Introduction

La conception des machines électriques est en pleine évolution, la rude concurrence entre les entreprises a accéléré le développement de leurs produits. Actuellement pour qu'un produit soit vendable avec succès sur le marché, il faut continuellement réduire les coûts, augmenter les performances et diminuer les temps de conception et de fabrication pour sortir un produit le plus rapidement possible. C'est à ces ensembles de contraintes que les ingénieurs et les chercheurs doivent faire face dans le domaine des machines électriques, d'énormes progrès ont été réalisés, ils se traduisent par une qualité et une quantité de services rendus importantes dans un encombrement réduit, cependant la monté en puissance de nouveau matériaux, l'électronique de puissance et la commande en temps réel laisse une marge considérable pour l'amélioration de ces machines. Cela est rendu possible grâce à la croissance du savoir sur les phénomènes physiques existant dans les machines électriques ainsi qu'aux progrès réalisés dans la démarche de conception instrumentalisée de plus en plus, [18].

Dans cette partie, premièrement on présentera les différentes méthodes utilisées dans le dimensionnement et la conception des machines électriques dont on s'intéresse plus particulièrement à la méthode classique nommée méthode de LIWSCHITZ. Deuxièmement, on développera un programme de conception pour tirer les performances d'une machine asynchrone de 5kW de puissance suivie d'une analyse statique et dynamique. La conception et l'analyse électromagnétique en 2D par la méthode des éléments finit est l'objet du dernier point. Par l'utilisation d'un logiciel spécial, on va voir l'analyse et la distribution de l'induction magnétique dans toutes les régions, la densité de courant dans les phases et les barres et on visualise les performances de cette machine en régime transitoire.

II.Conception

II.1. La conception dans l'industrie

L'activité de conception, telle qu'elle se pratique dans l'industrie électrique, est consacrée pour 70% de son volume à de la recopie de dispositifs existants et pour 30% à des modifications, voire des innovations. Néanmoins, qu'il s'agisse d'un produit nouveau ou d'un dispositif existant à adapter, la conception passe par un certain nombre de méthodes indispensables pour mener ce travail à bien.

Si l'on suppose que le cahier des charges a été établi, il faut s'assurer du bien-fondé de ses résultats avant de passer au projet conceptuel, puis à la réalisation physique. On peut résumer ces aspects par le schéma donné par la Figure II-1, [19].

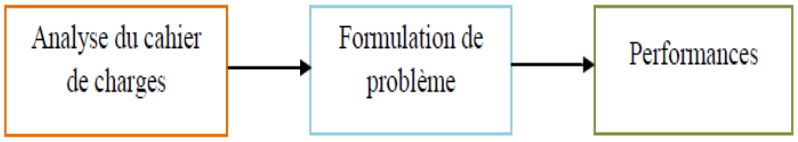


Figure II.1 : La Conception dans l'industrie.

II.2. Méthodes de dimensionnement et calcul des machines électriques

Ils existent plusieurs méthodes pour le dimensionnement des machines électriques, c'est un domaine très large dont l'approche utilise beaucoup d'hypothèses.

Tout au long de notre recherche nous nous sommes trouvés devant plusieurs sortes de procédés propres à chacun des concepteurs, la méthode en général ne change pas puisque on remarque toujours un même cheminement qui autorise à dimensionner le stator suivi par un calcul du rotor. Les caractéristiques statiques et dynamiques sont calculées d'après les schémas équivalents de la machine, [18].

Par la suite nous proposons une liste de quatre méthodes de calcul non exhaustives rencontrées dans notre recherche bibliographique:

II.2.1. Première méthode

Cette méthode proposée par Marcel JUFER et Jean-Claude SABONNADIÈRE, repose sur le calcul en utilisant pour commencer les formules de dimensionnement du fer statorique ensuite ils entament le calcul rotorique :

Le dimensionnement du circuit magnétique, est basé sur les contraintes suivantes :

- ✓ Imposer un niveau d'induction correspondant au coude de saturation de façon à limité les chutes de potentiel et les pertes fer, tout en diminuant le volume et la masse du fer ; puis définir ce niveau d'induction par la géométrie et le principe de conservation du flux magnétique;
- ✓ Le diamètre d'alésage et la longueur active sont les dimensions caractéristiques du processus de dimensionnement.

Mais le facteur clé associé est l'induction radiale dans l'entrefer, sa distribution sera admise sinusoïdale, [18].

II.2.2. Deuxième méthode

Cette deuxième méthode à caractère pédagogique utilisé à l'école polytechnique de MONTREAL est une méthode à but didactique, la méthode suggérée offre une certaine marge de manœuvres, des compromis doivent être faits pour le choix de certains paramètres comme le diamètre d'alésage du moteur par exemple, le résultat obtenu doit quelquefois faire l'objet de changement afin de satisfaire les exigences visées. Cette méthode inclue aussi les dispersions due à la disposition en biais des encoches rotorique, [18].

II.2.3. Troisième méthode

Cette procédure réuni le calcul et la conception assistée par ordinateur d'une machine à induction, et emprunte différentes phases de calcul suivant un ordre chronologique. Cette approche est basée sur le principe de conception de G.KOUSKOFF et LIWSCHITZ. Sauf qu'on impose les données géométriques d'une machine industrielle déjà existante, comme contraintes auxquelles nous devons nous soumettre. Les résultats numériques du calcul sont comparés avec ceux donnés par la méthode des essais classiques puis traités par une analyse dynamique simulée du comportement de la machine en vue de mettre au point la corrélation et la concordance de ces résultats de conception avec ceux délivrés par le constructeur du moteur à induction étudié, [18].

II.2.4. Méthode classique « calcul de Liwschitz »

Cette méthode sera développée par la suite, et elle sera la base de nos calculs lors du dimensionnement des machines.

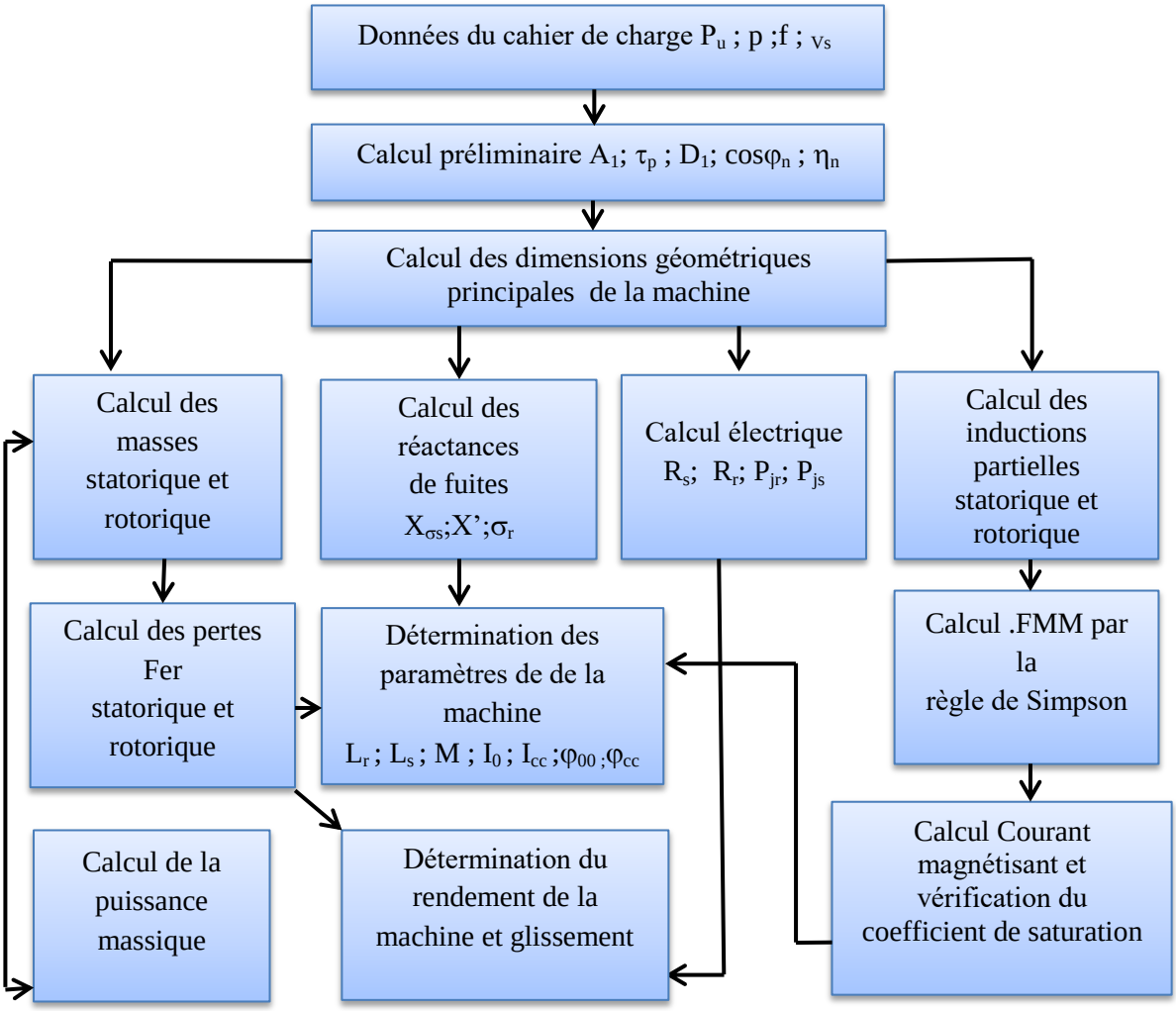


Figure II.2 : Organigramme de calcul pour la conception d'une machine électrique, [20].

II.2.4.1. Calcul des dimensions principales

Dans la détermination des dimensions principales des machines à courant alternatif, il est indiqué de prendre comme base la puissance apparente (P_s). La liaison entre les dimensions principales et les contraintes, tant électriques que magnétiques, est donnée par relation définissant le coefficient d'utilisation de la machine. Sachant que dans le cas idéal d'un champ sinusoïdal, [20].

$$V_1 \approx E_1 = 4.44.f_1.N_1.K_{w1}.\Phi \qquad \text{(II. 1)}$$

Et le flux maximal :

$$\Phi_{max} = \frac{2}{\pi}.\tau_P.l_i.B_{\delta max} \quad \text{(II. 2)}$$

En exprimant

$$f_1 = p.n \quad \text{(II. 3)}$$

Le pas polaire est :

$$\tau_{p=\frac{\pi.D}{2.P}} \quad \text{(II. 4)}$$

$$A1 = \frac{2.m1.N1.I1}{\pi.D} \quad \text{(II. 5)}$$

A_1 : Densité linéaire de courant au périphérique de l'induit tel que :

Sachant que la puissance apparente est :

$$Ps = \frac{Pu}{\eta.cos\,\phi} \quad \text{(II. 6)}$$

D'autre coté on a :

$$Ps = m_1.V_1.I_1 \quad \text{(II. 7)}$$

D'où :

$$\acute{C} = \frac{Ps.10^{-3}}{D^2.Li.60.n} = \frac{Kw1.B_{\delta max}.A1}{8{,}6.10^3} \quad \text{(II. 8)}$$

$\acute{C}$: Coefficient d'utilisation.

La relation (II.8) permet de déterminer le volume D^2l_i, choisissant un champ d'induction B_δ dans l'entrefer, une densité linéaire du courant A_1et le coefficient d'utilisation C. Les valeurs de C, B_δ, A_1sont estimées à partir des abaques en fonction deτ_p, p, [20].

Pour pouvoir déterminer, au moyen du coefficient d'utilisation, les dimensions de la machine à partir de la puissance et de la vitesse de rotation, on doit fixer le rapport λ de la longueur virtuelle l_i de l'induit au pas polaire τ_p, [20].

$$\lambda = \frac{l_i}{\tau_p} = \sqrt[3]{p} \quad \text{(II. 9)}$$

Le rapport λ est fonction du nombre de paires de pôles et varie dans un intervalle.

II.2.4.2. Calcul des dimensions géométriques principales du rotor et stator

- ✓ **Choix des nombres d'encoches**

Le choix du nombre d'encoches statiques est lié au nombre de pôles et au nombre de phases ainsi qu'aux contraintes géométriques. Le choix du nombre d'encoches rotoriques est lié au nombre d'encoches statoriques et doit être tel que les effets résultants (influence

de la variation des perméances de dents) soient minimisés afin de réduire le bruit et les couples parasites et d'éliminer toute attraction unilatérale, [20].

✓ **Dimensionnement des encoches**

a) Encoche statorique

$$Z_1 = 2.p.q.m_1 \qquad \text{(II. 10)}$$

p : Nombre de pair de pôles;

q : Nombre d'encoches par pole et par phase;

m_1: Nombre de phases;

Le nombre q est un paramètre fondamental pour la machine, car il intervient dans le coefficient de distribution K_d, doit être dans tous les cas supérieur deux (q>2) afin que la dispersion provenant des champs harmoniques supérieurs demeure faible, [20].

b) Encoche rotorique

Il n'existe aucune théorie pour le choix de nombre d'encoches rotoriques (Z_2), cependant il existe des tableaux établis à partir d'essais pratiques pour le choix de Z_2 en fonction du nombre de paires de pôles (p) et du nombre d'encoches statoriques (Z_1).

Ces tableaux sont établis pour atténuer les vibrations et assurer une bonne caractéristique mécanique de la machine. Pour le nombre de pair de pole p =2, on a le tableau suivant.

P	Z_1	Z_2	Z_1	Z_2
2	24	18, 30	72	58, 62, 82, 86, 90
	36	30, 48	84	70, 90, 94, 98, 102
	48	38, 58	96	78, 110, 114, 118
	60	50, 74		

Tableau II.1 : Tableau d'encoches rotoriques, [20].

✓ **L'entrefer**

Pour des raisons mécaniques, on choisit l'entrefer aussi grand que possible. Un entrefer assez grand est également avantageux pour ce qui est des pertes supplémentaires dans le fer, produites par les pulsations du champ, et de la dispersion provoquée par les champs harmoniques supérieurs. En revanche, eu égard au courant magnétisant (facteur de puissance), l'entrefer doit être maintenu aussi faible que possible, [19].

✓ **Enroulement de la machine**

L'enroulement dans toute machines électriques est la pièce maîtresse nécessaire pour la création de champ électromagnétique. La caractéristique essentielle d'un tel enroulement c'est le nombre d'encoches par pole et par phase (q) qui détermine le nombre de bobine dans un groupe, il permet de placer les côtés des bobines ou des sections en précisant à quelle phase ils appartiennent et dans quel sens y passent les courants, [21].

a)Facteur de bobinage

$$K_{w1} = K_{\mathrm{r}}.K_d.K_{inc} \quad \text{(II. 11)}$$

K_{W1} : Facteur de bobinage.

Kp_1 : Facteur de raccourcissement.

$Kinc_1$: Coefficient d'inclinaison.

Kd_1 : Coefficient de distribution.

b)Facteur de distribution

Il est définit par :

$$K_{d1} = \frac{sin\left(n.q.\frac{\pi}{2.m}\right)}{q.sin\left(\frac{\pi}{2.q.m}\right)} \quad \text{(II.12)}$$

c)Facteur de raccourcissement

Il est définit par :

$$K_{p1} = \sin\left(\beta.\frac{\pi}{2}\right) \quad \text{(II.13)}$$

υ : Ordre d'harmonique

$$\beta = \frac{\acute{C}}{\tau_p} \quad \text{(II.14)}$$

Ć : Désigne l'ouverture de la bobine. Ce facteur est aussi donné jusqu'au septième harmonique il est choisi en tenant compte des harmoniques qu'on désire éliminer. Généralement on choisit K_p de telle sorte que l'on puisse atténuer certains harmoniques.

En pratique, on adapte, [20].

$$\acute{c} = \tau_p - \frac{\tau_p}{6} \quad \text{(II.15)}$$

II.2.4.3. Calcul de la F.M.M

L'entrefer constitue le premier pas de calcul de la F.M.M, puisque l'on prend pour base de calcul l'induction B_δ ou le flux Φ_δ dans celui-ci du fait que la chute de potentiel dans l'entrefer est la plus importante dans la machine.

Lorsque la saturation de la dent n'est pas forte (<1,8 T), on peut admettre que le flux entier $\Phi_{\tau max}$ passe par la dent.

On a alors :

$$B_i = \frac{\Phi_{\tau max}}{S_i} = \frac{l_i.\tau_p}{K_{Fe}.l_{Fe}.z_y}.B_{\delta max} \quad \text{(II.16)}$$

Le passage à la valeur de H_i pour chaque tronçon se fait à travers de la courbe de première aimantation des tôles constituant le circuit magnétique de la machine, [20].

La valeur du champ H_i multipliée par la longueur du tronçon li, nous donne la valeur de la chute
de tension magnétique F.M.M pour chaque tronçon.

On aura la F.M.M totale du circuit magnétique:

$$\sum_{i=1}^{n} H_i l_i = F_1 + F_2 + F_3 + \cdots F_n = F_T = \text{N.I} \quad \text{(II.17)}$$

a) F.M.M dans l'entrefer

La F.M.M engendrée dans l'entrefer est la plus importante dans la machine. Elle est donnée par l'équation suivante :

$$F_\delta = H_\delta.\delta = \delta.\frac{B_\delta}{\mu_0} \quad \text{(II.18)}$$

Tel que :

$$B_\delta = \frac{\emptyset_\delta}{\alpha_i.\tau_p.l_i} \quad \text{(II.19)}$$

On note que S_δ la surface virtuelle traversée par le flux et que ce dernier est proportionnel à la longueur virtuelle li et à l'arc polaire virtuel bi.

$$S_\delta = l_i.\, b_i \quad \text{(II.20)}$$

On note aussi que l'arc polaire b_i et dépend de la forme des pôles et de la saturation du fer, donc de la forme de la courbe d'induction.

$$b_i = \alpha_i . \tau_p \quad \text{(II.21)}$$

Soit :

$$\alpha_i = \frac{B_{\delta eff}}{B_{\delta max}} < 1 \quad \text{(II.22)}$$

α_i: Coefficient d'aplatissement de la courbe; $\alpha_i = \frac{\pi}{2}$: pour un champ sinusoïdale.

b) Chute de potentielle magnétique dans les dents

Lorsque la saturation dans les dents n'est pas forte on peut admettre que, avec suffisamment d'exactitude, tout le flux correspondant à un pas dentaire passe par la dent, Dans ce cas B_{hz}l'induction dans la dent doit être inférieure à 1.8 T.

Lorsque l'induction est très grande B_{1z}>1.8 T, le calcul précédent n'est plus valable. Dans ce cas on considère qu'une partie seulement du flux correspondant à un pas dentaire passe par l'encoche. Dans le cas général de calcul des machines électriques, on n'a pas intérêt d'avoir une saturation très forte qui augmenterait le courant à vide et provoquerait un échauffement exagéré de la machine, on a intérêt à avoir B_{zy}<1.8T. On supposerait dans ces conditions que tout le flux passe par la dent, pour calculer le champ magnétique dans cette dernière, on doit la diviser en plusieurs sections, déterminer le champ dans chaque section et faire la somme des chutes de potentiels magnétiques:

$$F_z = \int_0^{hz} h_z . dl_z \quad \text{(II.23)}$$

Cependant dans la pratique, on utilise la règle de Simpson qui donne des résultats meilleurs. Sachant qu'on subdivise la dent en trois parties. L'intensité moyenne du champ est calculée comme suit:[20].

$$H_{z.moy} = \frac{1}{6}(H_{z.min} + 4H_{z.med} + H_{z.max}) \quad \text{(II.24)}$$

$H_{z.min}$ La valeur du champ minimum dans la dent; $H_{z.med}$ La valeur du champ médian; $H_{z.max}$ La valeur du champ maximum.

La valeur de la chute de potentiel magnétique dans la dent est :

$$F_z = h_z . H_{z.moy} \quad \text{(II.25)}$$

Ce résultat est valable aussi bien pour le rotor que pour le stator. On refait les mêmes calculs pour les deux parties tout en considérant les caractéristiques de chacune d'elles.

✓ **Coefficient de saturation**

Le coefficient de saturation K_s à une grande influence sur les caractéristiques de la machine électrique est définit comme suit :

$$K_S = \frac{F_\delta + F_{z1} + F_{z2}}{F_\delta} > 1 \quad \text{(II.26)}$$

L'augmentation K_s de signifie une saturation dans les dents statorique et rotorique donc une augmentation de la F.M.M, qui engendre une augmentation du courant magnétisant.

c) Chute de potentiel magnétique dans la culasse

Pour calculer la chute de tension magnétique dans la culasse, on suppose que le flux est uniformément réparti dans la section droite de celle-ci. Si l'on considère Φ le flux pénétrant dans la culasse. Le flux traversant la section droite est égale à $\frac{\emptyset}{2}$, on peut alors écrire:

$$B_{ji} = \frac{\emptyset}{2.K_{fe}.L_{fe}.h_{ji}} \quad \text{(II.27)}$$

La ligne de parcours moyenne pour les lignes d'induction dans les culasses :

1) Rotorique

On prend pour la ligne de parcours moyenne:

$$h_{z2} = \frac{D - 2\delta - 2pt - h_{j2}}{2p}.\pi \quad \text{(II.28)}$$

2) Statorique

$$l_{j1} = \frac{D + 2h_{z1} + h_{j1}}{2p}.\pi \quad \text{(II.29)}$$

La chute de potentiel magnétique dans la culasse rotorique ou statorique serait alors égal à:

$$F = H_{ji}.\, l_{ji} \quad \text{(II.30)}$$

La valeur de H_{ji} est tirée de la caractéristique magnétique du fer utilisé après avoir calculerB_{ji}.

✓ **Coefficient de forme de la courbe d'induction**

Par définition le coefficient de forme représente le rapport entre la valeur efficace à la valeur moyenne de l'induction dans l'entrefer.

$$K_f = \frac{B_{\delta.eff}}{B_\delta} \geq 1 \quad \text{(II.31)}$$

✓ **Facteur de carter (correction de l'entrefer)**

C'est le rapport d'épaisseur de l'entrefer fictif δ′ à la valeur d'épaisseur de l'entrefer:

$$\frac{\delta'}{\delta} = K_c > 1 \quad \text{(II.32)}$$

d) Calcul de la FMM et du courant magnétisant

1) Calcul du nombre de spires N_1 par phase du primaire

La relation entre la F.E.M induite par phase E et le flux ϕ dans le cas d'une induction sinusoïdale est :

$$V_1 \approx E_1 = 4.\, K_f.\, f_1.\, N_1.\, K_{w1}.\Phi \quad \text{(II.33)}$$

On a aussi :

$$E_1 = V_1 - X_{\delta 1}.I_0 \approx V_1 - X_{\delta 1}.\, I_m \quad \text{(II.34)}$$

$$E_1 = V_1\left(1 - \frac{X_{\sigma 1}.I_m}{V_1}\right) = V_1.\frac{1}{1+\sigma_{H1}} \quad \text{(II.35)}$$

D'où l'on peut écrire :

$$N_1 = \frac{V_1.(\frac{1}{1+\delta_{H1}})}{4.K_f.f_1.N_1.K_{w1}.\emptyset} \quad \text{(II.36)}$$

$\frac{1}{1+\sigma_{H1}}$: Désigne le coefficient de dispersion de Heyland du primaire, est obtenu à partir d'un diagramme. On remarque sur ce diagramme que l'augmentation du nombre de pair de pôles engendre une augmentation de dispersion, [20].

2) Correction de l'induction dans les dents et la culasse

Ayant déterminé un coefficient de dispersion σ_{H1} par diagramme, ce qui correspond à une réactance de fuite du primaire $X_{\sigma 1}$, le flux correspondant à cette réactance de fuite $\phi_{\sigma 1H}$ passe partiellement par la culasse et les dents du stator. Donc, les inductions magnétiques doivent être augmentées d'une quantité proportionnelle au flux de fuite dans le calcul de la chute de tension magnétique.

Dans le calcul, on prend avec une approximation suffisante:

$\emptyset(1+\sigma_{H1})$ Flux dans la culasse et au pied de la dent;

$\emptyset(1+\frac{2}{3}\sigma_{H1})$ Flux à la mi-hauteur de la dent;

$\emptyset\left(1+\frac{1}{3}\sigma_{H1}\right)$ Flux à la tête de la dent;

Les valeurs des inductions corrigées dans chaque partie de la machine avec l'induction dans l'entrefer ϕ_δ sont :

$$B_\delta = \frac{\emptyset_\delta}{\alpha_i.\tau_p.l_i} \quad \text{(II.37)}$$

a) Pour le stator

$$B_{z1p} = \frac{l_i}{K_{fe}}.\frac{\tau_{z1}}{z_{1p}}.B_\delta(1+\delta_{H1}) \quad \text{(II.38)}$$

$$B_{z1m} = \frac{l_i}{K_{fe}.L_{fe}}.\frac{\tau_{z1}}{z_{1p}}.B_\delta(1+\frac{2}{3}\delta_{H1}) \quad \text{(II.39)}$$

$$B_{z1t} = \frac{l_i}{K_{fe}.L_{fe}}.\frac{\tau_{z1}}{z_{1p}}.B_\delta(1+\frac{1}{3}\delta_{H1}) \quad \text{(II.40)}$$

$$B_{j1} = \frac{\emptyset_\delta}{K_{fe}.L_{fe}.h_{j1}}.B_\delta(1+\delta_{H1}) \quad \text{(II.41)}$$

$$B_{z2p} = \frac{l_i}{K_{fe}.L_{fe}}.\frac{\tau_{z2}}{z_{2p}}.B_\delta \quad \text{(II.42)}$$

b) Pour le rotor

$$B_{z2p} = \frac{l_i}{K_{fe}.L_{fe}}.\frac{\tau_{z2}}{z_{2p}}.B_\delta \quad \text{(II.43)}$$

$$B_{z2m} = \frac{l_i}{K_{fe}.L_{fe}}.\frac{\tau_{z2}}{z_{2p}}.B_\delta \quad \text{(II.44)}$$

$$B_{z2t} = \frac{l_i}{K_{fe}.L_{fe}}.\frac{\tau_{z2}}{z_{2p}}.B_\delta \quad \text{(II.45)}$$

$$B_{j2} = \frac{\emptyset}{2}.K_{fe}.L_{fe}.h_{j2} \quad \text{(II.46)}$$

Après calcul des inductions, on déduit les valeurs des champs magnétiques relatifs à chaque tronçon, ce qui nous permet de calculer les chutes de potentiel magnétique :

$$F_\delta = K_c.\delta.\frac{B_\delta}{\mu_0} \quad \text{(II.47)}$$

$$F_{z1} = H_{z1}.h_{z1} \quad \text{(II.48)}$$

$$F_{z2} = H_{z2}. h_{z2} \quad \text{(II.49)}$$

$$F_{j1} = H_{j1}. l_{j1} \quad \text{(II.50)}$$

$$F_{j2} = H_{j2}. l_{j2} \quad \text{(II.51)}$$

La F.M.M totale est la somme des chutes de potentielles magnétiques:

$$F_{tot} = 2. F_{\delta} + 2. F_{z1} + 2. F_{z2} + F_{j1} + F_{j2} \quad \text{(II.52)}$$

Avant de déterminer la chute de potentiel dans les culasses, il faut calculer la valeur de K_s , et la comparer avec la valeur de K_s celle choisi au préalable. Si ces valeurs sont différentes, on prend la valeur intermédiaire moyenne et on refait les calculs jusqu'à l'égalité des deux valeurs, ce qui permet d'avoir les trois coefficients K_s, K_f et α_i; coefficients qui seront utilisés par la suite dans les calculs, [20].

3) Calcul des courants

- ✓ **Evaluation du Courant Magnétisant**

$$I_m = \frac{P.F_{tot}}{0.9.m_1.N_1.K_{w1}} \quad \text{(II.53)}$$

- ✓ **Courant de barre et anneau de court- circuit**

La tension induite dans une barre rotorique est égale à la F.E.M du primaire rapportée au secondaire:

$$E_2 = (V_1 - I_m. X_{\delta 1}).\frac{N_2.K_{w2}}{N_1.K_{w1}} \quad \text{(II.54)}$$

$$= \frac{V_1}{1+\delta_{H1}}.\frac{N_2.K_{w2}}{N_1.K_{w1}} \quad \text{(II.55)}$$

Le courant I_2est calculé à partir de la puissance mécanique :

$$P_{mèc} = P_u + P_{ft+Vt} + P_{Sup} \quad \text{(II.56)}$$

Si l'on suppose ces pertes à vide et en charge égales, on peut écrire :

$$m_2. I_2. E_2(1 - g) = P_{mec} = P_u + P(f_t + V_t) + (P_{sup}) \quad \text{(II.57)}$$

D'où on déduit I_2 :

$$I_2 = \frac{P_u+P(f_t+V_t)+P_{sup}}{m_2.E_2(1-g)} \quad \text{(II.58)}$$

g : Etant le glissement estimé;

m_2: Nombre de phase du secondaire.

Ainsi le courant d'anneau est :

$$I_{an} = \frac{I_2}{2.sin\frac{\pi.P}{z_2}} \quad \text{(II.59)}$$

II.2.4.4. Dispersion

II est très difficile de calculer la dispersion avec exactitude car pour cela il faut des formules qui établissent des relations exactes avec les différents paramètres. Cependant il existe des formules qui donnent des résultats avec une bonne approximation dans la pratique et qui s'approche assez de la réalité.

Pour obtenir les formules à employer dans le calcul des inductances et des réactances de fuite des machines électriques, en décompose le flux total de dispersion en trois flux partiels:

- Flux de dispersion d'encoche ;
- Flux de dispersion des têtes de bobines ;
- Flux de dispersion différentielle ;
- Flux de dispersion des têtes de dents, [20].

La quatrième partie est négligée, puisque cette partie de la dispersion est proportionnelle à l'entrefer, or celui-ci est très réduit dans les machines asynchrones.

a) Dispersion d'encoche

La dispersion d'encoche est due au flux de fuite qui se ferme autour de l'encoche en traversant l'encoche, qui ne participe pas au flux commun, soit :

$$\lambda_{\sigma z} = \frac{h_1}{3.b_z} + \frac{h_2}{b_z} + \frac{h_3}{b_3} + \frac{h_4}{b_4} \quad \text{(II.60)}$$

Pour une encoche ronde avec remplissage uniforme, on obtient :

$$\lambda_{\sigma z} = 0.66.\frac{h_4}{b_4} \quad \text{(II.61)}$$

Et la perméances d'encoche est donnée par :

$$\Lambda_{\sigma z} = \mu_0.\, L_z.\, \lambda_{\sigma z} \quad \text{(II.62)}$$

Dans le cas de l'encoche ronde fermée $\lambda_{\sigma z}$= 0,66

b) Réactance de fuite différentielle

Pour le stator :

$$\lambda_{\sigma d1} = \frac{m_1}{\delta.\pi^2}.\tau_p.l_i.\frac{\mu_0}{K_s.K_c}\sum(\frac{K_{wv}}{v})^2 \quad \text{(II.63)}$$

Pour le rotor :

$$\Lambda_{\sigma d2} = \mu_0.\frac{z_2}{2.m_1.p}.\frac{m_1}{\pi^2}.\frac{\tau_p.l_i}{K_c.K_s.\delta}.\sum_v (\frac{1}{(2.z_2.\frac{v}{2p})+1})^2 \quad \text{(II.64)}$$

c) Réactance de fuite des têtes de bobines

Le calcul de la dispersion des têtes de bobines est fait d'une manière très approximative, puisque les lignes de parcours du flux sont très compliquées. Il y a une grande influence entre les têtes de bobines et la masse de fer voisine.

On a:

$$X_{\sigma b} = 12{,}25.f.\frac{N_2}{P}.\Lambda_{\sigma b} \quad \text{(II.65)}$$

d) Calcul des coefficients de dispersion

$$\sigma_{H1} = \frac{X_{\sigma 1}}{X_m} = \frac{X_{\sigma 1}.I_m}{V_1 - X_{\sigma 1}.I_m} \quad \text{(II.66)}$$

$$\sigma_{H2} = \frac{X_{\sigma 2}}{X_{\sigma 2}}.\sigma_{H1} \quad \text{(II.67)}$$

II.2.4.5. Evaluation des Pertes

Les pertes dans une machine électrique peuvent être divisées en trois parties:

- Les pertes par effet Joule ou pertes dans le cuivre;
- Les pertes dans le fer (Hystérésis, courants de Foucault et pulsation du flux);
- Les pertes par frottement et ventilation, qui sont très petites par rapport aux autres pertes;

Les pertes les plus fondamentales et les plus dominantes dans une machine électrique, sont les pertes Joule et les pertes fer.

Sachant que, l'étude des pertes et du rendement sont fortement liées. En d'autres termes, un rendement élevé correspond à une densité de puissance élevée.

À une vitesse réduite, le rendement est critique, ceci est dû au fait que la plupart des entraînements électriques fonctionnent la plupart du temps avec 40% à 80% de la vitesse nominale, [20].

II.2.4.5.1. Pertes joules

a) Dans le stator :

$$p_{jr1} = m_1 . R_1 . I_1^2 \quad \text{(II.68)}$$

La résistance statorique par phase est :

$$R_1 = \rho . \frac{L_{tot}}{s} \quad \text{(II.69)}$$

b) Dans le rotor

Les pertes dans le cuivre pour le secondaire sont :

$$p_{cu2} = m_2 . R_2 . I_2^2 \quad \text{(II.70)}$$

$$R_2 = R_{bar} + \frac{2.R_{an}}{4.\sin^2 \frac{\pi.P}{Z_2}} \quad \text{(II.71)}$$

$$R_{bar} = \rho . \frac{L_{bar}}{s_{bar}} \quad \text{(II.72)}$$

$$R_{an} = \rho . \frac{L_{an}}{s_{an}} \quad \text{(II.73)}$$

R_{bar} : Résistance d'une barre ;

R_{an} : Résistance de l'anneau.

II.2.4.5.2. Pertes dans le fer

Les pertes dans le fer se composent principalement des pertes par Hystérésis et des pertes par courants de Foucault.

a) Pertes par Hystérésis

Les pertes par Hystérésis représentent l'énergie nécessaire à l'aimantation cyclique alternative du fer, [20].

Les pertes par Hystérésis sont proportionnelles à :

- L'aire du cycle d'Hystérésis ;
- Aux nombres de cycles d'aimantation.

L'équation de **RICHTER** nous permet de calculer ces pertes,

$$P_h = a . b . B_{max} + b . f . B_{max}^2 \quad \text{(II.74)}$$

B_{max} : Désigne l'induction maximale dans le fer. En pratique on néglige souvent le premier terme en puissance devant le terme en puissance deuxième. On peut ainsi écrire avec suffisamment d'exactitude:

$$P_h = k_H . f . B_{max}^2 . 10^{-2} \quad \text{(II.75)}$$

K_H : Représente une constante du matériau utilisé. Pour améliorer les caractéristiques d'une machine électrique, il est important de choisir un matériau ferromagnétique qui possède un coefficient de pertes faible, ce qui réduit considérablement les pertes par Hystérésis.

b) Pertes par courants de Foucault

L'aimantation cyclique alternative engendre des courants induits dans le fer, ces courants sont appelés courants de Foucault. Pour réduire les pertes engendrées par ces courants, on utilise des tôles feuilletées isolées les unes des autres, disposées parallèlement aux lignes d'induction.

Les pertes par courants de Foucault peuvent être calculées par l'équation :

$$P_w = K_w . (s_t . f . B_{max}^2)^2 . 10^2 \quad \text{(II.76)}$$

c) Pertes dans la culasse

Les formules générales, pour le calcul des pertes par Hystérésis, ne tiennent pas compte de l'influence de la répartition du champ dans la culasse. Pour tenir compte de ce phénomène, on multiplie la formule des pertes par Hystérésis par un coefficientK_j.

$$P_{hj} = K_h . f . B_j^2 . m_j . K_j . 10^{-2} \quad \text{(II.77)}$$

Pour les mêmes considérations de calcul des pertes par courants de Foucault, la formule générale est multipliée par un coefficient K_{wj} pour tenir compte de la répartition du champ dans la culasse.

$$P_{wj} = K_w . (S_t . f . B_{max}^2)^2 . m_j . K_{wj} . 10^2 \quad \text{(II.78)}$$

On remarque ainsi, que pour minimiser les pertes par courants de Foucault, il faut non seulement réduire l'épaisseur des tôles, mais tenir compte aussi du travail des tôles et des contraintes mécaniques. Il faut réduire aussi l'épaisseur de la culasse statorique sans atteindre une grande saturation.

d) Pertes dans les dents

Les pertes par Hystérésis dans la zone dentaire statorique des machines électriques sont égales à:

$$P_{hz} = K_H . f . B^2 . m_z . 10^{-2} \quad \text{(II.79)}$$

Les pertes par courants de Foucault dans les dents s'écrivent:

$$P_{wz} = K_w . (s_t . f . B)^2 . m_z . 10^2 \quad \text{(II.80)}$$

II.2.4.5.3. Pertes superficielles par pulsation du flux dans les dents

Les pertes superficielles par pulsation du flux dans les dents sont faibles dans les petites machines à faible puissance. Elles dépendent de l'ouverture d'encoche des deux parties de la machine et sont estimées à 0,5% de P_u.

II.3. Application

Après avoir exposé la méthode de conception et d'identification géométrique d'une machine asynchrone à cage. Cette méthodologie est appliquée sur une machine à haut rendement dont les caractéristiques sont données sur le cahier des charges**:**

II.3.1. Cahier des charges

1. Montage étoile

Les données du cahier de charge sont principalement les performances de la machine au point de fonctionnement nominale (p_u ; n_n ; f ;V_n; $\cos\varphi$;η).

- Puissance nominale : p_u= 5 KW
- Tension nominale à 50 Hz : V_n= 220 V
- Nombre de pôles : 2P = 4
- Vitesse de rotation : n_n= 1440 tr/min
- Nombre de phases statorique : m1 = 3

II.3.2. Programme de conception développé

Selon la structure de la figure (II.1), un programme sous Matlab a été développé. La première étape du programme de conception consiste à définir le cahier des charges en déterminant les différents points de fonctionnements. Le choix de la structure de la machine dépend du cahier des charges et de l'application à laquelle est destinée cette machine. On calcul les dimensions géométriques de la machine à l'aide des lois de conservation du flux dans différentes parties en utilisant des équations analytiques. Généralement, la méthode de conception est un processus itératif qui sert à comparer les différentes solutions possibles. Dans la deuxième étape on estime le niveau de saturation des circuits magnétiques du moteur et les inductions dans les différentes parties pour calculer les pertes fer et les pertes par effet Joule. Ensuite les paramètres du schéma équivalent sont calculés. Ceci permet d'obtenir le couple que le moteur peut fournir et le courant qu'il peut absorber. Enfin on peut ainsi évaluer le rendement dans toutes les conditions de fonctionnement. L'exécution du programme développé permet d'obtenir le fichier de résultats en annexe AetB. Les principaux résultats sont:

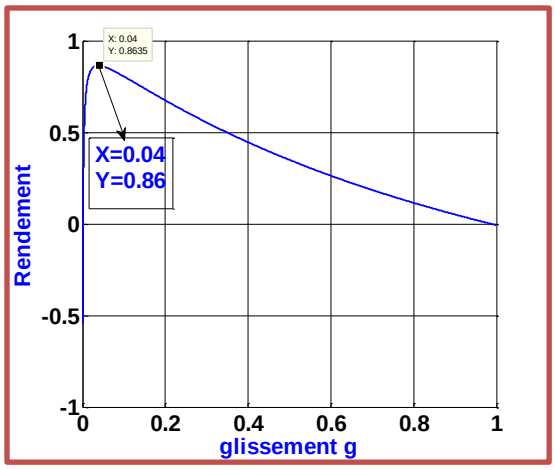
****

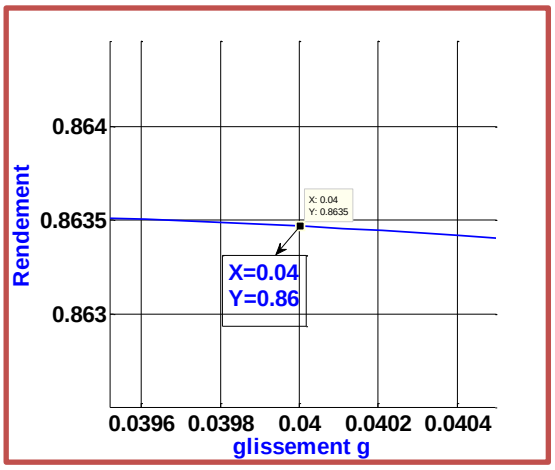
Puissance Utile (W)	Pu	5000.00
Tension Simple de Phase (V)	V1	220.00
Nombre de Phases de la Machine m1	m1	3.00
Fréquence Alimentation (Hz)	fs..	50.00
Nombre de Paires de Pôles	p	2.00
Vitesse du Champ Tournant (trs/min)	ns	1500.00
Rendement Estime	Eta	84%
Facteur de Puissance Estime	Cosfie	0.84
Courant de Phase de la Machine (A)	I1	10.737
Resistance Phase Enroul.Stator(Ohm)	Rph1m	0.749
Glissement Estimé (pcent)	Glise	4%
Courant de Court Circuit Stator (A)	I1cc	65.033
Courant a vide (A)	I0	3.691
Couple de DemarrageTstart (Nm)	Tstart	79.3
Couple Nominal Tn (Nm)	Tn.	33.2
Rendement de la Machine en (pcent)	RendM	0.864
Inductance Propre Phase du Stator (H)	Ls1	0.19067
Induct.Propre Rot.Ramenee au Stator (H)	Lr21	0.18901
Resist.Equival./Phase Rotor 75°C(Ohm)	Rph2	5.47e-005

II.3.3. Étude des performances de la machine étudiée

II.3.3.1. Analyse statique

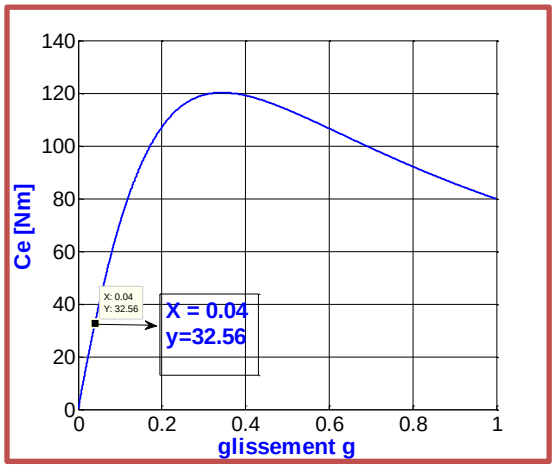
Après l'affichage des résultats du programme précédemment on utilise ces derniers ainsi que le schéma équivalent du MAS à fuites ramenée au stator, on peut dresser les déférentes caractéristiques de notre machine qui sont illustrées par les courbes ci-dessous.

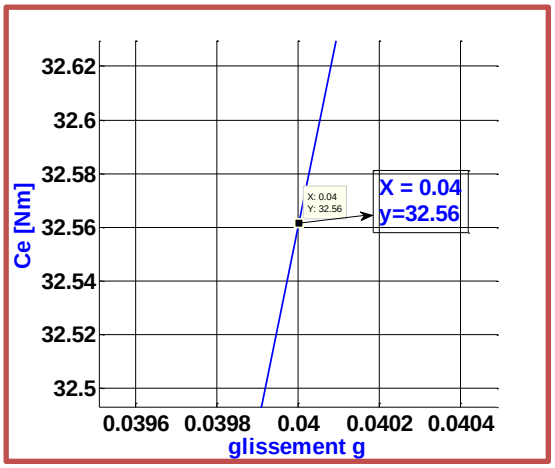




Rendement en fonction du glissement. Zoom au voisinage du point nominal.

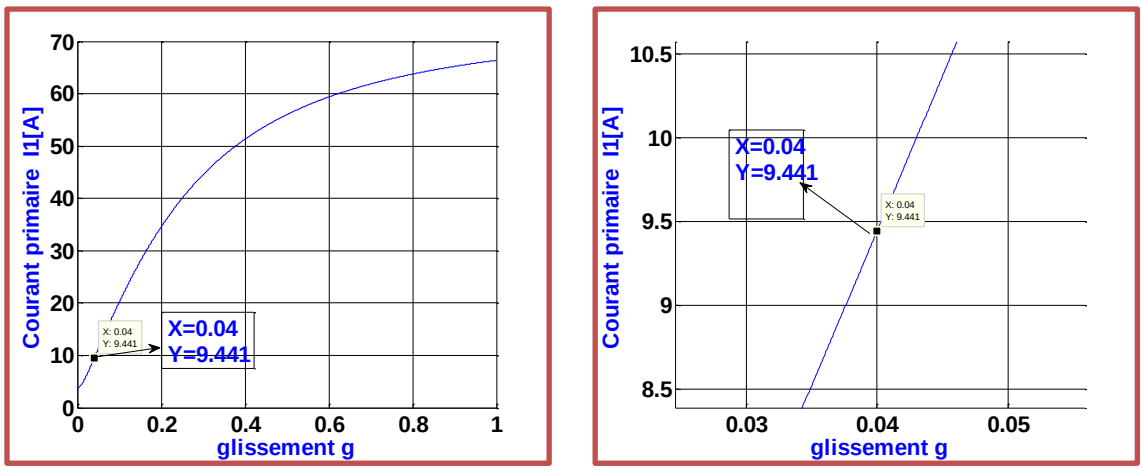
Figure II.3 : Caractéristique du rendement en fonction du glissement.





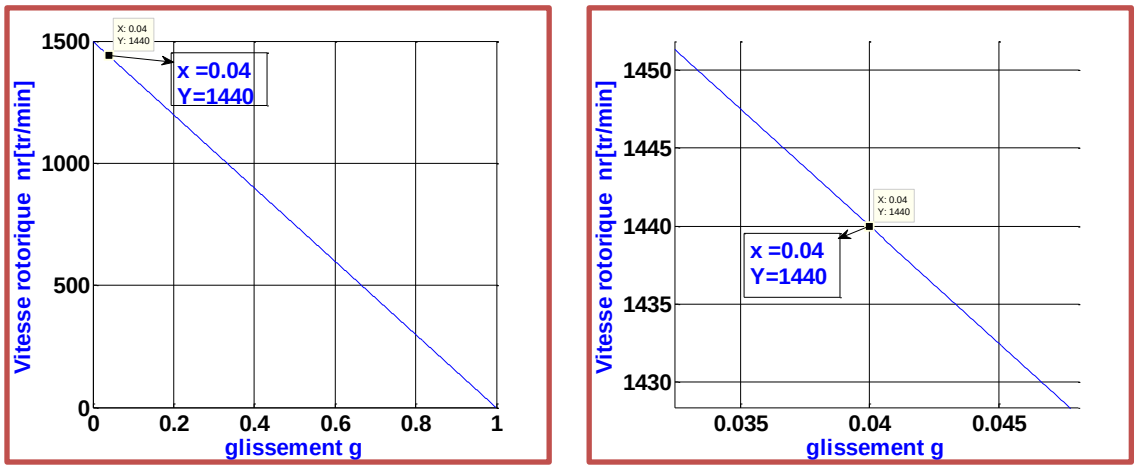
Couple en fonction du glissement. Zoom au voisinage du point nominal.

Figure II.4 : Caractéristique de couple en fonction du glissement.



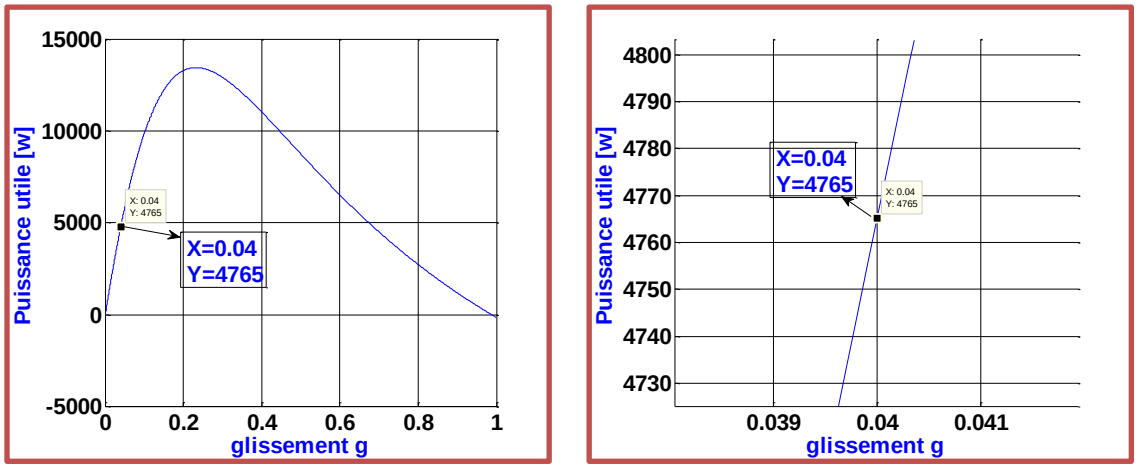
Courant primaire en fonction du glissement. Zoom au voisinage du point nominal.

Figure II.5 : Caractéristique du courant primaire en fonction du glissement.



Vitesse rotorique en fonction du glissement. Zoom au voisinage du point nominal.

Figure II.6 : Caractéristique de la vitesse rotorique en fonction du glissement.



Puissance utile en fonction du glissement. Zoom au voisinage du point nominal.

Figure II.7 : Caractéristique de la puissance utile en fonction du glissement.

II.3.3.2. Analyse dynamique des résultats de la machine

L'étude de l'évolution des courants et de la vitesse en régime dynamique de la machine asynchrone par simulation est un autre moyen pour la validation des résultats de la conception.

Utilisant les résultats du programme de conception, ainsi que le modèle analytique de la machine asynchrone et les blocs Simulink du logiciel MATLAB de la **figure II.8** : On va vérifier le couple nominal (charge nominale), le couple de démarrage et le couple maximal.

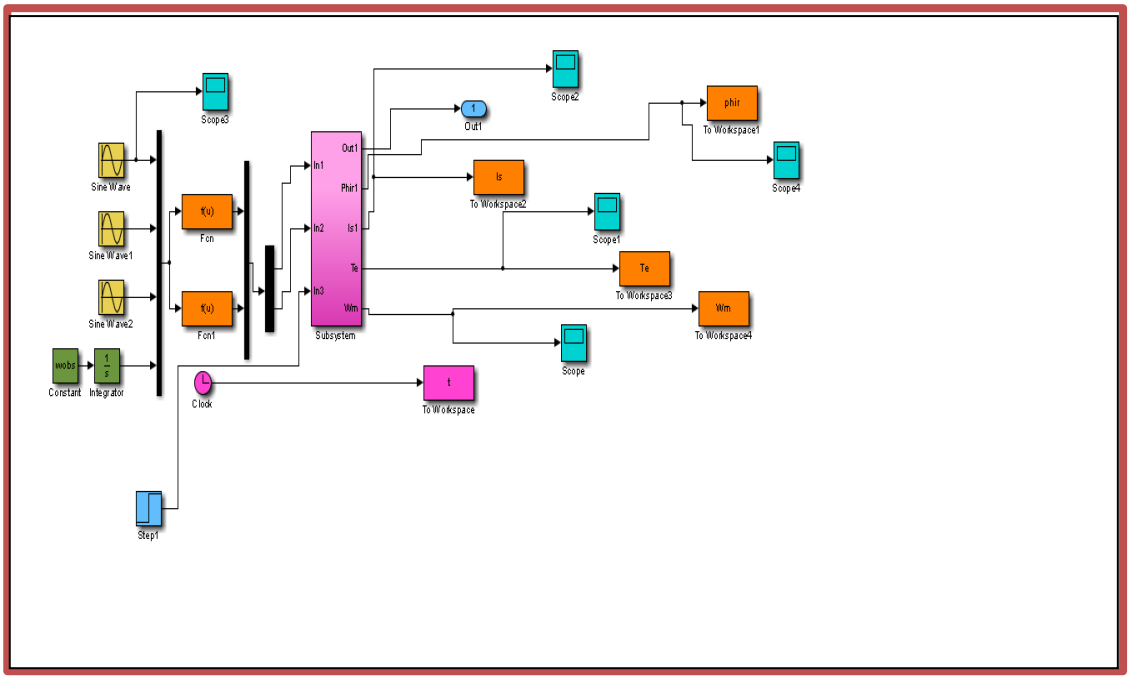


Figure II.8 : Schéma fonctionnel du banc d'essai par simulation.

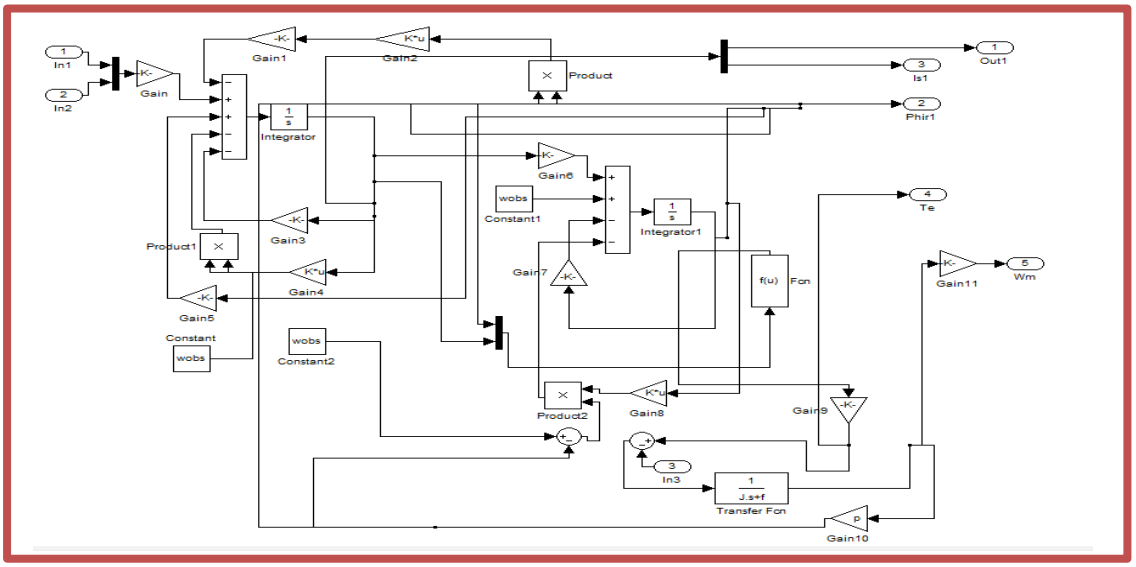
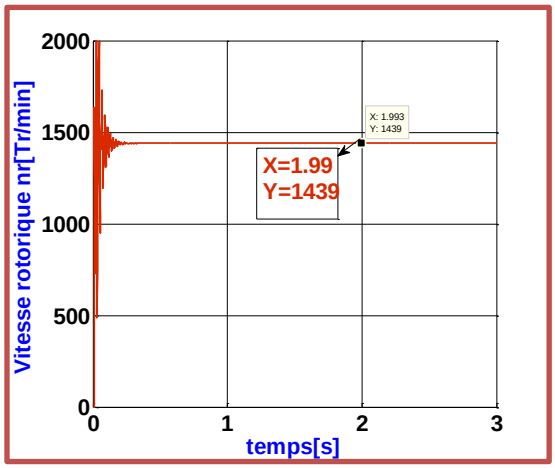
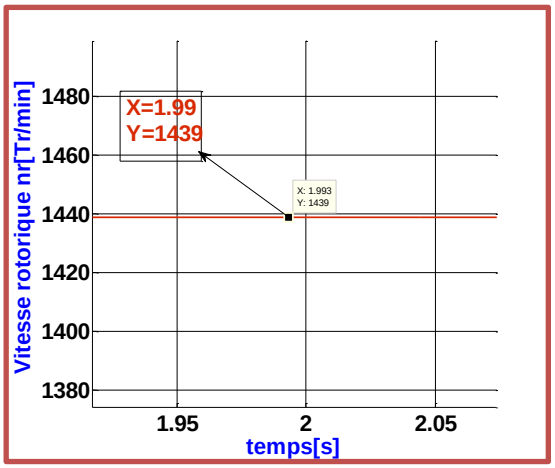


Figure II.9 : Détaille du bloc subsystem.

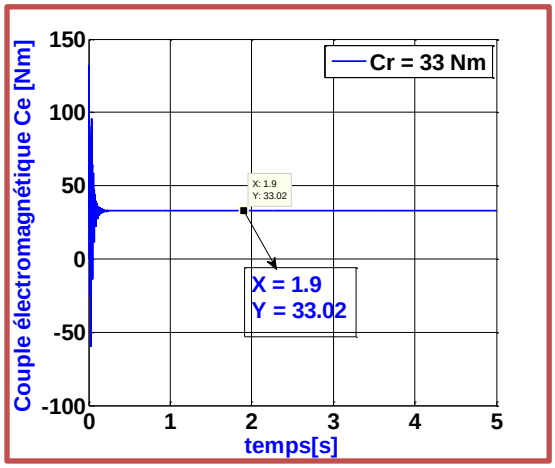
1. **Teste sur couple nominal**



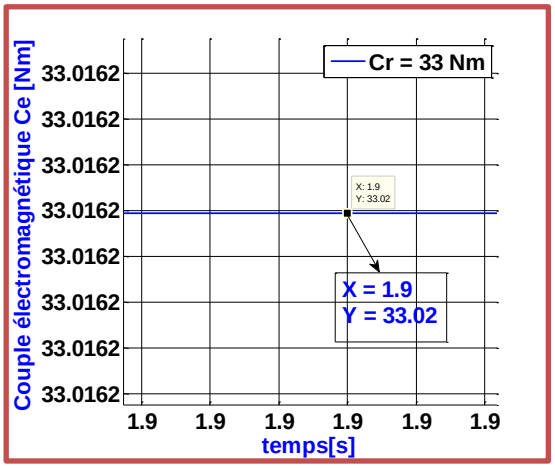
Vitesse rotorique en fonction du temps.



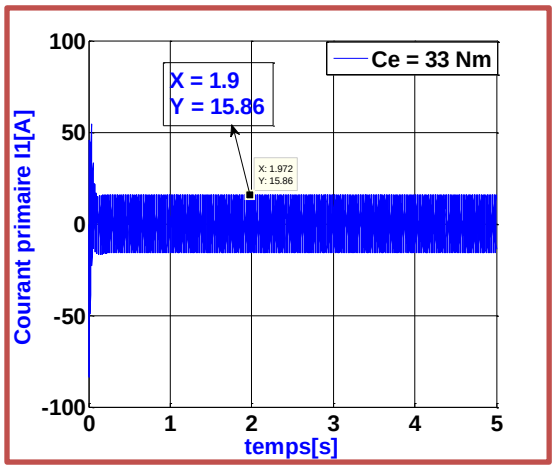
Zoom Nr=f(t).



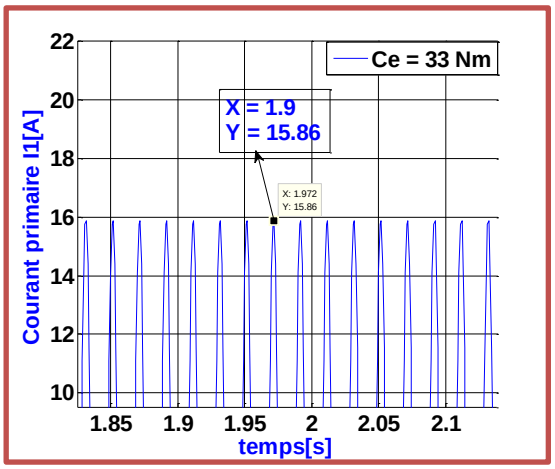
Couple électromagnétique en fonction du temps.



Zoom Ce = f(t).



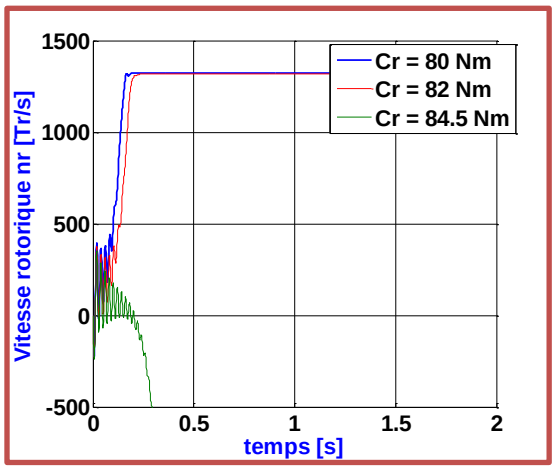
Courant primaire en fonction du temps.



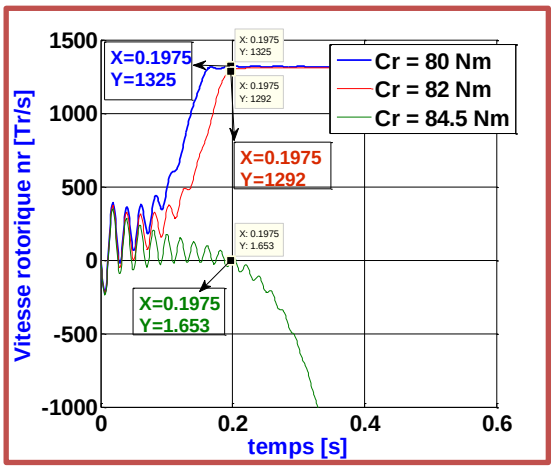
Zoom I1=f(t).

Figure II.10 : Résultats de la simulation de la machine pour le test sur le couple nominal.

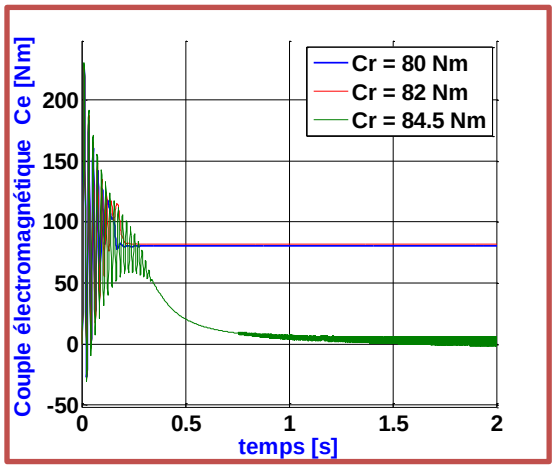
2. Teste sur le couple démarrage



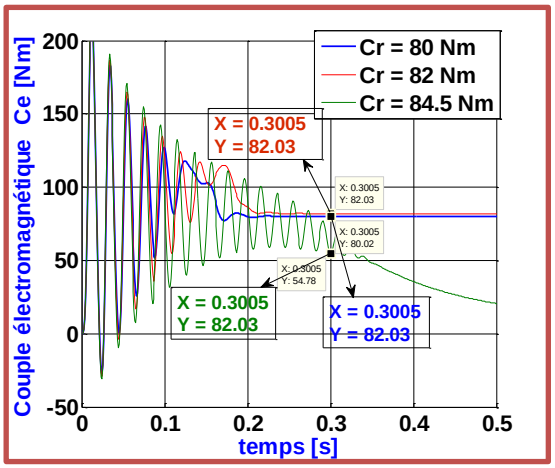
Vitesse rotorique en fonction du temps.



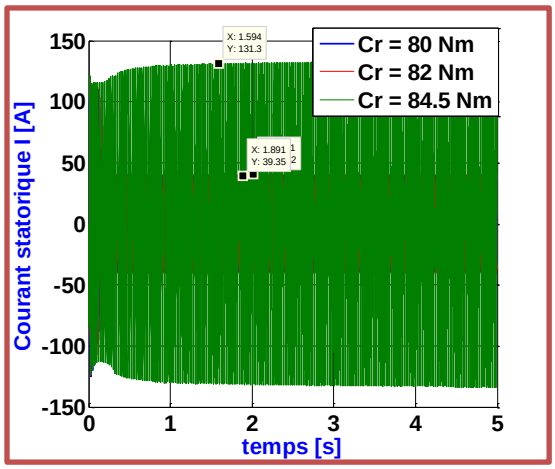
Zoom Nr = f (t).



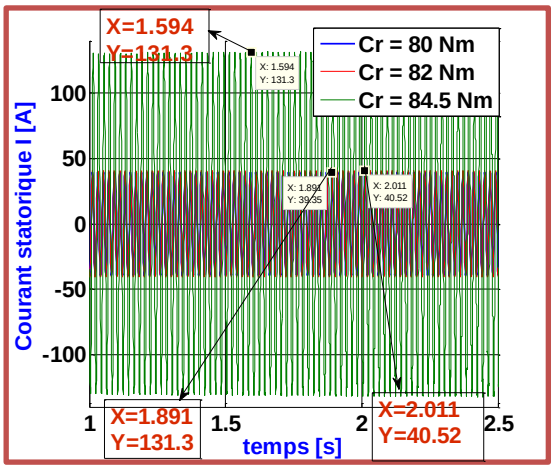
Couple électromagnétique en fonction du temps.



Zoom Ce = f (t)



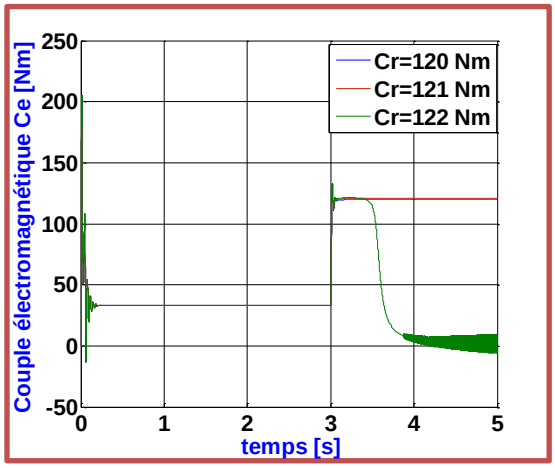
Courant statorique en fonction du temps.



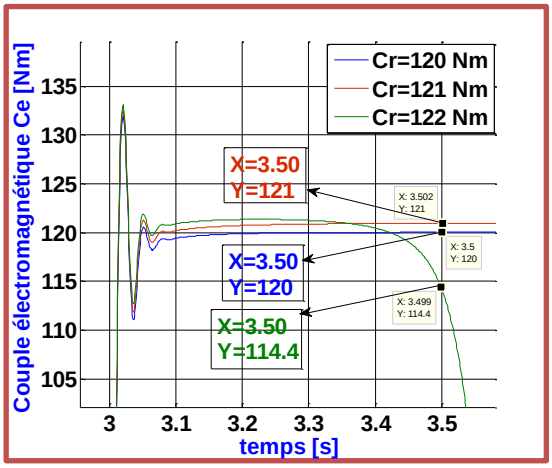
Zoom I1 = f (t).

Figure II.11 : Résultats de la simulation de la machine pour le test sur le couple démarrage.

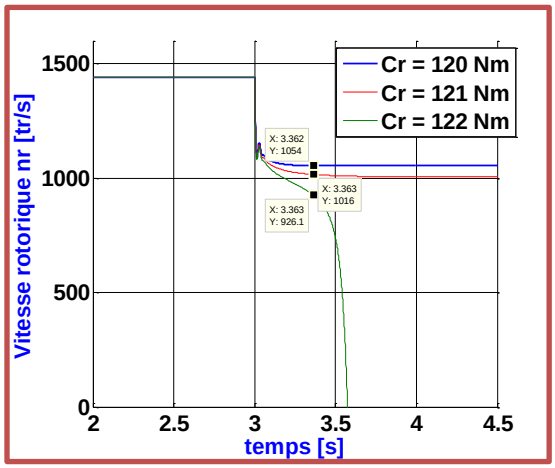
3. **Teste sur le couple maximale**



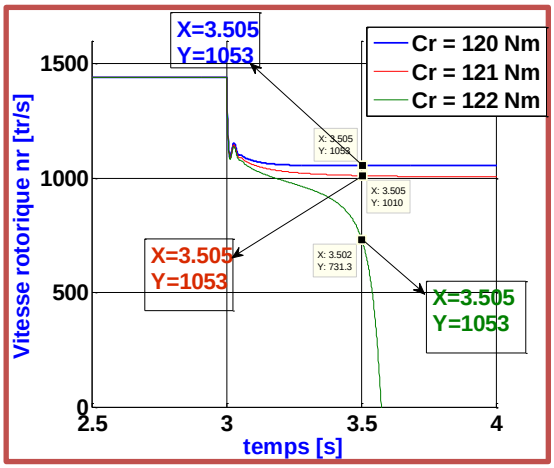
Couple électromagnétique Ce en fonction du temps.



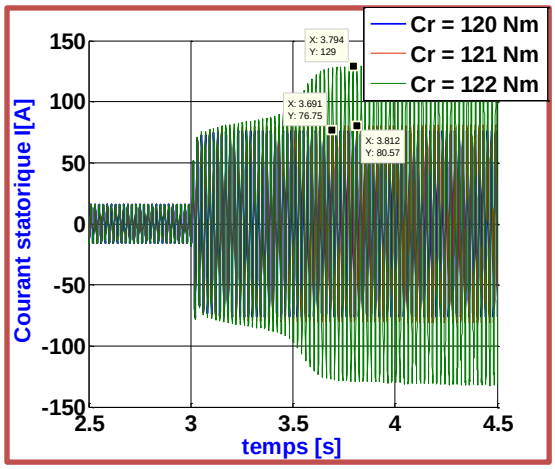
Zoom Ce = f (t).



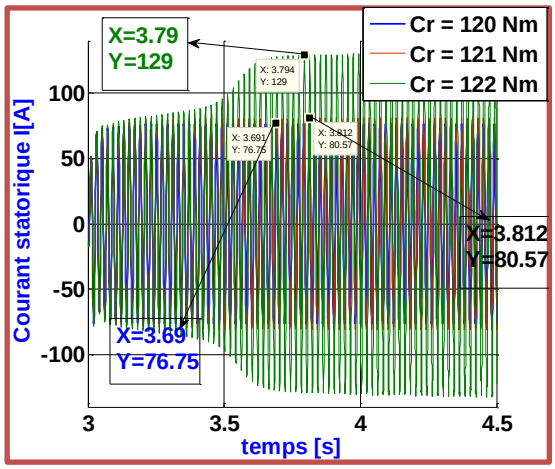
Vitesse rotorique Nr en fonction du temps.



Zoom Nr = f (t).



Courant statorique en fonction du temps.



Zoom I1 = f (t).

Figure II.12 : Résultats de la simulation de la machine pour le test sur le couple maximal.

II.3.3.3. Comparaison des résultats

Paramètres	A.S	A.D	program
Couple électromagnétique nominal (Nm)	**32.56**	**33.02**	**33.2**
Vitesse rotorique nominal (tr/min)	**1440**	**1439**	**1440**
Courant nominal (A)	**9.44**	**11.21**	**10.73**
Couple électromagnétique de démarrage (Nm)	**79.9**	**80.03**	**79.3**
Couple électromagnétique maximal (Nm)	**120.02**	**121**	**-**
Rapport du couple maximal au couple nominal Kc	**3.69**	**33.66**	**-**
Rapport du couple de démarrage au couple nominal kd	**2.53**	**2.42**	**-**
Rapport du couple maximal au couple de démarrage kmaxd	**1.50**	**1.51**	**-**

Tableau II.2 : Tableau comparatif.

2.Montage triangle

Les données du cahier de charge sont principalement les performances de la machine au point de fonctionnement nominale ($\mathbf{p_u; n_n; f; V_n; I_n; \eta}$).

- Puissance nominale : p_u= 5 KW
- Tension nominale à 50 Hz : V_n= 380 V
- Nombre de pôles : 2P = 4
- Vitesse de rotation : n_n= 1440 tr/min
- Nombre de phases statorique : **m1 = 3**

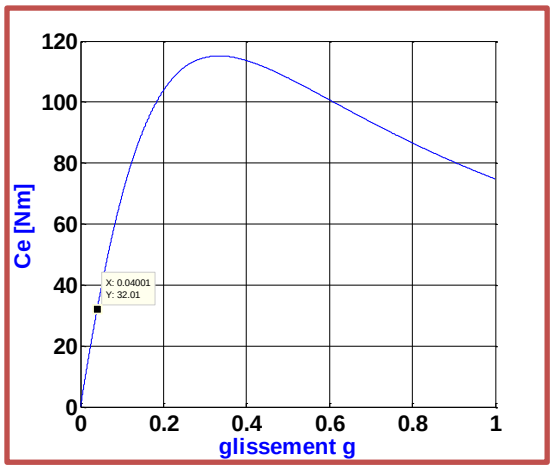
Les principaux résultats qui ressortent de l'étude comme suit :

Puissance Utile (W)	Pu	5000.00
Tension Simple de Phase (V)	V1	380.00
Nombre de Phases de la Machine m1	m1	3.00
Frequence Alimentation (Hz)	fs	50.00
Nombre de Paires de Poles	p	2.00
Vitesse du Champ Tournant (trs/min)	ns	1500.00
Rendement Estime	Eta	84%
Facteur de Puissance Estime	Cosfie	0.84
Courant de Phase de la Machine (A)	I1	6.216
Courant de Court Circuit Stator (A)	I1cc	36.108
Couple de Demarrage Tstart (Nm)	Tstart	74.2
Couple Nominal Tn (Nm)	Tn	33.2
Courant a vide (A)	I0	2.056
Inductance de Fuite Stator (H)	lsf1	0.01686
Induct.Fuite Rotor Ramenee au Stator(H)	lfr21	0.01157

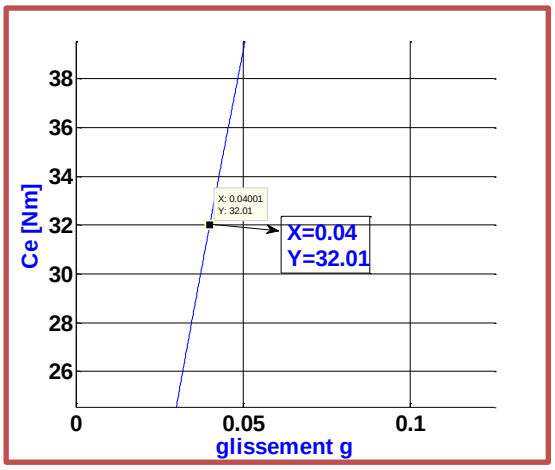
Puissace Reactive a vide (VAR)	Q0	2331.2
Inductance Propre Phase du Stator (H)	Ls1	0.59147
Inductance Mutuelle Stator - Rotor (H)	M	0. 57462
Induct.Propre Rot.Ramenee au Stator (H)	Lr21	0.58618
Resist.Equival./Phase Rotor 75°C(Ohm)	Rph2	0.000134
Resistance Phase Enroul.Stator(Ohm)	Rph1m	2.292

✓ **Étude des performances de la machine étudiée**

II.3.3.4. Analyse statique

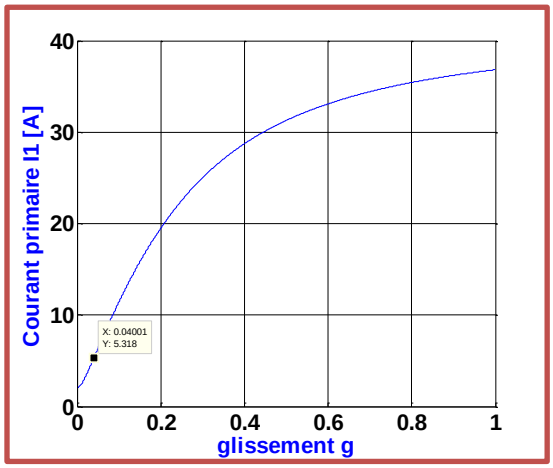


Couple en fonction du glissement.

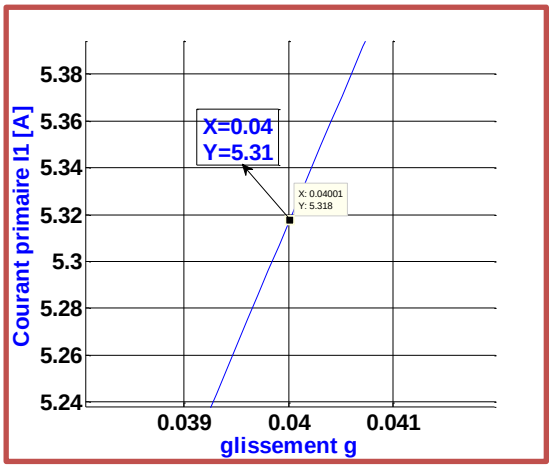


Zoom au voisinage du point nominal.

Figure II.13 : Caractéristique de couple en fonction du glissement.

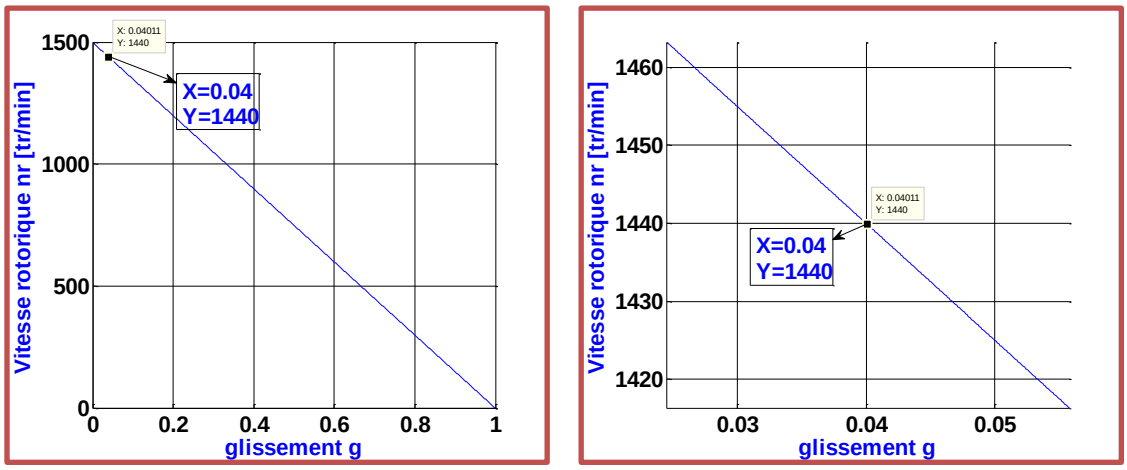


Courant primaire en fonction du glissement.



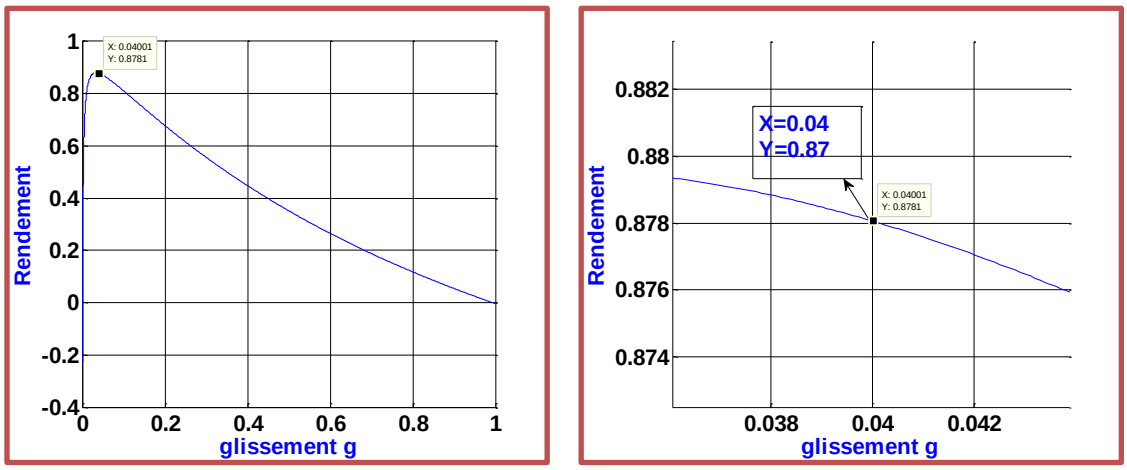
Zoom au voisinage du point nominal.

Figure II.14 : Caractéristique du courant primaire en fonction du glissement.



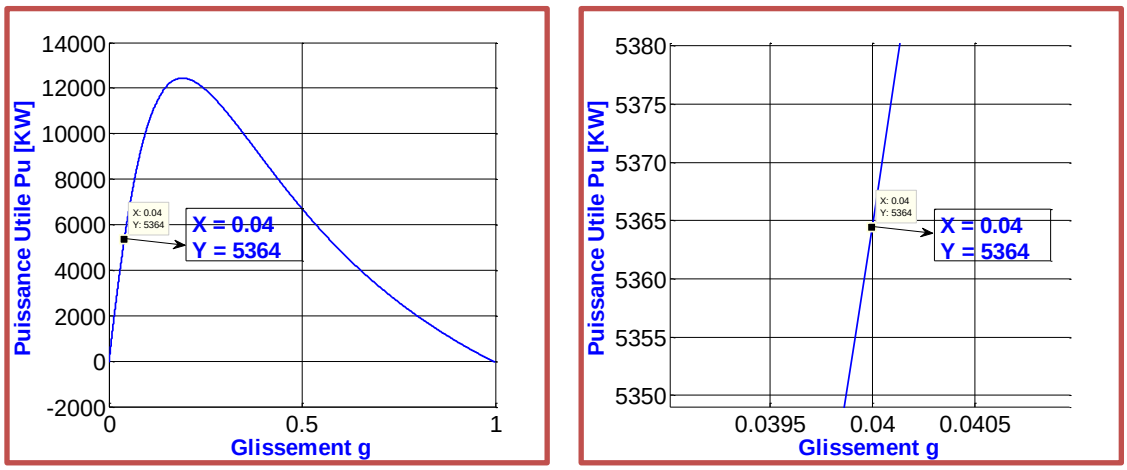
Vitesse rotorique en fonction du glissement. Zoom au voisinage du point nominal.

Figure II.15 : Caractéristique de la vitesse rotorique en fonction du glissement.



Rendement en fonction du glissement. Zoom au voisinage du point nominal.

Figure II.16 : Caractéristique du rendement en fonction du glissement.

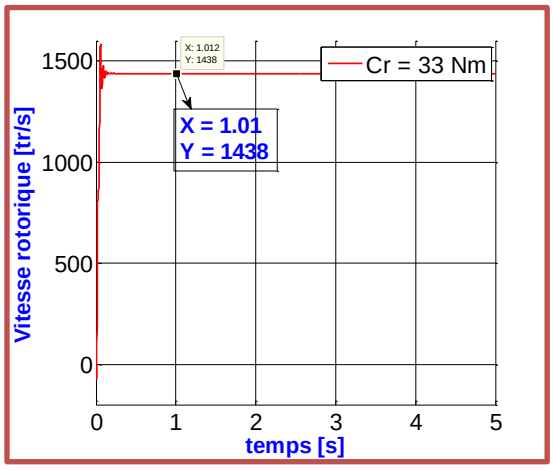


Puissance utile en fonction du glissement. Zoom au voisinage du point nominal.

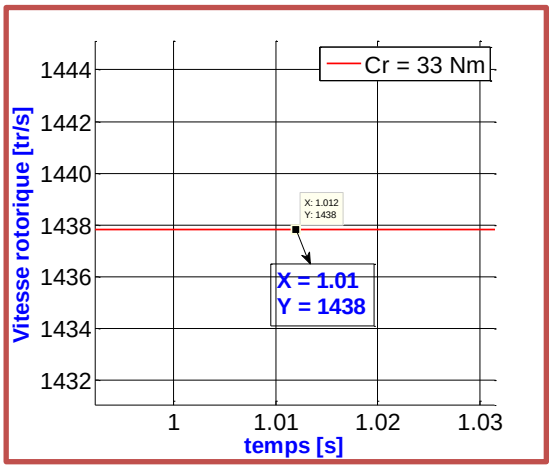
Figure II.17 : Caractéristique de la puissance utile en fonction du glissement.

II.3.3.5. Analyse dynamique des résultats de la machine

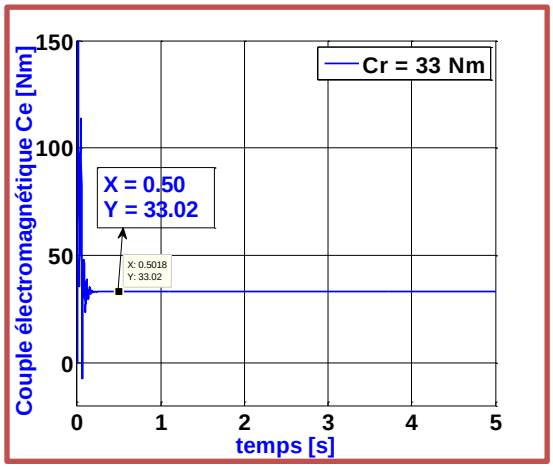
1.Teste sur couple nominal



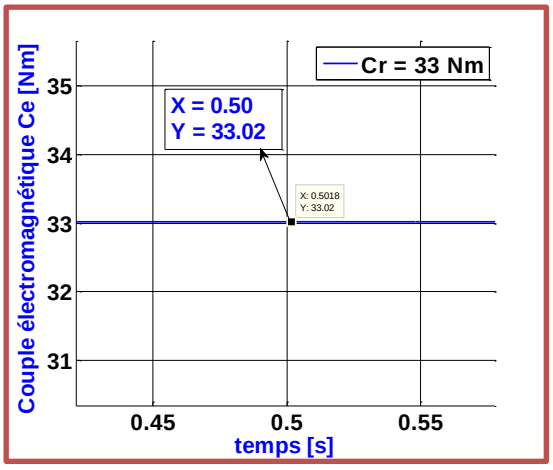
Vitesse rotorique en fonction du temps.



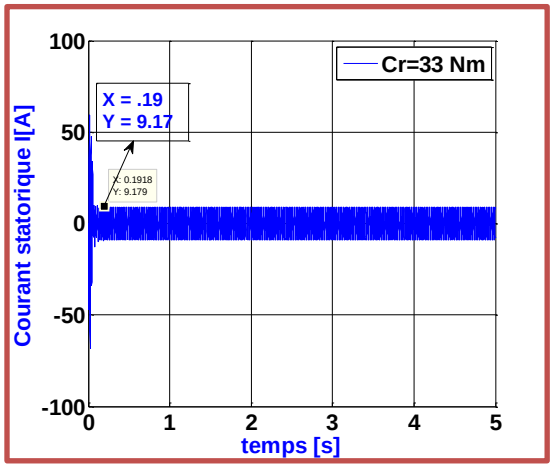
Zoom Nr=f(t).



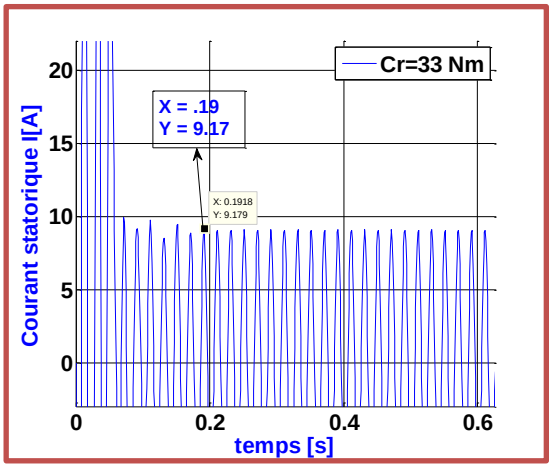
Couple électromagnétique en fonction du temps.



Zoom Ce = f(t).



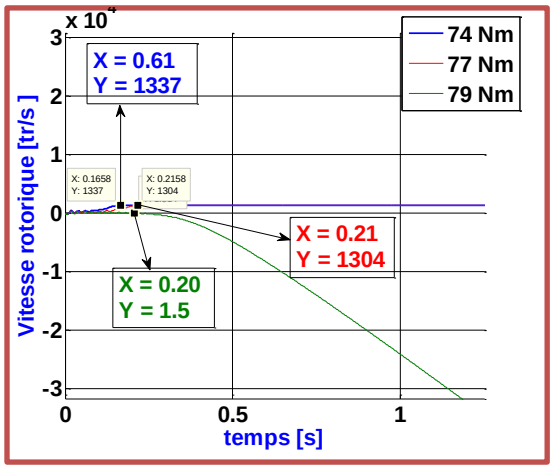
Courant statorique en fonction du temps.



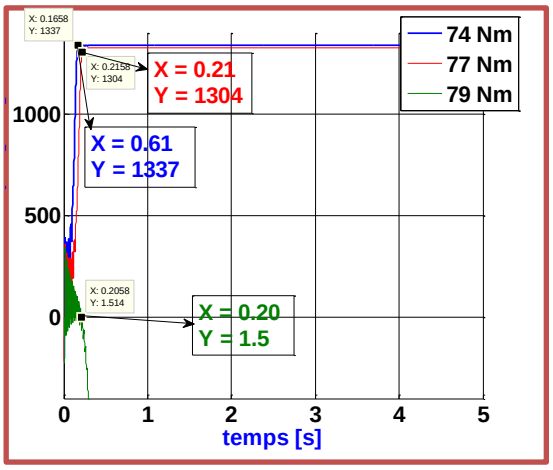
ZoomI1 = f (t).

Figure II.18 : Résultats de la simulation de la machine pour le test sur le couple nominal.

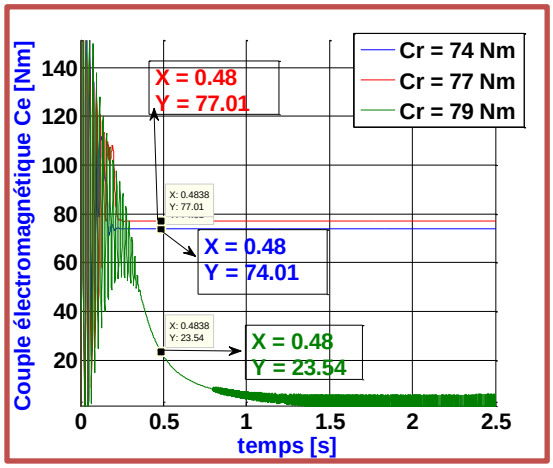
2.Teste sur le couple démarrage



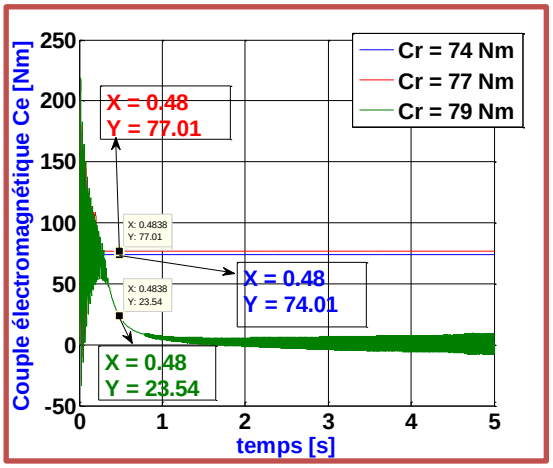
Vitesse rotorique en fonction du temps.



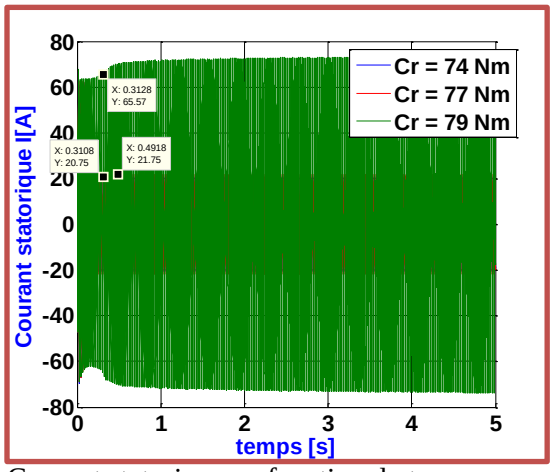
Zoom Nr=f(t).



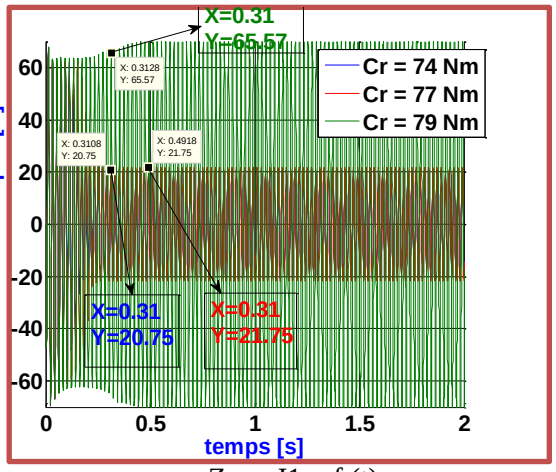
Couple électromagnétique en fonction du temps.



Zoom Ce = f(t).



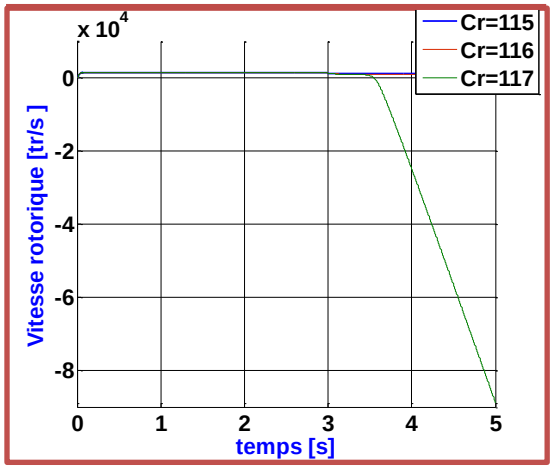
Courant statorique en fonction du temps.



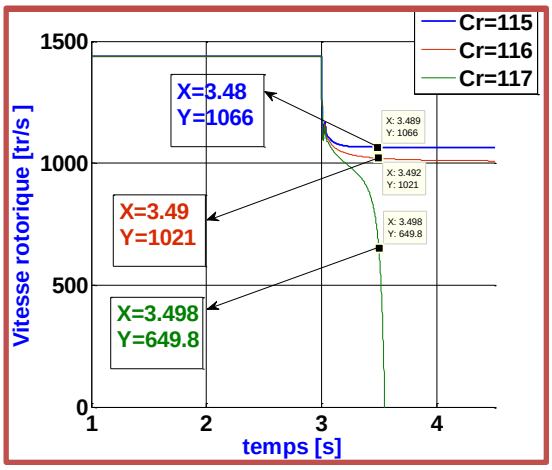
ZoomI1 = f (t).

Figure II.19 : Résultats de la simulation de la machine pour le test sur le couple démarrage.

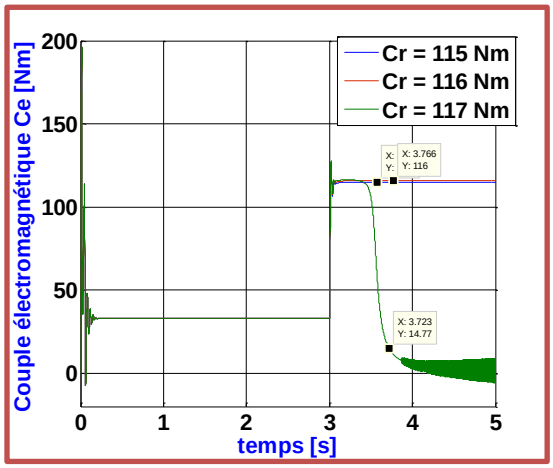
3.Teste sure couple maximale



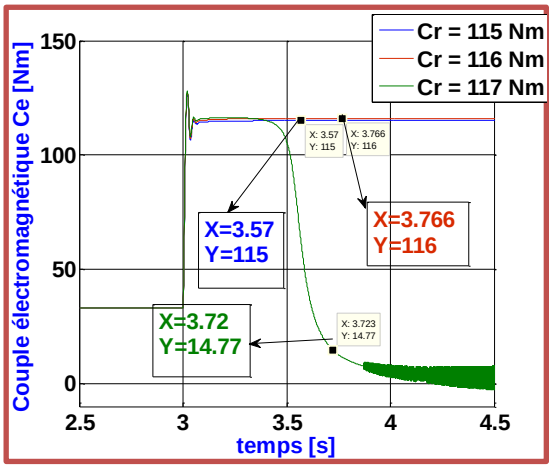
Vitesse rotorique en fonction du temps.



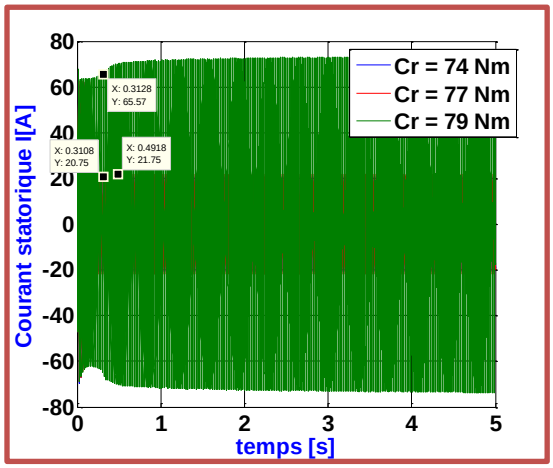
Zoom Nr=f(t).



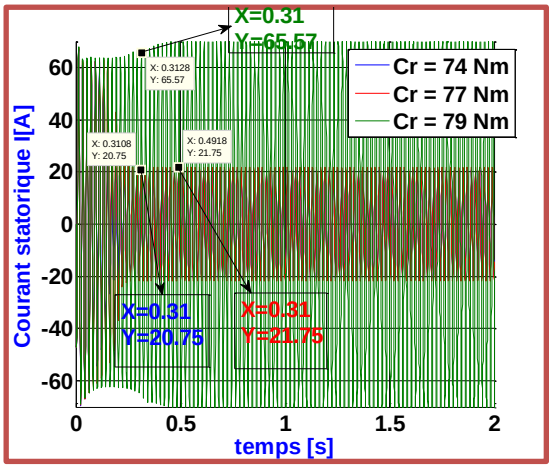
Couple électromagnétique en fonction du temps.



Zoom Ce = f(t).



Courant statorique en fonction du temps.



ZoomI1 = f (t).

Figure II.20 : Résultats de la simulation de la machine pour le test sur le couple maximale.

II.3.3.6. Comparaison des résultats

Paramètres	A.S	A.D	program
Couple électromagnétique nominal (Nm)	32.01	33.02	33.15
Vitesse rotorique nominal (tr/min)	1440	1438	1440
Courant nominal (A)	5.35	6.48	6.21
Couple électromagnétique de démarrage (Nm)	74.8	77.01	74.31
Couple électromagnétique maximal (Nm)	115.2	116	-
Rapport du couple maximal au couple nominal Kc	3.59	3.513	-
Rapport du couple de démarrage au couple nominal kd	2.336	2.3322	-
Rapport du couple maximal au couple de démarrage kmaxd	1.540	1.506	-

Tableau II.3 : Tableau comparatif.

Analyse des résultats

D'après les résultats des deux essais statique et dynamique et pour les deux types de couplage, on constate que les deux méthodes d'analyses donnent des résultats plus proches et comparables avec ceux du programme de calcul.

Les écarts semblent être faibles. Cela nous confirme l'efficacité de la méthode analytique, et on conclure que la méthode de dimensionnement de **LIWSCHITZ** est affective pour les machines de faible puissance.

Enfin, on peut déclarer que le modèle analytique est adopté pour la phase d'analyse par la méthode des éléments finis, qui sera l'objet du prochain point.

II.4. La méthode des éléments finis

La résolution d'un problème électromagnétisme consiste à déterminer les structures du champ électromagnétique dans une région de l'espace. Ces configurations du champ doivent satisfaire simultanément les équations du Maxwell, ou les équations des ondes, et des conditions aux limites appropriées des solutions exactes ou analytiques peuvent être obtenus dans un petit nombre de cas selon la géométrie des objets. Dans la plupart des objets, il faudra approcher numériquement la solution. Les principales méthodes utilisées en électromagnétisme peuvent être classées en deux groupes, la méthode des intégrales de frontière (EIF) et les méthodes finis (MF) qui comprennent la méthode des différences finis (MDF) et la méthode des éléments finis (MEF). La première méthode utilise une discrétisation surfacique des objets tandis que les deux dernières nécessitent une discrétisation volumique**.**

Hormis une étude expérimentale pure, trouver un modèle qui traduit fidèlement un phénomène physique est un préalable à son étude. En ce qui concerne les phénomènes électromagnétiques, James Clark Maxwell les a regrouper, dans quatre équations, en les associent aux équations dites de milieu et de passage, cela permet de modéliser la majorité des systèmes électromagnétiques, [4].

Tous les modèles obtenus sont à équations aux dérivées partielles dont la résolution analytique n'est pas souvent évidente, aussi pour s'affranchir de cette difficulté des méthodes numériques ont été développées. Il arrive d'associer une solution analytique à une méthode numérique pour réduire le temps de calcule et augmenter la précision des résultats. En effet, une solution analytique est plus précise qu'une solution numérique parce que cette dernière est une approximation de la solution réel, de plus aucun maillage n'est nécessaire dans la région où cette solution analytique est injectée.

Nous commençons par décrire brièvement les équations de Maxwell, puis nous posons le problème à résoudre dans le cadre de notre étude et nous en donnerons une présentation détaillée de la méthode des éléments finis, [4].

II.4.1. Les équations de Maxwell

Les équations de Maxwell aussi appelées « équations générales de l'électromagnétisme » sont au nombre de quatre et qui permettent à elle seules de traduire le comportement de la plupart des phénomènes physiques connus, [4].

a)L'équation de Maxwell Gauss

Un champ électrique est généré par des charges électriques, le champ électrique est orienté à partir des charges positives vers les charges négatives. Plus précisément, cette loi relie le flux électrique à travers n'importe quelle surface de Gauss fermée, [4].

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\varepsilon_0} \tag{II.81}$$

b) L'équation de Maxwell Faraday

Un champ électrique peut induire un champ magnétique. Ce champ induit est utilisé dans des nombreux générateurs électriques. Un aimant en rotation qui créé un champ magnétique en mouvement, généré un champ électrique dans un fil à proximité, [4].

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \tag{II.82}$$

La variation du champ magnétique crée un champ électrique dont la forme intégral et la loi de faraday.

$$E = -\frac{\partial \varphi}{\partial t} \tag{II.83}$$

E : La FEM induite dans un circuit.

Φ : Le flux magnétique à travers le circuit.

c)L'équation de conservation du flux

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \tag{II.84}$$

d) **L'équation de Maxwell-Ampère**

Le champ magnétique peut être généré de deux manières : par la variation du champ électrique ou par les courants électriques, [4].

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \tag{II.85}$$

Avec :

$\vec{B}$ **:** Induction magnétique [T]

$\vec{H}$ **:** L'excitation magnétique [A/m]

$\vec{J}$ **:** Vecteur densité de courant [A/m^2]

$\vec{\mathbf{E}}$ **:** Champ électrique [V/m]

$\vec{\mathbf{D}}$ **:** Induction électrique [C/m^2]

ρ : Densité de charge volumique [C/m^3]

$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ **:** Densité du courant de déplacement [A/ m^2]

∇ (Nabla) : L'operateur dérivation ($\frac{\partial}{\partial x}\ \frac{\partial}{\partial y}\ \frac{\partial}{\partial z}$).

En tenant compte des fréquences de travail utilisé en électrotechnique, les courants de déplacement $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ sont négligeables devant les courants de conduction. En outre, il n'existe aucune densité volumique de charge dans le domaine considéré, donc ρ=0.

Les équations de Maxwell se réduisent alors à, [4] :

$$\mathrm{div}\vec{B} = 0 \tag{II.86}$$

$$\overrightarrow{\mathrm{rot}}\vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \tag{II.87}$$

$$\overrightarrow{\mathrm{rot}}\vec{H} = \vec{J} \tag{II.88}$$

II.4.2. Lois constitutives des milieux

Les équations de Maxwell doivent être associées à des équations caractérisant les matériaux :

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \tag{II.89}$$

$$\vec{J} = \delta \vec{E} \tag{II.90}$$

Où δ représente la conductivité électrique [$(\Omega.m)^{-1}$] et μ la perméabilité magnétique absolue [H / m].

Dans le cas général, la perméabilité magnétique, la permittivité et la conductivité électrique sont des tenseurs. Dans le cas où les matériaux utilisés sont supposés isotropes, δ et μ sont des fonctions scalaires. Toutefois, les matériaux magnétiques sont saturables et la relation constitutive du milieu magnétique devient, [4].

$$\vec{B} = \mu(H) \vec{H} \tag{II.91}$$

Où :

$$\vec{H} = \upsilon(B) \vec{B} \tag{II.92}$$

υ : représente la réluctivité magnétique (υ=1/μ).

II.3. 1 Conditions d'interfaces

Vu que les machines électrique sont constituées de matériaux différents et comme les lignes de champs sont continuées à travers la machine, il est utile de définir les conditions de passage du champ entre les interfaces entre deux domaines différents, [4].

$$\vec{n} \wedge (\vec{H}_1 - \vec{H}_2) = \vec{J}_s \quad \text{(II.93)}$$

$$\vec{n} * (\vec{B}_1 - \vec{B}_2) = 0 \quad \text{(II.94)}$$

Ces conditions peuvent être expliquées ainsi :

$$\vec{H}_{11} - \vec{H}_{12} = \vec{J}_s \quad \text{(II.95)}$$

Cette dernière équation traduit la discontinuité du champ magnétique. L'équation (II.96) devient :

$$B_{n1} = B_{n2} \quad \text{(II.97)}$$

L'équation (II.95) traduit la continuité de la composante normale de l'induction au passage d'un milieu à un autre.

II.4.3. Conditions aux limites

a.Condition de Dirichlet

Cette condition nous informe sur la valeur de l'inconnue sur la frontière du domaine de résolution. Elle apparaît souvent sur les axes de symétrie du domaine d'étude, [4] :

$$A = g_0 \quad \text{(II.98)}$$

Où A est la fonction inconnue et g_0 représente une constante.

b.Condition de Newman

Elle nous renseigne sur la valeur du composant normal de l'inconnue sur la limite du domaine à étudier. Elle apparaît aussi souvent sur les plans de symétrie :

$$\frac{\partial U}{\partial n} = g_0 \quad \text{(II.99)}$$

c.Condition mixte Dirichlet – Newman

C'est une combinaison des deux conditions aux limites de type Dirichlet et Newman qui s'exprime comme suit :

$$a \cdot U + b.\frac{\partial U}{\partial n} = g \quad \text{(II.100)}$$

Où g est la valeur de l'inconnue sur les frontières, a et b sont les coefficients définis sur le domaine d'étude et où U est la fonction inconnue, [4].

d.Condition de périodicité et d'anti-périodicité

Dans le cas des machines électriques tournantes, on se retrouve non seulement avec une symétrie géométrique mais aussi avec une symétrie dans la distribution du champ magnétique. Cette périodicité du champ peut être utilisée pour définir un autre type de condition aux limites qui permet de réduire la taille du modèle numérique. On parle alors des conditions cycliques (périodicité) ou anti-cyclique (anti-périodicité). Elle s'exprime comme suit, [4].

$$A \big|_{\Gamma} = K.A \big|_{\Gamma + d\Gamma} \quad \text{(II.101)}$$

Où dΓ désigne la période spatiale (suivant le contour Γ) :

Si : K=1, condition cyclique.

Si : K=-1, condition anti-cyclique.

II.4.4. Formulation en potentiel vecteur

Afin de réduire le nombre d'inconnues dans les équations précédentes, en présence de sources de courants et plus particulièrement en 2D, la formulation du problème en termes de potentiel vecteur magnétique est fréquemment utilisée. Le potentiel vecteur $\vec{\mathbf{A}}$ est alors la seule inconnue intervenant dans la résolution du problème décrit par les équations ci-dessus. L'équation (1-3) traduit le fait que le flux de l'induction est conservatif; $\vec{\mathbf{B}}$ est alors le rotationnel d'un potentiel vecteur magnétique $\overrightarrow{A}$, [4] :

$$\vec{B} = \overrightarrow{rot}(\overrightarrow{A}) \quad \text{(II.102)}$$

On est donc conduit à :

$$\overrightarrow{rot}(\upsilon(\overrightarrow{rot}\vec{A}) = \vec{J} \quad \text{(II.103)}$$

L'équation (Eq.II-6) devient :

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \overrightarrow{grad}V \quad \text{(II.104)}$$

Où V représente le potentiel scalaire électrique.

Dans tous l'espace :

$$\vec{J} = \delta \vec{E} + \vec{J}_0 \quad \text{(II.105)}$$

Avec δ=0 dans les milieux sans courants induits, J_0 =0 dans les milieux sans sources extérieures. Avec cette notation, les courants induits ont la densité $\delta \vec{E}$.

Dans le cas général :

$$\vec{J} = -\delta \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \delta \overrightarrow{grad}V + \vec{J}_0 \quad \text{(II.106)}$$

Dans les parties actives de la machine, la densité de courant s'écrit alors :

$$\vec{J} = -\delta \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \vec{J}_0 \quad \text{(II.107)}$$

L'étude se ramène alors à la résolution de :

$$\overrightarrow{rot}(\upsilon(\vec{w}t\vec{A}) = -\delta \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \vec{J}_0 \quad \text{(II.108)}$$

II.4.5. Méthode de résolution des équations aux dérivées partielles

Deux types de résolution peuvent être effectués: analytique ou numérique. Si la résolution analytique semble relativement facile et donne des solutions exactes, elle présente l'inconvénient majeur de ne pas prendre en compte le non linéarité et la déformation de la géométrie. Pour cela, et afin de dépasser ce handicap, on fait appel aux méthodes numériques. Parmi ces méthodes, on trouve les méthodes des différences finies (MDF) et la méthode des éléments finis (MEF), sa meilleure adaptation aux géométries complexes, donne l'avantage à la méthode des éléments finis, [4].

II.4.6. Méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis est une méthode numérique de résolution des équations différentielles aux dérivées partielles et de leur condition aux limites. Cette méthode a été utilisée initialement pour l'analyse des structures (mécanique, génie civile). Elle fût introduite pour la première fois en électromagnétisme par P. Silvester et M.V.K Chari en 1970. Son champ d'application actuelle couvre les domaines suivant :

- Contraintes et déformations.
- Mécanique des fluides.
- Problèmes thermiques.
- Électromagnétisme.
- Plus récemment les problèmes couplés magnétothermique et magnéto-mécanique.

Dans la plus part des cas cette méthode s'intègre à des logiciels C.A.O (conception assistée par ordinateur), ce qui constitue un avantage de taille pour l'ingénieur appelé à concevoir les systèmes physiques désirés, [4].

II.4.6.1. Le principe du calcul par élément finis

Le principe du calcul par élément finis et de diviser la structure de la machine étudiée en un nombre important d'éléments de dimensions finies puis de résoudre les équations de Maxwell sur chacun de ces éléments. Les conditions aux limites de chaque élément sont fixées par les éléments voisins. La combinaison de tous ces éléments de calcul permet alors

de connaitre l'état magnétique de la structure complète et d'effectuer des calculs de flux, de couple et de l'inductance.

La méthode des éléments finis discrétise une formulation intégrale de l'équation aux dérivées partielles pour conduire à un système d'équations algébriques qui fournissent une solution approchée du problème étudié. Le domaine d'étude et décomposé en un nombre fini d'éléments polygonaux qui forment le maillage.

La valeur du potentiel vecteur est déterminée sur tous les sommets des polygones (les sommets sont appelés les nœuds du maillage). En employant des fonctions d'interpolations appropriées, la solution en tout point du domaine sera déterminée en fonction des valeurs aux sommets de l'élément, [4].

Pour transformer un système d'équations aux dérivées partielles par une formulation intégrale, les processus les plus souvent utilisés sont la méthode de résidus pondéré et la méthode variationnelle.

Malgré l'importance de son domaine d'application, cette méthode devient imprécise dans deux situations particulières qui sont :

- Lorsque le domaine d'étude devient infini.
- Présence de singularité au niveau du domaine d'étude ou dans certains points qui présentent des dérivés infinies, [4].

II.4.6.2. Types d'éléments finis

- Selon que le domaine d'étude, soit à une, deux ou trois dimensions, on rencontre le plus souvent des éléments linéaires, quadratiques ou cubiques, [4].

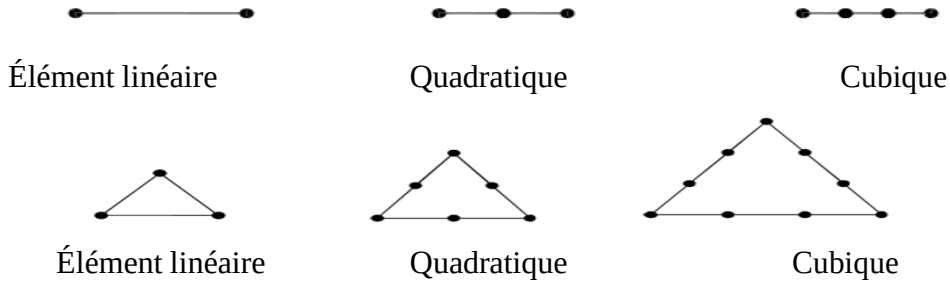


Figure II.21 : Éléments classiques en une et deux dimensions, [4].

Dans la majorité des cas bidimensionnels, on préfère utiliser des éléments triangulaires du premier ordre. Pour aboutir à une meilleur exactitude de la solution, on procède à raffiner le maillage.

II.4.6.3. Démarche élément finis

Les principales étapes de construction d'un modèle éléments finis sont les suivantes :

-Discrétisation du milieu continu en sous domaine ;

-Construction de l'approximation nodal par sous domaine ;

-Calcule des matrices élémentaires correspondants a la forme intégrale du problème ;

-Assemblage des matrices élémentaires ;

-Prise en compte des conditions aux limites ;

-Résolution du system d'équations ;

II.4.6.4. Résumé

La méthode des éléments finis consiste à utiliser une approximation par éléments finis de fonctions inconnues *u* pour discrétiser une forme intégrale *W*, puis à résoudre le système d'équations algébriques, [4].

II.4.7. Présentation de logiciel Flux 2D

FLUX 2/3D est un logiciel de simulation multi-physique des systèmes appuyant sur la méthode des éléments finis. Il permet le calcul des états magnétiques, électriques et thermiques des dispositifs en régimes permanents et transitoires ou harmoniques, avec des fonctionnalités d'analyse multiparamétrique étendues, les couplages circuit et cinématique.

Le Flux 2/3D est développé (en collaboration avec le G2ELab, fusion du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, du Laboratoire d'Électrostatique et Matériaux Diélectrique et du Laboratoire de Magnétisme du Navire) et distribué en France par la société CEDRAT S.A. C'est un logiciel complet ayant l'avantage de permettre le couplage avec les équations de circuits, [4].

Les principaux modules permettant la simulation de tous systèmes physiques à l'aide de FLUX 2D sont présentés :

➢**Module préprocesseur** : Permet, à travers plusieurs modules, de définir la géométrie du dispositif à étudier (PREFLU), de choisir et/ou de construire une banque de matériaux (CLSMAT), d'affecter les propriétés physiques aux différentes régions géométriques prédéfinie (PROPHY) et de définir le schéma et/ou les données du circuit électrique (CIRFLU). Il permet également un maillage automatique d'une géométrie 2D prédéfinie (PREFLU).

➢**Module processeur** : Constitué principalement d'un module de résolution 2D (SOLVER 2D) des différents modèles usuels de l'électromagnétisme et des problèmes thermiques.

➢**Module post-processeur** : c'est une module (Post-Pro 2D) permet, entre autres, de tracer les équipotentielles ou les lignes de flux, le maillage, la géométrie et les courbes 2D ou 1D selon un chemin prédéfinie. Il permet aussi de calculer des grandeurs globales telles que le couple ou la force appliqués à un contour fermé, les inductions, les flux, les inductances, etc.

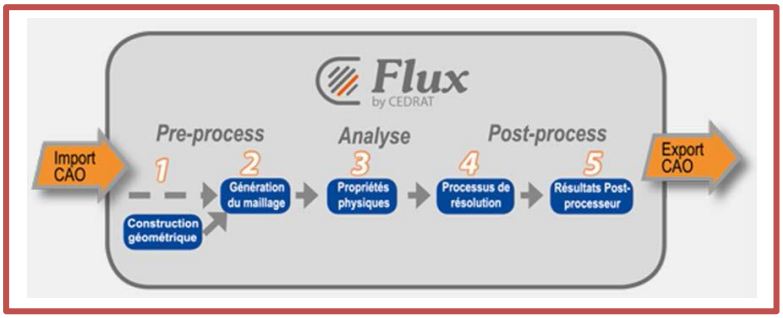


Figure II.22 : Un processus de prototypage simple en 5 étapes, [4].

Les développements informatiques de ce travail ont tous été réalisés en utilisent FLUX 2D, logiciel de calcul des champs par éléments finis. Ces développements à consistés à implanter les formulations présentées dans le chapitre précédent et à intégrer les lois de comportements présentées chapitre III.

La **figure (II.23)** présente la démarche générale utilisée pour implémenter le modèle éléments finis à l'aide de FLUX 2D. Cette démarche est détaillée dans l'étape suivante.

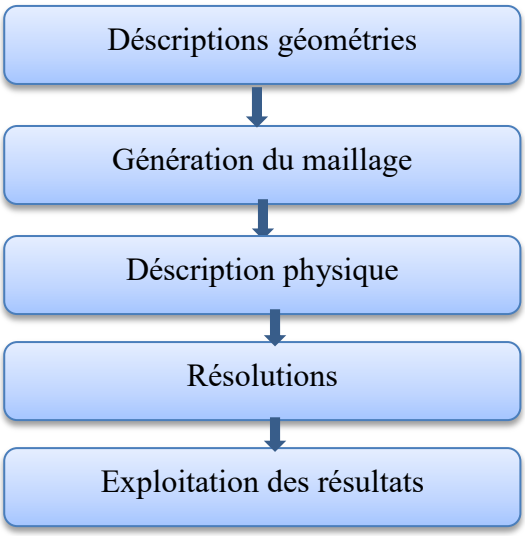


Figure II.23 : Démarche générale pour l'implémentation du modèle en Flux.

FLUX est un pionnier dans le développement des formulations EF (Eléments Finis), il représente la solution pour optimiser vos modélisations de par les fonctionnalités multiples qu'il offre:

➢Les paramétriques de FLUX ;

➢Options de maillage ;

➢Un solveur puissant et rapide ;

➢Post-processeur ;

➢L'interopérabilité du logiciel.

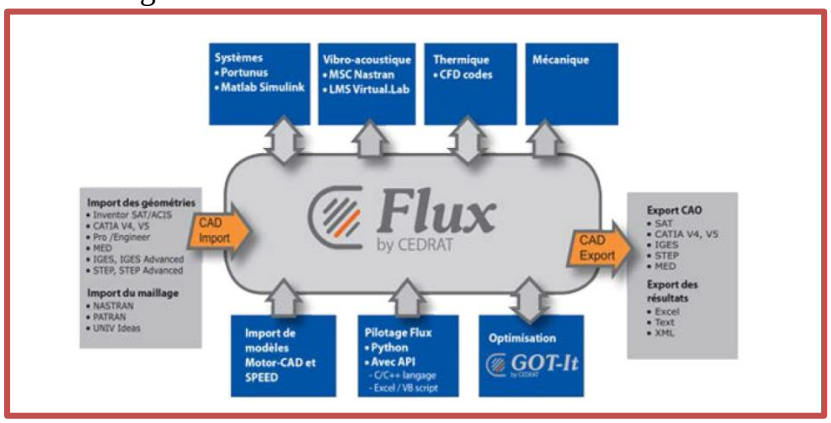


Figure II.24 : Les synergies logicielles de FLUX.

II.5. Application à la simulation de la machine asynchrone

II.5.1. Montage étoile

II.5.1.1. caractéristiques de la machine asynchrone étudiée

Les caractéristiques de la machine asynchrone étudiée sont données au tableau (II.4).

Parties	Paramètres	Les valeurs	Les unités
Machine	Puissance nominale	5	kW
	Tension nominale	220	V
	Vitesse nominale	1440	tr/min
	Nombre de pôles	4	
	Fréquence	50	Hz
	Longueur active	141	mm
Stator	Nombre de phases	3	
	Type de connexion	Etoile	
	Nombre d'encoches	36	
	Diamètre interne	150	mm
	Diamètre externe	248.7	mm
Rotor	Diamètre externe	149.3	mm
	Diamètre d'arbre	45	mm
	L'épaisseur de l'entrefer	0.35	mm
	Nombre de barres	30	

Tableau II.4: Caractéristique de la machine étudiée.

Utilisant les grandeurs résumées dans le tableau précédent, en peut dessiner la géométrie de la machine étudiée pour la machine dont la configuration principale et donnée par la **figure (II.25)**.

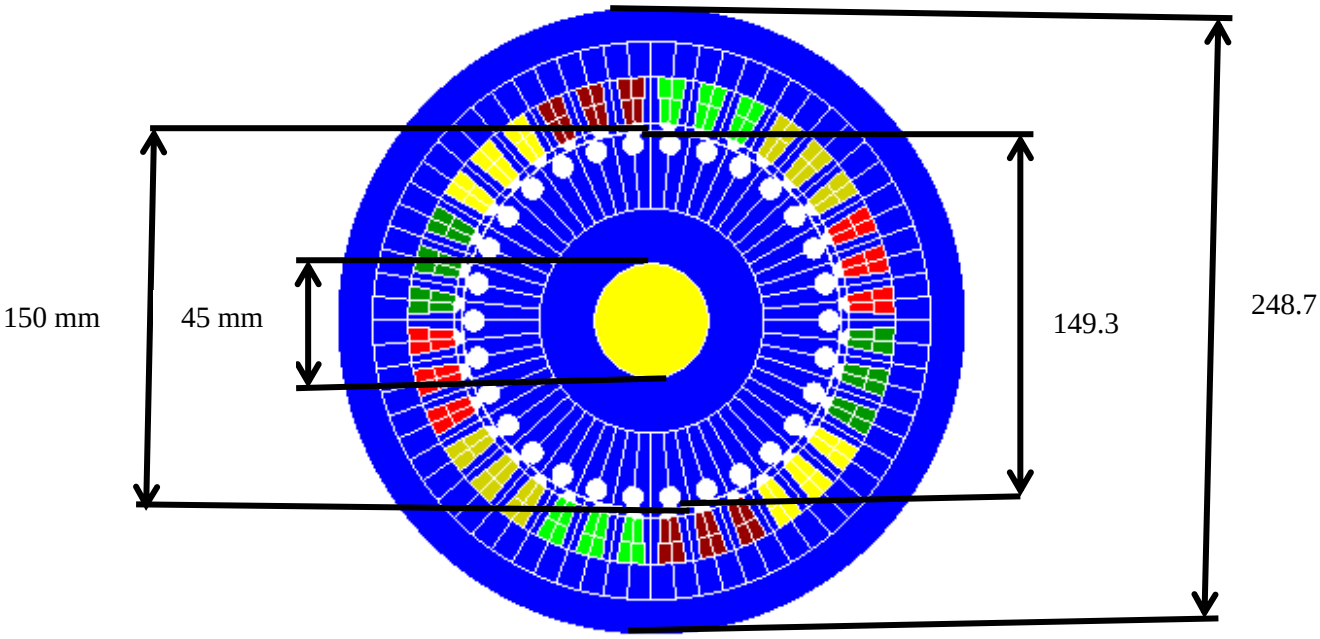


Figure II.25 : Géométrie de la machine étudiée.

La forme et les dimensions des encoches du stator et du rotor sont montrées sur la figure(II.26)

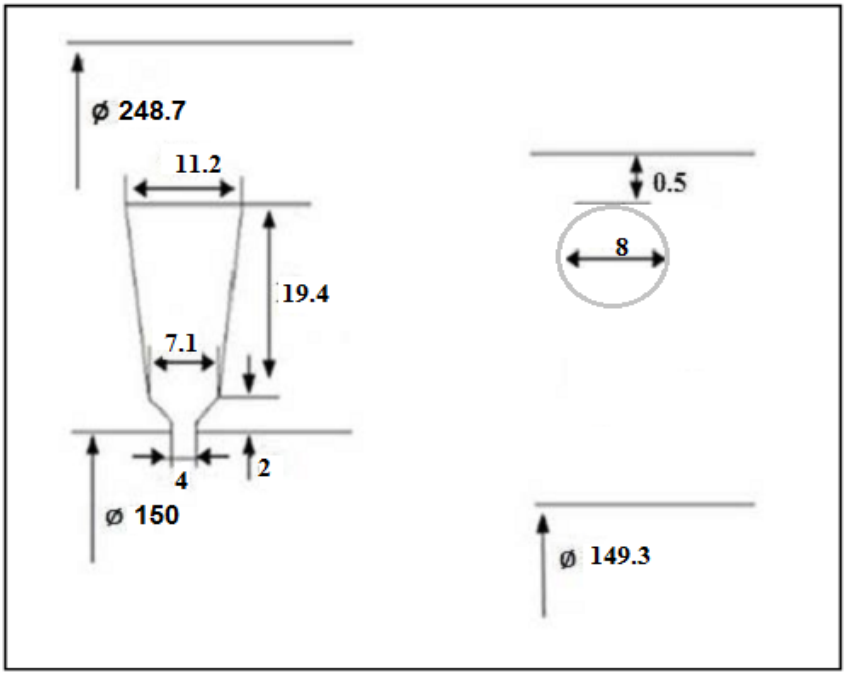


Figure II.26 : Dimension des encoches.

La figure (II.27) définit le domaine de calcul du champ électromagnétique dans la machine

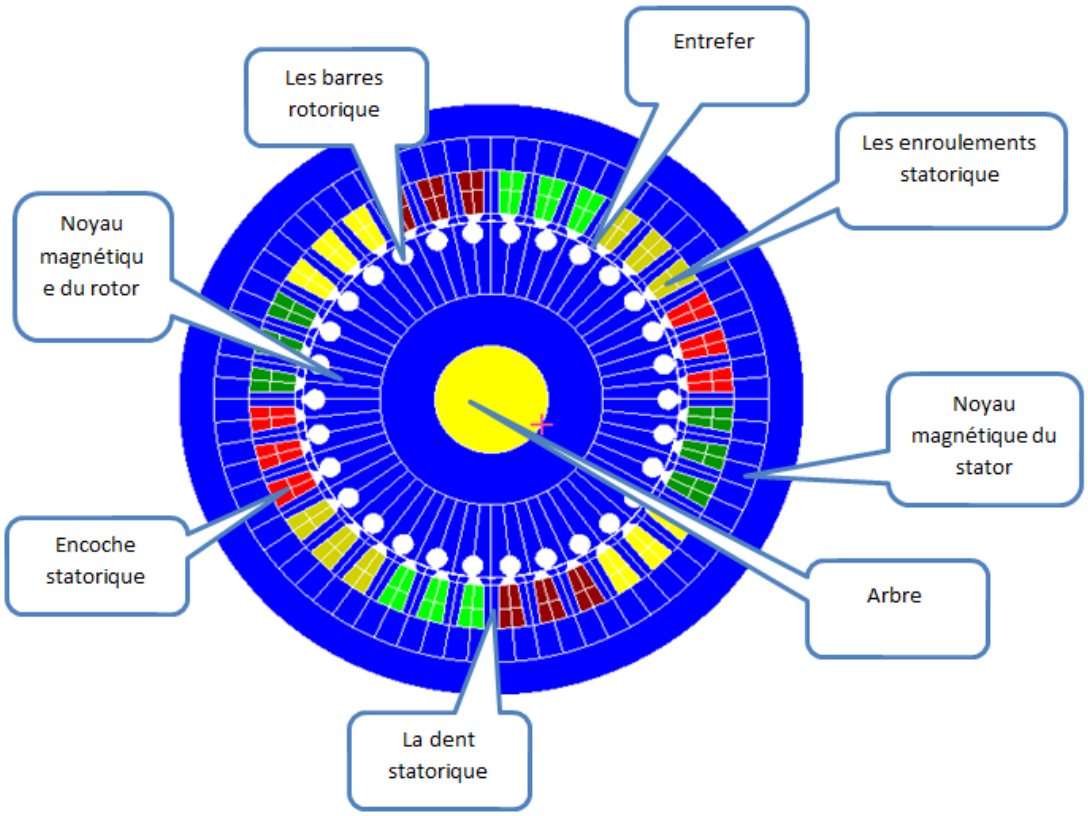


Figure II.27 : Régions du domaine de calcul du champ électromagnétique.

La figure (II.28) représente le maillage effectué sur le circuit magnétique de la machine.

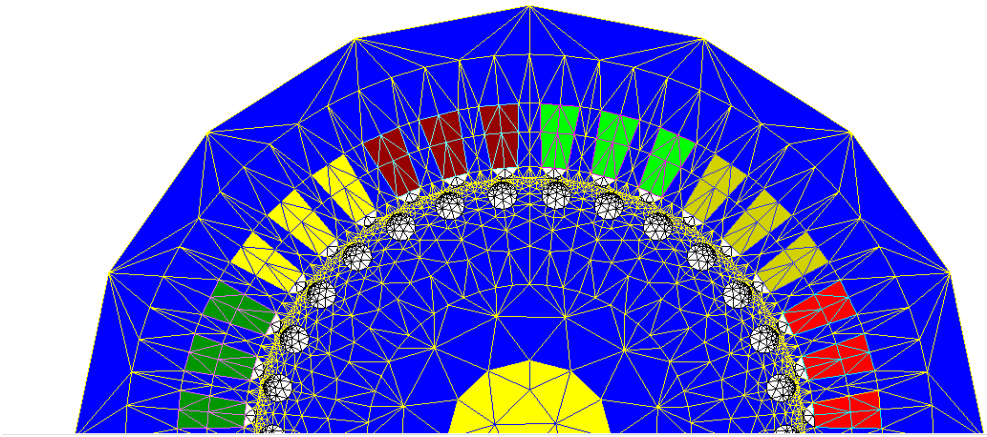


Figure II.28 : Répartition du maillage.

On remarque que, le maillage est plus dense au voisinage de l'entrefer puisque dans cette région se développe l'énergie électromagnétique. Par contre le maillage est plus grossier vers l'arbre et vers l'extérieur de la culasse pour alléger les temps de calcul sans perte sensible d'information. Alors, la carcasse externe de la machine étant conductrice et

généralement reliée à la terre. En effet, lors de notre simulation nous appliquons la condition de Dirichlet sur tout le contour de la machine avec un potentiel vecteur nul.

II.5.1.2. Les matériaux conducteurs

Pour les conducteurs statorique, on supposera qu'ils se répartissent de façon uniforme dans Les encoches, on affectera à cette région la résistivité du cuivre pour une température donnée des enroulements, le foisonnement et le nombre de spires par encoche.
Au niveau de rotor, nous utiliserons la résistivité de l'aluminium à température fixe, [4].

II.5.1.3. Les matériaux magnétiques

Pour ce qui est des propriétés magnétique des matériaux ferreux, on prendra en compte La non-linéarité des caractéristiques B(H) (Tableau II.5).

H (A/m)	B (T)	H (A/m)	B (T)	H (A/m)	B (T)	H (A/m)	B (T)
0	0	400	1.10	3000	1.57	30000	1.98
100	0.20	500	1.18	4000	1.60	40000	2.06
120	0.38	700	1.28	5000	1.63	50000	2.12
160	0.62	900	1.34	7500	1.70	70000	2.20
200	0.78	1000	1.37	10000	1.75	80000	2.23
250	0.92	1400	1.43	15000	1.84	90000	2.28
300	1.01	2000	1.50	20000	1.90	100000	2.30

Tableau II.5 : B(H) du matériau magnétique utilisé, [20].

La figure (II.29), illustre la courbe B(H) du circuit magnétique utilisée lors de la caractérisation de la région magnétique.

II.5.1.4. Couplage avec les équations du circuit

Pour représenter fidèlement le moteur, il faut tenir compte des effets d'extrémités (inductance, résistance de tête de bobine et d'anneau de court-circuit). Le circuit électrique de la figure (II.30) représentant :

- ✓ Les sources de tension d'alimentation (V_U, V_V, V_W) ;
- ✓ Le bobinage statorique (B_U, B_V, B_WW) ;
- ✓ Les inductances de fuite, (L_U, L_V, L_W) ;
- ✓ Les résistances de chute de tension dans le réseau (R_U, R_V, R_W) sont négligeables ;
- ✓ Les résistances des voltmètres pour mesurer la tension statorique R1, R2, R3 sont également négligeables.

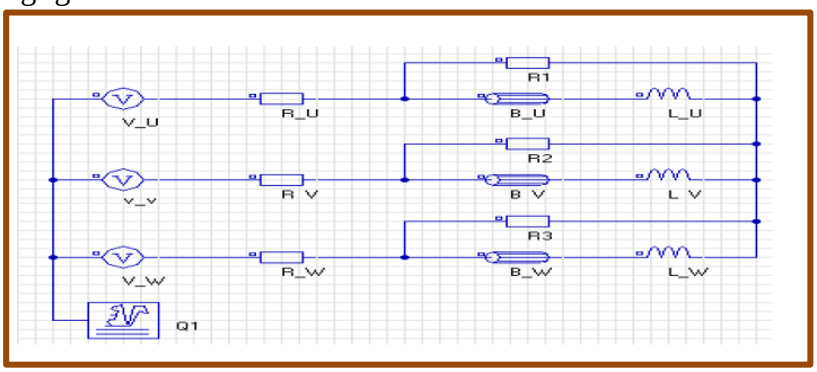


Figure II.29 : Circuits représentant les effets d'extrémités liés à la géométrie.

Q1 : est un macro-circuit (un dispositif du logiciel Flux 2D®) utilisé pour modéliser la cage d'écureuil de la machine, c'est un circuit fermé contient des barres rotor rotorique de la figure (IV.10) (Barre k), résistances (R_{ik}) inductances de fuite ($L_{\sigma ik}$), correspondent aux régions d'inter-barre d'anneaux de court-circuit (arcs entre deux barres adjacentes).

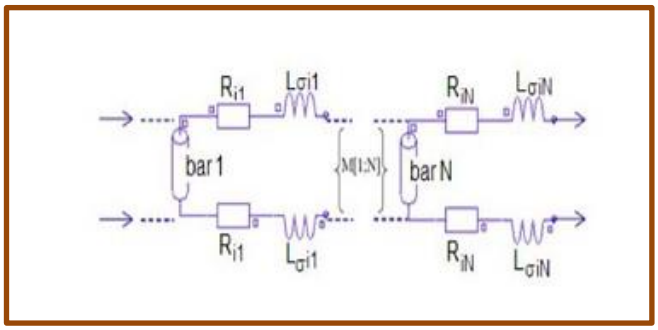


Figure II.30 : Circuit équivalent de la cage rotorique.

Ce lien est utilisé car les simulations envisagées visent à reproduire les variations du moteur lors d'un fonctionnement en charge. Les courants induits au rotor ne pourront donc plus être négligés comme c'était le cas à vide, il est donc indispensable de modéliser les

court-circuités de la cage. De plus, cette méthode permet d'alimenter directement le moteur en tension et non pas en courant comme il faudrait le faire sans ce couplage [4]

II.5.1.5. Résultats de simulation en régime magnétodynamique

II.5.1.5.1. Caractéristique de simulation en magnétodynamique

Dans ce mode de fonctionnement, il faut déterminer les valeurs de la fréquence d'alimentation et du glissement. On utilisera le couplage avec les équations du circuit qui permettent de simuler les court-circuités de la cage.

On rappelle les avantages et les limites de la magnétodynamique :

1.Avantage :

- simplicité de mise en œuvre ;
- gain de temps et d'espace mémoire par rapport à la résolution évolutive ;
- la prise en compte des courants induits.

2.Inconvénients :

- utilisation possible uniquement pour le régime permanent ;
- toutes les grandeurs sont supposées sinusoïdales dans le temps et à même fréquence;
- Le mouvement du rotor n'est pas «physiquement» prise en compte.

Cela aboutit à des courants statorique parfois déséquilibrés car les harmoniques des espaces ne sont pas prises en compte. [4].

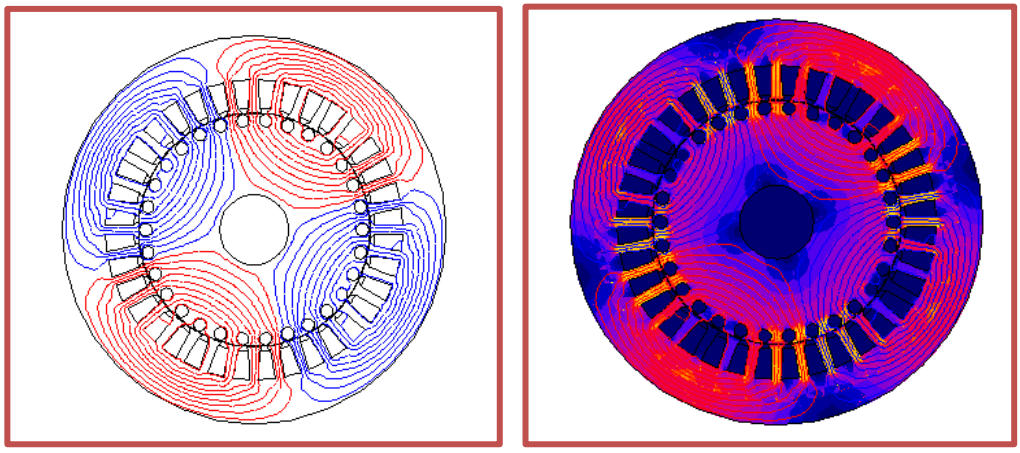
Les simulations magnéto-harmoniques de Flux2D® de la machine asynchrone sont effectuées pour des valeurs constantes de glissement (valeurs constantes de vitesse rotoriques).

Les résultats des simulations magnétodynamiques dépendent de la position relative de rotor stator, prise en compte par la simulation, « la position initiale du rotor ». Ainsi nous avons déterminé la position relative de rotor-stator pour laquelle le couple électromagnétique est égal à la valeur moyenne. "La position initiale" du rotor représente des données d'entrée pour le processeur de SOLVER_2D de Flux2D®.

II.5.1.5.2. Résultats graphiques

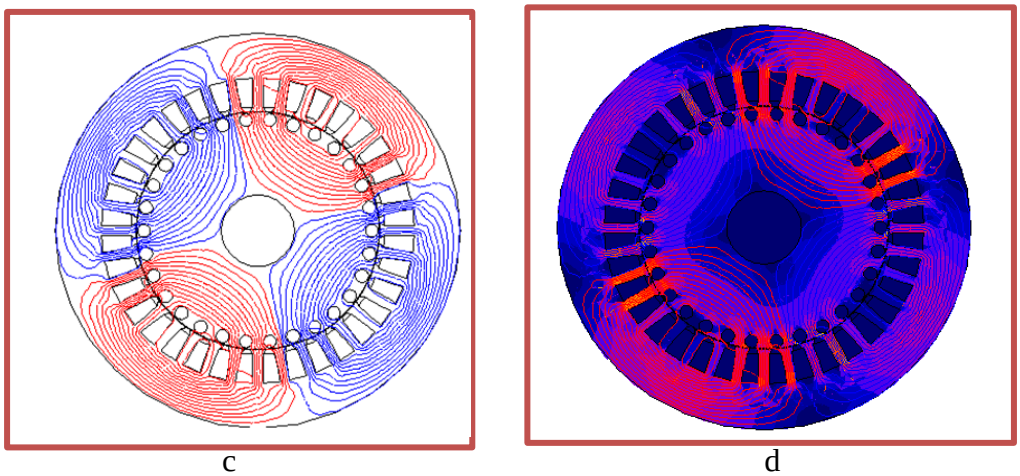
Les résultats de simulation ci-dessous représentent : la répartition des lignes équiflux,

L'induction dans le circuit magnétique et la densité du courant pour les trois fonctionnements : à vide, nominale et démarrage.



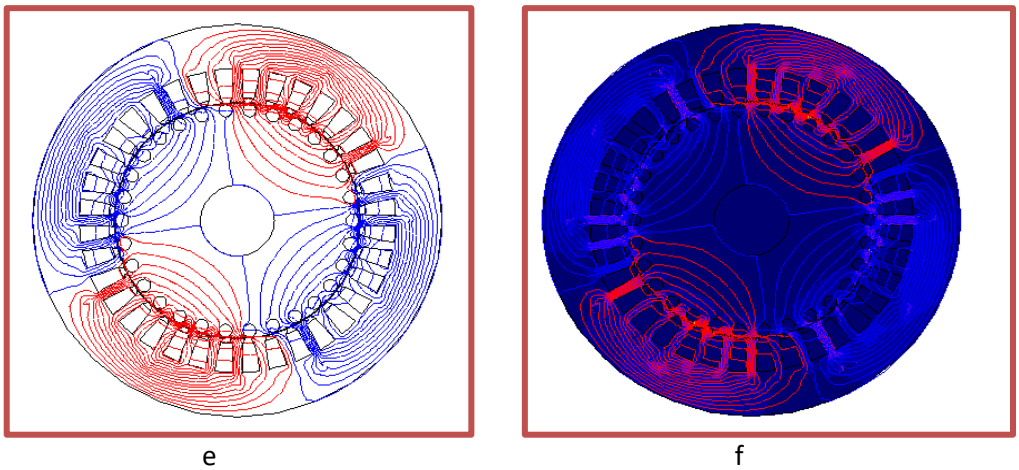
a b

Figure II.31 : a : Répartition des lignes équiflux pour le fonctionnement à vide g=0.
b : Induction magnétique pour le fonctionnement à vide g=0.



c d

Figure II.32 : c : Répartition des lignes équiflux pour le fonctionnement nominale g=0.04.
d : Induction magnétique pour le fonctionnement nominale g=0.04.



e f

Figure II.33: e: Répartition des lignes équiflux pour le fonctionnement de démarrage g=1.
f : Induction magnétique pour le fonctionnement de démarrage g=1.

II.5.1.5.3. Caractéristiques de la machine étudiée

Les figures suivantes représentent, les caractéristiques du couple et du courant en fonction de glissement.

- **Couple**

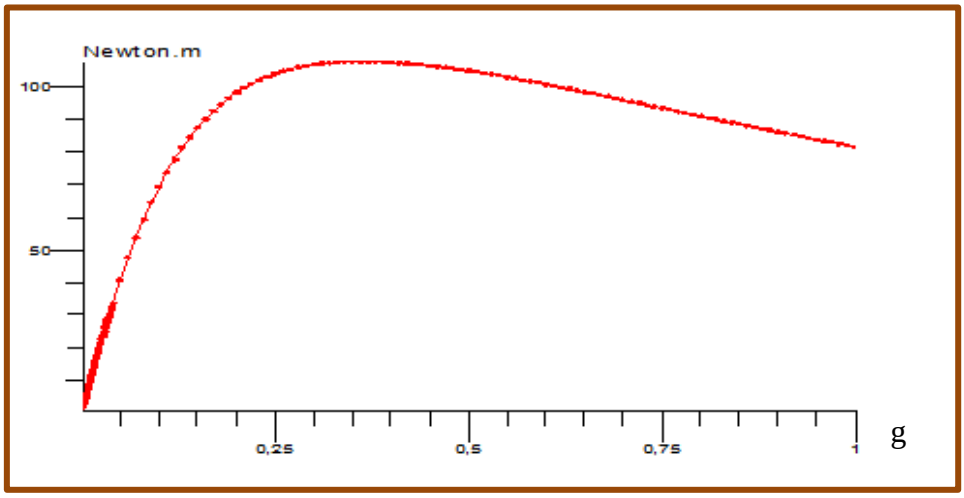


Figure II.34 : Couple en fonction du glissement.

- **Courant**

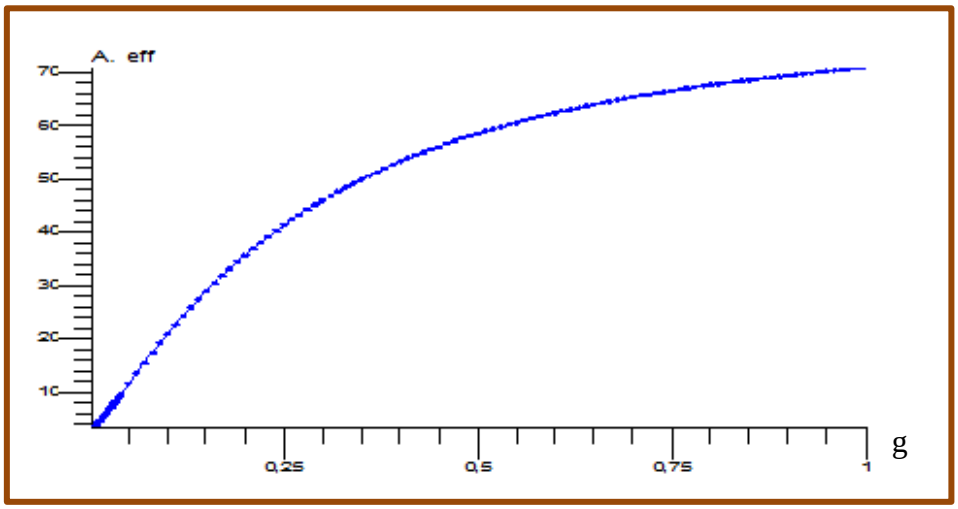


Figure II.35 : Courant en fonction di glissement.

Ce calcul offre également la possibilité d'évaluer les performances de la machine étudie, ces caractéristiques sont présentées dans le tableau(II.6).

	g	I_0	I_{1dem}	I_{1n}	C_n	C_{dem}	C_{max}	C_{dem} / C_n	C_{max} / C_n
étudie	**0.04**	**3,47**	**70,93**	**9,67**	**33,54**	**81.75**	**107.8**	**2.43**	**3.21**

Tableau II.6 : Caractéristiques pour la machine**.**

II.5.1.5.4. Analyse transitoire

Les résultats ci-dessous représentent une analyse magnéto-transitoire pour le couple le courant et la vitesse en fonction de temps**.**

- **Couple**

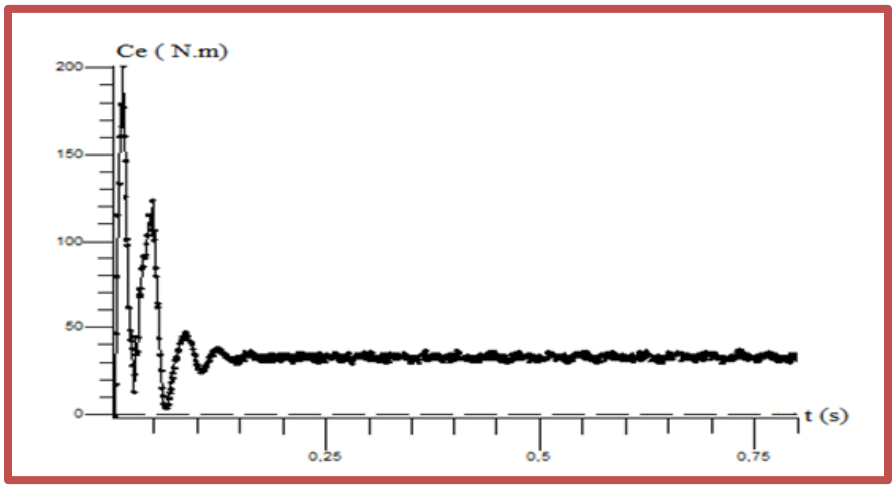


Figure II.36 : Couple en fonction de temps.

- **Courant**

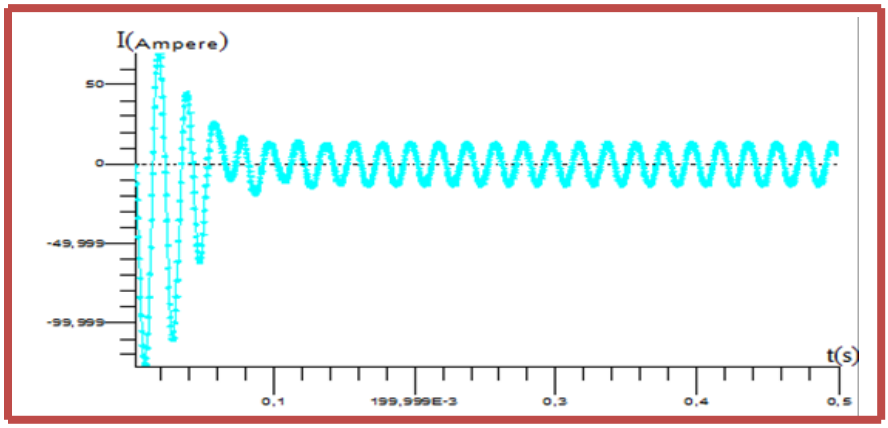


Figure II.37 : Courant en fonction de temps.

- **Vitesse**

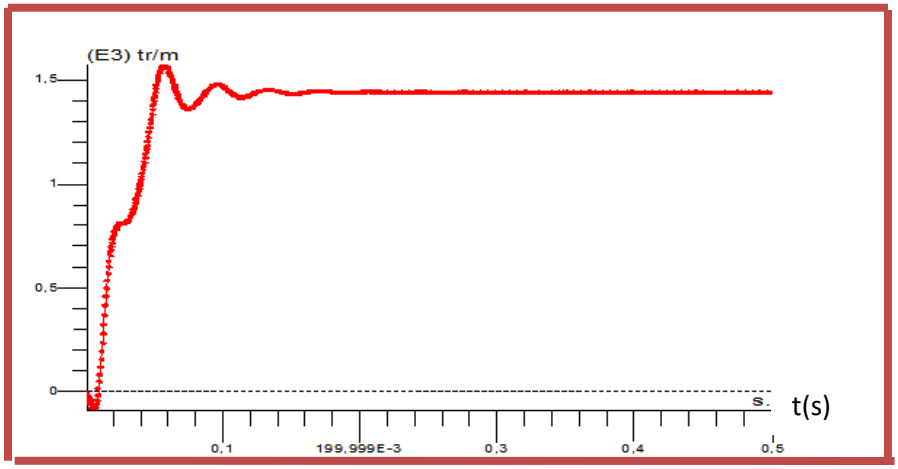


Figure II.38 : Vitesse en fonction de temps.

II.5.2. Montage Triangle

II.5.2.1. caractéristiques de la machine asynchrone étudiée

Les caractéristiques de la machine asynchrone étudiée sont données au tableau (II.4).

Parties	Paramètres	Les valeurs	Les unités
Machine	Puissance nominale	5	kW
	Tension nominale	380	V
	Vitesse nominale	1440	tr/min
	Nombre de pôles	4	
	Fréquence	50	Hz
	Longueur active	141	mm
Stator	Nombre de phases	3	
	Type de connexion	Triangle	
	Nombre d'encoches	36	
	Diamètre interne	150	mm
	Diamètre externe	251.6	mm
Rotor	Diamètre externe	149.3	mm
	Diamètre d'arbre	45	mm
	L'épaisseur de l'entrefer	0.35	mm
	Nombre de barres	30	

Tableau II.7 : Caractéristique de la machine étudiée.

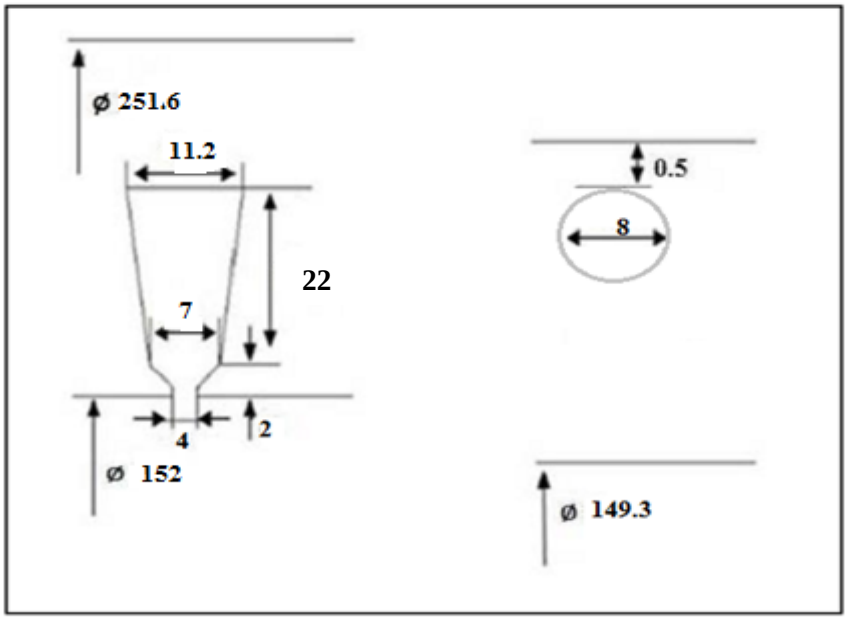


Figure II.39 : Dimension des encoches.

Pour les propriétés magnétiques on prendra en compte la non-linéarité des caractéristiques B(H) (Tableau II.5).

II.5.2.2. Couplage du circuit

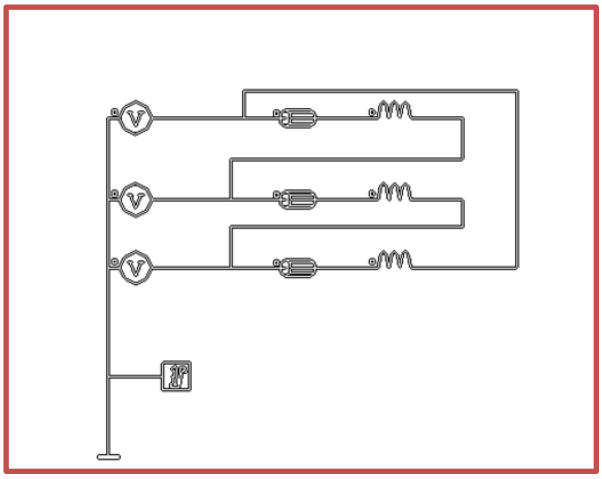


Figure II.40 : Circuits représentant les effets d'extrémités liés à la géométrie.

II.5.2.3. Caractéristiques de la machine étudiée

II.5.2.3.1. Résultats de simulation en régime magnétodynamique

Les figures suivantes représentent, les caractéristiques du couple et du courant en fonction de glissement

- **Couple**

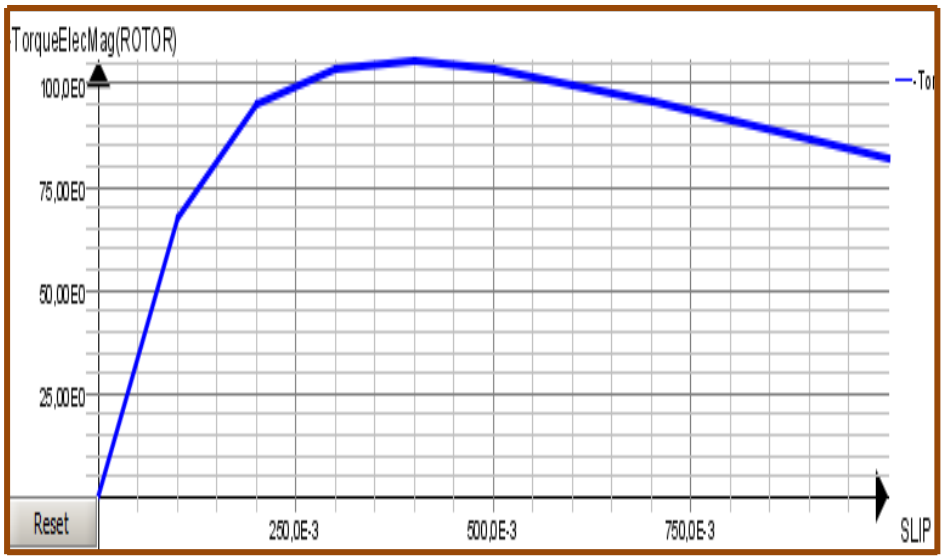


Figure II.41 : Couple en fonction du glissement.

- **Courant**

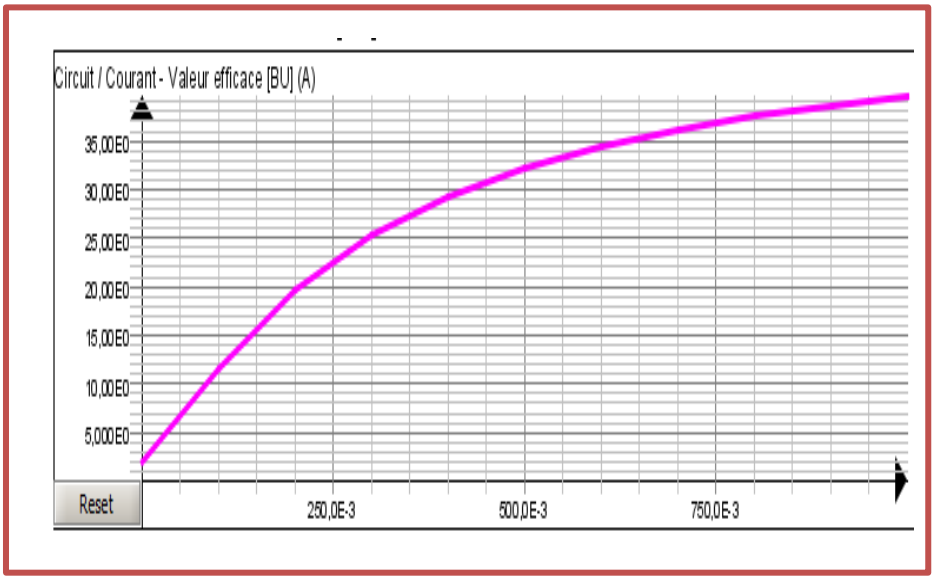


Figure II.42 : Courant en fonction di glissement.

Ce calcul offre également la possibilité d'évaluer les performances de la machine étudie ces caractéristiques présentées dans le tableau(IV.3).

	g_0	I_0	I_{1n}	I_{1dem}	C_n	C_{dem}	C_{max}	C_{dem} / C_n	C_{max} / C_n
étudie	**0.04**	**1.89**	**5.4**	**39.4**	**32.61**	**79**	**107.8**	**2.42**	**3.3**

Tableau II.8 : Caractéristiques pour la machine**.**

II.5.2.3.2. Analyse transitoire

Les résultats ci-dessous représentent une analyse magnéto-transitoire pour le couple le courant et la vitesse en fonction de temps.

- **Couple**

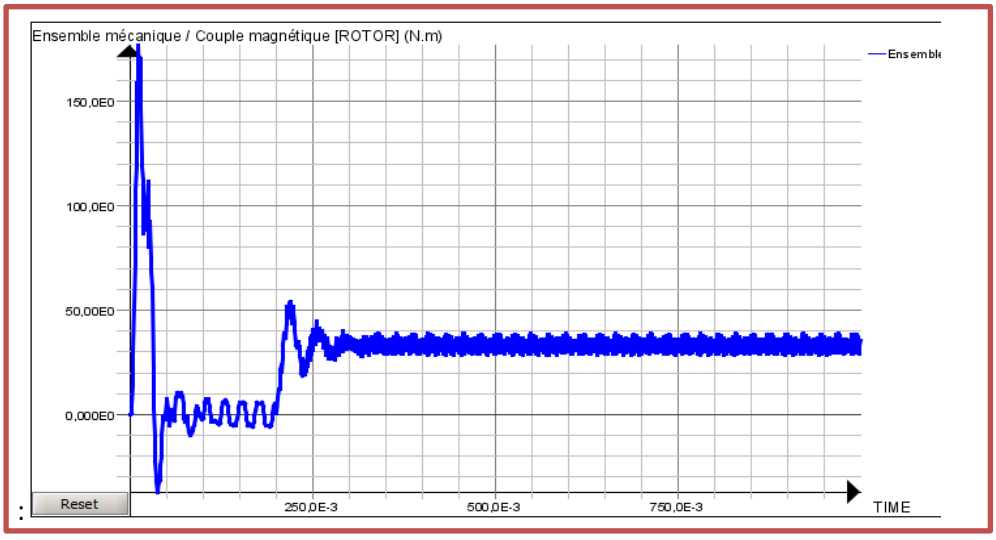


Figure II.43 : Couple en fonction de temps.

- **Vitesse**

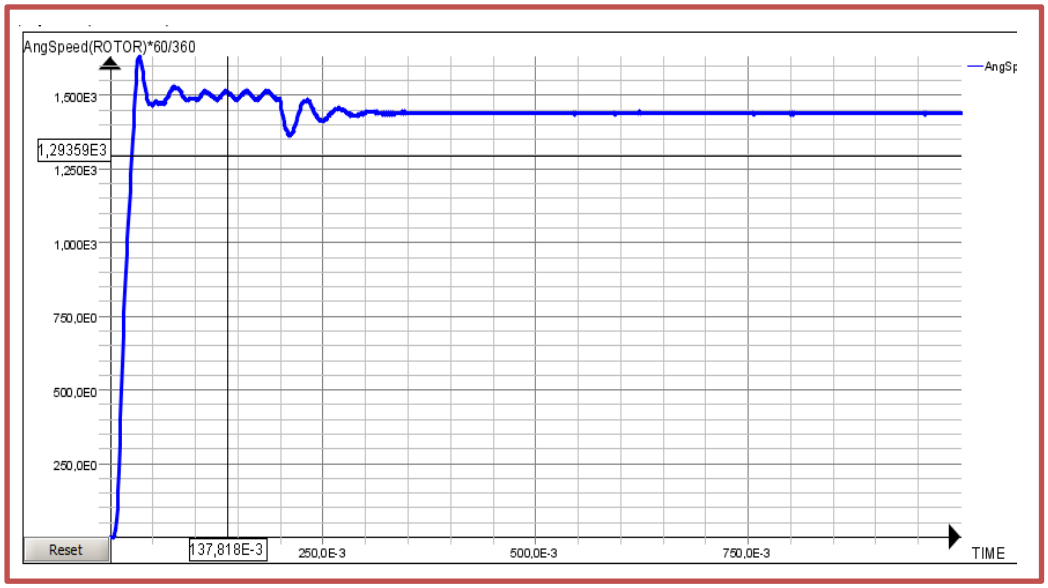


Figure II.44 : Vitesse en fonction de temps.

- **Courant**

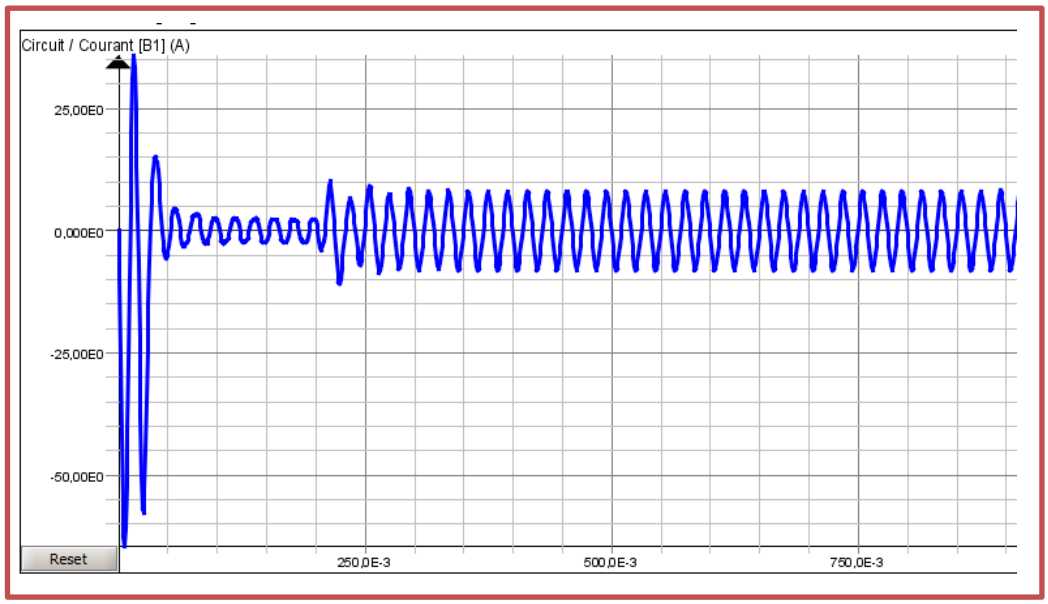


Figure II.45 : Courant en fonction de temps.

II.6. Comparaison de résultats

Afin de tirer une conclusion sur l'ensemble de résultats, on présente les caractéristiques de la machine obtenues par Matlab et ceux du Flux 2D sur le même graphe.

Couplage étoile

✓ **Analyse statique**

- **-Couple**

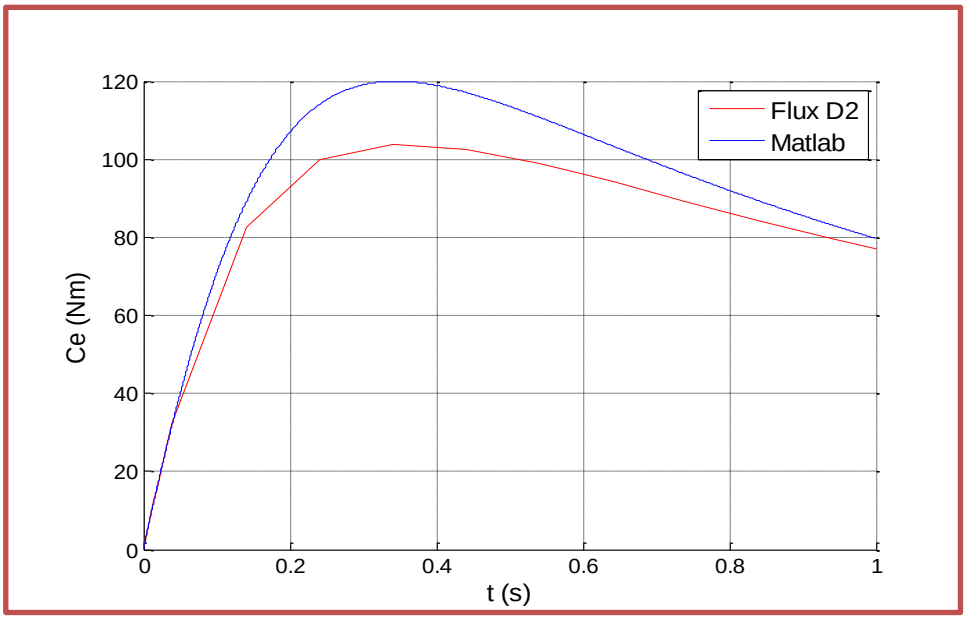


Figure II.46 : Couple en fonction de temps.

- **Courant**

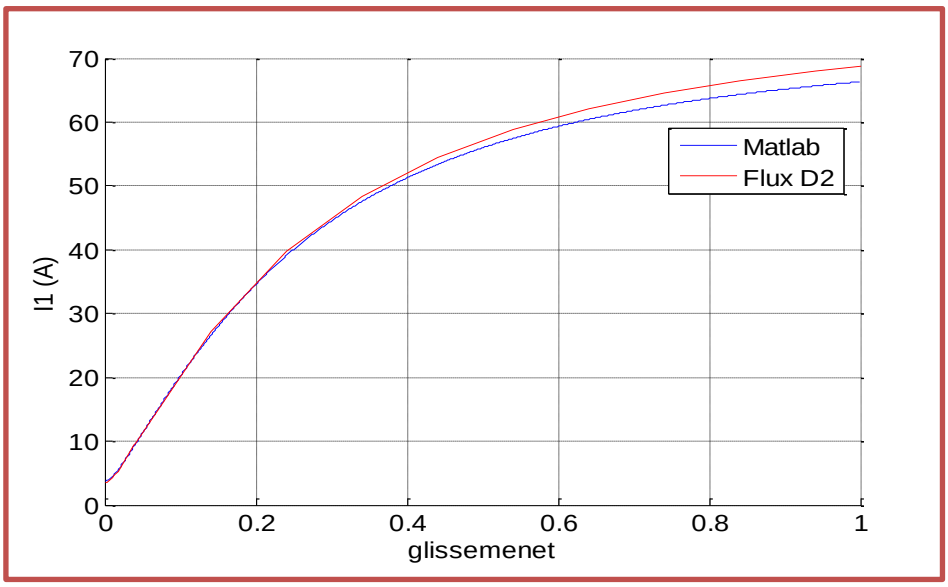


Figure II.47 : Courant en fonction de temps.

✓ **Analyse transitoire**

- **Couple**

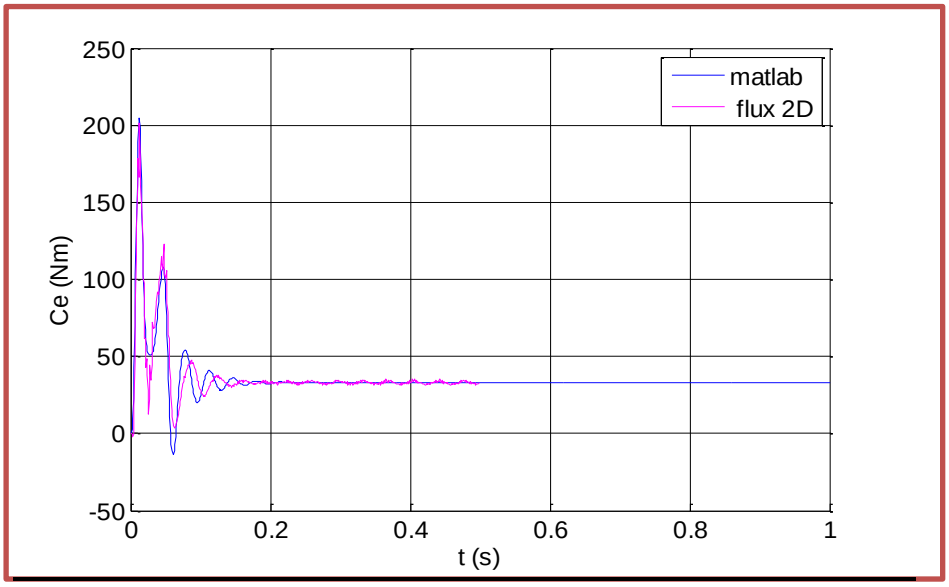


Figure II.48 : Couple en fonction de temps.

- **Courant**

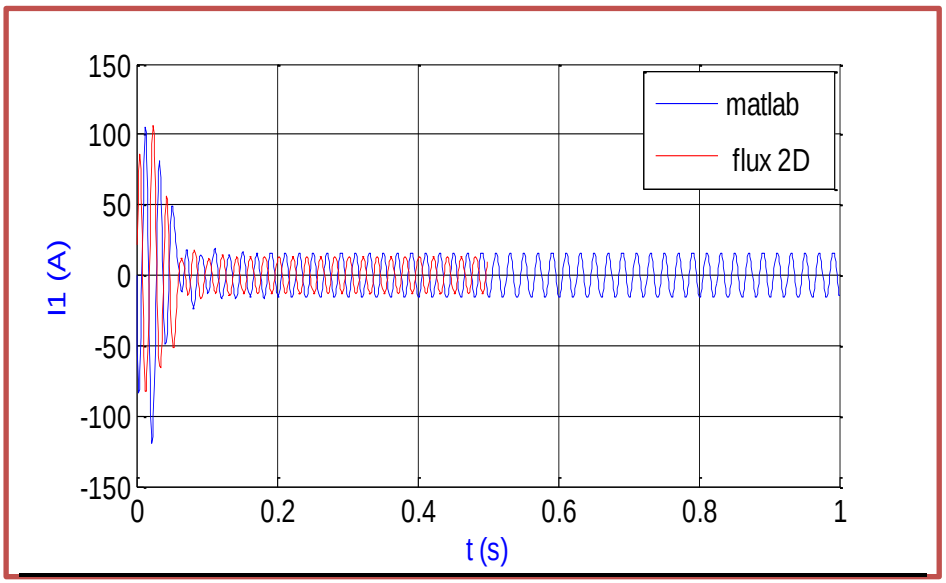


Figure II.49 : Courant en fonction de temps.

- **Vitesse**

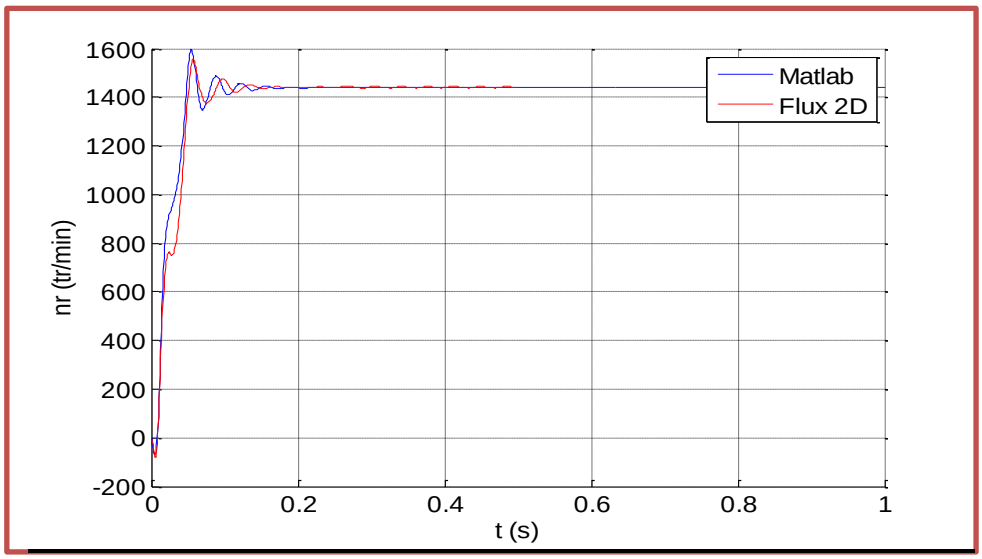


Figure II.50 : Vitesse en fonction de temps.

A) Couplage triangle

✓ Analyse statique

- **Couple**

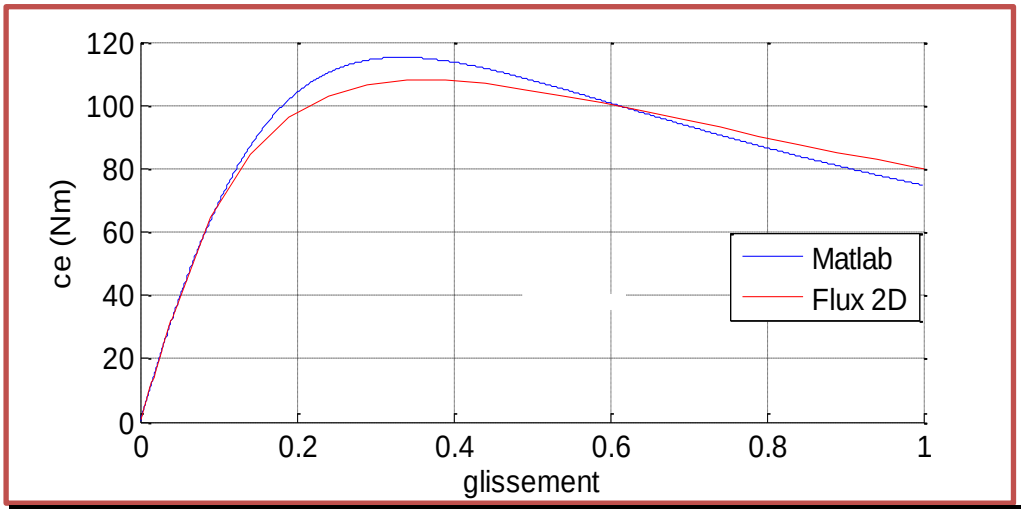


Figure II.51 : Courant en fonction de temps.

- **Courant**

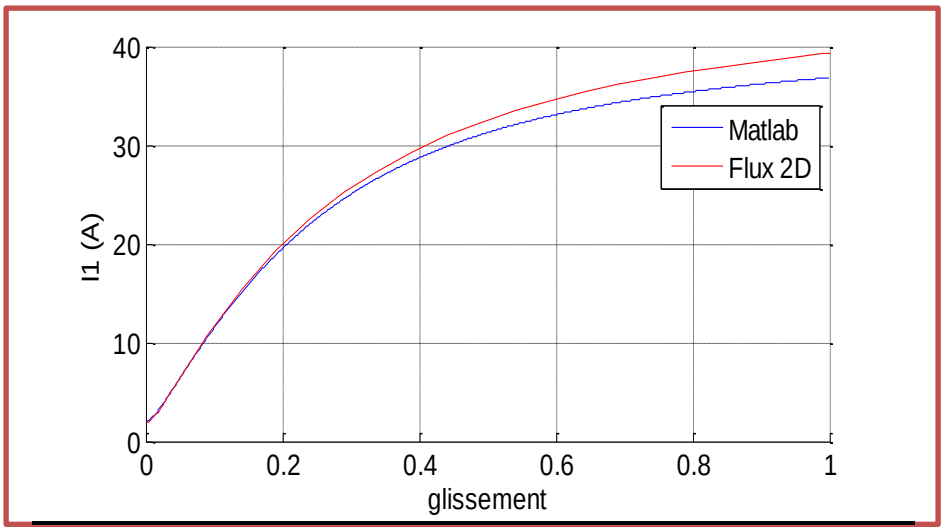


Figure II.52 : Courant en fonction de temps.

✓ **Analyse transitoire**

- **Couple**

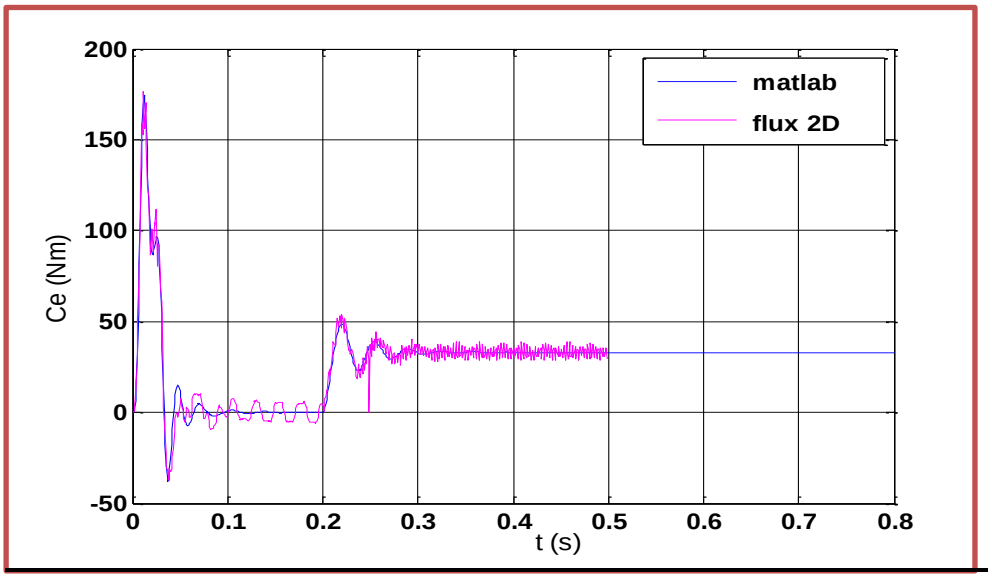


Figure II.53 : Couple en fonction de temps.

- **Courant**

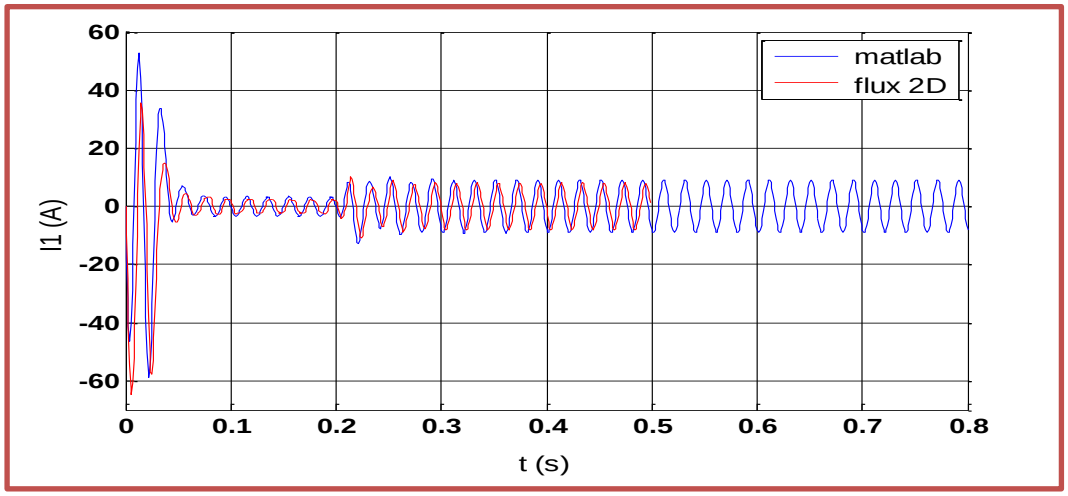


Figure II.54 : Courant en fonction de temps.

- **Vitesse**

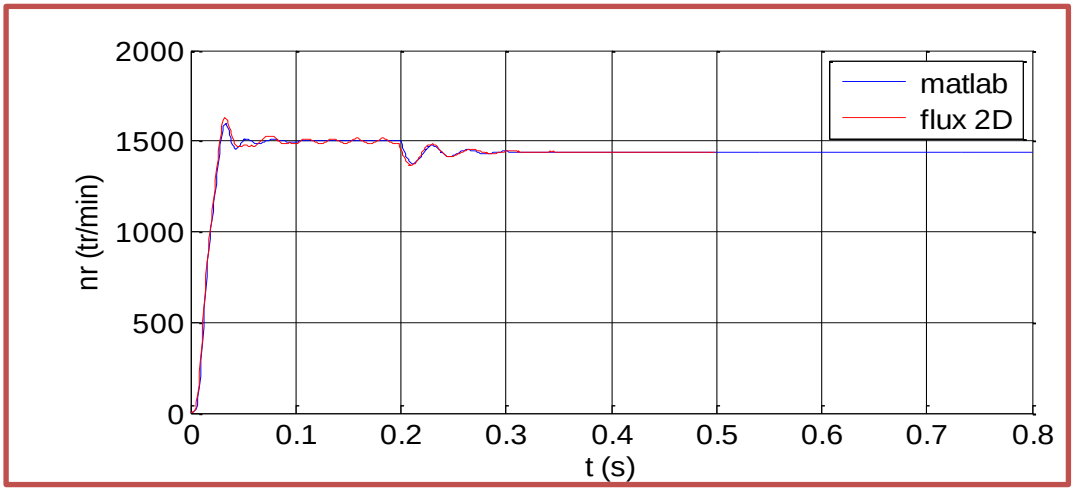


Figure II.55 : Vitesse en fonction de temps.

✓ **Discussion**

A travers les déférente caractéristiques, couple courant et vitesse en montage étoile ou triangle, analyses statique ou transitoire. On constate qu'il existe un écart entre les résultats de calcul Matlab et le programme flux 2D. Cette différence semble a être faible et les courbes présentent la même allure. L'écart est justifié par:

- Les hypothèses simplificatrices;
- Les pas des axes ne sont pas les mêmes;
- Les harmoniques sont négligés pour Matlab mais le contraire en flux 2D;

Conclusion

Dans cette partie, un calcul analytique utilisant la méthode classique de LIWSCHITZ pour le dimensionnement et l'obtention des différents paramètres géométriques et électriques ainsi que les caractéristiques estimées suite aux contraintes imposées par le cahier des charges a été fait. Ensuite vient la simulation de cette machine préalablement dimensionnés en utilisant un logiciel de C.A.O industriel le pro logiciel « FLUX2D », qui se sert de la méthode des éléments finis bidimensionnels pour la simulation des dispositifs électromagnétique.

L'utilisation d'un tel logiciel permet d'obtenir de nombreux renseignement sur le fonctionnement du moteur à haut rendement : Couple en régime permanent ou au transitoire courant de démarrage, état de saturation de la machine, harmonique du courant absorbé , etc.. ces renseignements sont très utiles dans la commande, à ce niveau de la conception, du comportement du moteur qui sera construit.