

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Electrique

Spécialité : MACHINES ELECTRIQUES

Présenté par

Moussa SEKOUR

Ammar NEMMAR

Thème

Estimation des pertes supplémentaires engendrées par un convertisseur de fréquence dans un moteur asynchrone à cage d'écureuil de 2.2 kW

Mémoire soutenu publiquement le 02 juillet 2014 devant le jury composé de :

M Mohand Tahar BELASSEL

Maitre de Conférences A, UMMTO, Président

M Rabah KHALDI

Maitre Assistant Classe A, UMMTO, Rapporteur

M Youcef BOUTORA

Maitre de Conférences A, UMMTO, Examineur

M Abdelghani KIMOUCHE

Maitre Assistant Classe A, UMMTO, Examineur

Remerciements

Remerciement

Nous tenons d'abord à remercions le bon dieu pour le courage et la patience qu'il nous a donné tout au long de ce travail afin de mener ce projet de fin d'étude.

Nous exprimons nos remerciements profonds pour notre Promoteur Mr Rabah KHALDI, pour avoir accepté de nous encadrer et avoir toujours suivie le progrès de notre travail.

Nous tenant aussi à remercier Mr Nacereddine BENAMROUCHE pour ses précieux conseils.

Nous tenant également à remercier les membres de jury qui nous font l'honneur d'évaluer ce travail et tous les enseignants qui ont participé à notre formation.

DEDICACES

*Je dédie Mon Travail avant tous A mes Chers Parents,
Mon PÈRE qui ne cesse pas de m'encourager, et qui M a
toujours soutenu, Ma jolie MÈRE symbole de sacrifice et qui est
tout pour moi, pour Sa Tendresse profonde*

***Que Dieux me les protègent**.*

Je leurs dis mille fois merci

A Mes chers Frères et Sœurs.

A mon neveu IMMAD

*Spéciale Dédicace à **mon oncle KHALI L'HADJ**.*

A mes cousins et cousines

A mon binôme et sa famille

A tous mes amis sans exception et leurs familles

A tous les gens de mon village.

A tous les étudiants de ma promotion.

AMMAR

Dédicaces

Pour que ma réussite soit complète, je la partage avec toutes les personnes que j'aime. Je dédie ce modeste travail à :

La mémoire de mon père

Ma très chère mère pour son amour et pour le courage et la volonté qu'elle m'a inculqués;

A mes adorables frères et sœurs

A toute la famille ;

A tous mes amis : Le groupe skotek

Mes camarades de la promotion ETH

20013/20014.

A tous ceux qui m'aiment ; et tous ceux que j'aime.

Moussa

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE	2
 CHAPITRE I : DIFFERENTES PERTES DANS UN MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE ALIMENTEE PAR UNE SOURCE SINUSOIDALE ET NON SINUSOIDALE.	
I.1.Introduction.....	5
I.2. Généralités sur la machine asynchrone.....	5
I.3.Principe de fonctionnement	9
I.4.Bilan de puissance de la machine asynchrone à cage	11
I.5. Différentes pertes dans un moteur alimenté en tension sinusoïdale	12
I.6. Différentes pertes dans la machine asynchrone alimentée par une tension non sinusoïdale.....	18
I.7.Conclusion	19
 CHAPITRE II : CALCUL DES PERTES D'UN MOTEUR ASUNCHRONE PAR METHODE DE DIMENSIONNEMENT ET PAR LE CIRCUIT ELECTRIQUE EQUIVALENT CLASIQUE	
II.1. Introduction	21
II.2. Calcul des pertes de puissance par la méthode de dimensionnement.....	21
II.3. Résultats de calcul des pertes et du rendement	26
II.5. Calcul des pertes de puissance par la méthode du circuit électrique équivalent	27
II.6.Détermination des paramètres par la méthode classique	38
II.7. Expression des différentes impédances du schéma équivalent.....	40
II.8. Conclusion	41
 CHAPITRE III :CALCUL DES PERTES SUPPLEMENTAIRES CAUSEES PAR LE CONVERTISSEUR DE FREQUENCE EN UTILISANT LE CIRCUIT ELECTRIQUE EQUIVALENT MODIFIE.	
III.1. Introduction	43

III.2.Objectif	43
III.3.Principe de convertisseur	43
III.4. Principe de l'onduleur MLI	44
III.5. Modelisation de l'onduleur de tension	44
III.6. Modélisation de largeur d'impulsion sinusoïdale	46
III.7. Analyse harmonique de la tension de sortie de l'onduleur	48
III.8. Analyse de Fourier	49
III.9. Analyse à l'aide des circuits équivalents	50
III.10. Le modèle basé sur le circuit équivalent modifié	51
III.11. Présentations des résultats	58
III.12. Conclusion	58

CHAPITRE IV : MESURE EXPERIMENTALE DES PERTES D'UN MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE

IV.1. Introduction	60
IV.2. Présentation du moteur étudié	60
IV.3. description du banc d'essai	60
IV.4. Essai en charge	61
IV.5.Calcul des pertes et du rendement.....	63
IV.6. Présentation des résultats	64
IV.7. Conclusion	75
CONCLUSION GENERALE	77
Bibliographe	79
Annexe A. Calcul des contraintes électromagnétique et paramètres électriques de la machine	82
Annexe B. Calcul des pertes d'une machine asynchrone a cage la par méthode du dimensionnement.	89

Annexe C. Dimension géométrique de la machine asynchrone étudiée et plaque
signalétique. 94

Introduction générale

Depuis que les moteurs électriques existent, on ne cesse pas de voir leurs domaines d'application s'élargir. Près de deux tiers de l'énergie électrique dans l'industrie est consommée par des moteurs électriques, les applications industrielles ont toujours fait appel, pour la variation de la vitesse, aux machines à courant continu, du fait qu'elles sont faciles à commander mais elles sont fragiles et coûteuses. Cependant l'apparition des semi-conducteurs de puissance et la réalisation des alimentations à fréquence variables ont ouverts de larges possibilités pour la commande des machines avec des meilleures performances dynamiques.

Le moteur asynchrone se caractérise en particulier, par sa grande robustesse et son faible coût ; son association avec un convertisseur de fréquence permet de l'employer dans plusieurs applications. Il a l'avantage d'être alimenté directement par le réseau triphasé, il est beaucoup plus robuste que les autres types de machines, il ne nécessite beaucoup pas d'entretien, son domaine de puissance varie de quelque watts à plusieurs mégawatts, son rôle principale est de convertir l'énergie électrique en énergie mécanique (cas d'un moteur), ou l'inverse (cas d'une génératrice). Une partie de cette énergie est perdue sous forme de chaleur, et réduit considérablement le rendement de la machine. Pour cette raison la connaissance et la détermination ainsi que la localisation de ces pertes est primordiales avant toute conception optimale.

L'étude menée dans ce travail consiste à déterminer les différentes pertes dans un moteur asynchrone à cage d'écureuil engendrées par deux types d'alimentation, sinusoïdale et non sinusoïdale.

Il en existe plusieurs méthodes pour la détermination des pertes dans un moteur asynchrone à cage d'écureuil, parmi elles on cite, la méthode de dimensionnement et la méthode de circuit électrique équivalent et enfin par la méthode expérimentale.

La méthode de dimensionnement s'avère plus rigoureuse et peut être utilisée en connaissant les dimensions des différentes parties de la machine et sa géométrie.

La méthode du circuit électrique équivalent utilise en générale, le modèle standard relatif au fondamental, pour une alimentation sinusoïdale, et le modèle modifié, pour une alimentation non sinusoïdale cité et utilisé dans la référence [4], enfin, la dernière méthode est purement expérimentale.

L'objectif assigné à ce mémoire, est de mieux cerner et comprendre les problèmes liés aux pertes, en particulier les pertes supplémentaires dues aux sources de tension sinusoïdale et non sinusoïdale alimentant les machines asynchrones. Pour ce faire, nous avons scindé le travail en quatre chapitres dont :

- ❖ Le premier chapitre traite les différentes pertes dans une machine asynchrone à cage alimenté par une source de tension sinusoïdale et non sinusoïdale.
- ❖ Le second chapitre traite le calcul des pertes dans une machine asynchrone avec deux méthodes, celle de dimensionnement et celle du circuit équivalent classique (en T).

- ❖ Le troisième chapitre consiste en l'étude des pertes supplémentaires causées par le convertisseur de fréquence en utilisant le circuit électrique équivalent modifié.
- ❖ Le quatrième chapitre est consacré à la présentation des résultats et à la comparaison entre les deux modèles théoriques de circuit électrique équivalent classique et modifié, et par rapport aux essais expérimentaux d'une machine asynchrone à cage.

Enfin on termine le travail par une conclusion générale.

CHAPITRE I :

**Différentes pertes dans un moteur
asynchrone à cage alimenté par une source
sinusoïdale et non sinusoïdale**

I.1.Introduction:

Pendant le processus de transfert des moteurs et des générateurs électriques, une partie de cette énergie est perdue sous forme de pertes. Durant longtemps, le but des concepteurs et des fabricants des machines était de réaliser des machines ayant un bon rendement sans augmenter le prix de revient. Le concepteur explore continuellement les méthodes permettent de réduire au maximum les pertes. Pour cela, il doit comprendre les causes et la distribution de ces pertes dans les machines électriques en général et dans les moteurs à induction en particulier. Ces pertes sont complexes et représentent une portée abondante pour la recherche.

Pour étudier ces pertes, diverses classifications ont été adoptées par les chercheurs, dans notre travail, un énoncé dans la référence [10] subdivise les pertes en deux groupes :

- Pertes à vide (pertes par frottement et ventilation, et pertes fer dues au flux principal) ;
- Pertes en charge (pertes dans le cuivre des enroulements primaires et secondaires et les pertes supplémentaires) ;

Dans ce chapitre, nous commençons d'abord par des généralités sur la constitution de la machine asynchrone, et par la suite, nous adoptons la classification cités ci-dessus pour décrire les différentes pertes dans les moteurs alimentées par des tensions sinusoïdales et non sinusoïdales.

I.2. Généralités sur la machine asynchrone

I.2.1. Présentation de la machine asynchrone

La machine asynchrone est une machine tournante qui fonctionne avec du courant alternatif, elle est connu sous le nom de moteur à induction, comporte un circuit magnétique a deux armatures cylindriques concentrique, séparé par un entrefer, dont l'énergie est transférées de la partie fixe (stator) a la partie mobile (rotor), ou inversement par induction magnétique. Le mot asynchrone veut dire que le rotor ne tourne pas à la même vitesse que le champ statorique [2].

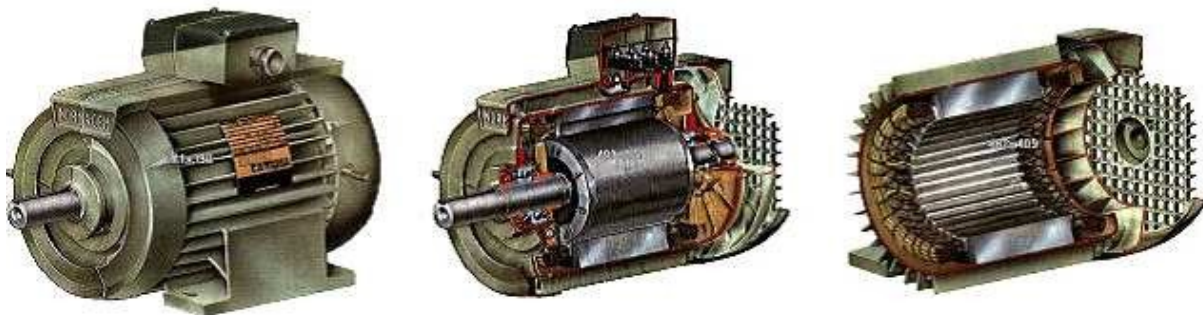


Figure 1.1. Machine asynchrone

I.2.1.a. Constitution d'un moteur asynchrone triphasé :

Un moteur asynchrone triphasé comporte deux parties principales : un stator ou inducteur et un rotor ou induit séparés par un entrefer de faible épaisseur.

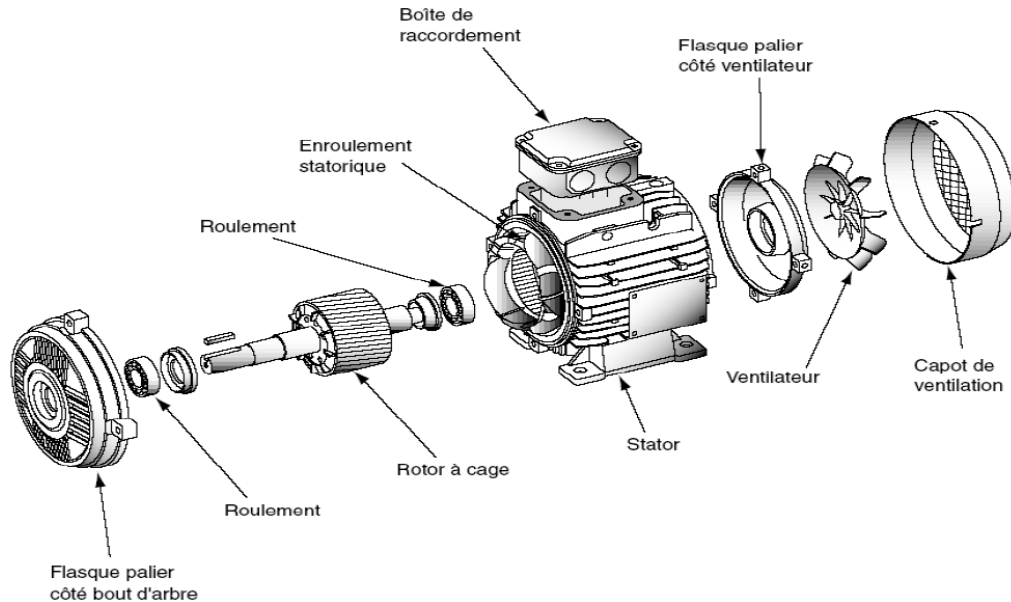


Figure I.2. Une éclatée d'un moteur asynchrone triphasé à rotor a cage.

I.2.1.a. Stator :

C'est la partie statorique (inducteur) du moteur, qui est forme principalement par une carcasse en fonte ou en alliage léger, referme un empilement de tôles magnétique mince de faible épaisseur en acier F_cCS_i (fer, Carbone, silicium), isolées entre elles par oxydation ou par un vernis isolant, et l'ensembles forme un cylindre creux. Les tôles sont munies d'encoches dans les quelles prennent place l'enroulement statorique, qui est destines a produire le champ tournant. Le feuilletage du circuit magnétique réduit les pertes par cycle d'hystérésis, et par courant de Foucault.

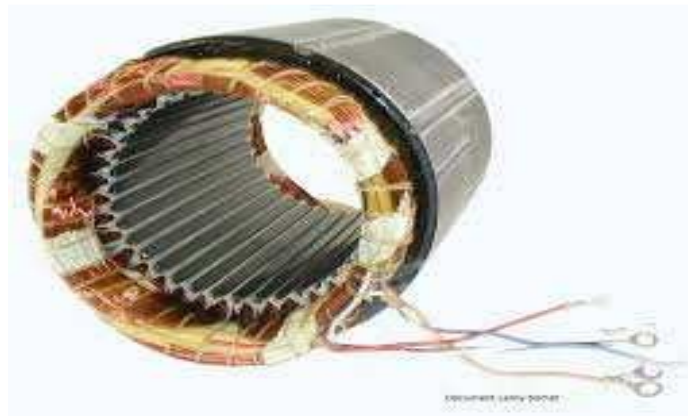


Figure I.3. Vue d'un stator d'un moteur asynchrone triphasé

I.2.1.b. Rotor :

La partie tournante (induit) du moteur est composée d'un ensemble de bobine identiques, réparties uniformément dans un noyau cylindrique (d'ordinaire triphasé comme le stator), qui est lui aussi formé d'un ensemble de tôles ferromagnétiques empilés sur l'arbre, isolées les unes des autres et porte des encoches destinées a recevoir les bobines.

Selon la structure du rotor ils apparaissent deux grandes catégories de moteurs asynchrones à cage et rotor bobiné. Pour ces deux variantes, le circuit rotorique est mis en court circuit, donc n'est reliés a aucune alimentation électrique.



Figure I.4.Symbole d'un rotor bobiné

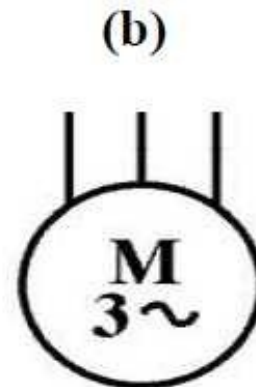


figure I.5.Symbole d'un rotor à cage

I.2.1.b.1. Rotor bobiné (Figure I.6):

Les encoches présentes à la périphérie du rotor contiennent un enroulement similaire à celui du stator, obligatoirement polyphasé. Une extrémité de chacun des enroulements est reliés a un point commun (couplage étoile) et l'autre extrémité est reliée a un système de bagues et de balais, ce rend accessible de l'extérieur, et lui permet soit de le court-circuiter soit de le relier a un circuit permettant d'agir sur les caractéristiques du moteur (couple/vitesse). Il est plus souvent utilise pour augmenter le couple de démarrage par l'intermédiaire des résistances. Cependant, ce type de moteur est utilisé quand les conditions de démarrage sont particulièrement difficiles [6].

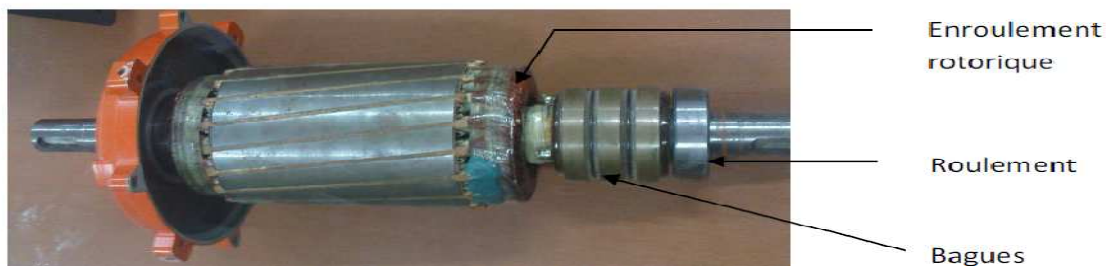


Figure I.6. Rotor bobiné à bagues

I.2.1.b.2. Rotor a double cage d'écureuil (Figure I.7 et Figure I.8) :

Le rotor comporte deux cages coaxiales. La cage externe réalisée en laiton ou en bronze a une résistance élevée elle est active au démarrage pour réduire l'appel de courant et d'augmenté le couple. La cage interne en cuivre est moins résistive, elle est activée en régime normal et cela pour réduire les pertes par effet joules au rotor [7]



Figure I.7. Forme des barres de la cage interne

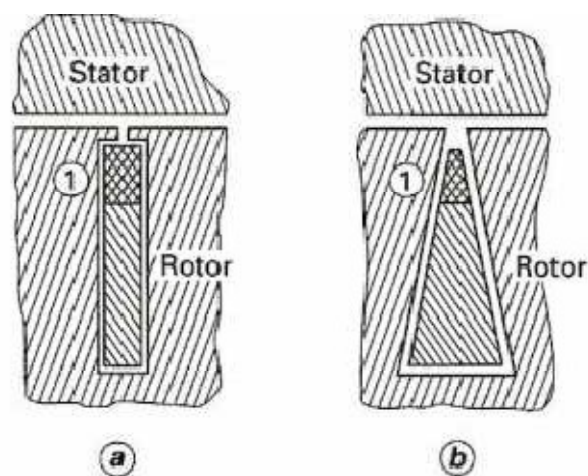


Figure.I.8. Forme des barres de la cage externe

I.2.1.b.3. Rotor à encoche profondes :

C'est un rotor à cage simple avec des barres très plates s'enfonçant dans le circuit magnétique. Sous l'effet de peau, le courant se localise dans la partie supérieure de la barre et donc la section utile est réduite, la résistance augmente et le courant diminue. Mais au fonctionnement nominal, cet effet diminue avec l'augmentation de la vitesse et la diminution de la fréquence, ce qui va réduire la résistance des barres [8].

Le rotor à cage simple est plus facile à construire que le rotor a double cage et donc un coût moins élevée [16]



① localisation des courants au démarrage

Figure I.9. Forme de rotor à encoche profonde.

I.2.1.b.4. Rotor à simple cage d'écureuil (Figure I.10):

Les encoches contiennent des barres conductrices reliées aux deux extrémités par des anneaux (couronnes) qui les court-circuitent. L'ensemble forme une cage d'écureuil. Les barres sont en alliage d'aluminium pour les moteurs de petite et moyenne puissance, en cuivre pour les moteurs de forte puissance, l'enroulement ainsi obtenus n'est pas accessible de l'extérieur.

Le moteur asynchrone à cage est très répandu dans le domaine industriel, par sa grande robustesse mécanique et faible cout de construction.

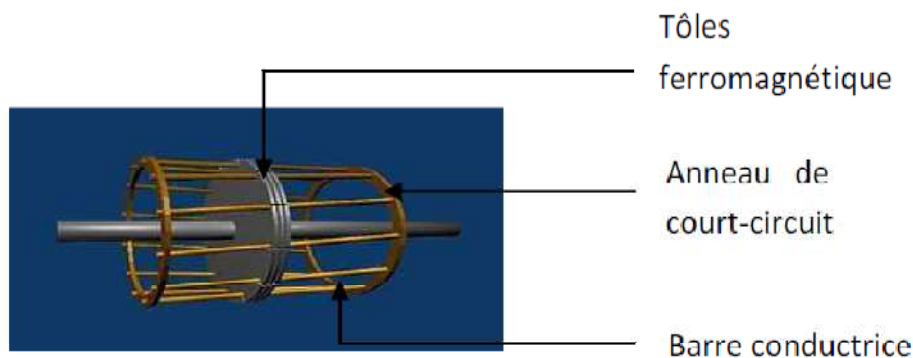


Figure I.10. Rotor a cage d'écureuil

I.3.Principe de fonctionnement :

On alimentant les trois bobines statoriques déphasées de $120^\circ (2\pi/3)$ par un système alternatif triphasé, permet de créés un champ magnétique tournant dans l'espace et dans le temps, il peut être considéré comme un champ constant qui tourne a la pulsation de synchronisme [2].

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad [\text{rad/s}] \quad (\text{I.1})$$

Avec:

p : Nombre de paire de pôles.

ω_s : Pulsation électrique du champ tournant en (rd/s).

Ω_s : Vitesse de rotation synchrone du champ tournant en (rd/s).

La vitesse à laquelle tourne ce champ magnétique dans l'entrefer est dite : vitesse de synchronisme, elle est directement proportionnelle à la fréquence f du réseau et inversement proportionnelle au nombre de paire de pôles p :

$$N_s = \frac{60 \cdot f}{p} \text{ [tr/min]} \quad (\text{I-2})$$

Avec :

N_s : Vitesse de synchronisme en (tr/min)

f : Fréquence de réseau en hertz (Hz).

Ce champ variable coupe les conducteurs rotorique, et d'après la loi de FARADAY : ($e = d\Phi / dt$) (tout conducteur soumis a une variation du flux est le siège d'une f.é.m.), et donc une force électromotrice induite apparait, ce qui engendre des courant induit circulant dans les conducteurs rotorique en court-circuit, la loi de Lenz ($e = -d\Phi / dt$), explique que la f.é.m. induite créée dans les conducteurs rotorique s'oppose à la cause qui lui à donnée naissance, donc elle s'oppose a la variation du flux, et pour cela le rotor va se mettre a tourner dans la même direction que le champ statorique pour tenter de le rattraper [6]. La rotation du rotor est engendrée par l'apparition des forces de Laplace, qui sont un résultat de l'interaction entre le champ tournant et les courants induits :

$$\overline{dF} = \vec{I} \cdot dL \wedge \vec{B} \quad (\text{I-3})$$

Avec :

dF : Force élémentaire [N]

B : Induction magnétique [T].

I : Courant [A].

dL : Longueur élémentaire du conducteur rotorique [m].

Le rotor n'arrivera jamais à tourner a la même vitesse que le champ statorique, cet écart avec la vitesse de synchronisme joue un rôle fondamental et il est défini par un paramètre important dit : glissement ;

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{N_s - N}{N_s} \quad (\text{I-4})$$

Avec :

Ω : Vitesse de rotation mécanique du rotor en (rd/s).

N : Vitesse de rotation de rotor en (tr/min).

g : glissement de la machine.

Le glissement vaut 1 au démarrage et 0 a la vitesse de synchronisme en fonctionnement normal, il est toujours faible : 7% pour les petites machines et pour les grosses machines jusqu'à 2%.

En fonctionnement normal, la fréquence de f.é.m. et des courants rotorique est très faible. Elle est donnée en fonction du glissement

$$f_r = g.f \text{ [Hz]} \quad (\text{I-5})$$

Avec :

f_r : Fréquence rotorique de la machine [Hz].

I.4.Bilan de puissance de la machine asynchrone a cage :

Lors de la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique il apparait une forme intermédiaire d'énergie, l'énergie électromagnétique. L'énergie électrique absorbée est en partie transformée en énergie mécanique utile. Une autre partie stockée sous forme d'énergie magnétique le reste étant dissipé sous forme de pertes, d'où le bilan de puissance suivant :

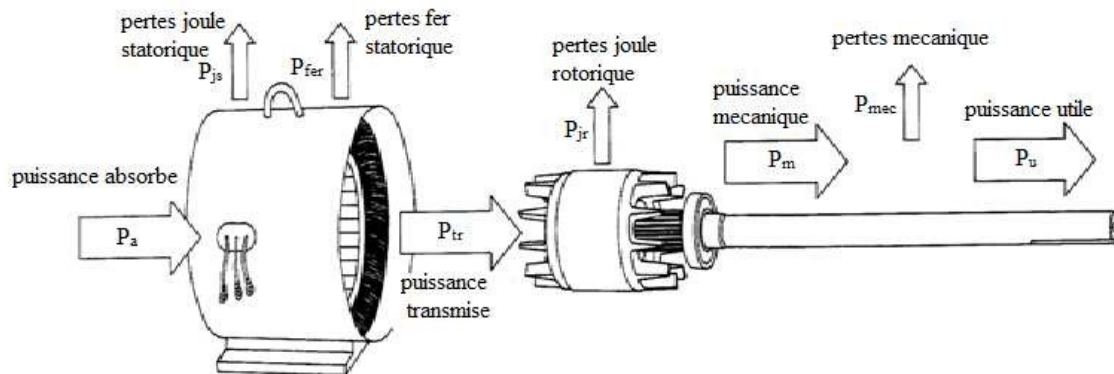


Figure I.11.Répartition des puissances et des pertes d'une machine asynchrone a cage

I.4.a. Puissance électrique absorbée :

La puissance électrique absorbée par un stator d'un moteur asynchrone quelque soit le couplage de ses bobine (étoile ou triangle) est :

$$P_a = \sqrt{3}.U.I.\cos\phi \text{ [W]} \quad (\text{I-6})$$

Avec :

U : Tension composée aux bornes du moteur [V].

I : Courant de ligne [A].

$\cos \varphi$: Facteur de puissance du moteur.

I.4.b. Puissance transmise au rotor :

La puissance transmise au rotor est la puissance du champ magnétique tournant, que l'on appelle aussi la puissance électromagnétique :

$$P_{tr} = P_a - P_{js} - P_{fer} \quad [\text{W}] \quad (\text{I-7})$$

I.4.c. Puissance mécanique totale :

La puissance mécanique totale c'est la puissance transmise à l'arbre du moteur :

$$P_m = P_{tr} - P_{jr} = (1 - g) \cdot P_{tr} \quad [\text{W}] \quad (\text{I-8})$$

Avec des pertes fer rotorique négligées.

I.4.d. Puissance utile :

C'est la puissance transmise à la charge, on peut la déterminer en connaissant les pertes mécaniques :

$$P_u = P_m - P_{mec} \quad [\text{W}] \quad (\text{I-9})$$

Avec :

P_{mec} : Pertes mécaniques [W].

P_m : Puissance mécanique [W].

I.4.e. Le couple utile :

Le rotor tourne à la vitesse Ω et transmet à la charge une puissance utile P_u , l'action de ces forces engendre le couple utile :

$$C_u = \frac{P_u}{\Omega} \quad [\text{N.m}] \quad (\text{I-10})$$

I.4.f. Le rendement :

Le rendement d'un moteur asynchrone est le rapport entre la puissance utile et la puissance absorbée :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} \quad (\text{I-11})$$

I.5. Différentes pertes dans un moteur alimenté en tension sinusoïdale :

L'étude de ces pertes à un grand intérêt car elle nous relève comment ces pertes peuvent être réduites. On peut les repartirent comme suit :

I.5.1. Pertes à vide :**I.5.1.1. Les pertes fer au stator :**

Les pertes fer rassemble les pertes par courant de Foucault et les pertes par cycle d'hystérésis. Elles sont en fonction du flux magnétique, donc elles ne dépendent que de la tension d'alimentation, et de la fréquence des courants statorique. Or, en régime de fonctionnement nominal, les grandeurs ne varient pas, et par conséquent, les pertes fer peuvent être considérées comme constante quelle que soit la charge du moteur. Dans la pratique, on peut négliger les pertes fer rotorique car la fréquence des courants induit est très faible. Elles peuvent être estimes grossièrement lors d'un essai à vide [1].

I.5.1.1.a. Les pertes par hystérésis :

L'hystérésis est le retard de l'effet sur la cause, donc des pertes qui sont dues au fait que les domaines du métal présentent une certaine constante de temps avant de s'orienter. Il existe un retard (déphasage) entre l'application du champ (courant magnétisant) et l'application de l'induction (flux fondamentale). Elles sont proportionnelles à la fréquence, et au carré de l'induction maximale [2].

$$P_h = K_h \cdot f \cdot B_{\max}^2 \quad [\text{W/kg}] \quad (\text{I-12})$$

Avec:

P_h : Puissance massiques perdu par hystérésis [W/Kg].

K_h : Coefficient des pertes par hystérésis.

f : Fréquence de l'induction [Hz].

B_{\max} : Induction maximale a la fréquence f [T].

I.5.1.1.b. Les pertes par courant de Foucault :

Ce sont les pertes engendrées par la circulation des courants induit (courant de Foucault) par la variation du champ magnétique (flux fondamentale) dans les tôles magnétiques. Elles sont proportionnelles aux carrés de la fréquence et de l'amplitude de l'induction.

$$P_f = K_f \cdot f^2 \cdot e^2 \cdot B_{\max}^2 \quad [\text{W/kg}] \quad (\text{I-13})$$

Avec:

P_f : Pertes fer massiques par courant de Foucault [W/Kg].

K_f : Coefficient des pertes par courant de Foucault caractéristique de la tôle.

f : Fréquence des champs tournant résultant [Hz].

B_{\max} : Induction maximale à la fréquence f [T].

e : épaisseur de la tôle.

I.5.1.2. Les pertes mécaniques :

Elles regroupent les pertes par frottement et par ventilation, car toutes deux sont associées à la rotation, et elles dépendent uniquement de la vitesse de rotation du moteur, puisque cette dernière varie peu avec la charge, donc on peut considérer ces pertes comme constantes. On peut les déterminer à l'aide d'un essai à vide. Cependant en baisse vitesse, les pertes par ventilation dues à la rotation sont faibles et les pertes par frottement sont estimées [2].

Elles peuvent être exprimées par la relation suivante [2]:

$$P_{mec} = K_t \left(\frac{n}{10} \right)^2 \cdot D_e \quad [\text{W}] \quad \text{(I-14)}$$

Avec :

$$K_t = 1,3(1 - D_e) \text{ pour } 0,1 \leq D_e \leq 0,5m$$

n : Vitesse de rotation synchrone [tr/min].

D_e : Diamètre extérieur du stator [m].

I.5.2. Pertes en charge :

I.5.2.1. pertes dans le circuit électrique :

Les parties conductrices du moteur à induction traversée par des courants engendrent des pertes par effet joules dans les enroulements statorique et rotorique. Elles peuvent être obtenues précisément par des calculs théoriques connaissant la résistance et le courant à partir de l'équation $R \cdot I^2$ ou R est la valeur de la résistance du circuit qui varie avec la température et la fréquence. Ces pertes se manifestent par la chaleur qui se dégage des conducteurs.

I.5.2.1.a. Les pertes par effet joules au stator :

Elles représentent les pertes ohmiques dans l'enroulement statorique, c'est l'énergie dissipée sous forme de chaleur. Le moteur constitue un récepteur triphasé équilibré, le stator peut se brancher en étoile ou en triangle.

Cas d'un branchement en étoile :

$$P_{js} = 3.R_1.I_1^2 \text{ [W]} \quad \text{(I-15)}$$

Avec : R_1 : Résistance d'une phase statorique [Ω].

I_1 : Courant de phase [A].

I.5.2.1.b. Les pertes par effet joules au rotor :

Elles représentent les pertes ohmiques dans le rotor, elles sont en fonction du glissement.

$$P_{jr} = g.P_r \text{ [W]} \quad \text{(I-16)}$$

Ou bien :

$$P_{jr} = m_2.R_2.I_2^2 \text{ [W]} \quad \text{(I-17)}$$

Avec :

m_2 : Nombre de phase du rotor.

R_2 : Résistance d'une phase [Ω].

I_2 : Courant dans une phase au rotor [A].

I.5.2.2. Les pertes supplémentaires :

En dépit d'un grand nombre de publication au sujet des pertes parasites en charge [4] il reste un désaccord considérable sur la définition [4] et sur la manière par laquelle leurs composantes sont classifiées.

La définition la plus objective est celle donnée par Alger el al [13] qui stipule que `` les pertes supplémentaires de charge sont l'excès de toutes les pertes se produisant réellement dans un moteur a un courant de charge donne sur la somme des pertes joules calculées pour le courant, les pertes fer a vide, et les pertes par frottement et ventilation``.

Une définition semblable est donné par christofides [4] sous une forme mathématique comme,

$$P_{sup} = P_t - P_{js} - P_{jr} - P_{fer} - P_{mec} \text{ [W]} \quad \text{(I-18)}$$

Avec:

P_{sup} : Pertes supplémentaires en charge [W].

P_t : Pertes totales en charge [W].

P_{js} : Pertes joules au stator [W].

P_{jr} : Pertes joules au rotor [W].

P_{fer} : Pertes fer estimées à partir de l'essai à vide [W].

P_{fv} : Pertes par frottement et ventilation [W].

Il existe aussi d'autres pertes se produisant également en raison des harmoniques de flux connus sous le nom des flux de pulsation des dents du a l'encochage de l'entrefer.

Ces harmoniques sont Independent seulement de la variation de la reluctance d'entrefer, de l'amplitude du flux principales et des ouvertures d'encoche.

On subdivisé les pertes supplémentaires en charge en deux composantes. La composante de fréquence fondamentale et la composante à hautes fréquence [7].

Cette classification diffère de manière significative de celle donnée par Alger et al [13].

L'origine des pertes supplémentaires est due aux champs de fuite dans les encoches et dans les têtes de bobines.

Pour une meilleure compréhension, on peut subdiviser les pertes supplémentaire en deux partie, une dans le circuit électrique et l'autre dans le circuit magnétique comme suit [10] :

I.5.2.2.1. Circuit électrique :

Les discontinuités géométriques d'une machine asynchrone au niveau de l'entrefer qu'est faible créent des flux de fuite harmonique des phases et d'encoche qui engendre des pertes dans les conducteurs rotorique. Ces harmonique sont appelés harmonique d'espace.

I.5.2.2.1.a. Les pertes dues au flux différentiel de phase :

Le fait que le nombre de phases soit fini entraine une distribution de la force magnétomotrice (FMM) dans l'entrefer qui diffère de la répartition sinusoïdale, celle-ci

supposant un nombre infini de phase et d'encoche par phase, à cet écart correspond un flux différentiel de phase qui engendre des pertes, non négligeable dans les rotors à cage.

I.5.2.2.1.b. Les pertes dues au flux différentiel d'encoche :

Le fait que le nombre d'encoches par phase soit fini entraine une distribution de la force électromotrice dans l'entrefer qui s'écarte de la répartition précédente, le nombre fini de phases entraine la création d'un flux différentiel d'encoche (appelé aussi zigzag) qui engendre des pertes.

I.5.2.2.1.c. Les pertes dues à l'inclinaison des encoches et aux contacte-barre-tôlerie :

Pour réduire le bruit et les couples parasites due aux variations de perméance (résistivité magnétique) d'entrefer, on incline parfois les encoches du rotor d'un ou plusieurs pas dentaire. Cette technique n'est intéressante que pour les moteurs de faible puissance en raison des pertes supplémentaire qu'elle entraine, dues aux différences de potentiel (d.d.p) harmoniques qui apparaissent entre les barreaux et au défaut d'isolant de ceux-ci par rapport aux tôles magnétique.

I.5.2.2.1.d. Pertes supplémentaires à fréquence élevé :

Dans le cas ou la fréquence f est élevée, la densité de courant dans une section droite de conducteur n'est plus uniforme. Cela est dû à l'action du flux propre interne du conducteur qui rejette le courant vers la périphérie de celui-ci (l'effet de peau).

I.5.2.2.2. Circuit magnétique :

I.5.2.2.2.a Pertes supplémentaire d'extrémité :

Les plaques de serrage ou tôles d'extrémités et une partie de la culasse sont poignées par les flux de fuite des têtes de bobines statoriques, et rotoriques. Ces flux produisent des pertes par courant de Foucault non négligeable, surtout pour les machines a très fortes charges linéique de courant.

La détermination de ces flux de fuite est très difficile, compte tenu de la géométrie. Cependant des auteurs spécialises utilisent des développements complexes qui font intervenir soit le calcul des champs par élément fini, soit un réseau d'impédance, soit la théorie des images magnétique.

I.5.2.2.2.b. Pertes dues aux harmoniques d'espace :

Elles sont dues aux variations d'induction à fréquence élevées, produites par les discontinuités géométriques de la machine, même lorsque celle-ci est alimentée en onde sinusoïdale. En effet, la présence des encoches dans l'entrefer implique, d'une part des variations de permeance de celui-ci et d'autre part une distribution discontinue de la force magnétomotrice. Ces deux causes d'harmonique d'espace de flux entrainent des pertes par pulsation dans les dents et a la surface des pôles.

Ces pertes dues aux variations de permeance existent même à vide, alors que celle dues aux harmonique de force magnétomotrice sont fonction des courant et donc des pertes en charge.

I.6. Différents pertes dans la machine asynchrone alimentée par une tension non sinusoïdale :

La méthode la plus efficace pour faire varier la vitesse des moteurs à induction est de les commander en utilisant un convertisseur, qui produit des formes d'onde non sinusoïdales. Du fait que ces ondes produites sont complexes, on doit d'abord les décomposer en séries de Fourier pour faciliter l'étude de la machine.

Il est évident que le résultat des calculs des pertes dus aux harmoniques dépend de la teneur de la forme d'onde de ces derniers, et est extrêmement sensible à la conception de moteur.

Il est connu qu'aux fréquences harmoniques, la distribution du courant dans la barre du rotor ne demeure pas uniforme due à l'effet de peau. L'augmentation de sa résistance produit des pertes de cuivres additionnelles.

Afin d'essayer d'améliorer, ou de minimiser les problèmes liés aux harmoniques, des méthodes d'analyses ont été développées comme, les règles de SMOLENSKI citées dans la référence [4] pouvant réduire les pertes additionnelles dans les machines électriques, qui sont les suivantes :

- ❖ Le nombre d'encoches au rotor doit être inférieur au nombre d'encoches au stator.
- ❖ Choisir le nombre d'encoches au stator élevé que possible.
- ❖ Eviter l'inclinaison des encoches surtout dans le cas où le nombre d'encoches au rotor est supérieur à celui du stator.
- ❖ Choisir un raccourcissement de 5/6 pour l'enroulement statorique.
- ❖ Dans le cas d'un enroulement statorique à connexion triangle, prendre le nombre d'encoches au rotor différent de $2p$, $4p$, et $8p$, p étant le nombre de paires de pôles.
- ❖ Le rapport d'ouverture d'encoches " b " à hauteur d'encoche " h " doit satisfaire les conditions suivantes :

$$\text{➤ pour le stator } \frac{b_1}{h_1} \leq 3 .$$

$$\text{➤ pour le rotor } \frac{b_2}{h_2} \leq 1 .$$

- Les ouvertures d'encoches statoriques doivent être aussi petites que possibles.

I.7.Conclusion :

Après avoir donné un aperçu sur la constitution de la machine asynchrone, nous avons présenté les différentes pertes qui existent dans les machines asynchrones alimentées en tension sinusoïdale ou non sinusoïdale. Ensuite, les moyens pouvant réduire les pertes additionnelles dans les machines électriques.

CHAPITRE II :
Calcul des pertes d'un
moteur asynchrone par
méthode de
dimensionnement et par le
circuit électrique équivalent
classique

II.1. Introduction :

Pour une meilleure exploitation du moteur asynchrone, et afin de prévoir son comportement sous différents régimes de fonctionnement, l'étude des phénomènes des pertes de puissances est d'un grand intérêt, car elle nous révèle comment ces pertes peuvent être réduites.

Jusqu' à présent les concepteurs utilisent souvent les formules analytiques en fonction de la géométrie de la machine pour analyser les performances des moteurs, ce qui nécessitent la connaissance de tous les paramètres électriques et mécaniques de ce dernier.

Dans ce chapitre, nous utiliserons deux méthodes différentes de calculs des pertes : la méthode de dimensionnement et la méthode du circuit électrique équivalent.

Dans ce qui suit, nous présenterons l'étude théorique des pertes et des performances, dans le détail, d'un moteur à induction à cage d'écureuil. Les caractéristiques du moteur étudié sont données dans l'annexe [C].

II.2. Calcul des pertes de puissance par la méthode de dimensionnement :**II.2.1. Pertes magnétique dans l'acier :**

C'est la somme des pertes magnétiques principales et supplémentaires dans l'acier.

II.2.1.1. Pertes magnétique principales :

Ce sont les pertes par hystérésis et par courants de Foucault dûs au flux principal. Une grande partie de ces pertes se dissipe au niveau des dents et de la culasse du stator, mais dans le rotor, ces pertes sont négligeables à cause de la faible fréquence des courants au régime normal [14].

a. Les pertes dans la culasse statorique :

Pour évaluer les pertes dans la culasse statorique, on multiplie les pertes spécifiques, pour une induction maximale dans la culasse (B_{c1max}) par la masse d'acier de la culasse, en tenant compte de la magnétisation qui est elliptique sur la frontière avec la couche des dents et pulsatrice sur la périphérie et l'influence de l'usinage de l'isolation des tôles dans la culasse, en introduisant le coefficient de majoration[15].

Les pertes dans la culasse sont données par :

$$P_{fc1} = P_{10(50hz)} \cdot (f_1/50)^{\beta} \cdot K_{dc} \cdot G_{c1} \cdot B_{c1max}^2 \quad [W] \quad (\text{II-1})$$

Avec :

$P_{10(50hz)}$: Les pertes spécifiques dans les tôles d'acier.

$$P_{10(50hz)} = 2.5 \text{ w/kg.}$$

f_1 : Fréquence du réseau d'alimentation.

K_{dc} : Coefficient total de majoration des pertes tenant compte de l'imperfection de la technologie.

$$K_{dc} = (1.3 \div 1.7) ; \text{ on prendre égal } 1,7.$$

G_{c1} : Poids total de la culasse, donné par la formule suivante :

$$G_{c1} = \pi(D_{\text{ext}} - h_{c1}) \cdot K_{fer} \cdot l_i \cdot h_{c1} \cdot y_c \cdot 10^{-9} \text{ [Kg]} \quad (\text{II-2})$$

$$y_c = 7,8 \cdot 10^3 \text{ (Kg/m}^3\text{)}, \text{ masse volumique.}$$

$B_{c1\text{max}}$: Induction magnétique maximale dans la culasse du stator, calculé en fonction de B_δ (Voir l'annexe A).

$\beta = 3/2$: coefficient de dilatation des tôles, il est donné par le tableau 1 (annexe B)

h_{c1} : Hauteur de la culasse statorique [mm].

b. Les pertes dans les dents statorique :

Les dents sont soumises à une magnétisation pulsative, on doit donc tenir compte seulement de l'argumentation des pertes dues à l'imperfection de la technologie et des pertes liées aux harmoniques supérieure de l'induction.

Les pertes dans les dents statorique sont données par la formule suivante [15] :

$$P_{fz1} = K_{dz} \cdot B_{c1\text{max}}^2 \cdot G_{z1} \cdot P_{10(50hz)} \cdot (f_1/50)^\beta \text{ [W]} \quad (\text{II-3})$$

Avec :

K_{dz} : Coefficient de majoration des pertes (coefficient des pertes supplémentaires).

$$K_{dz} = (1.7 \div 1.8); \text{ on le prendra égal } 1.8;$$

$B_{c1\text{max}}$: Induction maximal dans la dent statorique ;

G_{z1} : Poids total des dents statoriques; il est donné par la formule suivante :

$$G_{z1} = h_{z1} \cdot b_{z1} \cdot l_i \cdot Z_1 \cdot K_{fer} \cdot y_c \cdot 10^{-9} \text{ [Kg]} \quad (\text{II-4})$$

c. Pertes magnétiques principales d'acier :

Ces pertes principales sont données par la somme des pertes dans la culasse et dans les dents statorique, et elles sont calculées comme suite :

$$P_{acp} = P_{fc1} + P_{fz1} \quad [\text{W}] \quad (\text{II-5})$$

II.2.1.2. Pertes magnétiques supplémentaires d'acier :

Les pertes supplémentaires sont constituées par les pertes à la surface du rotor, et les pertes par harmonique du flux dans les dents statoriques.

a. Pertes à la surface du rotor (pertes superficielles) :

Les pertes superficielles apparaissent à la surface du rotor par la présence d'encoche ouverte du stator [3].

$$P_{sr} = P_{sr2} \cdot (t_2 \cdot b_{f2}) \cdot I_i \cdot Z_2 \cdot 10^{-6} \quad [\text{W}] \quad (\text{II-6})$$

Avec :

Z_2 : Nombre d'encoches rotorique.

t_2 : Pas dentaire rotorique.

b_{f2} : Largeur de la fente rotorique.

P_{sr2} : Pertes superficielles, données comme suit:

$$P_{sr2} = 0.5 \cdot K_{02} \left(\frac{Z_1 \cdot n_1}{10^4} \right)^{3/2} \cdot (B_{02} \cdot t_1)^2 \quad [\text{W}] \quad (\text{II-7})$$

Avec :

$K_{02}=2$: coefficient en fonction de diamètre extérieur.

$$\beta_{02} = \beta_{02} \cdot k_{\delta} \cdot B_{\delta}$$

β_{02} : (Annexe C, figure 2, page 96).

$$\beta_{02} = 0.275.$$

K_{δ} : Coefficient de carter.

B_{δ} : Induction maximale dans l'entrefer [T].

Z_1 : Nombre d'encoches statoriques.

n_1 : vitesse de rotation synchrone [tr/min].

b. Pertes par harmonique du flux dans les dents :

La création des pertes par harmonique du flux est due essentiellement à la variation de l'induction dans les dents, dûe à la position relative des encoches rotoriques, et statoriques, et les oscillations du flux dans les dents, consécutives à ce phénomène.

Elles sont estimés par cette expression:

$$P_{pul2} = 0,11 \cdot \left[\left(\frac{Z_1 \cdot n_1}{10^3} \right) \cdot B_{pul2} \right]^2 \cdot B_{c1}^2 \cdot G_{z2} \quad [\text{W}] \quad (\text{II-8})$$

Avec:

$$B_{pul2} = \left[\frac{y_1 \cdot \delta \cdot B_{z2\max}}{2 \cdot t_2} \right] \quad [\text{T}] \quad (\text{II-9})$$

$$y_1 = \left[\frac{(b_{f1} / \delta)^2}{5 + b_{f1}} \right] \quad (\text{II-10})$$

$$G_{z2} = Z_2 \cdot h_{c2} \cdot l_i \cdot k_{fer} \cdot y_c \cdot 10^{-9} \quad [\text{Kg}] \quad (\text{II-11})$$

G_{z2} : Poids total dans les dents rotoriques.

$B_{z2\max}$: Induction maximale de la dent rotorique [T] calculée en fonction de B_δ (voir annexe A).

c. Pertes magnétiques supplémentaires dans l'acier :

Les pertes supplémentaires sont données par la somme des pertes à la surface du stator, et des pertes par harmonique du flux dans les dents.

$$P_{ac\sup} = P_{sr} + P_{pul2} \quad [\text{W}] \quad (\text{II-12})$$

II.2.1.3. Pertes totale dans l'acier :

Les pertes totales dans l'acier sont égales à la somme des pertes principales dans l'acier, et des pertes supplémentaires dans l'acier, elles sont calculées par la relation suivante [14]

$$P_{ac\Sigma} = P_{acp} + P_{ac\sup} \quad [\text{W}] \quad (\text{II-13})$$

II.2.2. Pertes électriques:

On distingue les pertes joules dans les enroulements du stator et du rotor [3].

II.2.2.1. Pertes joule statorique :

Elles sont données par la formule suivante [3] :

$$p_{js} = m_1 \cdot R_1 \cdot I_1^2 \text{ [W]} \quad \text{(II-14)}$$

Avec :

p_{js} : Pertes par effet joule au stator [W].

m_1 : Nombre de phases statoriques.

R_1 : Résistance d'une phase statorique [W].

I_1 : Courant dans la phase statorique [A].

II.2.2.2. Pertes joule rotoriques :

Elles sont données par la formule suivante [3]:

$$P_{jr} = m_2 \cdot R_2 \cdot I_2^2 \text{ [W]} \quad \text{(II-15)}$$

Avec :

m_2 : Nombre de phases rotoriques.

R_2 : Résistance de phase [Ω].

I_2 : Courant dans la barre [A].

II.2.3. Pertes mécaniques :

Les pertes mécaniques sont dues aux frottements des supports, au déplacement de l'acier par la partie mobile, ainsi que par ventilation. Elles sont données par l'expression suivante [7] :

$$P_{mec} = k_t \cdot \left(\frac{n_1}{10}\right)^2 \left(D_{1ext} \cdot 10^{-3}\right)^4 \text{ [W]} \quad \text{(II-16)}$$

Avec:

k_t : Facteur de majoration : il est donné en fonction du nombre de paires de pôles et du diamètre extérieur du rotor.

$$2P \geq 4 : k_t = 1,3(1 - D_{1ext}) \text{ Pour } 0,11 \leq D_{1ext} \leq 0,5 \text{ m}$$

$$2P = 2 : k_t = 1,11.$$

D_{1ext} : Diamètre extérieur du stator [m].

n_1 : vitesse de rotation synchrone [tr/min].

II.2.4. Pertes supplémentaires :

Elles sont dues au champ de fuite dans les encoches, et dans les têtes de bobine.

$$P_{sup} = 0,005 \cdot \left[\frac{(P_{2nom} \cdot 10^3)}{\eta_n} \right] \text{ [W]} \quad \text{(II-17)}$$

Avec:

P_{2nom} : Puissance utile [W].

η_n : Le rendement nominal [%].

II.2.5. Pertes totale de la machine :

Les pertes totales de la machine sont données par la formule suivante :

$$P_T = P_{mec} + P_{al2} + P_{cul} + P_{sup} + P_{ac\Sigma} \text{ [W]} \quad \text{(II-18)}$$

II.2.6. Le rendement:

Le rendement du moteur est le rapport entre la puissance utile, et la puissance absorbée. Il est donné par la formule suivante:

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_u}{P_u + P_T} \quad \text{(II-19)}$$

II.3. Résultats de calcul des pertes et du rendement :

L'application de la méthode par dimensionnement a permis de calculer l'ensemble des pertes, les résultats obtenus sont calculés dans l'annexe B, et résumés dans le tableau (II.1).

Désignation	Symbole	Résultats
Pertes joules statorique	P_{js}	305.9754 [W]

Pertes joules rotorique	P_{jr}	144.0369 [W]
Pertes mécaniques	P_{mec}	11.0402 [W]
Pertes dans la culasse statorique	P_{fc1}	49.9651 [W]
Pertes dans les dents statoriques	P_{fz1}	28.5232 [W]
Pertes d'acier principales	P_{acp}	78.4883 [W]
Pertes à la surface du rotor	P_{sr}	2.7437 [W]
Pertes dans les dents rotoriques	P_{pul2}	19.6442 [W]
Pertes supplémentaires dans l'acier	P_{acsup}	22.3879 [W]
Pertes totales dans l'acier	$P_{ac\Sigma}$	100.8762 [W]
Pertes supplémentaires	P_{sup}	14.1026 [W]
Pertes totales	P_T	576.0313 [W]
Rendement	η	79.25 [%]

Tableau II.1. Résultats de calcul des pertes et de rendement par la méthode de dimensionnement

II.4. Commentaire du tableau :

Le tableau représente les résultats de calcul des pertes de puissance et de rendement dans les différentes parties de la machine asynchrone par la méthode de dimensionnement.

- ❖ On remarque que la majorité des pertes sont localisées dans le circuit électrique, dans les enroulements statoriques suivit par celles du rotor.
- ❖ Les pertes dans l'acier sont réparties principalement dans la culasse statorique suivie par celles des dents statorique puis par les pertes supplémentaire dans l'acier avec des valeurs moindres.
- ❖ Pour les plus faibles valeurs des pertes calculées, on trouve les pertes mécaniques et les pertes supplémentaires.

Tous ces calculs sont faits sans avoir à effectuer des essais sur la machine, en se basant sur les dimensions géométriques et les données fournies par le cahier de charge.

II.5. Calcul des pertes de puissance par la méthode du circuit électrique équivalent :

Le modèle de la machine est caractérisé par des paramètres électriques et mécaniques. A partir des équations des grandeurs électriques sur une machine asynchrone l'identification de ses paramètres permet de construire un modèle fidèle à la machine réelle.

II.5.1. Schéma électrique équivalent :

Plusieurs méthodes ont été développées pour la détermination des paramètres d'un moteur asynchrone ; dans notre travail, on s'intéresse à la méthode classique ; on utilise le schéma équivalent suivant :

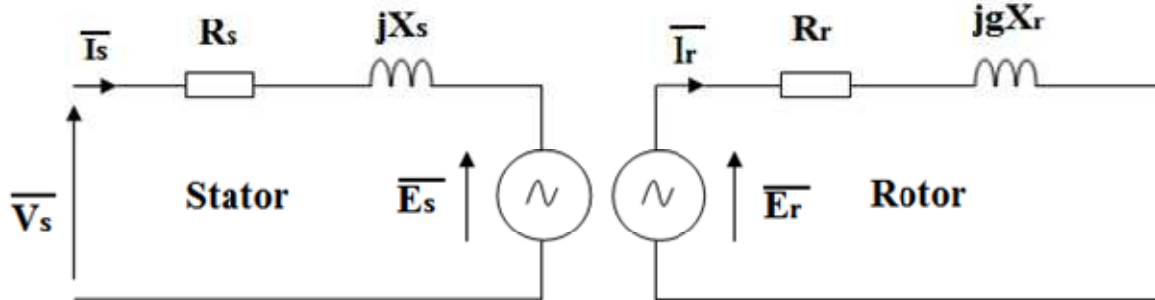


Figure II.1 schéma équivalent d'une machine asynchrone à cage

II .5.1 .1 . Equation du schéma électrique équivalent :

A partir de schéma équivalent de la Fig. (II-1) on peut tirer les équations générales suivantes :

a. Equations du stator :

$$\bar{V}_s = (R_s + jX_s) \cdot \bar{I}_s + \bar{E}_s \quad (\text{II-20})$$

Avec :

V_s : Tension simple d'alimentation [V].

I_s : Courant d'une phase statorique [A].

R_s : Résistance statorique par phase [Ω].

X_s : Réactance cyclique de fuite d'une phase statorique [Ω].

E_s : La f.é.m. (force électromotrice) induite d'une phase statorique [V].

b. Equation du rotor :

$$\bar{E}_r = (R_r + jgX'_r) \cdot \bar{I}'_r \quad (\text{II-21})$$

On divise l'équation du rotor par la valeur du glissement ; on aura :

$$\frac{\bar{E}_r}{g} = \left(\frac{R_r}{g} + jX'_r \right) \cdot \bar{I}'_r \quad [\text{V}] \quad (\text{II-22})$$

Avec :

E_r : F.é.m. induite d'une phase rotorique [V].

I'_r : Le courant d'une phase rotorique [A].

R_r : Resistance rotorique par phase [Ω].

g : glissement de la machine.

X'_r : Réactance cyclique de fuite d'une phase rotorique [Ω].

II.5.1.2. Détermination des paramètres par la méthode classique :

Les paramètres électriques de la machine peuvent être déterminés par trois essais :

- ❖ essai en courant continu.
- ❖ essai à vide.
- ❖ essai à rotor bloqué.

Tous les essais qui font l'objet de notre travail sont effectués et réalisés au sein du laboratoire de machines électriques (Tec 423) du département d'électrotechnique (U.M.M.T.O).

II.5.2. Le schéma électrique équivalent en T :

Ce modèle a été donné dans sa forme complète par Chalmers et Sakar [9]. Une phase du moteur est modélisée par un circuit équivalent classique représenté par la figure (II.2). Ce schéma équivalent nous permet de déterminer les performances du moteur.

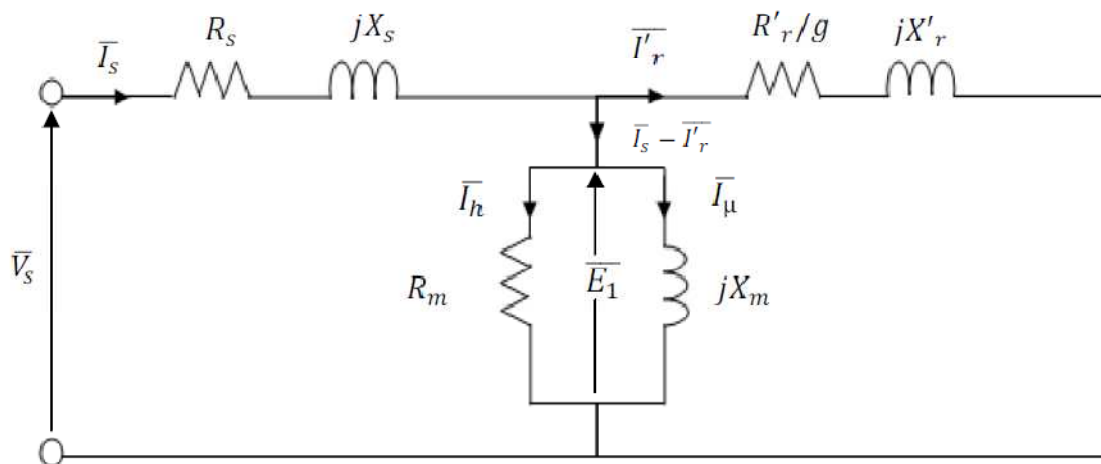


Figure II.2. Schéma équivalent ramené au stator de la machine asynchrone

R_m : Résistance représentant les pertes fer dans le circuit magnétique [Ω].

X_m : Réactance de magnétisation [Ω].

A partir de ce schéma on déduit les équations électriques suivantes

$$\begin{cases} \bar{V}_s = (R_s + jX_s).\bar{I}_s + \bar{E}_1 \\ \bar{E}_1 = \left(\frac{R'_r}{g} + jX'_r\right).\bar{I}'_r \\ \bar{I}_s - \bar{I}'_r = \bar{I}_m = \frac{\bar{E}_1}{Z_m} \end{cases}$$

Avec :

$$Z_m = \frac{R_m * X_m}{R_m + X_m}$$

$$\bar{I}_m = \bar{I}_h = \bar{I}_\mu$$

II.5.2.1. Essai en courant continu :

Cet essai permet de mesurer la résistance d'une phase statorique. La mesure de cette résistance est faite par la méthode volt-ampérométrique, réalisé sur une phase du moteur. Cet essai nécessite une source d'alimentation en continu, un voltmètre et un ampèremètre afin de mesurer respectivement la tension et le courant qui caractérisent la résistance suivant la loi d'ohm :

$$U = R_s \cdot I_s \Rightarrow R_s = \frac{U}{I_s} \quad [\Omega] \quad \text{(II-23)}$$

Il faut prendre plusieurs mesures pour des différentes valeurs de tension, la résistance sera la moyenne de ces résistances mesurées. Cette mesure est faite à une température ambiante de 23°C.

a. Schéma de mesure :

Le schéma qui permet de mesurer cette résistance est le suivant :

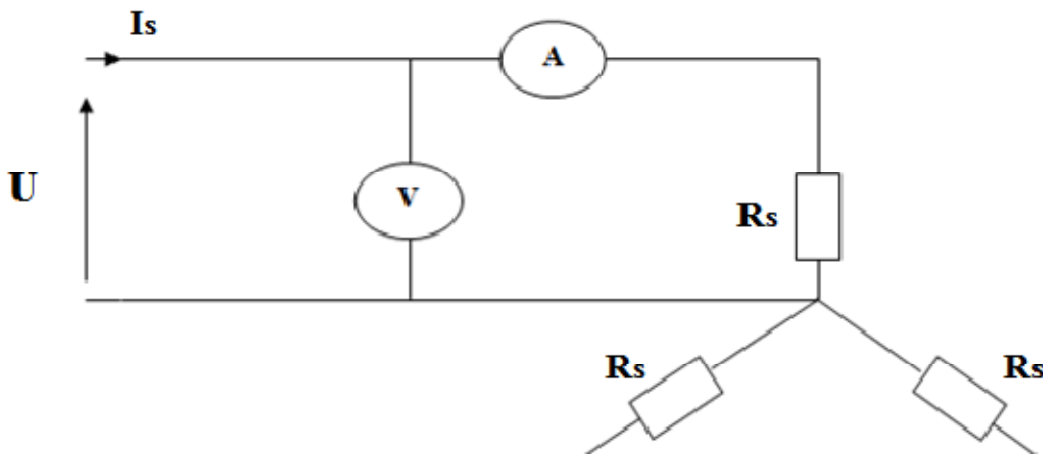


Figure. II.3 : schéma de mesure de la résistance statorique en continu

b. Résultat de mesure :

Les résultats de mesures sont résumés dans le tableau suivant :

Phase [$U_1 U_2$]			Phase [$V_1 V_2$]			Phase [$W_1 W_2$]		
I_{sy} (A)	U (V)	R_s (Ω)	I_{sy} (A)	U (V)	R_s (Ω)	I_{sy} (A)	U (V)	R_s (Ω)
1	7,5	7,5	1	7,2	7,2	1	7,5	7,5
2	15,5	7,75	2	15	7,5	2	15,8	7,9
3	23,5	7,83	3	23,5	7,83	3	24,5	8,16

Tableau II.2. Résultats de mesure de l'essai en courant continu

Donc la valeur moyenne de la résistance à $T_{amb} = 23^\circ\text{C}$ est : $R_{moy} = 7,68\Omega$.

II.5.2.2. Essai à vide :

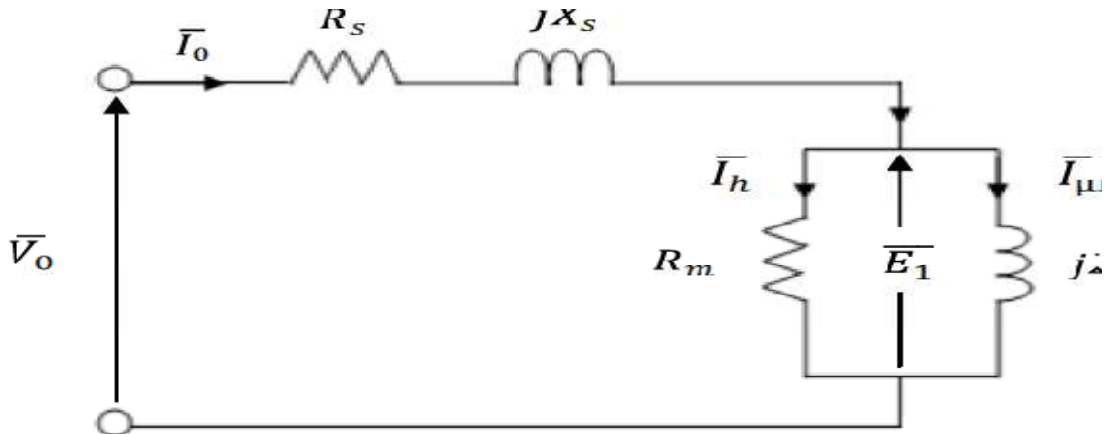


Figure. II.4 : schéma équivalent à vide

Cet essai permet de déterminer les pertes fer et les pertes mécaniques. Dans cet essai, on laisse le moteur tourner sans aucune charge, on alimente le moteur sous différentes tensions.

Le stator est alimenté par un autotransformateur triphasé. On fait varier la tension d'alimentation du stator de telle sorte que la vitesse de rotation reste sensiblement constante, et on relève :

- la puissance active P_0 .
- le courant absorbé I_0 .
- la vitesse de rotation n .

Cet essai est fait sans entraînement, et à une température ambiante de 23°C.

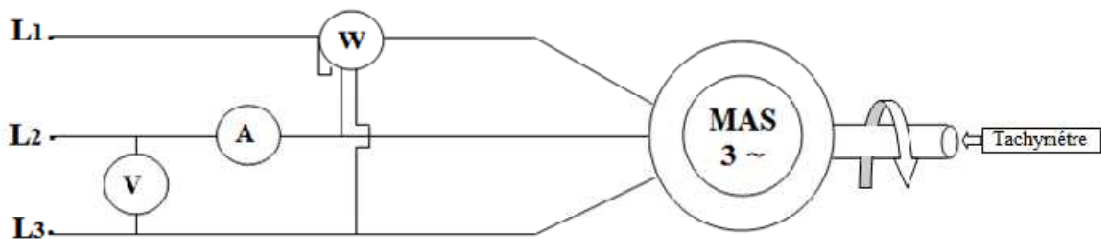


Figure .II.5. Circuit de mesure de l'essai à vide

a. Résultat de mesure :

Les résultats de mesures sont résumés dans le tableau suivant :

V_0 (V)	$I_{0\Delta}$ (A)	p_0 (W)	T (°C)	N (tr/min)	R_s (Ω)
400	3,8	330	38	1497	8,126

380	3,1	270	39,7	1497	8,17
360	2,6	220	39,3	1497	8,16
340	2,2	180	38,7	1497	8,14
320	2	170	37,5	1497	8,11
300	1,75	164	36,5	1497	8,08
250	1,35	103	35,6	1497	8,05
200	1,1	86	34,6	1497	8,02
150	0,8	67	34,4	1496	8,01
100	0,5	45	33,5	1485	7,99
50	0,3	32	32,5	1477	7,94

Tableau II.3. Résultats de mesure de l'essai à vide

b. Calcul des pertes fer et des pertes mécanique :

La puissance électrique absorbée a vide P_a correspondant a la somme des pertes : Les pertes

Dans le fer du stator P_{fer} . Les pertes par effet joule dans le stator P_{js} et les pertes mécanique.

$$P_o = 3.R_s.I_o^2 + P_{fer} + P_{mec}$$

D'où :

$$P_o - 3.R_s.I_o^2 = P_{fer} + P_{mec} \quad [W] \quad (\text{II-24})$$

En variant la tension d'alimentation de 400V jusqu'à 50V et connaissant les valeurs I_o et P_o qui peuvent être mesurées respectivement a l'aide d'un ampèremètre et d'un wattmètre triphasé. On peut tracer la courbe: $P_o - 3.R_s.I_o^2 = f(V_o^2)$

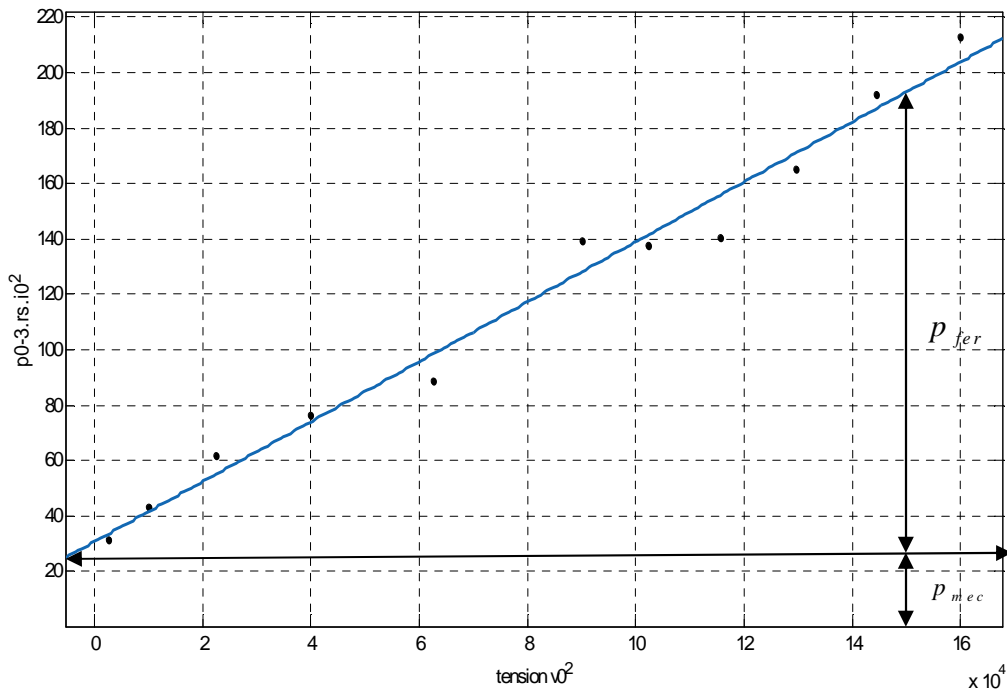


Figure .II.6. Courbe des pertes fer et des pertes mécanique à vide

Le prolongement de la courbe jusqu'à la tension $V_o = 0$ donne la valeur des pertes mécanique P_{mec} , et pour $V_o = V_n$; on aura les pertes fer. Ces pertes sont considérées constantes pour le fonctionnement nominal.

c. Détermination de R_m et X_m :

L'équation électrique simplifiée qui régit le schéma équivalent a vide est donnée par :

$$\bar{V}_o = (R_s + jX_s) \cdot \bar{I}_o + \bar{E}_1$$

D'où :

$$\bar{E}_1 = \bar{V}_o - (R_s + jX_s) \cdot \bar{I}_o \tag{II-25}$$

Avec :

$$\begin{cases} I_h = I_o \cos \varphi_o \\ I_\mu = I_o \sin \varphi_o \end{cases}$$

❖ Le facteur de puissance à vide :

$$P_o = \sqrt{3} \cdot V_o \cdot I_o \cos \varphi_o$$

D'où :

$$\cos \varphi_0 = \frac{P_0}{\sqrt{3} \cdot V_0 \cdot I_0}$$

Avec :

V_0 : La tension nominale à vide [V].

P_0 [W] et I_0 [A] sont mesurés pour la valeur nominale de V_0 .

❖ La résistance magnétique R_m :

À vide :

$$\begin{cases} P_{fer} = 3 \cdot R_m \cdot I_h^2 \\ E_1 = R_m \cdot I_h \end{cases}$$

D'où

$$R_m = \frac{3 \cdot E_1^2}{P_{fer}} \quad [\Omega] \quad (\text{II-26})$$

❖ réactance magnétique X_m :

$$E_1 = X_m \cdot I_\mu$$

$$X_m = \frac{\overline{E_1}}{I_\mu} = \frac{E_1}{I_\mu}$$

D'où :

$$X_m = \frac{E_1}{I_0 \cdot \sin \varphi_0} \quad [\Omega] \quad (\text{II-27})$$

II.5.2.3. Essai à rotor bloqué :

Dans cet essai, on bloque le rotor afin d'empêcher sa rotation ($\Omega=0$, $g=1$) ; on alimente le moteur sans une tension réduite de façon à ne pas dépasser le courant nominal, et on relève :

❖ La tension d'alimentation V_{cc} [V].

- ❖ Le courant nominal statorique I_{cc} [A].
- ❖ La puissance nominale absorbée p_{cc} [W].

a. Schéma de montage :

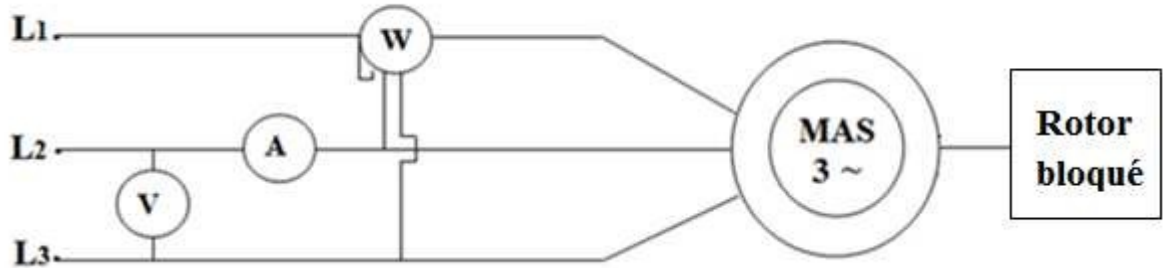


Figure .II.7. Circuit de mesure de l'essai à rotor bloqué

L'essai à rotor bloqué, appelé aussi en court-circuit, le glissement est égale a l'unité, l'impédance secondaire ramenée est très petite devant l'impédance magnétisante. D'ou le schéma équivalent à rotor bloqué se représente comme suite :

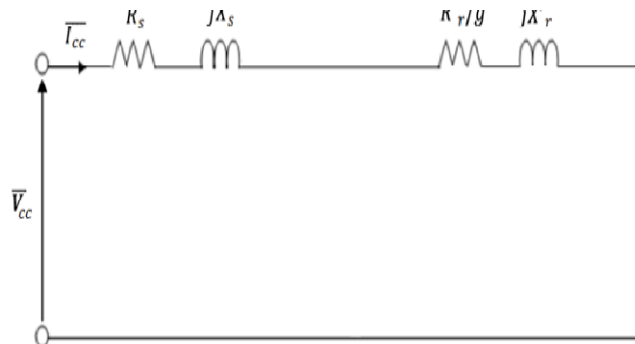


Figure .II.8. Schéma électrique équivalent a rotor bloqué.

b. Résultat de mesure

Les résultats obtenus sont données dans le tableau suivant :

V_{cc} (V)	I_{cc} (A)	p_{cc} (W)
30	2	66
43,5	3	142
57	4	244
73	5,2	400

Tableau II.4. Résultats de mesure de l'essai à rotor bloqué

c. Expression de la résistance :

La puissance électrique absorbée à rotor bloquée P_{cc} correspond à la somme des pertes par effet joule dans le stator P_{js} et les pertes par effet joule dans le rotor P_{jr} :

$$P_{cc} = 3(R_s + R'_r) \cdot I_{cc}^2 \quad [\text{W}] \quad (\text{II-28})$$

D'où :

$$R'_r = \frac{P_{cc}}{3 \cdot I_{cc}^2} - R_s \quad [\Omega]$$

d. Expression des réactances de fuites X_s et X'_r :

❖ L'impédance vue aux bornes de la tension d'alimentation est la suivante :

$$Z_{cc} = \frac{\bar{V}_{cc}}{I_{cc}} \quad [\Omega]$$

Avec :

$$Z_{cc} = (R_s + R'_r) + j(X_s + X'_r)$$

On notera :

$$R_{cc} = R_s + R'_r \quad [\Omega]$$

$$X_{cc} = X_s + X'_r \quad [\Omega]$$

❖ Le facteur de puissance en court-circuit :

$$P_{cc} = \sqrt{3} \cdot V_{cc} \cdot I_{cc} \cos \varphi_{cc}$$

D'où :

$$\cos \varphi_{cc} = \frac{P_{cc}}{\sqrt{3} \cdot V_{cc} \cdot I_{cc}}$$

On peut écrire :

$$R_{cc} = Z_{cc} \cos \varphi_{cc}$$

$$X_{cc} = Z_{cc} \sin \varphi_{cc}$$

Puisque :

$$Z_{cc} = \sqrt{R_{cc}^2 + X_{cc}^2}$$

Donc :

$$X_{cc} = \sqrt{Z_{cc}^2 - R_{cc}^2}$$

On appliquant l'hypothèse de P.ALGER [13] qui consiste à prendre les conductances de fuites statorique et rotorique égales, cela signifie que la machine a été construite pour avoir induction uniforme dans le circuit magnétique ($X_s = X'_r$).

Alors :

$$X_s = X'_r = \frac{1}{2} \sqrt{Z_{cc}^2 - (R_s + R'_r)^2} \quad [\Omega] \quad \text{(II-29)}$$

En utilisant les résultats obtenus de l'essai à vide et de l'essai en court-circuit et aussi on utilisant un programme dans MATLAB qui va lire les données tirées des expériences (essai à vide, et en court-circuit) ; et calcule les six paramètres électrique du moteur.

Les résultats obtenus par la méthode classique pour le moteur sous une tension d'alimentation $U = 400V$, sont résumées dans le tableau suivant :

$P_{fer} [W]$	$P_{mec} [W]$	$X_s [\Omega]$	$X'_r [\Omega]$	$R_m [\Omega]$	$X_m [\Omega]$	$R_s [\Omega]$	$R'_r [\Omega]$
167	25	9.6489	9.6489	2416	211.7287	7.68	7.1129

Tableau II.5. Les paramètres du schéma électrique équivalent.

II.6. Expression des différents paramètres du schéma électrique équivalent :

II.6.1. Expression des différentes impédances :

L'expression de l'impédance globale ou l'impédance d'entrée du schéma équivalent est :

$$\bar{Z}_e = \bar{Z}_1 + \frac{\bar{Z}_2 * \bar{Z}_m}{\bar{Z}_2 + \bar{Z}_m} \quad \text{(II-30)}$$

Avec :

$Z_1 = R_s + jX_s$: Impédance d'une phase de l'enroulement ramené au stator $[\Omega]$.

$$\bar{Z}_2 = \frac{R'_s}{g} + jX'_r : \text{Impédance d'une phase de l'enroulement rotorique } [\Omega].$$

$$\bar{Z}_m = \frac{jR_m * X_m}{R_m + jX_m} : \text{Impédance équivalent de la branche magnétique } [\Omega].$$

II.6.2. Expression du courant primaire :

$$\bar{I}_s = \frac{\bar{V}_s}{\bar{Z}_e} = \frac{\bar{V}_s}{\bar{Z}_1 + \frac{\bar{Z}_2 * \bar{Z}_m}{\bar{Z}_2 + \bar{Z}_m}} \text{ [A]} \quad (\text{II-31})$$

II.6.3. Expression du courant secondaire ramenée au stator :

On applique le diviseur de courant on trouve :

$$\bar{I}'_r = \frac{\bar{Z}_m}{\bar{Z}_2 + \bar{Z}_m} \cdot \bar{I}_s \text{ [A]}$$

On remplace \bar{I}_s de son expression trouvé précédemment, on écrit :

$$\bar{I}'_r = \frac{\bar{Z}_m}{(\bar{Z}_2 + \bar{Z}_m) \left(\bar{Z}_1 + \frac{\bar{Z}_2 * \bar{Z}_m}{\bar{Z}_2 + \bar{Z}_m} \right)} \cdot \bar{V}_s \text{ [A]} \quad (\text{II-32})$$

II.6.4. Expression du courant magnétisant :

Appliquant le diviseur de courant, on trouve :

$$\bar{I}_m = \frac{\bar{Z}_2}{(\bar{Z}_2 + \bar{Z}_m) \left(\bar{Z}_1 + \frac{\bar{Z}_2 * \bar{Z}_m}{\bar{Z}_2 + \bar{Z}_m} \right)} * \bar{V}_s \text{ [A]} \quad (\text{II-33})$$

II.6.5. Expression du facteur de puissance :

On sait que :

$$\bar{Z}_e = \Re(Z_e) + \Im(Z_e)$$

$$\bar{Z}_e = \frac{\bar{V}_s}{\bar{I}_s}$$

D'où :

$$|\bar{Z}_e| = \frac{|\bar{V}_s|}{|\bar{I}_s|}$$

$$\cos \varphi = \frac{\Re(Z_e)}{|\bar{Z}_e|}$$

Donc :

$$\cos \varphi = \frac{\Re(Z_e) \cdot |\bar{I}_s|}{|\bar{V}_s|} \quad (\text{II-34})$$

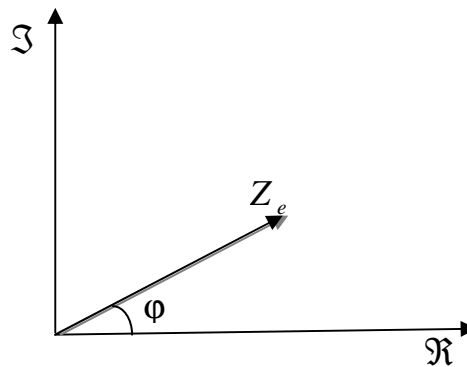


Figure II.9. Présentation trigonométrique de l'impédance Z_e .

Avec :

\Re : La partie réelle de l'impédance Z_e

\Im : La partie imaginaire de l'impédance Z_e .

II.7.Expression de différentes puissances :

II.7.1. Expression de la puissance absorbée :

$$P_a = 3 \cdot |\bar{V}_s| \cdot |\bar{I}_s| \cdot \cos \varphi \quad [\text{W}] \quad (\text{II-35})$$

II.7.2.Expression de la puissance électromagnétique :

C'est la puissance transmise au rotor :

$$P_{em} = P_a - P_{js} - P_{fs} \quad [\text{W}] \quad (\text{II-36})$$

II.7.3. Expression de la puissance utile :

$$P_u = P_a - (P_{js} + P_{jr} + P_{fer} + P_{mec}) \text{ [W]} \quad (\text{II-37})$$

$$P_u = P_a - (3.R_s.I_s^2 + 3.R'_r.I_r'^2 + P_{fer} + P_{mec}) \text{ [W]} \quad (\text{II-38})$$

II.7.4. Expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} \text{ [N.m]} \quad (\text{II-39})$$

II.7.5. Expression du couple utile :

$$C_u = \frac{P_u}{\Omega} \text{ [N.m]} \quad (\text{II-40})$$

II.7.6. Expression de rendement :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} \cdot 100 \text{ [%]} \quad (\text{II-41})$$

Un programme sous MATLAB est élaboré afin de prédéterminer, en régime permanent, les différents paramètres (impédances et puissances) de la machine asynchrone. Ces derniers seront utilisés directement dans la suite de notre travail pour calculer les performances et particulièrement les pertes du moteur étudié alimenté par une tension sinusoïdale.

II.8. Conclusion :

Nous avons présenté deux méthodes au début de ce chapitre, notre objectif est de prédéterminer les pertes et les performances du moteur étudié pour une alimentation sinusoïdale. Par souci de compréhension, nous avons commencé notre travail par donner succinctement les expressions analytiques basées premièrement sur les données fournis par le cahier de charge ensuite sur les dimensions géométriques et électriques de la machines.

C'est une méthode qui ne nécessite pas d'essais, son efficacité dépend de la connaissance précise des caractéristiques magnétiques des matériaux utilisés dans la machine et des coefficients (facteurs) de correction.

Par la suite on à présenter la méthode classique du circuit électrique équivalent basée sur quelques essais classique indispensable, cela nous a permis d'estimer les paramètres électrique de la machine.

CHAPITRE III :
Calcul des pertes
supplémentaires causées par
le convertisseur de fréquence
en utilisant le circuit
électrique équivalent modifié

III.1. Introduction :

La tendance actuelle dans le secteur de l'industrie est l'utilisation de moyens d'entraînement à vitesse variable, pour des processus ou des systèmes avec une dépense minimal d'énergie.

L'une des solutions envisagées est l'utilisation du moteur asynchrone alimenté par un convertisseur statique de puissance à fréquence variable.

Notre travail consiste à s'intéresser donc à cette association. Les convertisseurs statique de puissance, ne délivrant pas des ondes de tensions parfaitement sinusoïdale, provoquent des modifications dans le comportement de la machine alimentée ainsi.

Pour ce faire, nous présenterons une étude théorique des pertes supplémentaires provoqué par les harmoniques de l'onduleur de tension alimentant le moteur à induction, en utilisant le modèle modifié [9].

III.2. Objectif :

L'objectif des variateurs de vitesse de type « convertisseur de fréquence », est d'alimenter les moteurs asynchrones triphasés de manière à obtenir des courants de fonctionnement radicalement différents de leur utilisation normale (moteur alimenté par la tension de réseau), à amplitude et fréquence constantes.

III.3. Principe de convertisseur :

Il consiste à fournir au moteur une onde de tension à amplitude et fréquence variables, en maintenant le rapport tension, fréquence sensiblement constante.

La génération de cette onde de tension est réalisée par un dispositif électronique de puissance dont le schéma de principe est illustré sur la figure (III.1).

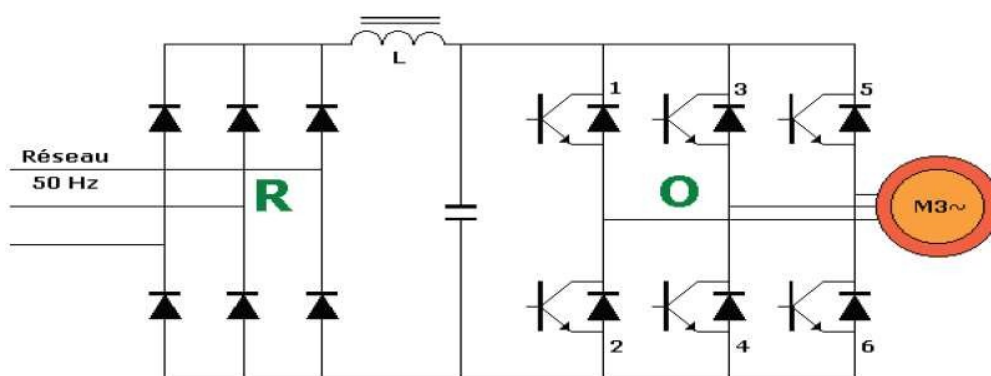


Figure.III.1. redresseur-onduleur de tension

Le convertisseur comprend un pont redresseur triphasé à diodes associé à un condensateur formant une source de tension continue.

Un pont onduleur généralement à IGBT (insulated gate bipolar transistor), alimenté avec une tension continue et généralement une onde de tension alternative à amplitude et fréquence variable par la technique de << Modulation de largeur d'impulsion >>, ou MLI .

Une unite de commande fournissant les ordres de connexion aux IGBT en fonction des consignes fournies par l'opérateur << Ordre de marche, consigne de vitesse, sens de marche >> et de la mesure de grandeurs electrique(tension de reseau, courant de moteur).

III.4. Principe de l'onduleur MLI :

Le pont de l'onduleur permet d'appliquer aux enroulements du moteur une suite d'impulsion de tension, d'amplitude égale à la tension continue fournie par l'onduleur. Les impulsions sont modulées en largeur d'impulsion variable.

III.5. Modelisation de l'onduleur de tension :

Lorsque l'onduleur fonctionne en source de tension, la présence d'un condensateur dans le circuit de liaison aide à maintenir une tension constante en entrée .

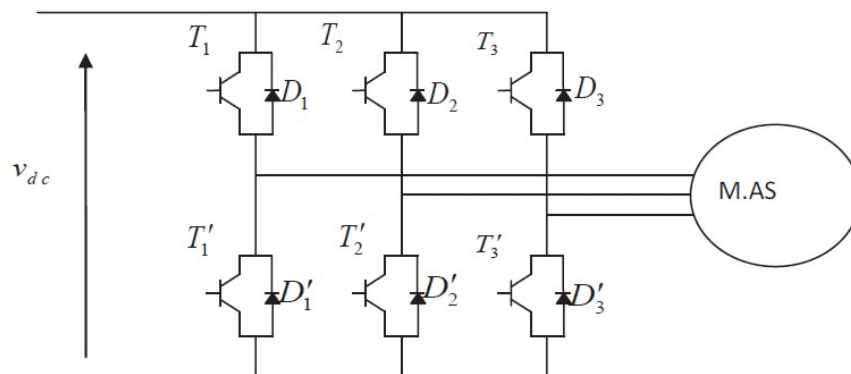


Figure.III.2. Schema de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est constitué de trois bras de commutation à transistors. Chaque bras est composé de deux cellules comportant, chacune une diode et un transistor. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux [11].

En mode commandable le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension, un bras de l'onduleur est représenté par la

Figure III.3.

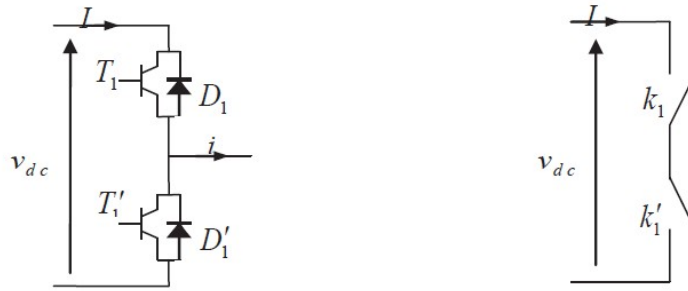


Figure.III.3. Schéma d'un bras de l'onduleur

Le schéma équivalent de l'onduleur est représenté par la Figure III.4 :

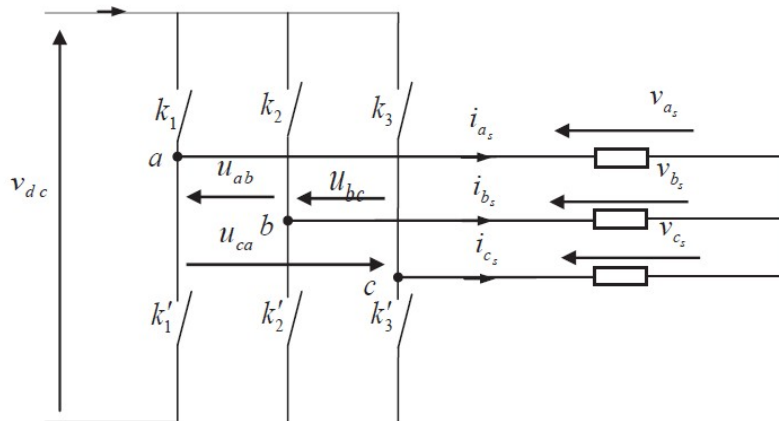


Figure.III.4. Schéma équivalent de l'onduleur

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique F , qui détermine son état de conduction :

$$F_1 = \begin{cases} 1 & \text{si } K_1 \text{ fermé et } K'_1 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } K'_1 \text{ fermé et } K_1 \text{ ouvert} \end{cases}$$

$$F_2 = \begin{cases} 1 & \text{si } K_2 \text{ fermé et } K'_2 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } K'_2 \text{ fermé et } K_2 \text{ ouvert} \end{cases}$$

$$F_3 = \begin{cases} 1 & \text{si } K_3 \text{ fermé et } K'_3 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } K'_3 \text{ fermé et } K_3 \text{ ouvert} \end{cases}$$

Ainsi les tensions de la ligne sont donnée par :

$$U_{ab} = V_{as} - V_{bs} = V_{dc} (F_1 - F_2) \tag{III-1}$$

$$U_{bc} = V_{bs} - V_{cs} = V_{dc} (F_2 - F_3) \tag{III-2}$$

$$U_{ca} = V_{cs} - V_{as} = V_{dc} (F_3 - F_1) \quad (\text{III-3})$$

Dans l'hypothèse où les tensions V_{as}, V_{bs}, V_{cs} forment un système de tensions triphasées alors de (III.1)-(III.3), on trouve :

$$V_{as} = \frac{V_{dc}}{3} (2F_1 - F_2 - F_3) \quad (\text{III-4})$$

De (III.1)-(III.2), on trouve :

$$V_{bs} = \frac{V_{dc}}{3} (2F_2 - F_1 - F_3) \quad (\text{III-5})$$

De (III.2)-(III.3), on trouve :

$$V_{cs} = \frac{V_{dc}}{3} (2F_3 - F_1 - F_2) \quad (\text{III-6})$$

Donc,

$$\begin{pmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{pmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \quad (\text{III-7})$$

V_{dc} : C'est la tension d'alimentation continue de l'onduleur.

En général, la technique de commande MLI permet de définir les instants de commande des interrupteurs. La commande en tension par MLI sinus-triangulaire est présentée dans ce qui suit.

III.6. Modélisation de largeur d'impulsion sinusoidale :

La MLI sinusoidale triangulaire [11] est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire présenté dans la figure (III.5), les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En triphasé, les trois références sinusoidales sont déphasées de $2\pi/3$ à la même fréquence f_s .

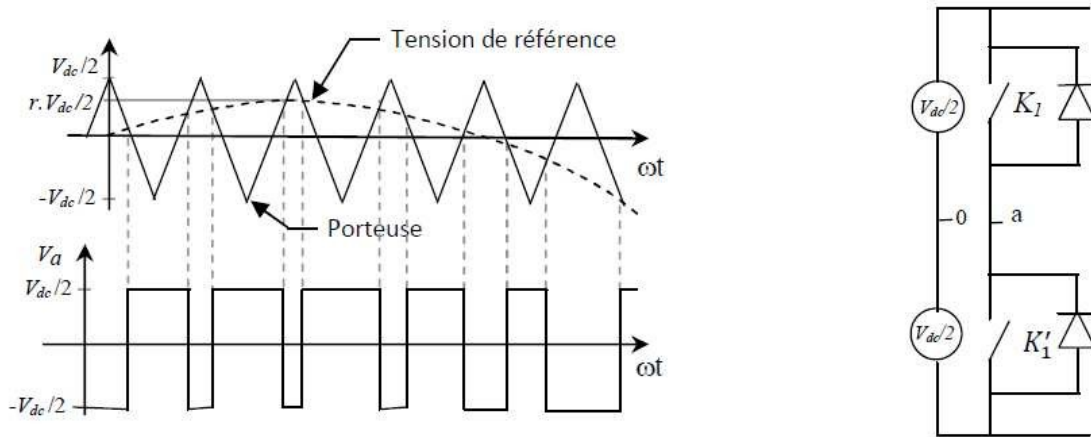


Figure III.5. MLI sinus-triangle

Comme la référence est sinusoïdale et la porteuse triangulaire, alors, deux paramètres caractérisant la commande [11] :

- ❖ l'indice de modulation est égal au rapport de la fréquence de la porteuse f_p sur la fréquence de la modulation f_s .

$$m = f_p / f_s \tag{III-8}$$

- ❖ le coefficient de réglage en tension 'r' égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence V_s à la valeur crête $V_{dc} / 2$ de la porteuse. Il permet de régler la tension à la sortie de l'onduleur.

$$r = V_s / V_p \tag{III-9}$$

La valeur maximale de la tension de phase à la sortie de l'onduleur vaut exactement :

$$V_{max} = r.V_{dc} / 2 \tag{III-10}$$

A la sortie d'un onduleur, alimenté par une source de tension continue, on obtient une tension alternative formée de créneaux rectangulaires. Le filtrage de cette tension rectangulaire permet son approximation à une sinusoïdale. Si la tension à filtrer est à la fréquence industrielle le filtrage sera lourd, coûteux et les résultats obtenus médiocres. D'où la nécessité d'une technique permettant le découpage d'une alternance en plusieurs créneaux.

La MLI est introduite pour résoudre ce problème. Cependant, l'essor de la MLI n'a été possible que grâce aux progrès sur les semi-conducteurs. La MLI consiste alors à former chaque alternance de tension de sortie d'une succession de créneaux de largeur convenable, en adoptant une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie de l'onduleur.

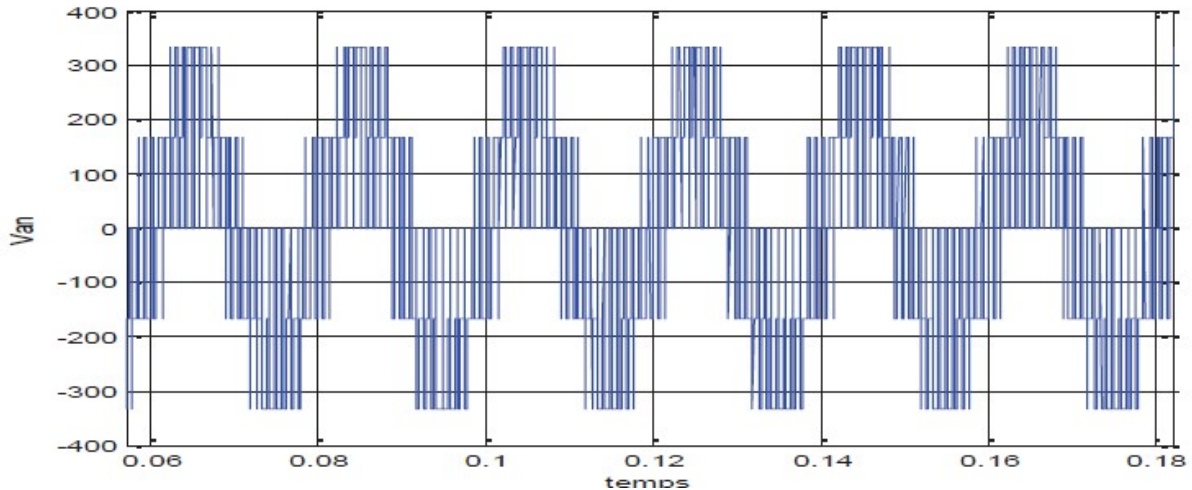


Figure.III.6. la tension de phase de l'onduleur MLI

La technique MLI permet de commander la tension de sortie de l'onduleur en amplitude et en fréquence à partir des signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur tout en limitant l'effet des harmoniques.

III.7. Analyse harmonique de la tension de sortie de l'onduleur :

III.7.1. les harmoniques :

Les harmoniques sont des signaux (tensions ou courants) sinusoïdaux dont la fréquence est un multiple entier de la fréquence fondamentale de réseau.

En général, les harmoniques impaires existent. les principaux harmoniques présentes sont le troisième, le cinquième, le septième et le neuvième.

Les signaux (tension et courant) relevés sur le réseau sont des signaux déformés et loin d'être des sinusoïdes parfaites (des perturbations harmoniques).

Un signal déformé est la superposition d'un signal fondamental (à 50 Hz) et des signaux harmoniques de fréquences qui sont des multiples entiers de la fréquence du fondamental (150, 300, 450...etc).

III.7.2. Caractéristique d'un signal :

Le rang d'harmonique est le rapport de sa fréquence f_n à celle du fondamental la fréquence industrielle 50 Hz ou 60 Hz par principe, le fondamental f_1 a le rang 1.

$$n = \frac{f_n}{f_1} \quad \text{(III-11)}$$

Un histogramme donnant l'amplitude de chaque harmonique en fonction du rang. L'amplitude est donnée en valeur relative par rapport au fondamental en un point spécial. La figure ci-dessous montre un exemple de spectre.

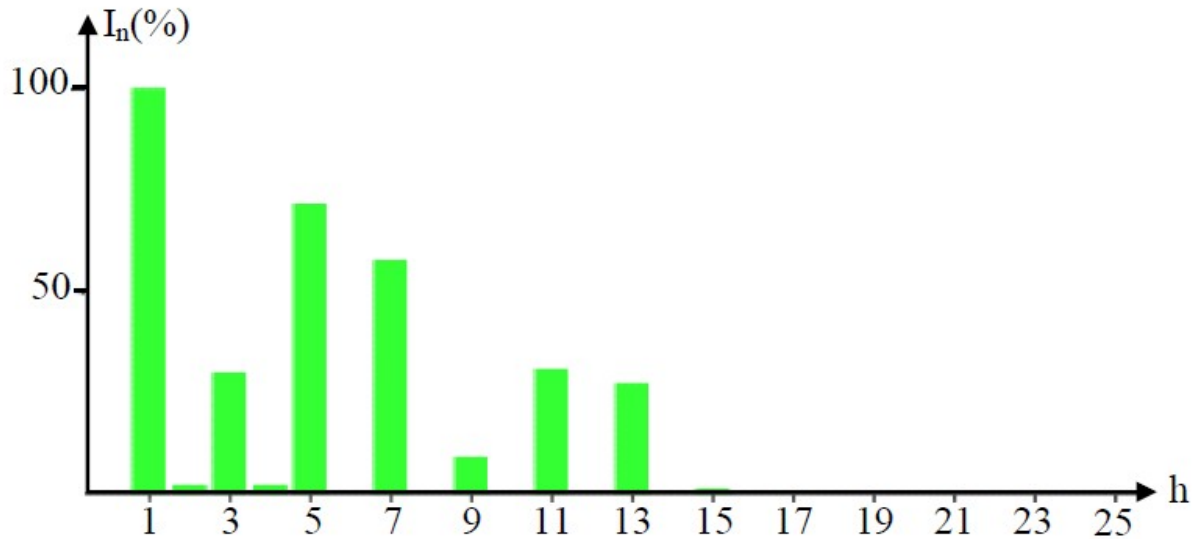


Figure.III.7. spectre harmonique d'un signal

III.8. Analyse de Fourier :

Sur le plan mathématique, on peut décomposer tout signal périodique en une série de sinusoïdes dont la fréquence est un multiple de la fréquence fondamentale du signal. Cette série se nomme série de fourrier.

Si $V(t)$ est un signal à décomposer en série de fourrier, la série s'écrit comme suit :

$$V(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(nwt) + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin(nwt) \quad (\text{III-12})$$

Avec :

A_0 : Composante de la valeur moyenne du signal, généralement nulle en distribution électrique en régime permanent.

A_n et B_n : amplitude crêtes des harmoniques de rang n.

w : Pulsation propre fondamentale.

En électricité, on utilise habituellement les valeurs efficaces plutôt que les valeurs crêtes.

Par conséquent, l'équation précédente devient :

$$V(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{A_n}{\sqrt{2}} \cos(nwt) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{B_n}{\sqrt{2}} \sin(nwt) \quad (\text{III-13})$$

On obtient le coefficient A_n et B_n par résolution analytiquement ou numériquement des intégrales suivantes :

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_0^T V(t) dt \quad (\text{III-14})$$

$$A_n = \frac{2}{T\sqrt{2}} \int_0^T V(t) \cos(nwt) \quad (\text{III-15})$$

$$B_n = \frac{2}{T\sqrt{2}} \int_0^T V(t) \sin(nwt) \quad (\text{III-16})$$

Ou T correspond à la période du signal qui est égale à $2\pi / w$ ou $1 / f$.

Remarque :

L'amplitude des harmoniques des tensions décrit avec la fréquence. Selon les normes on prend en considération les harmoniques jusqu'au rang 40 [11].

III.9. Analyse à l'aide des circuits équivalents :

Puisque la forme d'onde est symétrique autour de l'axe, seuls les harmoniques de rang impair sont fréquemment produits, les harmoniques de rang pairs très souvent négligeables s'annulent en raison de la symétrie du signal.

En général, les tensions délivrées par des onduleurs alimentant les moteurs électriques sont périodiques et non sinusoïdales. Celles-ci sont une décomposition en série de Fourier sous la forme :

$$V(t) = \sum_h V_{\max,h} \sin(h wt) \quad (\text{III-17})$$

Lorsqu'une machine triphasée est alimentée par des tensions équilibrées, et les enroulements du stator de cette machine couplés en triangle, seuls les harmoniques impairs non multiples de trois existent. Les harmoniques d'ordre $h=6n+1$, ou $n=0, 1, 2, 3, \dots$ produisent des harmoniques de courant, qui eux aussi induisent des forces électromotrices dans le même sens que le fondamental, et les harmoniques d'ordre $h=6n-1$, ou $n=1, 2, 3$, dans le sens contraire [4].

Pour l'étude du régime permanent, nous supposons négligeable la saturation magnétique (effets non linéaire). Par conséquent, le circuit équivalent d'harmonique d'ordre h est dérivé simplement en multipliant les réactances du circuit par h. le glissement d'ordre h est calculé à partir du glissement fondamental en tenant compte du sens de rotation du champ harmonique [9].

Alors :

$$S_h = \frac{h \pm (1 - S_1)}{h} \quad (\text{III-18})$$

s_1 : glissement fondamental ;

h : ordres des harmoniques ($h = -5, +7, -11, +13, \dots$)

Là où le signe négatif est valide pour les harmoniques positifs d'ordre ($h = 6n + 1$) et le signe positif s'applique au harmoniques négatifs d'ordre ($h = 6n - 1$) [17].

III.10. Le modèle basé sur le circuit équivalent modifié :

Nous développons une étude théorique des pertes du moteur asynchrone alimenté par des tensions non-sinusoidales en utilisant le modèle modifié [9]. Ceci est traité en décomposant la tension de la sortie de l'onduleur en série de fourrier.

III.10.1. Modèle modifié de Honsinger :

V.B.HONSINGER cité et utilisé dans [9] à proposé une méthode incorporant les pertes supplémentaires, dans un modèle statique de la machine, sous forme de résistance en parallèle avec des inductances de fuite. La résistance R_m , associée à l'inductance magnétisante représente des pertes fer normales dans les tôles de la machine tandis que les résistances (R_{1ad1}, R_{2ad1}), en parallèles avec les inductances de fuite modélisant des pertes supplémentaires dans le stator et dans le rotor. Les circuits équivalent monophasés, ramenés au stator, relatifs respectivement au fondamental et aux harmoniques sont représentés par les figures (III.8) et (III.9).

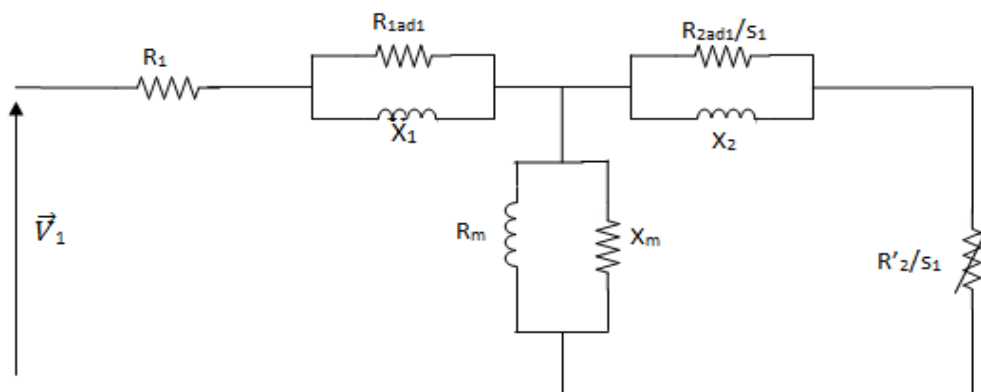


Figure.III.8. Schéma équivalent modifié relatif à l'harmonique fondamental

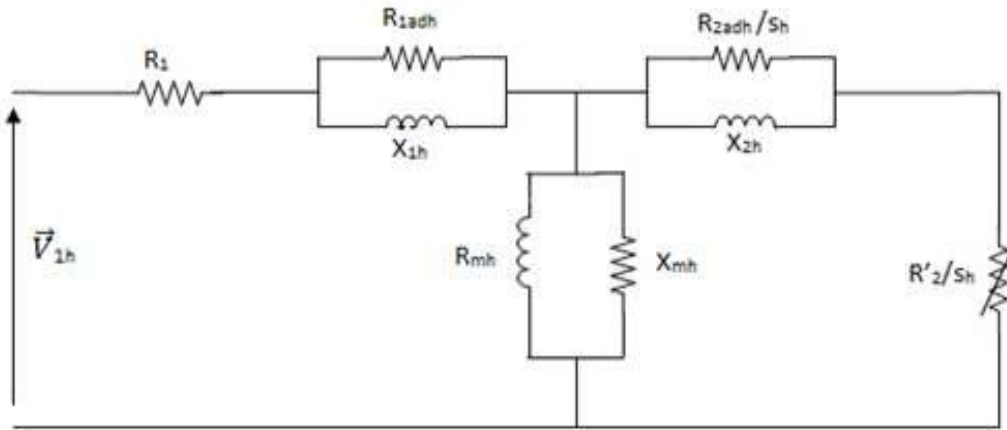


Figure.III.9. Schéma équivalent modifié relatif à l'harmonique d'ordre h

III.10.1.1. Résistance des pertes fer principales R_{mh} :

Cette résistance représente les pertes fer du stator et du rotor provoquées par le flux principal h^{ieme} de l'harmonique. Ceci est calculé comme :

$$R_{mh} = R_{mb} \cdot \frac{h \cdot f_1 \cdot (1 + K_e \cdot f_b)}{f_b \cdot (1 + K_e \cdot h \cdot f_1)} \tag{III-19}$$

Là où, R_{mb} est déterminé à partir de l'essai sans charge à la fréquence basse f_b où les pertes fer du rotor sont négligées ($s_b = 0$) car la machine tourne presque à la vitesse synchrone.

La constante K_e est liée aux propriétés du matériau des tôles magnétiques. Elle est indépendante de la fréquence.

III.10.1.2. Résistance des pertes additionnelles statoriques R_{1adh} :

Cette résistance représente les pertes additionnelles dues au flux de fuite de stator de h^{ieme} de l'harmonique (pour $h=1$ le fondamental), et est exprimée comme :

$$R_{1adh} = R_{1adb} \cdot \frac{h \cdot f_1 \cdot (1 + K_e \cdot f_b)}{f_b \cdot (1 + K_e \cdot h \cdot f_1)} \tag{III-20}$$

La résistance de perte additionnelle statorique R_{1adb} est calculée en considérant les pertes additionnelles dans la machine en basse fréquence une fois fournie avec une source de tension sinusoïdale, sous ces dernières conditionnent les pertes fer dues aux flux de fuite du rotor peuvent être négligée (la fréquence de rotor est très petite).

En référence à la figure (III.8). Les pertes additionnelles P_{sup} par phase peuvent être exprimées comme :

$$P_{sup} = \frac{X_1^2 \cdot R_{1adb} \cdot I_{1n}^2}{R_{1adb}^2 + X_1^2} \tag{III.21}$$

Où :

I_{1n} : Le courant nominal statorique en [A].

P_{sup} : Les pertes additionnelles en régime nominal [W].

L'estimation des pertes additionnelles P_{sup} diffère d'un auteur à un autre selon le "British Standas" cité dans [4], elles sont estimées à 0,5% de la puissance absorbé. Elles varient entre 2,5% à 5% des pertes totales selon HONSINGER comme cité et donné dans [9], en régime nominale et en alimentation sinusoïdale. La résolution de l'équation (III.21) donne deux valeurs de R_{1adb} pour majorer les pertes, on choisit la valeur maximale.

III.10.1.3. Résistance des pertes additionnelles rotoriques R_{2adh}

Ceci dépend de la fréquence harmonique $S_h \cdot h \cdot f_1$, elle est calculé en utilisant la même expression par laquelle R_{1adb} est formulé, puisque les réactances de fuite de stator et de rotor sont approximativement égaux [10] dans le moteur à cage, par conséquent $R_{1adb} = R_{2adb}$ d'où :

$$R_{2adh} = R_{2adb} \cdot \frac{S_h \cdot h \cdot f_1 \cdot (1 + K_e \cdot S_b \cdot f_b)}{S_b \cdot f_b \cdot (1 + K_e \cdot S_h \cdot h \cdot f_1)} \quad (\text{III-22})$$

La constante $K_e = \frac{K_F}{K_H}$ est liée aux propriétés du matériau des tôles magnétique. Elle est indépendante de la fréquence (voir l'ANNEXE (C)).

K_F : Coefficient des pertes par courant de Foucault.

K_H : Coefficient des pertes par hystérésis.

f_1 : Fréquence fondamentale (nominale).

Les paramètres portant l'indice <> sont des valeurs de base, généralement, égal aux valeurs nominales.

III.10.2. Différentes impédances :

III.10.2.1. Impédance statorique:

L'impédance statorique est exprimée comme suit :

$$\bar{Z}_{1h} = A + jB$$

$$A = \frac{X_{1h}^2 \cdot R_{1adh}}{X_{1h}^2 + R_{1adh}} + R_1 \quad (\text{III-23})$$

$$B = \frac{X_{1h} \cdot R_{1adh}^2}{X_{1h}^2 + R_{1adh}^2}$$

$$X_{1h} = h \cdot X_1$$

III.10.2.2. Impédance rotorique :

L'impédance rotorique est exprimée comme suite :

$$\bar{Z}_{2h} = C + jD$$

$$C = \frac{X_{2h}^2 \cdot R_{2adhsh}}{X_{2h}^2 + R_{2adhsh}^2} + R_{2sh} \quad (\text{III-24})$$

$$D = \frac{X_{2h} \cdot R_{2adhsh}^2}{X_{2h}^2 + R_{2adhsh}^2}$$

$$X_{2h} = h \cdot X_2$$

$$R_{2h} = \frac{R_2}{S_h}$$

$$R_{2adhsh} = \frac{R_{2adh}}{S_h}$$

III.10.2.3. Impédance magnétisante :

L'impédance magnétisante est exprimée comme suite :

$$\bar{Z}_{mh} = E + jF$$

$$E = \frac{X_{mh}^2 \cdot R_{mh}}{X_{mh}^2 + R_{mh}^2} \quad (\text{III-25})$$

$$F = \frac{X_{mh} \cdot R_{mh}^2}{X_{mh}^2 + R_{mh}^2}$$

$$X_{mh} = h \cdot X_m$$

III.10.2.4. Impédance totale d'entrée :

L'impédance d'entrée du moteur est exprimée par:

$$\bar{Z}_{eh} = \frac{\bar{Z}_{1h} \cdot \bar{Z}_{2h} + \bar{Z}_{1h} \cdot \bar{Z}_{mh} + \bar{Z}_{2h} \cdot \bar{Z}_{mh}}{\bar{Z}_{2h} + \bar{Z}_{mh}} \quad (\text{III-26})$$

III.10.3. Pertes dans le moteur :

Les pertes peuvent être classées en deux catégories :

- ❖ Pertes principales dites normales
- ❖ Pertes supplémentaires dites additionnelles

III.10.3.1. Analyse des pertes en considérant l'harmonique fondamental :

A l'aide du schéma équivalent du moteur relatif au fondamental (h=1) représenté sur la figure (III.8). Nous pouvons déterminer les courants statoriques et rotoriques.

Le courant statorique \bar{I}_{11} est exprimé par :

$$\bar{I}_{11} = \frac{\bar{V}_1}{Z_{e1}} \quad (\text{III-27})$$

Le courant rotorique \bar{I}_{21} est exprimé par :

$$\bar{I}_{21} = \bar{I}_{11} \cdot \frac{\bar{Z}_{m1}}{\bar{Z}_{m1} + \bar{Z}_{21}} \quad (\text{III-28})$$

III.10.3.1.1. pertes principales :

Les pertes fer principales sont exprimées par la relation suivante :

$$P_{fer} = 3 \cdot \frac{E_1^2}{R_m} \quad (\text{III-29})$$

$$\bar{E}_1 = \bar{V}_1 - \bar{Z}_{11} \cdot \bar{I}_{11} \quad (\text{III-30})$$

Les pertes joules sont exprimées comme suit :

Au stator :

$$P_{cu1} = 3 \cdot R_1 \cdot I_{11}^2 \quad (\text{III-31})$$

Au rotor :

$$P_{cu2} = 3 \cdot R_2' \cdot I_{21}^2 \quad (\text{III-32})$$

III.10.3.1.2. Pertes additionnelles :

❖ Au stator :

$$P_{ad11} = 3 \cdot \frac{R_{ad11} \cdot X_{11}^2}{R_{ad11}^2 + X_{11}^2} \cdot I_{11}^2 \quad (\text{III-33})$$

❖ Au rotor :

$$P_{ad21} = 3 \cdot \frac{R_{ad21} \cdot X_{21}^2}{R_{ad21}^2 + X_{21}^2} \cdot I_{21}^2 \quad (\text{III-34})$$

III.10.3.1.3. Pertes totales :

On ajoute les pertes mécaniques aux composantes précitées, les pertes totales donc :

$$P_{tot} = P_{fer} + P_{cu1} + P_{cu2} + P_{ad11} + P_{ad21} + P_m \quad (\text{III-35})$$

Les autres puissances et pertes (P_a, P_u, \dots) sont déduites en utilisant le bilan de puissance étudié en chapitre I.

III.10.3.2. Analyse des pertes en considérant les harmoniques d'ordre supérieur :

Tous les paramètres sont relatifs à l'harmonique considéré :

III.10.3.2.1. Pertes principales :

Les pertes fer :

$$P_{ferh} = 3 \cdot \frac{E_h^2}{R_{mh}} \quad (\text{III-36})$$

$$\bar{E}_h = \bar{V}_h - \bar{Z}_{1h} \cdot \bar{I}_{1h} \quad (\text{III-37})$$

Pertes dans le cuivre :

Les pertes cuivre au stator :

$$P_{cu1h} = 3 \cdot R_1 \cdot I_{1h}^2 \quad (\text{III-38})$$

Les pertes cuivre au rotor :

$$P_{cu2h} = 3 \cdot R_2' \cdot I_{2h}^2 \quad (\text{III-39})$$

III.10.3.2.2. pertes additionnelles :

Au stator :

$$P_{ad1h} = 3 \cdot \frac{R_{ad1h} \cdot X_{1h}^2}{R_{ad1h}^2 + X_{1h}^2} \cdot I_{1h}^2 \quad (\text{III-40})$$

Au rotor :

$$P_{ad2h} = 3 \cdot \frac{R_{ad2h} \cdot X_{2h}^2}{R_{ad2h}^2 + X_{2h}^2} \cdot I_{2h}^2 \quad (\text{III-41})$$

En conclusion, on appliquant le principe de superposition, les divers composants de pertes sont alors calculés en utilisant les expressions suivantes :

III.10.3.3. Superposition des pertes:**III.10.3.3.1. Pertes principales résultantes :**

Les pertes joules totales :

❖ Au stator :

$$P_{cu1,r} = \sum_{h=1}^n R_1 \cdot I_{1h}^2 \quad (\text{III-42})$$

❖ Au rotor :

$$P_{cu2,r} = \sum_{h=1}^n R_2 \cdot I_{2h}^2 \quad (\text{III-43})$$

III.10.3.3.2. Pertes additionnelles résultantes :

❖ Au stator :

$$P_{ad1,r} = \sum_{h=1}^n P_{ad1h} \quad (\text{III-44})$$

❖ Au rotor :

$$P_{ad2,r} = \sum_{h=1}^n P_{ad2h} \quad (\text{III-45})$$

III.10.3.3.3. Pertes fer résultantes :

$$P_{fer,r} = \sum_{h=1}^n P_{ferh} \quad (\text{III-46})$$

III.10.3.3.4. Pertes totales résultantes :

On ajoute les pertes mécaniques aux composantes précitées, les pertes totales résultantes sont :

$$P_{tot,r} = P_{fer,r} + P_{cu1,r} + P_{cu2,r} + P_{ad1,r} + P_{ad2,r} + P_{mec} \quad (\text{III-47})$$

En se basant sur la méthode de superposition des pertes et le bilan de puissance on déduit les autres performances.

III.11. Présentations des résultats :

Un programme de calcul sous MATLAB est effectué afin de prédéterminer, en régime permanent, les performances de la machine asynchrone lorsqu'elle est alimentée par un

onduleur de tension, et particulièrement les pertes harmoniques obtenues à partir du modèle relatif au schéma équivalent modifié de HONSINGER cité et appliqués dans [10- 4- 9- 17] du moteur étudié.

III.12. Conclusion :

En conclusion, les harmoniques de tension à fréquence élevée générées par l'onduleur MLI engendrent des pertes supplémentaires dites additionnelles dans les différentes parties de la machine qui ne doivent pas être négligées. Le circuit équivalent modifié représenté par le schéma de la figure (III.9.) est une approche très complète pour l'analyse des différentes pertes harmoniques qui se produisent dans la machine. Ce dernier est surtout intéressant pour une alimentation non sinusoïdale.

CHAPITRE IV :
Résultats théoriques,
pratiques et comparaison

IV.1. Introduction :

Dans le but d'étudier les pertes d'une machine asynchrone, nous tenterons de mettre en évidence les effets d'une alimentation sinusoïdale et non sinusoïdale. Ceci peut se faire en faisant une étude comparative des performances du moteur par essai expérimental, et théorique.

Dans ce chapitre, on commence par déterminer l'évolution des pertes par la méthode expérimentale qui sera comparé avec celle étudié théoriquement en alimentation sinusoïdale, et avec celle du modèle modifié, en alimentation non sinusoïdal, suivi d'une présentation et interprétation des résultats.

IV.2. Présentation du moteur étudié :

Le moteur qui fait l'objet des différents essais, est un moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil ayant les caractéristiques suivantes :

- Type 890-100-1064-0041.
- Marque ENEL (électro-industrie) N°22-128-02.
- Puissance 2,2 kW.
- Tension nominale 380 V.
- Courant nominal de valeur 5,2 A en triangle.
- Vitesse de rotation 1410 tr/ min.
- facteur de puissance $\cos \varphi = 0,83$.
- Classe d'isolation f (155°c).

IV.3. description du banc d'essai :

Le matériel utilisé pour effectuer l'essai sur la machine asynchrone est le suivant [14] :

- ❖ Une génératrice courant continue pour les essais en charge. Elle possède les caractéristiques suivantes :
 - Type DL2062.
 - Puissance nominale 2,4 KW.
 - Tension nominale 220 V.
 - Courant nominal 10.9 A.
 - Vitesse nominale 1420 tr/min.
 - Courant d'excitation nominal 1.6 A.
 - Classe d'isolation (f).
 - Une source d'alimentation triphasé fixe 380V/20A, et variable 0-400V/3,4A en alternatif et une source de tension variable continue.
 - Rhéostat de champ
 - Différents appareils de mesures :

- ✓ Ampèremètres, voltmètres, Wattmètres. Transformateur de courant, tachymètre, (thermomètre et balance pour mesurer le couple).
- ✓ Des capteurs de température.
- ✓ Un enregistreur de température (CA 625 ECOPOINTER).
- ✓ Une charge résistive variable.
- ✓ Des fils électrique de câblage.

IV.4. Essai en charge :

L'essai en charge consiste à alimenter le moteur asynchrone à sa tension nominal et la machine continu servant de charge.

La machine à courant continu fonctionne alors en génératrice, débitant sur des résistances variables.

IV.4.1. Schéma de montage :

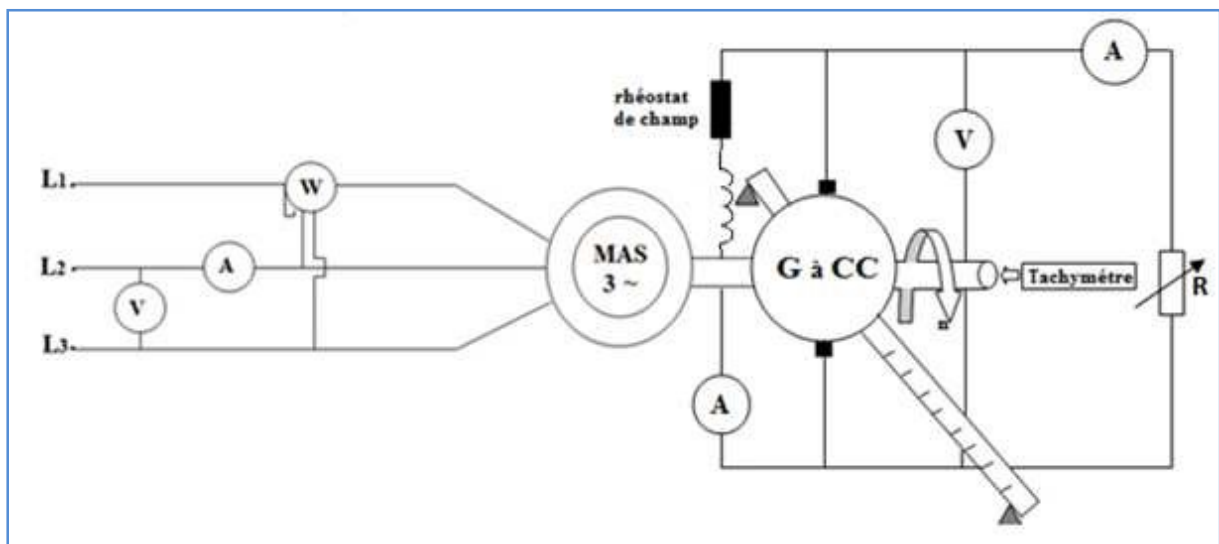


Figure IV.1. Circuit de mesure de l'essai en charge.

On alimente le moteur asynchrone à sa tension nominal, ensuite on fait varier les résistances de la charge de la génératrice à courant continu.

Pour chaque charge on relève les mesures suivantes :

Le courant I [A].

La tension entre phase U [V].

La puissance absorbée P_a [W].

La vitesse N [tr/min].

La distance d du bras de la balance [cm].

La température des enroulements au régime établis [$^{\circ}\text{C}$].

❖ Résultats de mesure

Les résultats de mesure (à température ambiante $T=21^{\circ}\text{C}$) sont groupé dans le tableau suivant ($F = 50\text{N}$):

$V_{s,\Delta}(V)$	$I_Y(A)$	$P_a(W)$	$N(tr / min)$	$d(cm)$	$T(^{\circ}\text{C})$
387	1.801	386	1499	0.5	40.5
390	1.902	700	1491	6	45
389	2.003	975	1483	9.4	48
389	2.130	1210	1476	12.6	49.3
389	2.260	1500	1468	15.7	51
389	2.450	1800	1460	19.1	53.4
389	2.591	2050	1454	21.8	56.6
390	2.6713	2200	1450	24.4	57
390	2.7868	2370	1445	26.5	60.9
390	3.0022	2546	1439	28.4	64.6
390	3.1754	2800	1432	31.4	67.4

Tableau IV.1. Résultats de mesure de l'essai en charge.

IV.4.1.1. Calcul du couple nominal :

$$C_n = P_n / \Omega_n [N.m] \quad (\text{IV-1})$$

IV.4.1.2. Calcul de la distance nominale de la balance :

$$C_n = F.d_n \Rightarrow d_n = C_n / F \quad (\text{IV-2})$$

IV.4.2. Résultats de l'essai en charge :

Les résultats de mesures sont relèves a une température ambiante de $21^{\circ} C$.

Une fois la génératrice excitée, on fait varier le courant d'induit à l'aide des résistances de charges.

IV.4.2.1. Calcul de la résistance statorique pour différente valeurs de la température :

Afin de déterminer les pertes joules avec une bonne précision on tient compte de la température dans les enroulements [12].

Pour calculer la résistance R_1 , on utilise la formule suivante :

$$R_s = R_{s(21^{\circ}C)} \cdot \frac{T_2 + K}{T_1 + K} \quad (\text{IV-3})$$

Avec :

$R_{s(21^{\circ}C)}$: Résistance statotrique a $21^{\circ} C$

T_2 : Température finale.

T_1 : Température initiale.

K : Une constante pour l'aluminium elle égale à $225^{\circ} C$, et pour le cuivre elle est égale à $234,5^{\circ} C$.

IV.5. Calcul des pertes et du rendement :**IV.5.1. Pertes joules statorique :**

$$P_{js} = 3R_s I_1^2 \quad [\text{W}] \quad (\text{IV-4})$$

IV.5.2. Puissance transmise :

$$P_{tr} = P_a - (P_{jr} + P_{fer}) \quad [\text{W}] \quad (\text{IV-5})$$

IV.5.3. Pertes joules rotorique :

$$P_{jr} = P_{tr} \cdot g \quad [\text{W}] \quad (\text{IV-6})$$

IV.5.4. Puissance utile :

$$P_u = C_u \cdot \Omega \quad [\text{W}] \quad (\text{IV-7})$$

IV.5.5. Calcul des pertes supplémentaires :

$$P_{\text{sup}} = 0.05.P_a \quad [\text{W}] \quad (\text{IV-8})$$

IV.5.6. Le rendement :

$$\eta = P_u / P_a \quad (\text{IV-9})$$

IV.6. Présentation des résultats :

Les pertes dans le moteur étudié étant calculées au chapitre précédent, à l'aide de deux modèles électriques, classique, et modifié cité dans [4-9-17].

IV.6.1. Les caractéristiques de fonctionnement des pertes dans la machine pour les différentes charges en alimentation sinusoïdales :

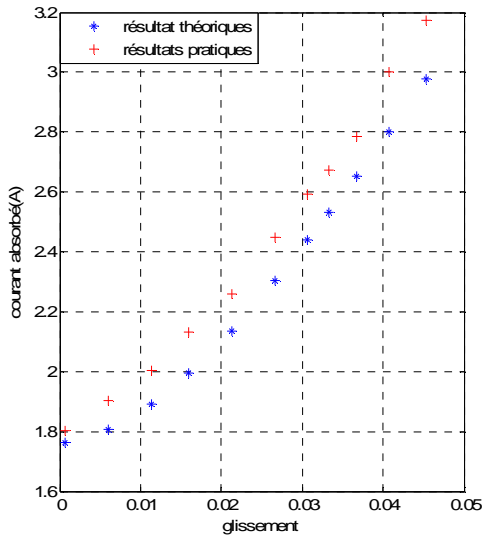


Figure IV.2. Evolution du courant absorbé en fonction du glissement

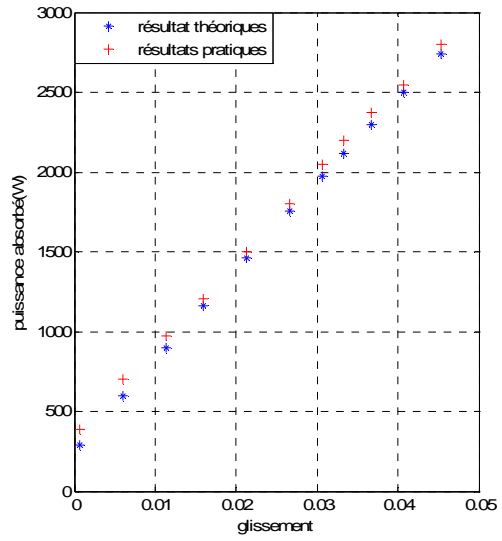


Figure IV.3. Evolution de la puissance absorbée en fonction du glissement

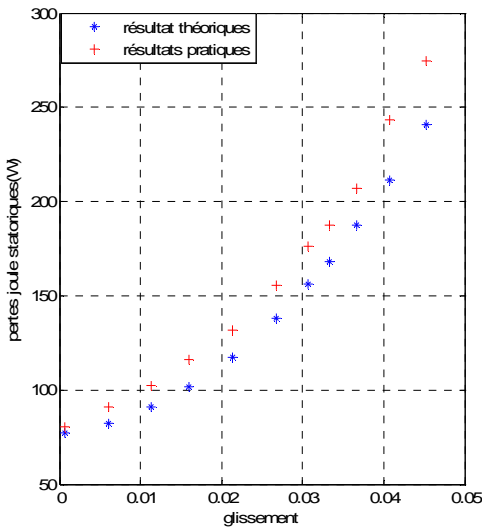


Figure IV.4. Evolution des pertes joules statoriques en fonction du glissement

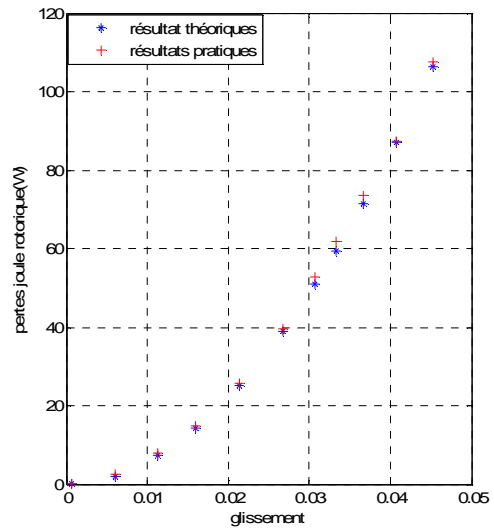


Figure IV.5. Evolution des pertes joules rotoriques en fonction du glissement

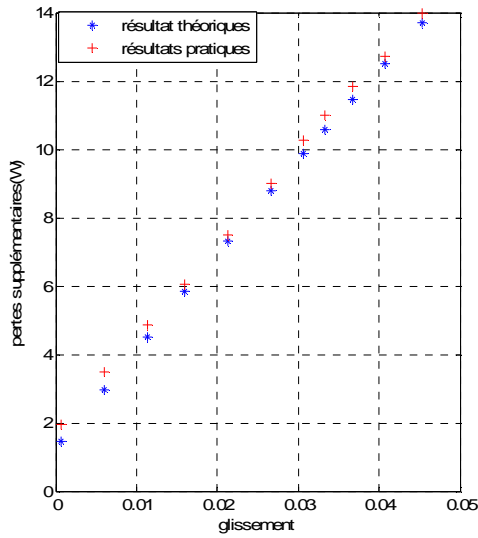


Figure IV.6. Evolution des pertes supplémentaires en fonction du glissement

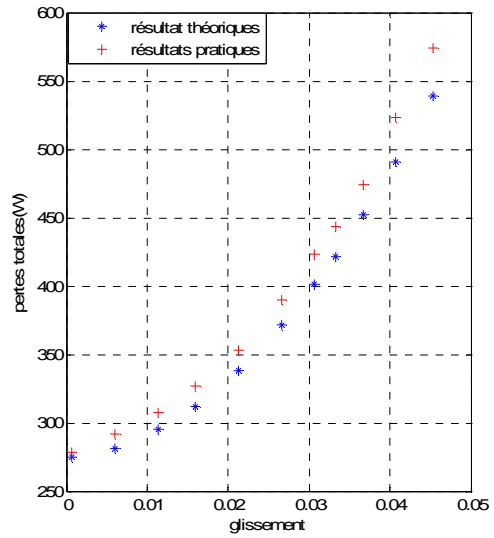


Figure IV.7. Evolution des pertes totales en fonction du glissement

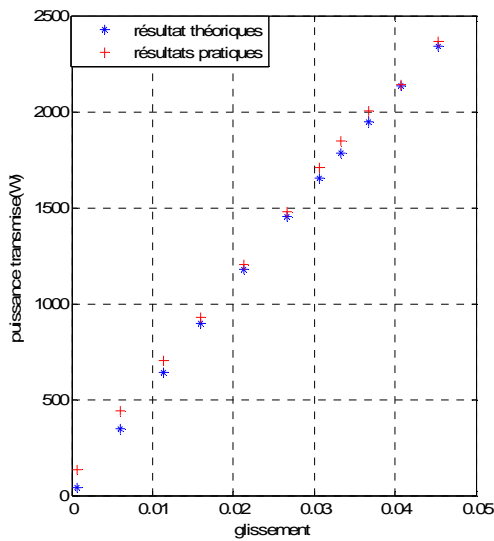


Figure IV.8. Evolution de la puissance transmise en fonction du glissement

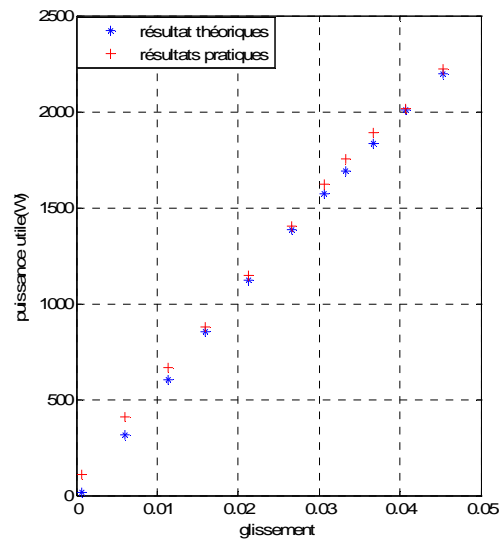


Figure IV.9. Evolution de la puissance utile en fonction du glissement

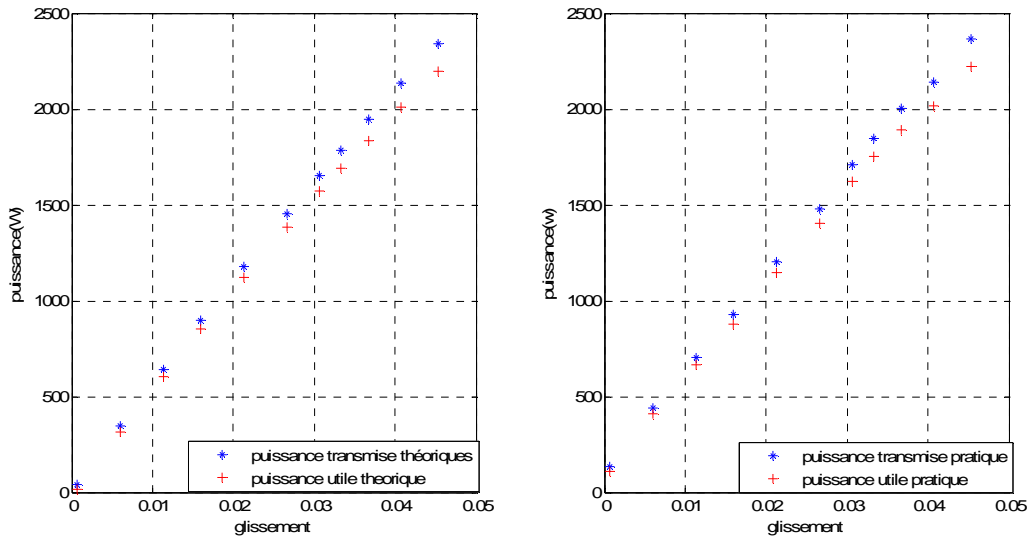


Figure IV.10. Evolution de la puissance transmise et utile en fonction du glissement

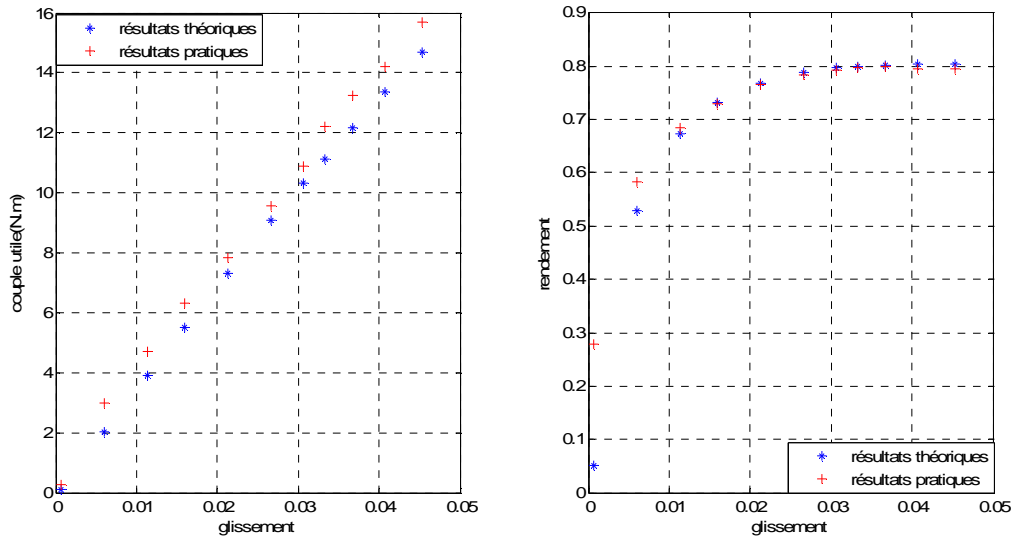


Figure IV.11. Evolution du couple utile en fonction du glissement

Figure IV.12. Evolution de rendement en fonction du glissement

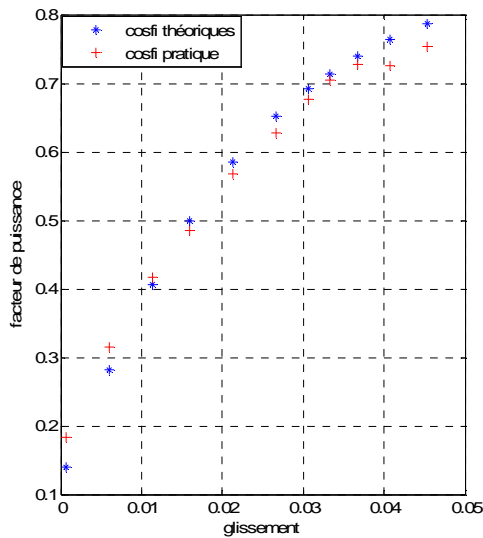


Figure IV.13. Evolution de facteur de puissance en fonction du glissement

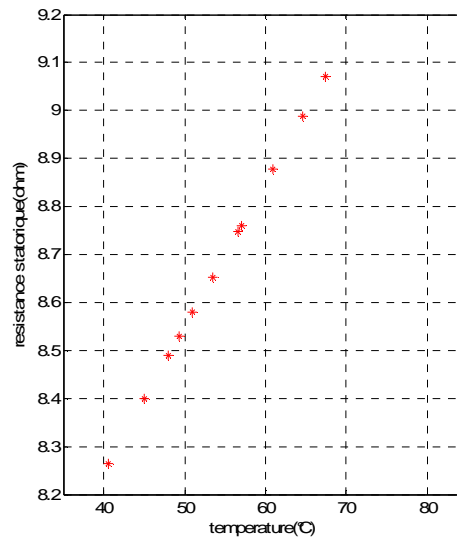


Figure IV.14. Evolution de la résistance statorique en fonction de la température

IV.6.1.1. Interprétation des résultats :

Tous les graphes obtenus à partir des résultats mesurés expérimentalement et calculés théoriquement pour le circuit électrique équivalent en T, on constate qu'elles correspondent assez bien tout en ayant quelques différences. Toutes ces courbes augmentent linéairement avec l'augmentation du glissement.

Les courbes des résultats théoriques sont très proches à celles des résultats expérimentaux.

Mais de plus en plus que le glissement augmente, l'écart entre les allures augmente pour le point de fonctionnement nominal.

La courbe de la figure (IV.2), montre l'évolution du courant absorbé avec l'augmentation du glissement. L'écart entre les deux allures s'explique du fait qu'il y en avait des erreurs commises lors de la mesure qui sont dues à l'appareillage utilisé d'une part, et par une légère augmentation du courant de phase de la machine aux environs du régime nominal d'autre part.

La courbe de la figure (IV.3), l'évolution de la puissance absorbée montre que les résultats théoriques et pratiques ont la même allure avec un petit écart entre eux en régime nominal.

L'allure de la courbe des pertes joules statorique représentées dans la figure (IV.4) s'explique par le fait que les pertes cuivre augmentent avec le courant absorbé et aussi l'augmentation de la température de la résistance statorique qui cause l'échauffement des bobines statorique.

Notons que ces pertes joules statorique sont presque la moitié des pertes totales en charge nominal.

Sur la courbe de la figure (IV.5), on remarque que les pertes joules rotoriques ont une même allure, l'écart entre ces résultats est dû aux pertes fer déterminées avec moins de précision, l'effet de la température sur la résistance rotorique n'est pas prise en compte dans le calcul des pertes. La résistance des pertes joules rotoriques est fictive (résistance ramené au stator), et non pas une résistance rotorique réelle.

La figure (IV.6), représente l'évolution des pertes supplémentaire. Elle augmente avec l'augmentation du glissement, ce fait est dû à la surestimation des pertes (0.05%) de la puissance absorbée.

La figure (IV.7), montre l'évolution des pertes totales en fonction du glissement englobant toutes les pertes, elles dépendent de la précision avec laquelle les paramètres du circuit électrique équivalent est calculée et la surestimation des pertes fer, mécanique et supplémentaires.

La courbe de la figure (IV.8), montre l'allure de la puissance transmise obtenues théoriques qui est identique à celle expérimentales, du fait que les pertes fer sont surestimées, et aussi l'imprécision des paramètres (en particulier R_m) du circuit équivalent en T.

La courbe de la figure (IV.9), montre la puissance utile, l'allure de cette courbe des résultats théorique correspond à l'allure de la courbe des résultats trouvés expérimentalement avec un petit écart.

D'après la figure (IV.10), il y a une différence entre la puissance transmise au rotor et la puissance utile, avec un léger écart entre les deux courbes qui s'explique par la présence des pertes joules rotorique, mécanique dans la machine.

La figure (IV.11), illustrant l'augmentation du couple utile, avec le glissement, pour le glissement égale a zéro le couple est très proche de zéro, les allures sont identique avec un écart en régime nominal.

Sur la courbe de la figure (IV.12), on remarque que les deux courbes ont une même allure, elles partent de zéro et augmentent jusqu'à atteindre leur valeur nominale, la courbe expérimentale, nous donne pratiquement le rendement nominale qui correspond à la plaque signalétique, ce qui montre bien que les pertes totales sont assez bien estimées.

D'après tout ces résultats, on peut déduire que les paramètres du circuit électrique équivalent en T du moteur sont assez bien déterminé.

La figure (IV.14), montre l'augmentation de la résistance statorique, en fonction de la température, ceci est dû au fait de l'agitation des atomes qui s'oppose au déplacement des électrons, cette variation est prise en compte dans les calculs.

Dans nos précédents calculs en comparant les résultats théoriques à ceux expérimentaux avec une alimentation sinusoïdale, avant d'atteindre le régime nominal, les courbes obtenus sont très proches et augmentant linéairement avec l'augmentation du glissement, mais de plus en plus que le glissement augmente l'écart entre les courbes augmente, cela peut s'expliquer par les phénomènes qui apparaissent sur la machine comme l'effet de peau d'une part, l'effet de surchauffe dans les bobines et l'effet de saturation d'autre part, qui font varier les performances électrique du moteur en fonction de la charge.

IV.6.2. Les caractéristiques de fonctionnement de la machine pour le modèle de Honsinger :

Après avoir développé le programme sur MATLAB, appliqué au modèle du circuit équivalent modifié, présenté auparavant (dans le chapitre 3), destinée à l'évolution des performances de la machine asynchrone. Le modèle nous a permis d'estimer les pertes normales et additionnelles pour les deux types d'alimentation sinusoïdale et non sinusoïdale. Ceci peut se faire en faisant une étude comparative des performances du moteur d'abord alimenté par une tension sinusoïdale, puis par une tension générée par l'onduleur pour mettre en évidence les effets d'une alimentation non sinusoïdale.

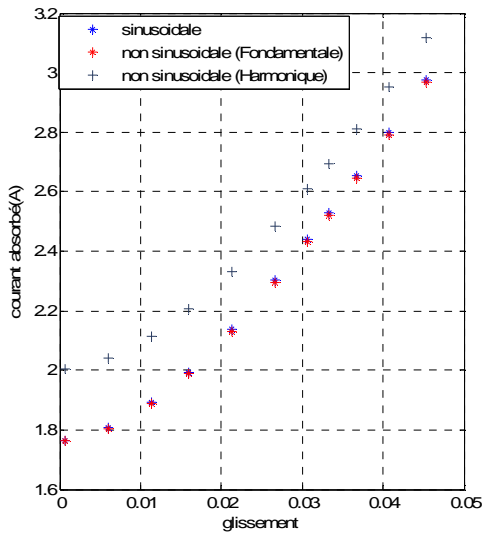


Figure IV.15. Evolution du courant absorbé en fonction du glissement

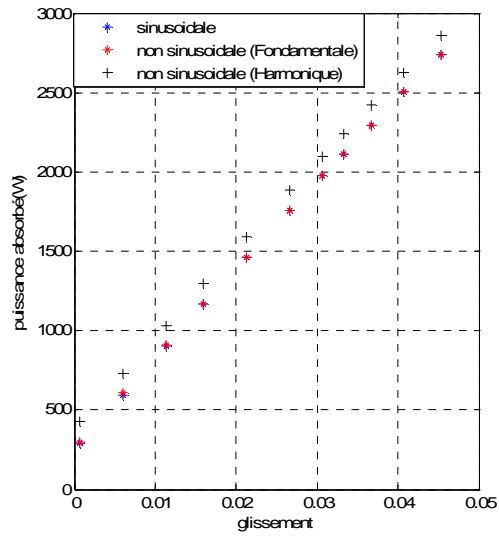


Figure IV.16. Evolution de la puissance absorbée en fonction du glissement



Figure IV.17. Evolution des pertes joules statoriques en fonction du glissement

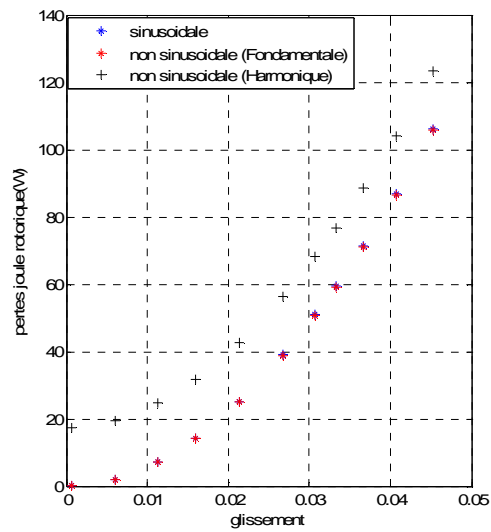


Figure IV.18. Evolution des pertes joules rotoriques en fonction du glissement

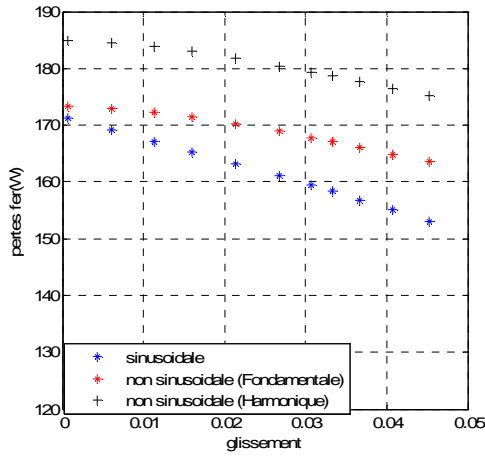


Figure IV.19. Evolution des pertes fer en fonction du glissement

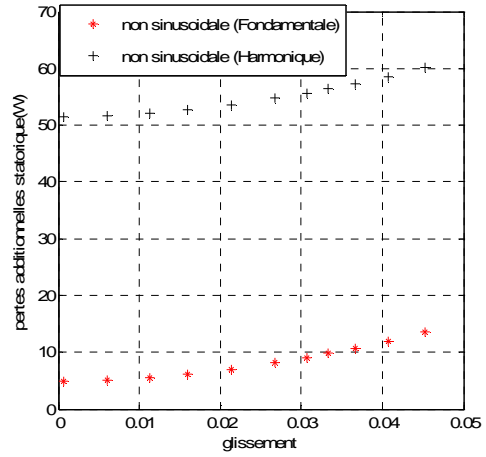


Figure IV.20. Evolution des pertes additionnelles statoriques en fonction du glissement

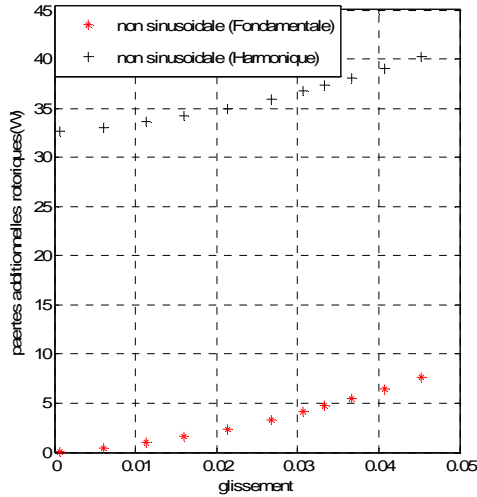


Figure IV.21. Evolution des pertes additionnelles rotoriques en fonction du glissement

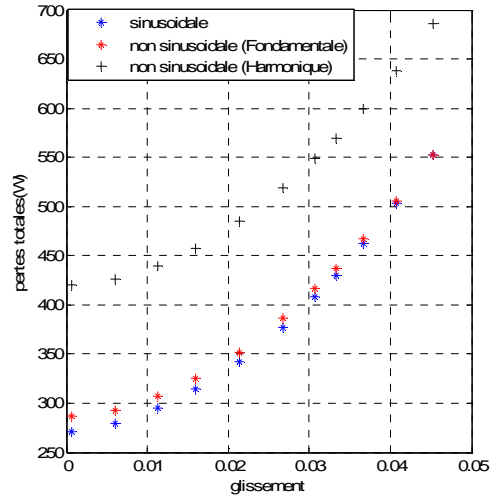


Figure IV.22. Evolution des pertes totales en fonction du glissement

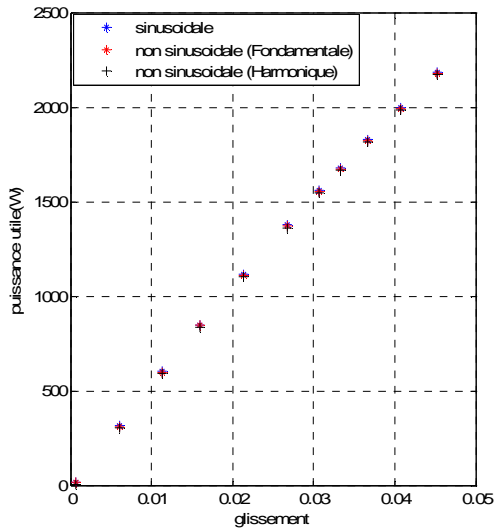


Figure IV.23. Evolution de la puissance utile en fonction du glissement

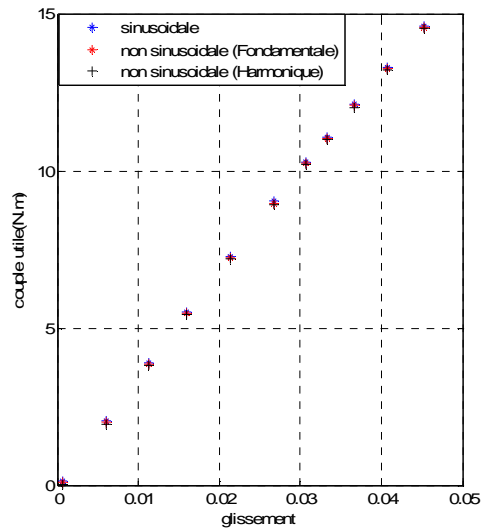


Figure IV.24. Evolution du couple utile en fonction du glissement

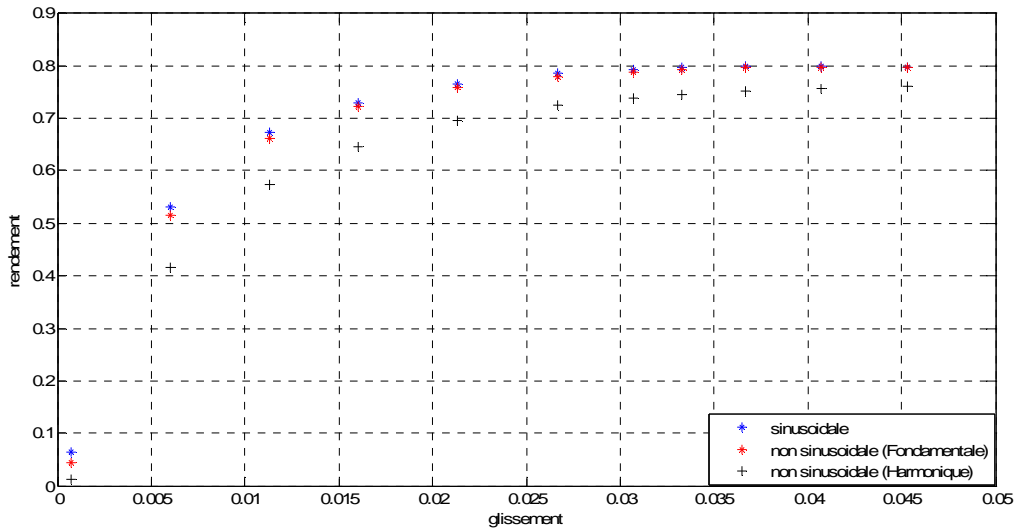


Figure IV.25. Evolution du rendement en fonction du glissement

IV.6.2.1. Interprétation des résultats :

Dans le cas d'une alimentation non sinusoïdale de la machine, les tensions obtenues à la sortie de l'onduleur sont décomposés en série de fourrier, chaque composante de la tension est traité séparément, et les résultats complets sont obtenus en superposant ceux de chaque harmonique (en supposant que le système étudié est linéaire).

Nous représentons sur la courbe de la figure (IV.16), l'évolution de la puissance absorbée par le moteur en fonction du glissement. D'après les figures (IV.15), et (IV.16), les résultats obtenus montrent une légère augmentation des courants de phase statoriques de 4.7% en présence des harmoniques générés par la tension délivrée par le convertisseur. Ceci signifie qu'en alimentation non sinusoïdale, la forme d'onde de courant absorbé est plus au moins similaire à celle sinusoïdale.

La courbe de la figure (IV.17), illustre une augmentation des pertes cuivre de 9% par rapport au cas d'alimentation sinusoïdale.

Nous constatons, qu'une augmentation des pertes fer d'ordre 6% par rapport au cas d'alimentation au sinusoïdale figure (IV.19), les pertes sont dues aux phénomènes d'hystérésis et au courant de Foucault, elles varient avec l'induction magnétique et avec la fréquence, selon les conditions expérimentales cité dans la référence [9], cette augmentation varie de quelque pourcents à quelque dizaines de pourcent. Cette augmentation peut s'expliquer par le fait que l'alimentation à fréquence élevée impose au matériau une variation du flux plus rapide qu'une alimentation sinusoïdale de même fréquence fondamentale. La courbe (figure IV.20) des pertes additionnelles en fonction du glissement, les pertes obtenues en alimentation non sinusoïdale dépassent de 21%, celles en sinusoïdale. Ainsi la détermination des deux résistances des pertes additionnelle (R_{1ad1}, R_{1ad2}), est délicate et approximative. En général les pertes supplémentaires en régime nominale selon la référence [4] varient entres 2.5% a 5% des pertes totale en alimentation sinusoïdale, mais, pour différentes valeurs de ce rapport adopté, les résistances identifiées peuvent êtres très différentes ce qui pourra provoquer une variation importante sur les pertes supplémentaires (soit 14% des pertes totales dans ce cas).

La courbe représentée par la figure (IV.22), montre que les pertes totales en alimentation non sinusoïdale sont considérablement importantes, elles ont augmentées de 19% par rapport a celles obtenues en sinusoïdale, cette augmentation est due au croisement des courants en présence des harmoniques générés par la forme non sinusoïdale des tensions d'alimentation.

La courbe de la figure (IV.23), illustre l'évolution de la puissance utile délivrée par le moteur en fonction du glissement, ou nous remarquons une légère diminution de la puissance

utile avec la présence des harmoniques. Les résultats obtenues ont permis de constater que les harmoniques générés par l'onduleur contribuent d'une manière significative à l'augmentation des pertes totales dans les différentes parties de la machine, et à la diminution du rendement du moteur, comme montre la courbe de la figure (IV.25), le rendement du moteur chute de 4,6% environ aux alentours de la zone de fonctionnement nominal.

Nous avons constaté aussi, que les pertes estimées par le modèle proposé donnent des résultats acceptables pour une alimentation sinusoïdale ou nous obtenons un rendement qui atteint 79% aux alentours de la zone de fonctionnement nominal. En revanche, les pertes sont plus importantes dans le cas d'alimentation non sinusoïdale, et le rendement chute jusqu'à 76% dans la zone de fonctionnement nominale.

En comparant les courbes du rendement, figure (IV.25), obtenues pour les deux types d'alimentation, on constate qu'en alimentation sinusoïdale, le rendement est plus élevé que celui en alimentation non sinusoïdale.

Pour la validation de nos résultats trouvés par le modèle modifié, et après avoir développé un programme sous MATLAB appliquée au modèle classique présentés auparavant (schéma en T), nous l'avons alors comparée à celui de modèle modifié pour la fréquence fondamentale. Nous avons aboutis à des valeurs approchées pour les différentes performances, ce qui valide les résultats trouvées par le schéma électrique modifié pour la fréquence fondamentale comparé à celui du modèle classique en T. les résultats obtenus ne sont qu'approximatives à cause des différentes estimations, et l'erreur commises lors de la mesures.

IV.7. Conclusion :

Dans cette partie nous avons présenté deux modèles électriques décrits au début de ce chapitre, notre objectif est de prédéterminer les pertes et les performances du moteur étudié pour deux types d'alimentation.

La variation des pertes de puissance en fonction de la charge obtenus pratiquement, est presque identique à celles trouvés théoriquement avec une alimentation sinusoïdale donc nous pouvons dire que le moteur à induction peut être représenté par le schéma électrique équivalent classique relatif au fondamental décrit dans [4], que nous avons utilisé.

Le circuit équivalent modifié présenté par HONSINGER cité et utilisé dans [9] est une approche très complète, il s'agit tout d'abord de montrer l'influence des pertes dues aux harmonique générés pour la tension d'alimentation non sinusoïdale. Ce dernier modèle explique les phénomènes physiques qui se produisent dans la machine.

En final les harmoniques de tension à fréquence élevé provoquent des pertes dans le cuivre des bobines, et dans le circuit magnétique de la machine qui ne se doivent pas être négligées.

Conclusion générale

Le présent travail consiste en l'étude des pertes dans la machines asynchrone alimentée en tension sinusoïdale, et non sinusoïdale.

Tout d'abord cette étude a été menée analytiquement en utilisant la méthode de dimensionnement qui, se base uniquement sur les données fournies sur la machine, principalement les données géométriques et les propriétés magnétiques de ses matériaux actifs. C'est une méthode dédiée purement à la conception et ne nécessite pas d'essai au préalable. Cela constitue un des ses avantage premier. La précision de ses résultats dépend essentiellement de la bonne connaissance des caractéristiques des matériaux utilisés.

Ensuite, une identification des différents paramètres électrique, du circuit équivalent classique, de la machine est réalisée par des essais expérimentaux standards. La précision avec laquelle ces paramètres sont déterminés dépend essentiellement de celle des pertes fer et perte mécanique.

En étudiant les performances de la machine, le modèle classique est validé par des tests expérimentaux, ce qui montre que les paramètres identifiés sont estimés avec une assez bonne précision. Après cette validation, on constate une bonne concordance entre les pertes estimées par ce modèle et celles des essais expérimentaux.

Par la suite, le modèle classique est entendu au modèle proposé par HONSINGER [9] ou le premier sert de référence dans le cas du fondamentale, La détermination de ses paramètres comme la résistance des pertes additionnelles statoriques et rotoriques est délicate puisque sont dépendante de la constante K_e liée aux propriétés du matériau et les pertes supplémentaire.

Par l'application du principe de superposition les pertes additionnelles sont estimées, nous constatons que l'augmentation des pertes totales par rapport à la localisation de ces pertes.

La comparaison entre les résultats obtenus, mène à conclure que les différentes pertes sises au niveau des enroulements satatorique et rotorique sont plus grandes que celle dans les autres parties (pertes fer, les pertes mécaniques, et les pertes supplémentaires avec une faible valeur).

Les résultats obtenus en utilisant le modèle modifié montre que les harmoniques de la tension à fréquence élevé générés par l'onduleur contribuent d'une manière notable à l'augmentation des pertes dans le cuivre du bobinage, et dans le circuit magnétique da la machine.

La prise en compte de certains phénomènes indésirable, tels que les harmoniques, la saturation, nuit au fonctionnement et au comportement de la machine. Ce qui montre la nécessité de prendre en considération tout ces phénomènes existant dans les machines destinées à être alimentées avec une tension non sinusoïdale dans toute études les concernant.

Bibliographie

- [1] D.ABDESLAM << Analyse et construction d'un moteur asynchrone à rotor à cage >>, Mémoire d'ingénieur, école nationale polytechnique (E.N.P), 2006
- [2] Pierre MAYE << Moteur électrique industriels >>, Dunod, paris, 2005
- [3] S.ZOURDANI, K.KARIMA<< Détermination de la répartition des pertes de puissance dans un moteur asynchrone triphasé >>, Mémoire licence professionnelle, U.M.M.T.O, 2011
- [4] N.KECILI << Etude des pertes et couples pulsatoire dans les machines asynchrone alimentées par des convertisseurs >>, Mémoire magister U.M.M.T.O, 2009
- [5] A.AIGOUN, S.SAID << Etude des pertes d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil >>, Mémoire D.E.U.A, U.M.M.T.O
- [6] N.ARKAB, Y.BOUZIDI << Identification des paramètres d'une machine asynchrone à rotor bobiné >>, Mémoire D.E.U.A , U.M.M.T.O
- [7] G.GRELLET, G.CLERC <<Actionneurs électriques : principe-modèles-commande >>. Edition Eyrolles , 1997.
- [8] N.KOSTENKO, L.PIOTROVSKI << Machine électrique >>, TOME II, Edition Mir, 1979
- [9] F.ABDELLI << Calcul du rendement globale d'un système commande – machine asynchrone – convertisseur >>, Mémoire de magister, U.M.M.T.O, 2007
- [10] N. BENAMROUCHE << An investigation of the loss distribution in induction motors fed from non sinusoidal supplies >>, Phd thesis, department of electrical and electronic engineering, university of Sheffield, 1991.
- [11] Y. DIAF , DJ. BEN ANTER << Modélisation et commande d'un onduleur triphasé pilote par MLI a structure multiniveaux >>, Mémoire de master, U.K .M -OUARGLA
- [12] MOULAI.Z-D << Contribution à l'étude thermique des machines asynchrone alimentation par des convertisseurs électroniques >>, Mémoire de magister. U.M.M.T.O, 2002
- [13] ALGER P.L << Induction machines >>, Gordon and breach science publishers, 1970
- [14] SEKKAI.Y, ALIMIRAOUSSAID.K, << Étude des pertes et leur repartions dans un moteur asynchrone à cage d'écureuil 2.2 kW >>, Mémoire de fin d'études.U.M.M.T.O.2013
- [15] A. LOUNI, M. ALLOUCHENE, << Identification des paramètres électriques de la machine asynchrone à cage d'écureuil >>, Mémoire master académique, U.M.M.T.O, 2012
- [16] T. WILDI, G. SYBILLE, << Electrotechnique >>,4^{eme} édition. Edition de Boeck 2005
- [17] K.VENKATESAN, F.LINDSAY <<comparative study of the losses in voltage and current source inverter fed induction motors>>, IEEE trans. On indust. Appl, vol.1A-18,N⁰3,june 1982

ANNEXES

ANNEXE A

Calcul des contraintes électromagnétiques et paramètres électriques de la machine

I. Le stator:**I.1. Calcul du courant dans la phase statorique :**

$$I_1 = (P_n \cdot 10^3) / (m_1 \cdot U_1 \cdot \eta_n \cos \theta)$$

$$I_1 = (2,2 \cdot 10^3) / (3.380,0,78,0,83)$$

$$I_1 = 2,98A$$

I.2. Le coefficient de l'enroulement;

$$K_{enr1} = K_{d1} \cdot K_{r1}$$

$$K_{d1} = \sin(\alpha / 2) / q_1 \sin(\alpha / 2q_1)$$

$$I_1 = (2,2 \cdot 10^3) / (3.380,0,78,0,83)$$

$$\alpha = 2 \cdot \pi \cdot p \cdot q_1 / Z_1$$

$$\alpha = 2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot 3 / 36$$

$$\alpha = 1,04rad = 59,98^\circ$$

$$K_{d1} = [\sin(1,04/2)] / [3 \sin(\alpha/2,3)]$$

$$K_{dr} = 0,96$$

$$K_{r1} = \sin(\beta \cdot \pi / 2)$$

$$\beta = Y_1 / \tau$$

$$\beta = 9 / 9$$

$$\beta = 1$$

I.2.a. Calcul de pas polaire:

$$\tau = \pi \cdot D_{int} / (2p)$$

$$\tau = \pi \cdot 88,5 / (2 \cdot 2)$$

$$\tau = 69,47mm$$

$$K_{r1} = 1$$

$$K_{enr1} = K_{d1} \cdot K_{r1}$$

$$K_{enr1} = 0,96$$

Avec :

α : Zone phasique.

Z_1 : Nombre d'encoches statorique.

q_1 : Nombre d'encoches par pole par phase.

K_{d1} : Coefficient de raccourcissement.

K_{d1} : Coefficient de distribution.

β : Pas de raccourcissement.

Y_1 : Pas de l'enroulement.

τ : Pas polaire

I.3. Calcul de l'induction magnétique :

$$\beta_{\delta} = (0,225.2.p.U_{\Delta}.10^6) / (L_t.D_{\text{int}}.W_1) \quad [\text{Gauss}]$$

$$\beta_{\delta} = (0,225.2.2.380.10^6) / (110.88.5.384) \quad \beta_{\delta} = 0,91T$$

Avec :

U_{Δ} : Tension nominal simple statorique.

L_t : Longueur virtuelle de l'induit.

D_{int} : Diamètre intérieur du stator.

I.4. Calcul de l'induction maximale dans la dent statorique :

$$B_{zi\text{max}} = (t_1.\beta_{\delta}) / (K_{fer}.b_{z1}) \quad [\text{T}]$$

$$B_{zi\text{max}} = (7,71.0,91) / (0,975.3,87) \quad B_{zi\text{max}} = 1.85T$$

Avec:

K_{fer} : Coefficient de remplissage des tôles statorique.

$$K_{fer} = 0,985 - 5p.10^{-3} \quad K_{fer} = 0,975$$

Avec:

b_{z1} : Largeur de la dent statorique [mm].

t_1 : Pas dentaire qui est définie comme étant la distance qui sépare deux axes de deux encouches voisines [mm].

I.4. Calcul du pas dentaire:

$$t_1 = (\pi.D_{\text{int}}) / Z_1$$

$$t_1 = (\pi \cdot 88,5) / 36$$

$$t_1 = 7,71 \text{ mm}$$

I.5. Calcul de l'induction magnétique dans les dos statorique :

$$B_{c1} = (0,5 \cdot \alpha_i \cdot \tau \cdot \beta_\delta) / (K_{fer} \cdot h_{c1}) \quad [\text{T}].$$

$$B_{c1} = (0,5 \cdot 0,64 \cdot 69,47 \cdot 0,91) / (12,73 \cdot 0,975)$$

$$B_{c1} = 1,63 \text{ T}$$

Avec:

α_i : coefficient de recouvrement polaire, il est donné par la formule suivante:

$$\alpha_i = 2 / \pi$$

$$\alpha_i = 0,64$$

I.6. Calcul de la résistance d'une phase statorique :

$$R_1 = \rho_{cu} \cdot (L_{w1} \cdot 10^3) / (a_1 \cdot N_{el} \cdot S_{eff})$$

$$R_1 = 24,4 \cdot 10^{-9} \cdot (485,12 \cdot 384 \cdot 10^3) / (1,1 \cdot 0,396)$$

$$R_1 = 11,47 \Omega$$

I.6.a : Calcul de la longueur moyenne d'une spire de l'enroulement statorique :

$$L_{w1} = 2 \cdot (l_i + L_{f1}) \quad [\text{mm}]$$

$$L_{w1} = 2 \cdot (110 + 132,56)$$

$$L_{w1} = 485,12 \text{ mm}$$

I.6.a.1 : Calcul de la longueur moyenne de la partie frontale d'une demi-spire :

$$L_{f1} = [(1,16 + 0,14 \cdot p) \cdot b_{1moy}] + 15$$

$$L_{f1} = 132,56 \text{ mm}$$

I.6.a.1.1. Calcul de la longueur moyenne d'une section :

$$b_{1moy} = [\pi \cdot (D_{int} + h_{z1}) \cdot Y_{1moy}] / Z_1$$

$$b_{1moy} = [\pi \cdot (88,5 + 15,51) \cdot 9] / 36$$

$$b_{1moy} = 81,64 \text{ mm}$$

Avec :

ρ_{cu} : Résistivité de cuivre à la température 115°, elle est égale à $24,4 \cdot 10^{-9} \Omega \cdot \text{m}$

Y_{1moy} : Le pas moyen de l'enroulement statorique.

S_{eff} : La section effective d'un conducteur.

N_{el} : Le nombre des conducteurs élémentaires.

II. Le rotor :

II.1. Calcul du courant rotorique :

$$I_2 = (K_i \cdot 2 \cdot m_1 \cdot I_1 \cdot W_1 \cdot K_{enr1}) / Z_2$$

$$I_2 = (0,86 \cdot 2 \cdot 3 \cdot 2,98 \cdot 384,0,96) / 28$$

$$I_2 = 202,4A$$

II.2.a. Calcul de la largeur de la dent rotorique :

$$B_{z2max} = (\beta_\delta \cdot t_2) / (b_{z2} \cdot K_{fer})$$

$$b_{z2} = 4,77mm$$

$$B_{z2max} = (0,91 \cdot 9,87) / (4,77 \cdot 0,975)$$

$$B_{z2max} = 1,93T$$

II.2.a. Calcul de la largeur de la dent rotorique :

$$t_2 = (\pi \cdot D_{2ext}) / Z_2$$

$$t_2 = (\pi \cdot 88) / 28$$

$$t_2 = 9,87mm$$

Avec :

D_{2ext} : Diamètre extérieur du rotor [mm].

Z_2 : Nombre d'encoches rotorique.

K_{fer} : Coefficient de remplissage des tôles rotorique.

II.3. Calcul de l'induction magnétique dans le dos rotorique :

$$B_{c2} = 0,5 \cdot (\alpha_i \cdot \tau \cdot \beta_\delta) / (h_{c2} \cdot K_{fer})$$

$$B_{c2} = 0,5 \cdot (0,64 \cdot 69,47 \cdot 0,91) / (15,12 \cdot 0,975)$$

$$B_{c2} = 1,37T$$

II.4. Calcul de la résistance active d'une phase rotorique.

$$R_2 = R_b + R'_{an}$$

$$R_2 = 118,4 \cdot 10^{-6} + 34 \cdot 10^{-6}$$

$$R_2 = 152,4 \cdot 10^{-6} \Omega$$

II.4.a. Calcul de la résistance de la barre :

$$S_{an} = 111,03 \text{ mm}^2$$

$$R_b = (48,8 \cdot 10^{-9} \cdot 110 \cdot 10^3) / 45,32$$

$$R_b = 118,4 \cdot 10^{-6} \Omega$$

Avec :

S_b : Section de la barre.

ρ_{al} : La résistivité de l'aluminium à 15°C , elle est égale à $48,8 \cdot 10^{-9} \Omega \text{m}$.

II.5. Calcul de la résistance de l'anneau :

$$R_{an} = (\rho_{al} \cdot 2 \cdot \pi \cdot D_{an} \cdot 10^3) / Z_2 \cdot S_{an}$$

$$R_{an} = (48,8 \cdot 10^{-9} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 70,91 \cdot 10^3) / (28 \cdot 111,03)$$

$$R_{an} = 6,9 \cdot 10^{-6} \Omega$$

II.5.a. Calcul du diamètre moyen de l'anneau :

$$D_{an} = D_{2ext} - h_{an}$$

$$D_{an} = 88 - 17,09$$

$$D_{an} = 70,91 \Omega$$

II.6. Calcul de la section de l'anneau :

$$S_{an} = (0,35 \cdot Z_2 \cdot S_b) / 2 \cdot p$$

$$S_{an} = (0,35 \cdot 28 \cdot 45) / 2 \cdot 2$$

$$S_{an} = 111,03 \text{ mm}^2$$

II.7. Calcul de la résistance ramené a la barre :

$$R'_{an} = R_{an} / \Delta^2$$

$$R'_{an} = (6,9 \cdot 10^{-6}) / 0,19$$

$$R'_{an} = 34 \cdot 10^{-6} \Omega$$

Avec :

Δ : Coefficient de réduction de l'anneau vers la barre, il est calculé comme suit :

$$\Delta = 2 \cdot \sin(\pi \cdot 2 / 28)$$

$$\Delta = 2 \cdot \sin(\pi \cdot 2 / 28)$$

$$\Delta = 0,435$$

II.8. Calcul de la résistance d'une phase ramenée au stator :

$$R'_2 = M \cdot R_2$$

$$R'_2 = 59423,4 \cdot 153,2 \cdot 10^{-6}$$

$$R'_2 = 9,10 \Omega$$

Avec :

M : Coefficient de réduction de la cage rotorique vers le stator, il est calculé comme suit :

$$M = \left[4 \cdot m_1 \cdot (W_1 \cdot K_{enl})^2 \right] / \left[Z_2 \cdot (K_{ob})^2 \right]$$

$$M = \left[4 \cdot 3 \cdot (384 \cdot 0,96)^2 \right] / \left[28 \cdot (0,99)^2 \right]$$

$$M = 59423,4$$

Avec :

K_{ob} : Coefficient d'obliquité des encouches rotorique, il est donné par la relation suivante :

$$K_{ob} = \left[\sin(\alpha_{ob} / 2) \right] / (\alpha_{ob} / 2)$$

$$K_{ob} = \left[\sin(0,174 / 2) \right] / (0,174 / 2)$$

$$K_{ob} = 0,99$$

α_{ob} : Angle d'inclinaison des encoches rotorique :

$$\alpha_{ob} = 10^\circ = 0,174 \text{ rad}$$

ANNEXE B

Calcul des pertes d'une machine asynchrone à cage d'écureuil par méthode de dimensionnement

I.1. Pertes électriques:**I.1.a. pertes joules statorique:**

$$P_{js} = m_1 \cdot R_1 \cdot I_1^2$$

$$P_{js} = 3.11,47 \cdot (2,98)^2$$

$$P_{js} = 305,57W$$

I.1.b. pertes joules rotorique:

$$P_{jr} = m_2 \cdot R_2 \cdot I_2^2$$

$$P_{jr} = 28.125,4 \cdot 10^{-6} \cdot (202,5)^2$$

$$P_{jr} = 144,03W$$

I.2. Pertes mécaniques:

Pour $2p \geq 4$ on a : $n_1 = 1500 \text{ tr/min}$

$$D_{1ext} = 145mm$$

$$K_t = 1,3 \cdot (1 - D_{1ext} \cdot 10^{-3})$$

$$K_t = 1,11$$

$$P_{mec} = K_t \cdot (n_1/10)^2 \cdot (D_{1ext} \cdot 10^{-3})^4$$

$$P_{mec} = 1,11 \cdot (1500/10)^2 \cdot (145 \cdot 10^{-3})^4$$

$$P_{mec} = 11,04W$$

I.3. Pertes magnétique dans l'acier :**I.3.a. Les pertes magnétiques principales :****I.3.a.1. Les pertes dans la culasse statorique :**

On a :

$$P_{10(50hz)} = 2,5W/Kg$$

$$K_{dc} = 1,7$$

$$Y_c = 7,8 \cdot 10^3 K_g / m^2$$

$$G_{c1} = \pi [D_{1ext} - h_{c1}] \cdot K_{fer} \cdot l_i \cdot h_{c1} \cdot Y_c \cdot 10^{-9}$$

$$G_{c1} = 3,14 [145 - 12,73] \cdot 0,975 \cdot 110 \cdot 12,73 \cdot 7,8 \cdot 10^3 \cdot 10^{-9}$$

$$G_{c1} = 4,42Kg$$

$$P_{c1} = P_{10(50hz)} \cdot (f_1/50)^B \cdot K_{dc} \cdot G_{c1} \cdot B_{c1max}^2$$

$$P_{c1} = 2,5 \cdot (50/50)^{1,5} \cdot 1,7 \cdot 4,42 \cdot (1,63)^2$$

$$P_{c1} = 49,9W$$

I.3.a.2. Les pertes dans les dents statorique :

On a :

$$K_{dz} = 1,8$$

$$G_{z1} = h_{z1} \cdot b_{z1} \cdot Z_1 \cdot K_{fer} \cdot l_i \cdot Y_c \cdot 10^{-9}$$

$$G_{z1} = 15,51.3,87.36.0,975.110.7,8.10^3.10^{-9}$$

$$G_{z1} = 1,8Kg$$

$$P_{fz1} = K_{dz} \cdot B_{z1max}^2 \cdot G_{z1} \cdot P_{10(50hz)} \cdot (f_1/50)^B$$

$$P_{fz1} = 1,8 \cdot (1,86)^2 \cdot 1,8.2,5 \cdot (50/50)^{1,5}$$

$$P_{fz1} = 28,02W$$

I.3.a.3. Les pertes magnétiques principales d'acier:

$$P_{acp} = P_{fe1} + P_{fz1}$$

$$P_{acp} = 49,9 + 28,02$$

$$P_{acp} = 77,92W$$

I.3.b. Pertes magnétiques supplémentaire d'acier :**I.3.b.1. Pertes a la surface du rotor (pertes superficielles) :**

$$P_{acsup} = P_{sr} + P_{pul2}$$

On a:

$$\beta_{02} = 0,275$$

$$K_{\delta} = 1,38$$

$$B_{\delta} = 0,91T$$

$$B_{02} = \beta_{02} \cdot K_{\delta} \cdot B_{\delta}$$

$$B_{02} = 0,275.1,38.0,91$$

$$B_{02} = 0,34$$

$$P_{sr2} = 0,5 \cdot K_{02} \cdot (Z_1 \cdot n_1 / 10^4)^B \cdot (B_{02} \cdot t_1)^2$$

$$P_{sr2} = 0,5.2 \cdot (36.1500/10^4)^{1,5} \cdot (0,34.7,72)^2$$

$$P_{sr2} = 90,22W$$

$$P_{sr} = P_{sr2} \cdot (t_2 \cdot b_{f2}) \cdot l_i \cdot Z_2 \cdot 10^{-6}$$

$$P_{sr} = 90,22 \cdot (9,87.1) \cdot 110.28.10^{-6}$$

$$P_{sr} = 2,74W$$

I.3.b.2. Pertes par harmonique du flux dans les dents :

$$Y_1 = (b_{f1}/\delta)^2 / (5 + b_{f1}/\delta)$$

$$Y_1 = (2,8/0,25)^2 / (5 + 2,8/0,25) \quad Y_1 = 7,74$$

$$B_{pul2} = (Y_1 \cdot \delta \cdot B_{z2max}) / (2 \cdot t_2)$$

$$B_{pul2} = (7,74 \cdot 0,25 \cdot 1,93) / (2 \cdot 9,87) \quad B_{pul2} = 0,190T$$

$$G_{z2} = Z_2 \cdot h_{c2} \cdot b_{z2} \cdot l_i \cdot K_{fer} \cdot Y_c \cdot 10^{-9}$$

$$G_{z2} = 28,15 \cdot 12,4 \cdot 77,110 \cdot 0,975 \cdot 7,8 \cdot 10^3 \cdot 10^{-9} \quad G_{z2} = 1,68Kg$$

$$P_{pul2} = 0,11 \left[(Z_1 \cdot n_1 / 10^3) \cdot B_{pul2} \right]^2 \cdot G_{z2}$$

$$P_{pul2} = 0,11 \left[(36,1500 / 10^3) \cdot 0,190 \right]^2 \cdot 1,68 \quad P_{pul2} = 19,64W$$

I.3.b.3. pertes magnétiques supplémentaire dans l'acier :

$$P_{acsup} = 2,74 + 19,64 \quad P_{acsup} = 22,38W$$

I.3.b.4. les pertes totales dans l'acier :

$$P_{ac\Sigma} = P_{acp} + P_{acsup}$$

$$P_{ac\Sigma} = 77,92 + 22,38 \quad P_{ac\Sigma} = 100,87W$$

I.4. Calcul des pertes supplémentaires :

$$P_{sup} = 0,005 \cdot (P_{2nom} \cdot 10^3) / \eta_n$$

$$P_{sup} = 0,005 \cdot (2,2 \cdot 10^3) / 0,78 \quad P_{sup} = 14,1W$$

I.5. Calcul des pertes totales de la machine :

$$P_{tot} = P_{js} + P_{jr} + P_{mec} + P_{ac\Sigma} + P_{sup} \quad P_{tot} = 576,03W$$

I.6. Calcul de la puissance absorbée :

$$P_1 = P_2 + P_{tot}$$

$$P_1 = 2200 + 576,03$$

$$P_1 = 2776,03W$$

I.7. Calcul de rendement :

$$\eta = P_2 / P_2 + P_{tot}$$

$$\eta = 2200 / 2200 + 576,03$$

$$\eta = 0,79$$

ANNEXE C

**Dimensions géométriques de
la machine asynchrone
étudié et plaque signalétique**

Type de tôle	P_{10} (50Hz) W/Kg	Indice de puissance
2013, 2011,2211	2.5+2.6	1.5
2312	1.75	1.4
2411	1.6	1.3

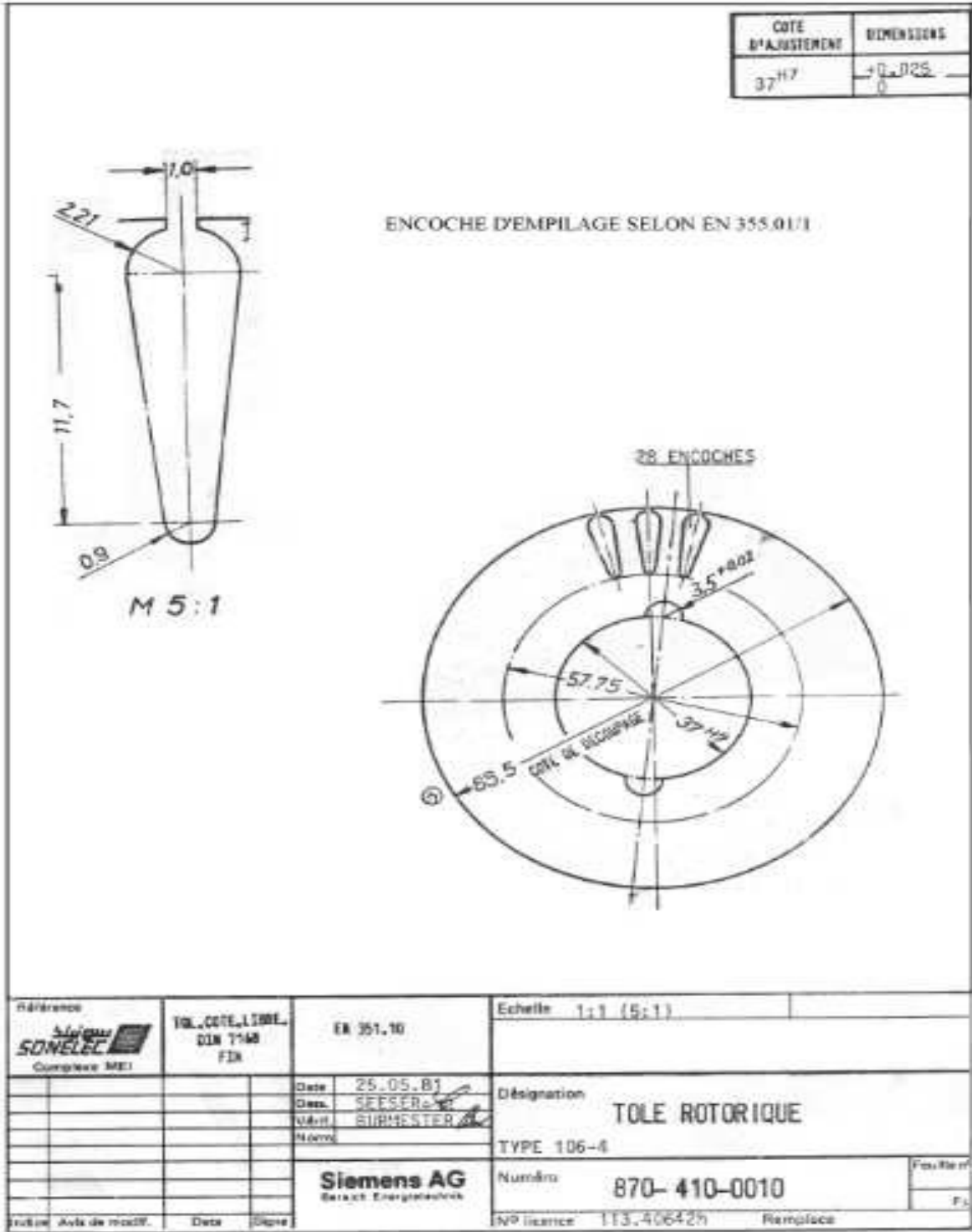
Tableau 1 : Pertes superficielles dans les tôles d'acier

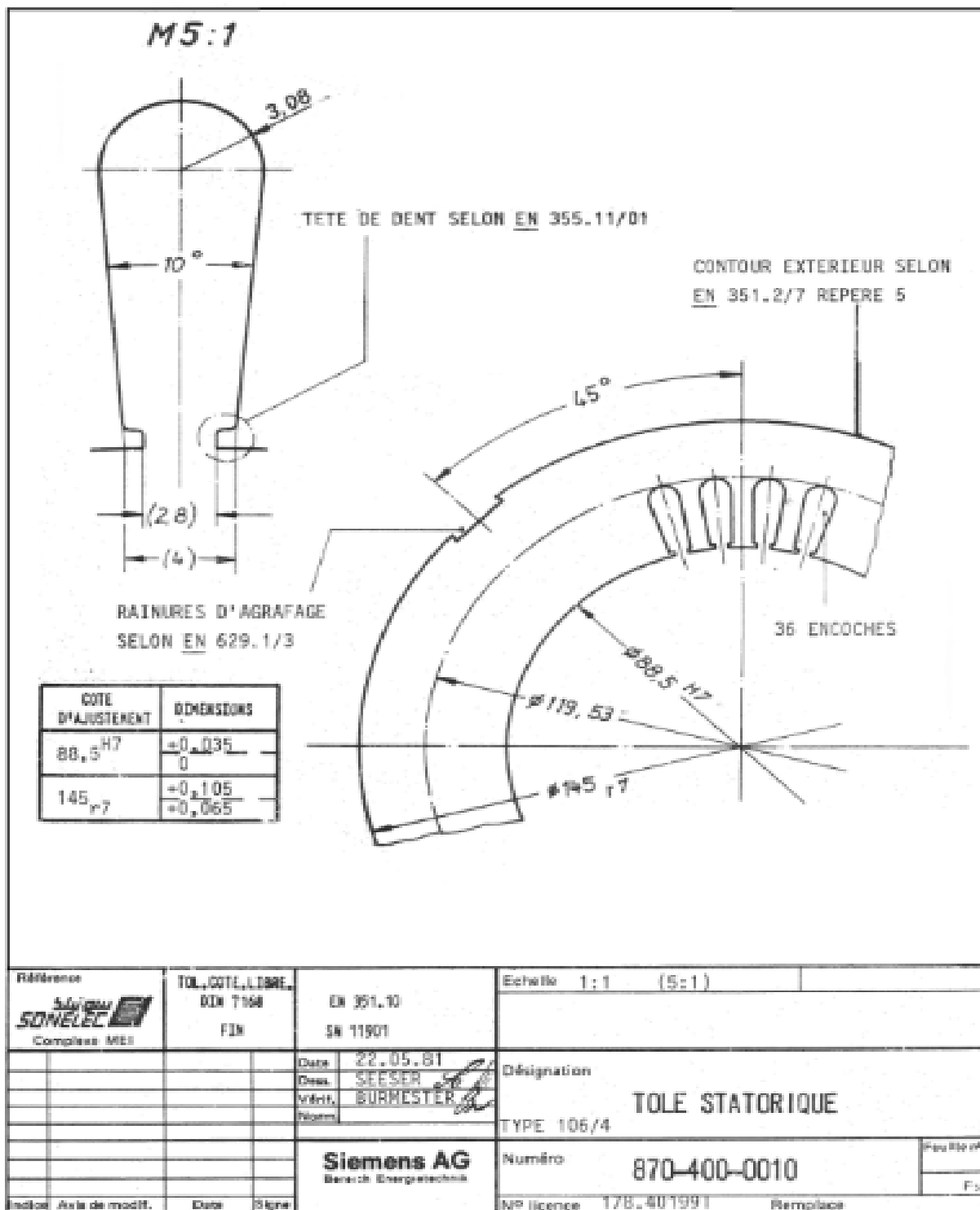
Diamètre de conducteur nu del (mm)	Diamètre de conducteur isolé Diso (mm)	Section de conducteur nu qel (mm ²)	Diamètre de conducteur nu del (mm)	Diamètre d'un conducteur isolé diso (mm)	Section de conducteur nu qel (mm ²)
0.08	0.10	0.00636	0.60	0.655	0.283
0.09	0.11	0.00636	0.63	0.65	0.312
0.10	0.122	0.00785	(0.67)	0.73	0.353
0.112	0.134	0.00985	0.71	0.77	0.396
0.125	0.147	0.1227	0.75	0.815	0.442
(0.132)	0.154	0.1368	0.80	0.865	0.503
0.14	0.162	0.1539	0.85	0,915	0.567
0.15	0.18	0.1767	0.90	0,965	0.636
0.16	0.19	0.0201	0.95	1,015	0.709
0.17	0.20	0.0227	1.00	1,08	0.785
0.18	0.21	0.0255	1.06	1,14	0.883
(0.19)	0.22	0.0284	1.12	1,20	0.985
0.20	0.23	0.0314	1.18	1.26	1.094
(0.212)	0.242	0.0353	1.25	1.33	1.227
0.224	0.259	0.0391	1.32	1.405	1.368
(0.236)	0.271	0.0437	1.40	1.485	1.539
0.25	0.285	0.0495	1.50	1.585	1.767
(0.265)	0.300	0.0552	1.60	1.685	2.011
0.28	0.315	0.0616	1.70	1.785	2.27
(0.30)	0.335	0.0707	1.80	1.895	2.54
0.315	0.350	0.0779	1.90	1.995	2.85
0.335	0.370	0.881	2.00	2.095	3.14
0.355	0.395	0.099	2.12	2.22	3.53
0.375	0.415	0.1104	2.24	2.34	3.94
0.40	0.44	0.1257	2.36	2.46	4.36
0.425	0.465	0.1419	2.50	2.60	4.91
0.45	0.49	0.1590			
(0.475)	0.515	0.1772			
0.5	0.545	0.1963			
(0.53)	0.585	0.221			
0.56	0.615	0.246			

Tableau 2 : diamètre et section normalisés des conducteurs

Caractéristiques des enroulements

- Type 106-4 2.2Kw
- $\phi_{nu} = 0.71\text{mm}$
- $\phi_{isol} = 0.753\text{mm}$
- $U = 380\text{V}$ couplage triangle
- 6 bobines triple/moteur
- 2 bobines en série par phase
- Enroulement concentrique
- Pas d'enroulement 1-12 2-11 3-10
- N^{bre} de section totale = 18 sections
- N^{bre} de section par phase = 6 sections
- N^{bre} de bobine totales = 6 bobines
- N^{bre} de bobine par phase = 2 bobines
- $a_1 = 1$ branche parallèle
- $R = 7.63\Omega$ à 20°C par phase
- 6 câbles de raccordement de section 0.75mm^2
- 64 conducteurs par encoches
- $Z_1 = 36$ encoches statorique
- $Z_2 = 28$ encoche rotorique





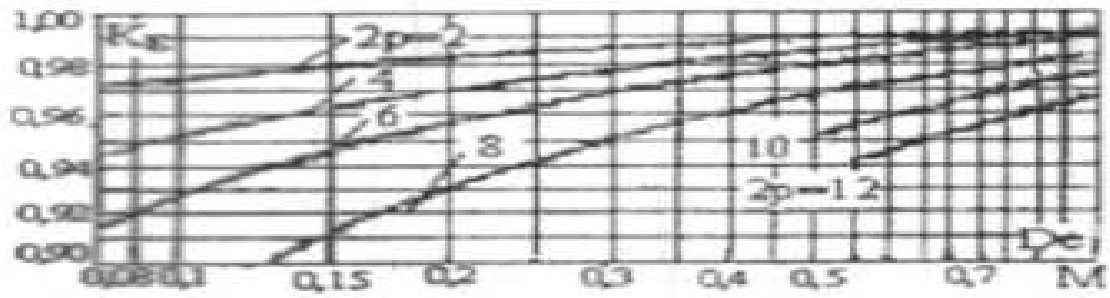


Fig.1: Coefficient, $K_e - f(D_e)$

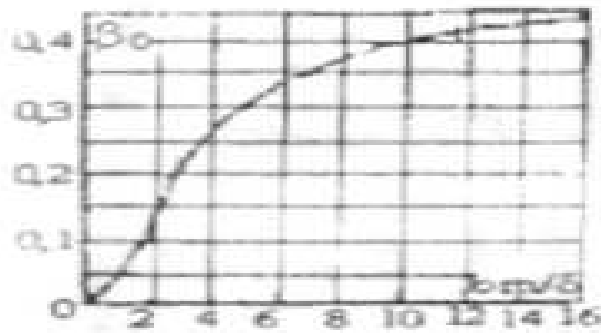


Fig.2: Coefficient, $\beta_{02} - f\left(\frac{b_{02}}{\delta}\right)$

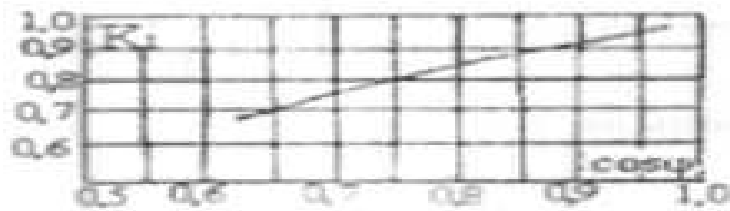


Fig.3: Coefficient, $K_i - f(\cos \varphi)$

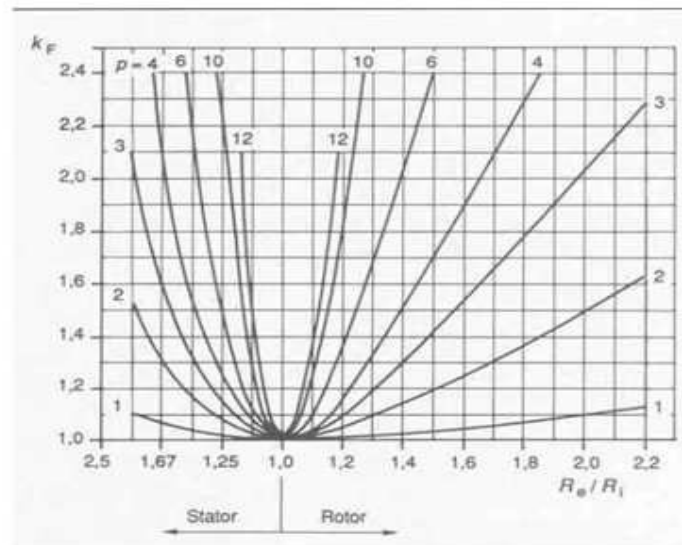


Figure III.5 : Coefficient k_f des pertes par le courant de Foucault en fonction de nombre de pôles P et du rapport des rayons externe R_e et interne R_i de la coranne

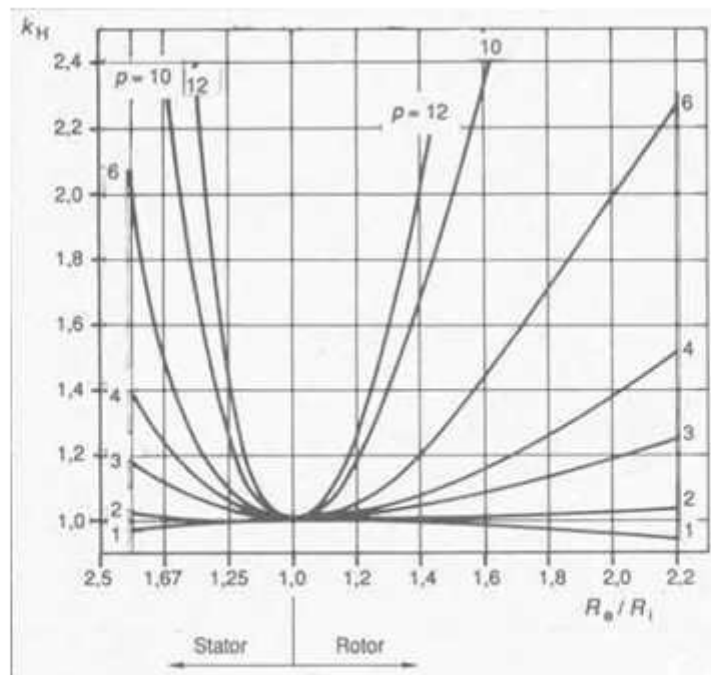


Figure III 4 : Coefficient k_h des pertes par hystérésis en fonction du nombre de paire de pôles et du rapport des rayons externe R_e et interne R_i de la couronne

**Désignation****Moteur asynchrone triphasé à cage**

Puissance nominale

 $P_n=2,2 \text{ kW}$.

Tension nominale

 $U_n=380 \text{ V}$.

Courant nominale

 $I_n=5,2 \text{ A}$.

Fréquence de réseau d'alimentation

 $f=50 \text{ HZ}$.

Facteur de puissance

 $\cos\varphi=0,83$.

Rendement

 $\eta=78\%$.

Nombre de phase

 $m=3$.

Classe d'isolation

F.

Degré de protection

IP 44.

Couplage

triangle(Δ).