage angulaire n'apparaît entre les deux rotors. La charge d'équilibre impose un glissement au système pour une valeur du rhéostat de glissement donnée. Les génératrices à courant continu débitent le même courant dans des résistances égales. On relève la puissance et le courant absorbés. Si d est égale à zéro, les deux moteurs absorbent la même puissance et le même courant.

Puis, on charge davantage l'un des moteurs et on soulage en même temps l'autre dans une même proportion de telle sorte que la somme des charges reste constante. Ainsi, apparaît un décalage angulaire dont la valeur est fonction du degré de déséquilibre du système. A chaque déséquilibre de charge et pour une résistance du rhéostat de glissement fixée déjà au

préalable, on relève les courants et les puissances absorbés par chaque moteur ainsi que la vitesse du système et le décalage angulaire entre les deux rotors.

Pour observer l'influence de la valeur de la résistance du rhéostat de glissement sur les caractéristiques du système, nous avons effectué les relevés pour trois résistances différentes

Les relevés sont regroupés dans les Tableaux n° 1, 2 et 3

D'où en déduit les valeurs des couples électromagnétiques, du couple synchronisant et le degré de déséquilibre qui sont regroupés dans les tableaux n° 4, 5 et 6

Les caractéristiques sont représentées sur les figures 28, 29 et 30. Celles-ci vérifient nettement l'allure des caractéristiques théoriques de l'arbre électrique simplifié avec un rhéostat de glissement dans leurs parties stables où les relevés sont réalisables.

On constate donc que la puissance absorbée par l'un des moteurs le moins chargé diminue quand l'angle de décalage augmente. Par contre celle du moteur le plus chargé augmente. Il en est de même pour les couples électromagnétiques développés par les deux moteurs dont les caractéristiques sont d'autant meilleurs que la résistance de synchronisation est élevée. Celles du couple

Tableau 1: $R_H = 11,57 R_L$

$\theta (^{\circ})$	N (tr/mm)	I_I (A)	P_I (W)	I_E (A)	P_E (W)
5	475	5	880	5,1	1080
4,8	525	5,1	760	5,1	1180
10	575	5,6	600	5	1300
17	625	6,1	440	5	1500

Tableau 2: $R_H = 6,85 R_L$

$\theta (^{\circ})$	N (tr/mm)	I_I (A)	P_I (W)	I_E (A)	P_E (W)
0	690	5,5	1240	5,8	1250
4,5	700	5,5	1040	5,6	1380
11,5	725	5,9	850	5,4	1520
19	775	6,4	680	5,4	1680
34	900	8	500	5,6	2030

Tableau 3: $R_H = 3,85 R_L$

$\theta (^{\circ})$	N (tr/mm)	I_I (A)	P_I (W)	I_E (A)	P_E (W)
5	850	5,9	1360	6,4	1550
17,5	975	6,3	1100	5,9	1740
41	1100	7,6	1180	5,6	2040

Tableau 4 : $R_H = 11,57 R_2$

$\alpha (^{\circ})$	$\Gamma_{emI} (m.N)$	$\Gamma_{emII} (m.N)$	$\Gamma_{syn} (m.N)$	$\delta (\%)$
0	4,79	6,11	0,66	12,1
9,6	4,01	6,68	1,33	24,9
20	2,89	7,47	2,29	44,2
34	1,77	8,74	3,47	66,3

Tableau 5 : $R_H = 6,85 R_2$

$\alpha (^{\circ})$	$\Gamma_{emI} (m.N)$	$\Gamma_{emII} (m.N)$	$\Gamma_{syn} (m.N)$	$\delta (\%)$
0	6,99	6,99	0	0
9	5,72	7,86	1,07	15,7
23	4,42	8,79	2,18	33
38	3,23	9,81	3,29	50,4
68	1,67	12	5,16	75,5

Tableau 6 : $R_H = 3,25 R_2$

$\alpha (^{\circ})$	$\Gamma_{emI} (m.N)$	$\Gamma_{emII} (m.N)$	$\Gamma_{syn} (m.N)$	$\delta (\%)$
10	7,04	8,24	0,9	11,3
35	5,93	10,09	2,07	25,9
82	6,11	12,06	2,97	32,7

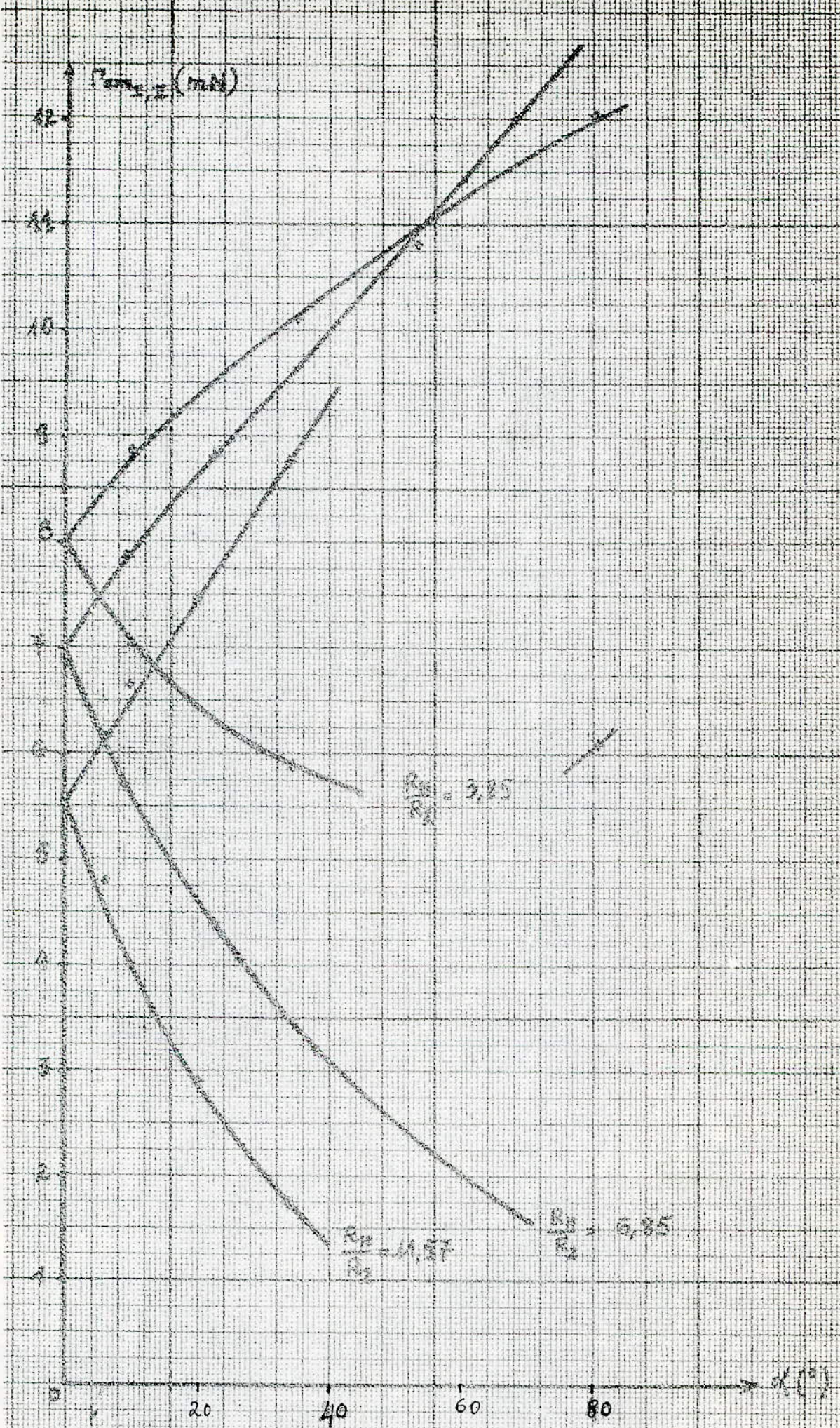


Fig 28 : Caracteristiques pratiques des Contacts électromagnétiques de l'arbre électrique simplifié avec état de glissement.

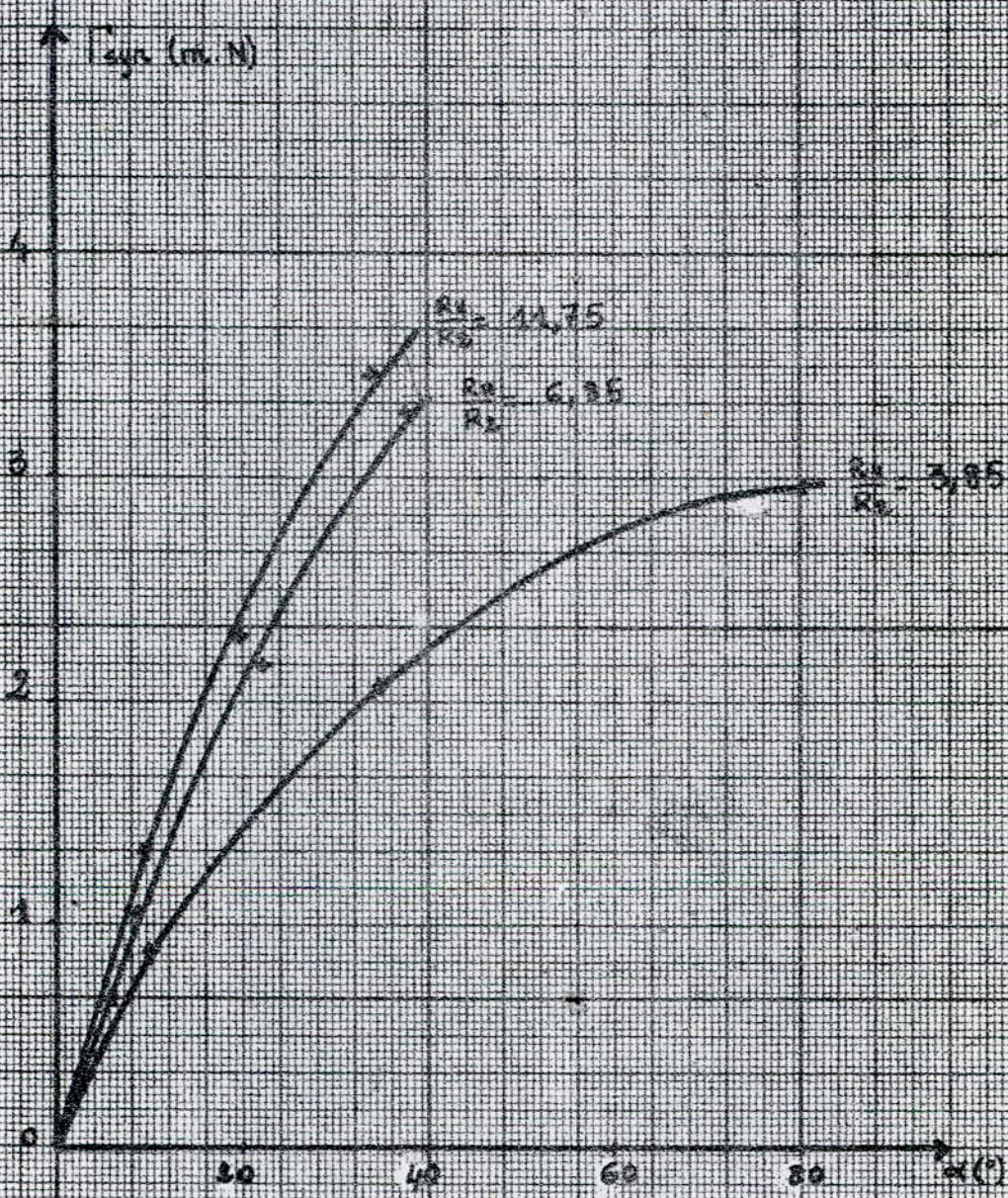


fig. 29: Caractéristiques pratiques du couple
 synchronisant de l'arbre électrique simp-
 -lifié avec réductat de glissement

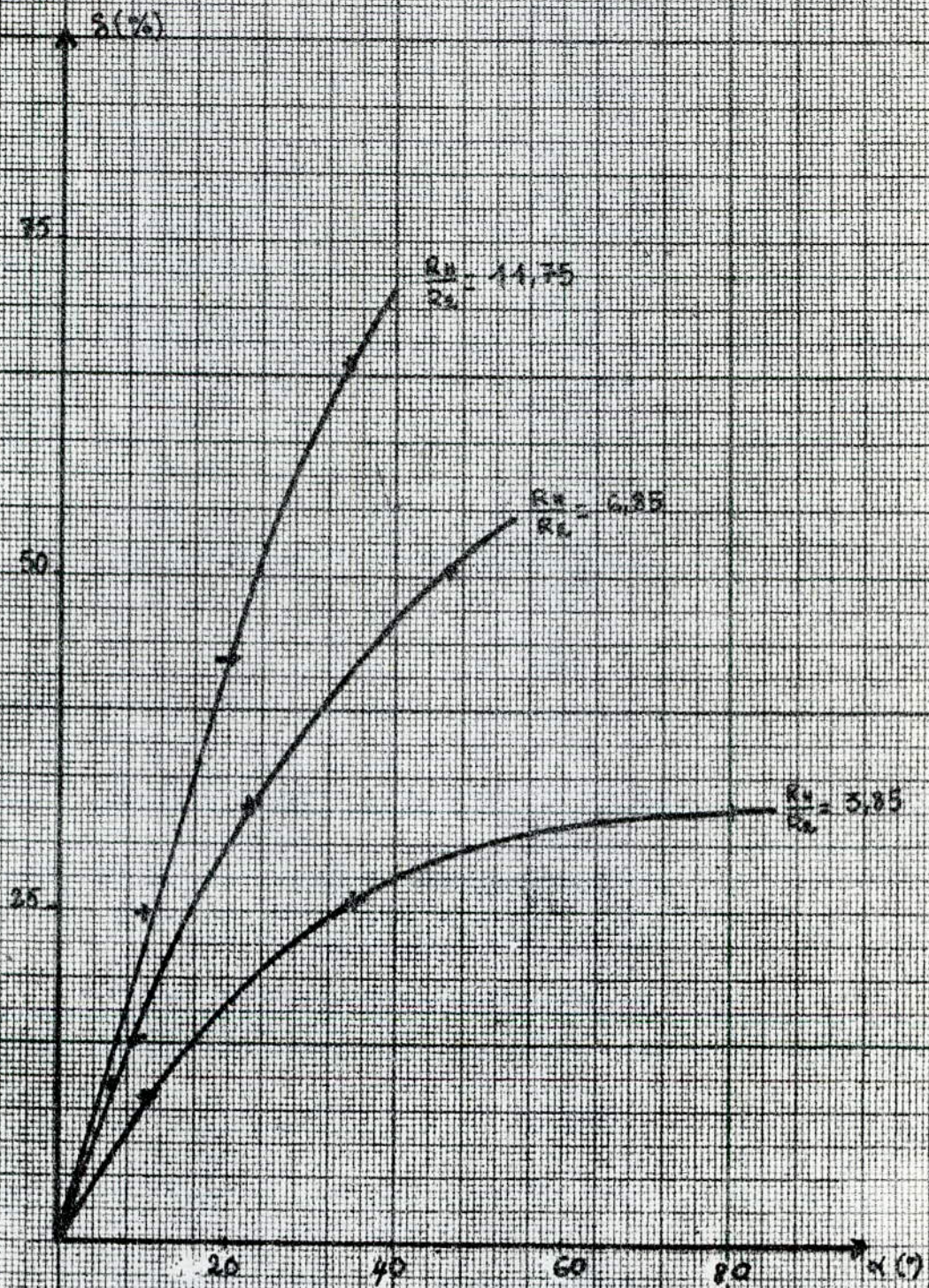


Fig 50. Caractéristiques pratiques du degré de déséquilibre de l'arbre électrique simplifié avec rhéostat de glissement.

synchronisant sont par conséquent meilleurs pour des résistances grandes, donc pour des glissements élevés.

Lorsque la résistance de synchronisation augmente le degré de déséquilibre que peut supporter le système, augmente et le décalage angulaire devient plus faible. Pour une résistance très élevée, on aura une marche relative synchrone en position. Mais étant donné que l'on est limité par le courant maximum que peuvent supporter les enroulements rotoriques et compte tenu de l'échauffement ainsi que des pertes joules énormes provoquées dans les résistances de synchronisation, le choix de la valeur de ces dernières se trouve compromis. Il s'avère donc que les essais au préalable sont indispensables pour définir un fonctionnement optimal du système dans chacune de ses applications. Dans ce contexte, il est nécessaire de connaître les exigences que pose l'entraînement à savoir un déséquilibre de charge fréquent comme dans le cas des ponts roulants ou fugitif comme dans le cas de certains entraînements spéciaux. D'autre part, on évaluera le degré maximum de déséquilibre qui puisse apparaître lors du fonctionnement.

Il s'ensuit que les machines destinées à ce type de fonctionnement doivent être de conception spéciale qui prendra en considération une densité de courant rotorique plus grande. Dans ce sens, il faudrait prévoir une ventilation accentuée.

Le problème des résistances de synchronisation ou du rhéostat de glissement est encore plus délicat. Étant traversé par la somme des deux courants rotoriques et démuné de ventilation, il exige une construction robuste, ce qui augmente l'encombrement.

Du point de vue économique, les pertes joules importantes rendent indésirable l'usage du rhéostat de glissement.

La solution rentable est évidemment celle qui permet de récupérer l'énergie de glissement.

Conclusion :

Ce projet comporte la détermination des caractéristiques et l'analyse du fonctionnement optimal des différents arbres électriques.

A la suite de cette étude, il s'avère que pour avoir un fort couple synchronisant, il faudra un glissement élevé. Pour l'arbre électrique complet, nous avons mentionné les moyens utilisés pour arriver à cette fin. Mais il n'est pas nécessaire d'avoir un glissement élevé; le glissement optimal est de l'ordre de deux à trois fois le glissement critique. Quant à l'arbre électrique simplifié, il faut insérer une grande résistance en parallèle avec les enroulements rotoriques; mais celle-ci provoque d'énormes pertes joules. Il est donc nécessaire de récupérer cette énergie de glissement. D'où l'intérêt de la cascade hyposynchrone dont nous avons présenté les caractéristiques théoriques qui reflètent le comportement réel du système.

D'une façon générale, cette étude contribue à l'analyse des différents types d'arbre électrique. Elle constitue un ouvrage de base pour tous ceux qui auront à la compléter ou à entreprendre leur divers applications industrielles.

Compte tenu des avantages du système avec la cascade hyposynchrone, il est souhaitable de vérifier expérimentalement ses caractéristiques.

Pour l'arbre électrique simplifié avec un rhéostat de glissement, les résultats obtenus lors des essais sont satisfaisants. L'allure des caractéristiques pratiques sont en harmonie avec celles déterminées théoriquement.

BIBLIOGRAPHIE

[1] J.P. SIX P. VANDEPLANQUE Exercices et Problèmes
d'Electrotechnique Industrielle (Enoncés et Solutions)
Technique et Documentation - Entreprise Moderne d'Edition

1979

[2] E. ARMENSKI G. FALK Micromachines électriques
Editions Mir Moscou 1975

Traduction Française : Editions Mir 1977.

