

Cours de Machines Electriques

Chapitre 2 -A

Laboratoire N°2

Etude du transformateur triphasé

1. But du travail

L'étude du transformateur triphasé à partir des différents schémas de connection des enroulements primaires et secondaires.

2. Les indications pour l'exécution du travail

Il est recommandé d'étudier les chapitres 1.2 – 1.10 de ce manuel avant d'entamer l'exécution de ce laboratoire.

3. Le contenu du travail

La détermination des paramètres du transformateur avec connection « étoile - étoile » (Y/Y).

La détermination des paramètres du transformateur avec connection « étoile - triangle » (Y/ Δ).

La détermination des paramètres du transformateur avec connection « triangle - triangle » (Δ/Δ).

La détermination des paramètres du transformateur avec connection « triangle - étoile » (Δ/Y).

4 . La description de l'installation du laboratoire virtuel

L'installation du laboratoire virtuel est représentée sur la fig.2.1. En comparaison avec le modèle du transformateur monophasé (fig.1.1), ici on n'utilise pas les blocs de mesure des caractéristiques fondamentales (les caractéristiques fondamentales du transformateur monophasé et triphasé sont identiques), mais on ajoute le bloc *Multimeter*, qui mesure les courants et tensions du transformateur. Les valeurs de ces courants diffèrent de ceux du bloc *Powergui*. Sur ce dernier on relève les valeurs des tensions d'entrée U1 et de sortie U2 et le déphasage entre elles.

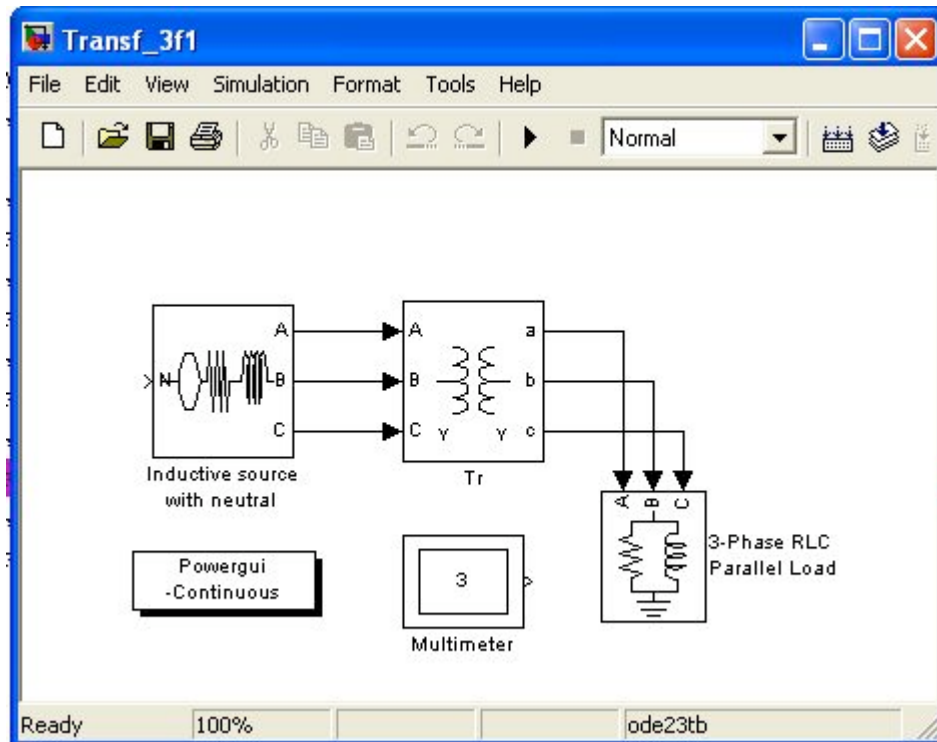


Fig.2.1. Le modèle du transformateur triphasé

La fenêtre de réglage des paramètres du transformateur triphasé est représentée sur la fig.2.2. A la différence de la fenêtre de réglage des paramètres du transformateur monophasé, celle là contient deux zones complémentaires:

- *Winding 1 (ABC)* connection – schéma de connection des enroulements primaires ;
- *Winding 2 (abc)* connection – schéma de connection des enroulements secondaires

Dans le menu contextuel de ces zones on donne le schéma de connection. Dans la zone *Measurement* on active l'option *Windind Voltage* dans laquelle sont mesurées les tensions des enroulements.

4. L'ordre d'exécution du travail

L'ordre d'exécution du travail est conforme aux points 3.1 – 3.4 du contenu du travail et cela sans changement. Les paramètres de la source d'alimentation *Inductive source* (fig.2.1) sont donnés en concordance avec les paramètres du transformateur. La fenêtre de réglage de la source d'alimentation est représentée sur la fig.2.3.

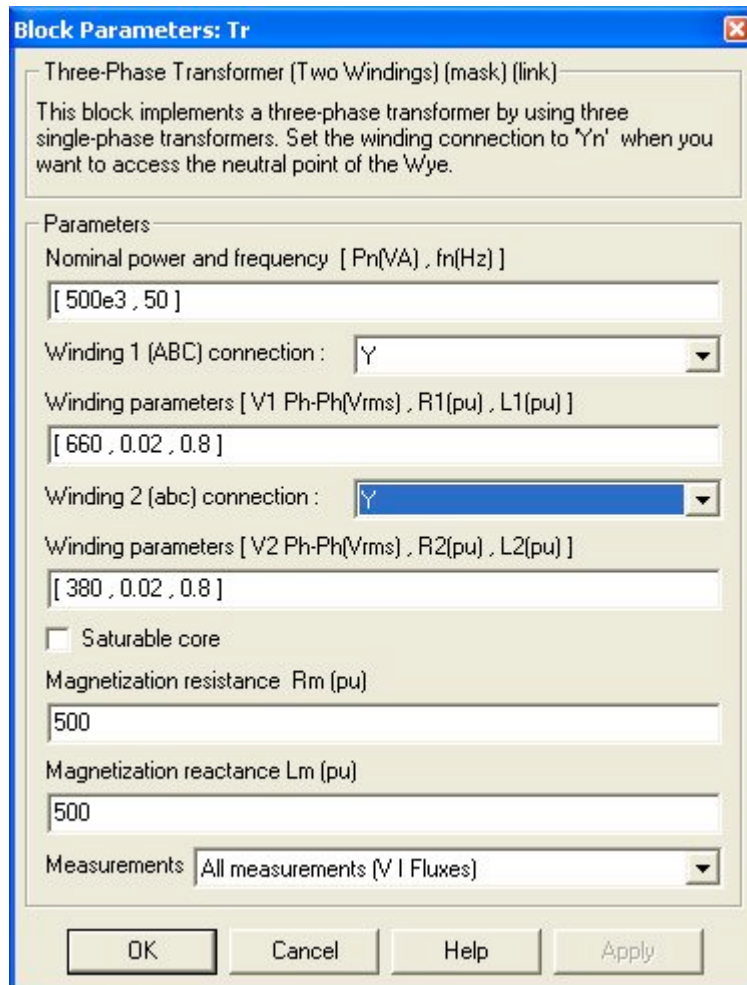


Fig.2.2. La fenêtre de réglage des paramètres du transformateur triphasé

Les paramètres de modélisation sont mentionnés sur la fig.4.

On effectue la modélisation pour chaque point (3.1-3.4) tout en remplissant le tableau 1 pour chacun des cas.

Tableau 2.1

Schéma de connection	Grandeurs mesurées			
	$U_{1\varphi}$ (V)	$I_{1\varphi}$ (A)	U_1 (V)	φ_1 (grad)

Tableau 2.1 (suite et fin)

Grandeurs mesurées (suite et fin)				Grandeurs calculées
$U_{2\varphi}$ (V)	$I_{2\varphi}$ (A)	U_2 (V)	φ_2 (grad)	Coefficient de transformation

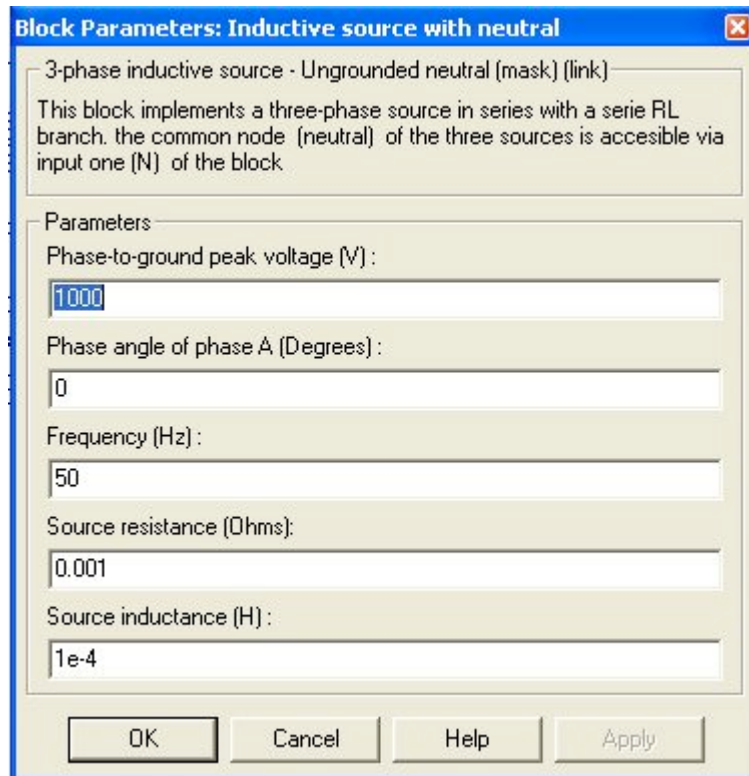


Fig.2.3. La fenêtre de réglage des paramètres de la source triphasée

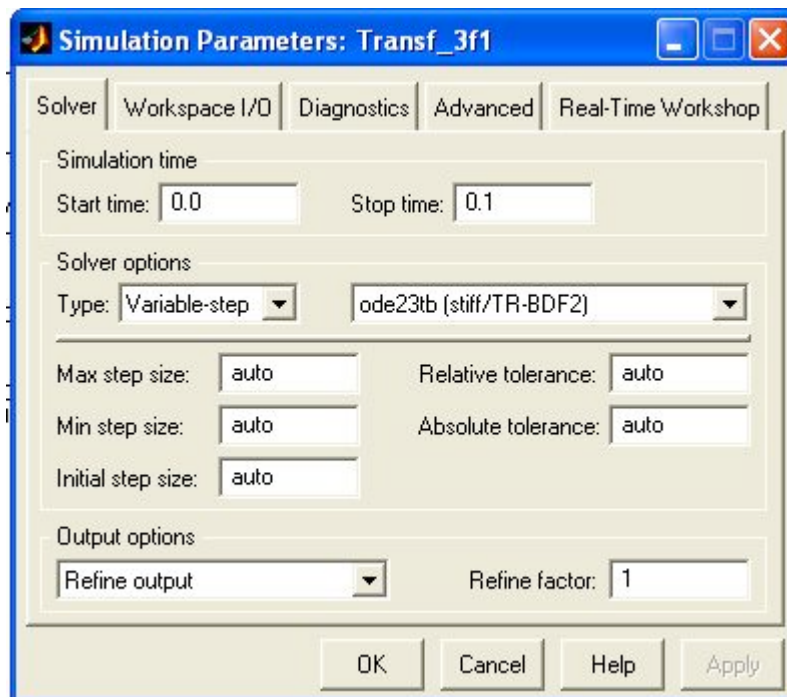


Fig. 2.4. Les paramètres de la modélisation

La figure 2.5 représente la fenêtre du bloc *Powergui* avec les résultats de la modélisation sous la connection des enroulements en « étoile-étoile ». Dans la colonne gauche sont représentés les variables mesurées, dans la moyenne – leurs valeurs effectives, à droite – leurs phases initiales.

Le coefficient de transformation et la différence de phase entre les tensions d'entrée et de sortie sont calculés à partir des expressions suivantes :

$$n = \frac{U_1}{U_2}, \varphi = \varphi_1 - \varphi_2.$$

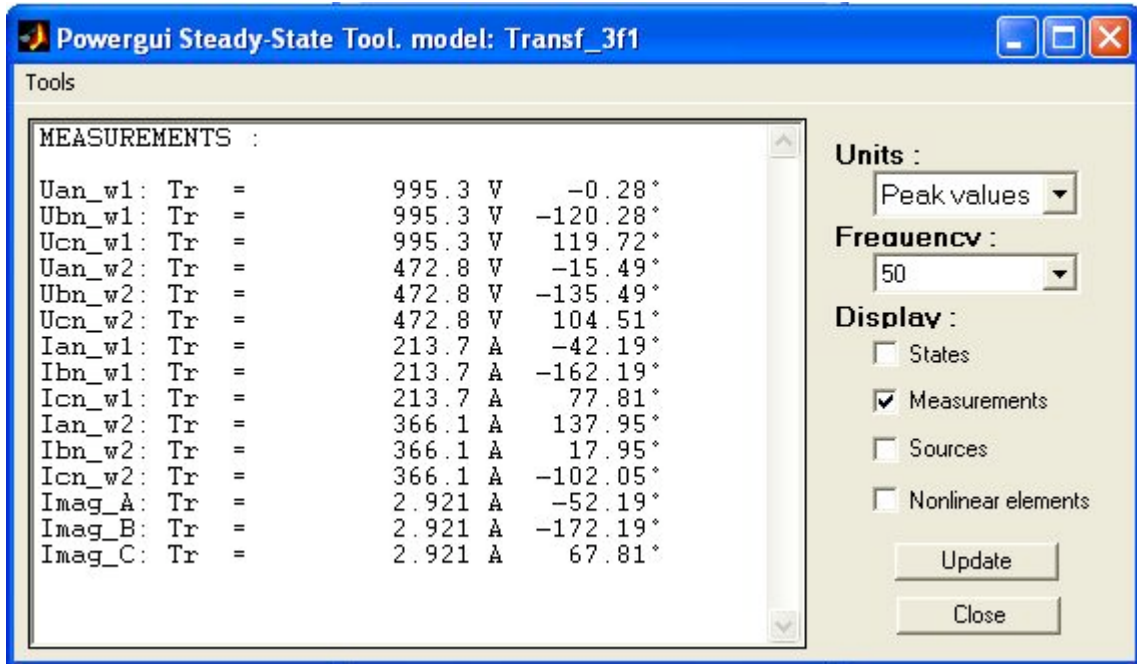


Fig. 2.5. Les résultats de la modélisation avec le branchement des enroulements en Y/Y

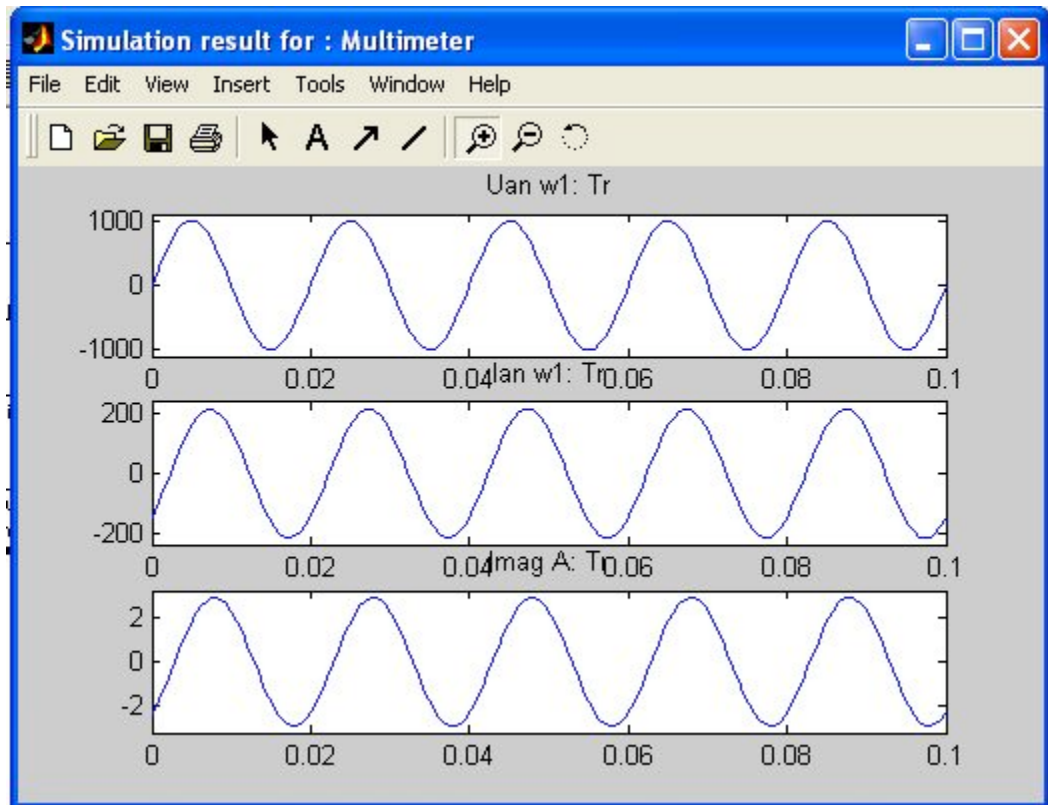


Fig. 2.6. Les résultats de la modélisation dans la fenêtre du bloc *Multimeter*

Les résultats graphiques du bloc *Multimeter* sont représentés sur la figure 6.

5. Le contenu du rapport

- 5.1. Le schéma du modèle et la description des blocs virtuels.
- 5.2. Les tableaux bien remplis.
- 5.3. Les diagrammes vectoriels pour chaque point du travail.

Remarque. Les diagrammes vectoriels pour chaque point seront construits séparément pour les circuits primaire et secondaire.

Chapitre 2 : Machines asynchrones

2.1. Construction, principe de fonctionnement, champ magnétique dans la machine

La machine asynchrone est un convertisseur électromécanique, dans lequel la création du moment sur l'arbre du rotor est possible seulement sous une différence de vitesses de rotation du champ magnétique et du rotor. On distingue les machines asynchrones monophasées, diphasées et triphasées. Les machines asynchrones triphasées constituent la majeure partie du parc mondial des machines électriques et cela grâce à la simplicité de leur technologie, leur fidélité, leur bas prix etc.

Les principaux éléments de construction de la machine asynchrone sont le stator et le rotor (fig. 2.1)

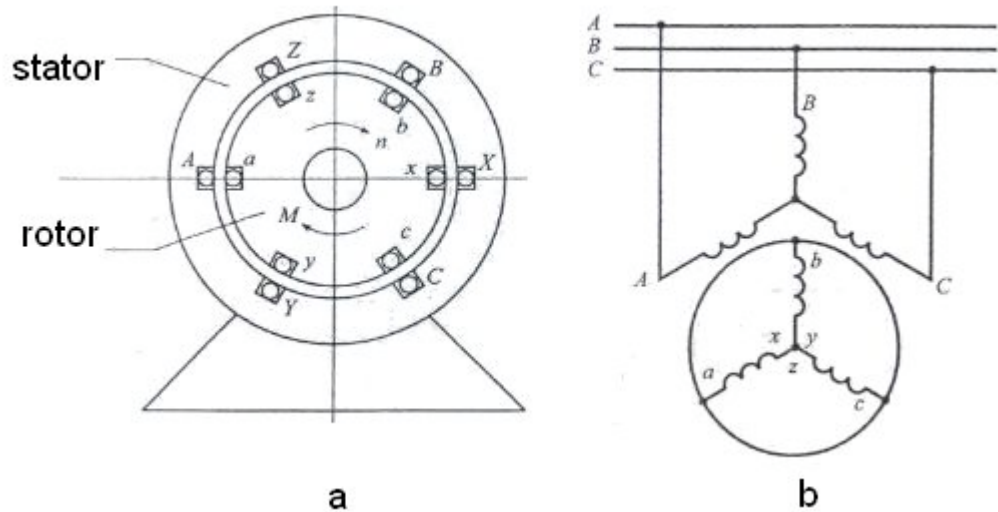
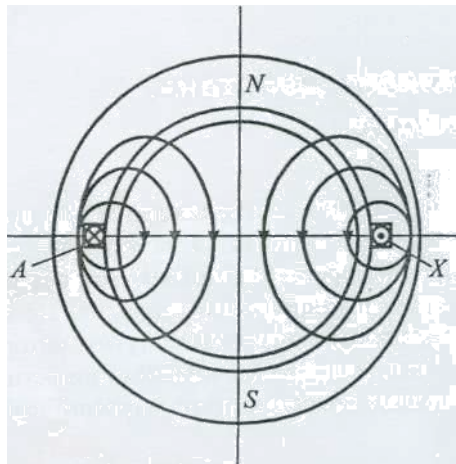


Fig. 2.1. La construction de la machine asynchrone a) et son schéma de branchement sur le réseau triphasé b)

Les enroulements sont placés dans des encoches disposées sur le stator et le rotor de la machine. Le nombre d'encoches par phase détermine le type d'enroulement : concentré ou distribué. Si l'enroulement du stator est concentré (fig. 2.2, a) la courbe de distribution de la force magnétisante (FM) ou de l'induction le long de l'entrefer de la machine aura une forme rectangulaire (fig. 2.2b)

a)



b)

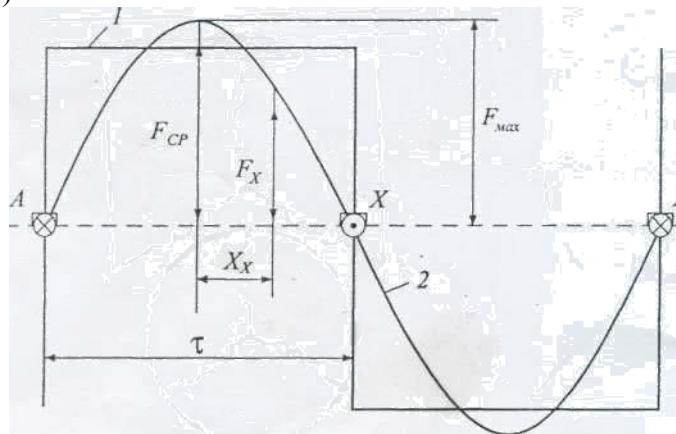


Fig. 2.2 Répartition de la force magnétisante dans l'entrefer de la machine asynchrone avec : a) bobinages concentré et b) reparti

Pour obtenir dans l'entrefer un champ magnétique sinusoïdal et en même temps améliorer les conditions de refroidissement de l'enroulement on oeuvre à ce que ce dernier soit de type distribué. La courbe de la force magnétisante possède dans ce cas un caractère sinusoïdal (fig. 2.2, b) :

$$F_x = F_{\max} \cos \frac{\pi x}{\tau} \quad (2.1)$$

où

F_x - la force magnétisante au point x de l'entrefer ;

F_{\max} - la valeur maximale de la FM ;

$\tau = \frac{\pi D}{2p}$ - la division polaire

(D, p - le diamètre interne du stator et le nombre de pair de pôles).

Lorsqu'on alimente les enroulements par une tension sinusoïdale, la force magnétisante de l'enroulement distribué est déterminée par l'expression suivante :

$$F_x = F_{\max} \sin \omega t \cos \frac{\pi x}{\tau} \quad (2.2)$$

Ce champ, tout en restant immobile dans l'entrefer, effectue des pulsations dans le temps. Le caractère pulsatoire du champ magnétique dans l'entrefer de la machine, qui apparaît sous l'alimentation au moins d'une des phases par tension sinusoïdale, peut être exprimé par la relation suivante :

$$F_x = F_{\text{moy}} \cos \frac{\pi x}{\tau} = \frac{1}{2} F_{\max} \sin \left(\omega t - \frac{\pi x}{\tau} \right) + \frac{1}{2} F_{\max} \sin \left(\omega t + \frac{\pi x}{\tau} \right) \quad (2.3)$$

L'analyse de cette expression nous permet de conclure, que le champ magnétique pulsatoire peut être présenté sous la forme de la somme de deux ondes se mouvant en sens contraire et ayant les mêmes amplitudes d'onde de la force magnétisante ou sous forme de deux champs circulaires : direct et indirect.

Il est facile de démontrer, que dans l'enroulement diphasé avec les phases décalées dans l'espace de la moitié de la division polaire, qu'il se crée un champ magnétique circulaire, si dans ses phases circulent des courants, qui permettent l'égalité des FM et le décalage dans le temps d'un angle de 90° :

$$F_x^{(2)} = F_{\max} \sin \left(\omega t - \frac{\pi x}{\tau} \right) \quad (2.4)$$

Analogiquement, pour la machine triphasée avec la même FM dans chaque enroulement, et un décalage dans l'espace et dans le temps de 120° nous aurons :

$$F_x^{(3)} = \frac{3}{2} F_{\max} \sin \left(\omega t - \frac{\pi x}{\tau} \right). \quad (2.5)$$

Généralement, quand le nombre de phases de la machine électrique est égal à m et le décalage dans l'espace et dans le temps est une grandeur déterminée par le rapport $\frac{360}{m}$, nous pouvons écrire que

$$F_x = \frac{m}{2} F_{\max} \sin \left(\omega t - \frac{\pi x}{\tau} \right). \quad (2.6)$$

L'analyse de l'expression de l'onde libre (mobile) de la force magnétisante montre, qu'elle parcourt pendant une période de variation de la tension d'alimentation du réseau une distance égale à $2\tau = \frac{\pi D}{p}$ (p - le nombre de paires de pôles). Ainsi, un tour du champ

magnétique circulaire s'effectue en pT périodes, et en une minute nous aurons $\left(\frac{60}{pT} \right)$ tours du vecteur FM (induction) du champ, ce qui permet de présenter l'expression de la vitesse de rotation du champ circulaire sous la forme

$$n_1 = \frac{60}{pT} = \frac{60 f_1}{p} \text{ (tours / min)}, \quad (2.7)$$

où f_1 - la fréquence de la source d'alimentation.

Cette expression montre, que pour assurer la réduction électrique de la vitesse de rotation de l'arbre de sortie de la machine, il suffit d'augmenter le nombre de paires de pôles p . Pour des raisons de construction la valeur de p ne dépasse pas 6.

Le paramètre fondamental dans l'étude de la machine asynchrone est le glissement

$$s = \frac{n_1 - n_2}{n_1}, \quad (2.8)$$

où n_1, n_2 - la vitesse de rotation du champ magnétique et du rotor.

Les processus électromagnétiques qui apparaissent dans les enroulements de la machine asynchrone triphasée à rotor freiné se décrivent avec le même système d'équations que ceux du transformateur triphasé à charges symétriques.

Cependant cela ne permet pas d'utiliser pour la machine asynchrone le schéma équivalent du transformateur, car au cours de la rotation de la machine, la valeur de la f.e.m. dans ses enroulements dépend du glissement :

$$E_{2s} = sE_2, \quad (2.9)$$

où E_2 - la f.e.m. de l'enroulement rotorique de la machine électrique à rotor freiné.

Lorsque le rotor est freiné la vitesse de rotation des ondes libres des forces magnétisantes du stator et du rotor sont identiques et sont égales à n_1 . En régime normal de fonctionnement la vitesse de rotation de la FM du rotor est égale à la somme des vitesses de rotation des FM relativement au rotor ($n_1 - n_2$) et du rotor relativement au stator n_2 . Ainsi, dans tous les régimes de fonctionnement de la machine asynchrone les FM du stator et du rotor ont une seule vitesse de rotation n_1 , déterminée par la fréquence du réseau d'alimentation f_1 et le nombre de paires de pôles p .

Le résultat de l'interaction des ondes libres des forces magnétisantes du stator et du rotor est l'apparition du champ magnétique dans l'entrefer, moyennant lequel s'effectue la transformation électromécanique de l'énergie électrique en mécanique et vis versa.

2.2. Schéma équivalent de la machine asynchrone à cage d'écureuil

Pour représenter les courants du stator et du rotor de la machine en marche sur des diagrammes vectoriels communs on n'utilise jamais leurs valeurs réelles, car la fréquence de variation du courant du stator est égale à celle du réseau d'alimentation, et celle du courant du rotor dépend du glissement. C'est pour cela, il est nécessaire de substituer le régime de fonctionnement de la machine tournante à un régime équivalent au cours duquel le rotor reste freiné. Cette transformation est justifiée, car, comme il a été indiqué ci-dessus, les ondes libres des FM du stator et du rotor possèdent une et une seule vitesse de rotation n_1 , déterminée, par la fréquence du réseau d'alimentation f_1 et par le nombre de paires de pôles de la machine p .

La condition de réduction (de substitution) nécessite l'égalité des courants, des FM des enroulements du stator et du rotor, et ainsi que des décalages entre leurs phases. Dans ce cas les valeurs des flux magnétiques résultants, des pertes dans le noyau ferromagnétique et dans la résistance active de l'enroulement du stator, de la puissance transmise par voie électromagnétique se conservent. La transformation électromécanique de l'énergie ne s'effectue pas dans une machine immobile. C'est pour cela la puissance mécanique de la machine réelle doit être présentée comme étant égale à la puissance électrique.

Les paramètres de chacune des phases de l'enroulement rotorique doivent être considérés comme étant identiques. Cela permet, en utilisant les conditions de réduction indiquées ci-dessus, de transformer le schéma de la phase de l'enroulement rotorique de la machine asynchrone (fig. A3 a) :

$$x_{r2s} = \omega L_{r2} = 2pf_2 L_{r2} = s2pf_1 L_{r2} = sx_{r2}, \quad (2.10)$$

où x_{r2s}, x_{r2} - les résistances inductives de fuite du circuit du rotor en régime de rotation et de freinage.

A partir de ce schéma on peut déterminer le courant du rotor.

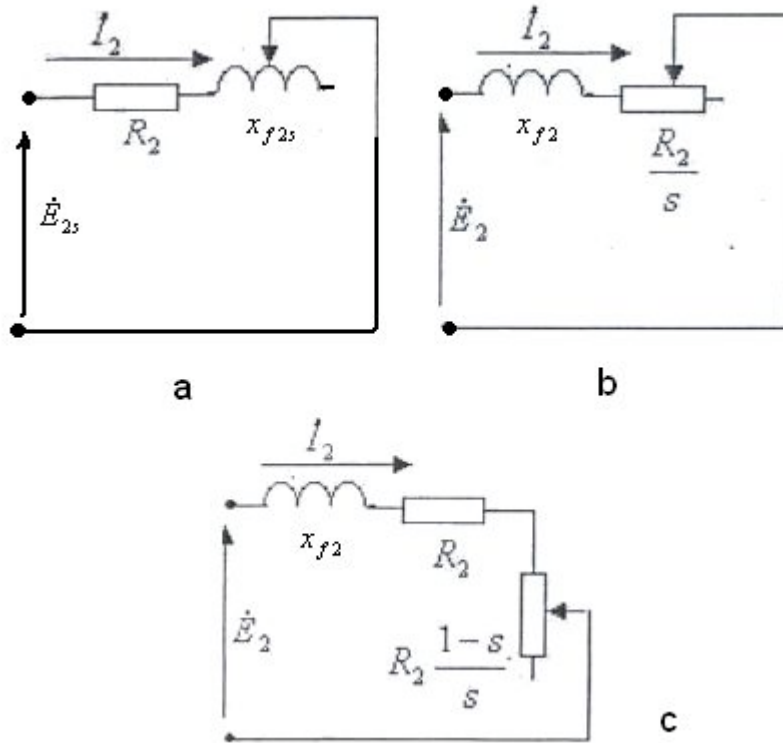


Fig. 2.3. Les schémas équivalents du circuit rotorique de la machine asynchrone

Le module du courant dans le circuit du rotor en tenant compte de (9, 10) est déterminé par l'expression

$$I_2 = \frac{E_{2s}}{\sqrt{R_2^2 + (sx_{r2})^2}} = \frac{E_2}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{s}\right)^2 + x_{r2}^2}}. \quad (2.11)$$

En tenant compte de cette expression, le schéma équivalent du circuit rotorique de la machine asynchrone peut être présenté sous forme de liaison en série des résistances inductive et active $\frac{R_2}{s}$ (fig. 2.3, b). Ici la f.e.m. E_2 et la résistance inductive x_{r2} sont constantes, tandis que la résistance active varie en fonction du glissement. Cette résistance peut être représentée comme la somme de deux résistances, une constante, et l'autre en fonction du glissement (fig. 2.3, c).

$$\frac{R_2}{s} = R_2 + R_2' \frac{1-s}{s}. \quad (2.12)$$

Dans ce cas le schéma équivalent de la machine asynchrone se présente sous la forme indiquée sur la fig. 2.4. La puissance électrique, dégagée dans la résistance $R_2' \frac{1-s}{s}$ est égale à la puissance mécanique sur l'arbre de la machine asynchrone.

Comme dans le transformateur, les signes « prime » chez toutes les grandeurs témoignent de la réduction du nombre de spires du rotor sur le nombre de spires du stator.

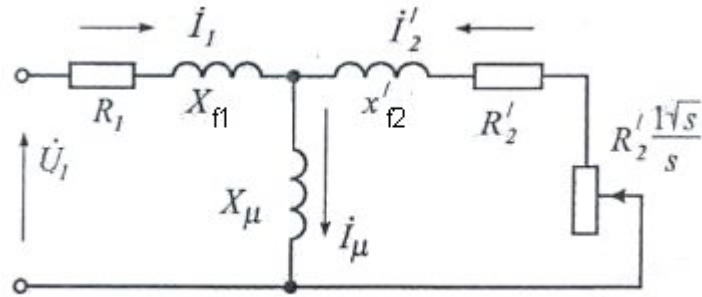


Fig. 2.4. Le schéma équivalent de la machine asynchrone

En pratique, on utilise généralement le circuit équivalent en G, dans lequel le contour d'aimantation est rapporté vers le circuit de la source d'alimentation (fig. A5).

Le coefficient C, qui prend en compte la transformation du schéma équivalent en T en schéma équivalent en G, pour les moteurs asynchrones à usage général est égal à $1.01 \div 1.05$. Très souvent on choisit $C = 1$, ce qui simplifie considérablement les calculs et influe peu sur la précision des résultats.

Le schéma équivalent (fig. 2.5) est utilisé pour le calcul des caractéristiques de la machine asynchrone.

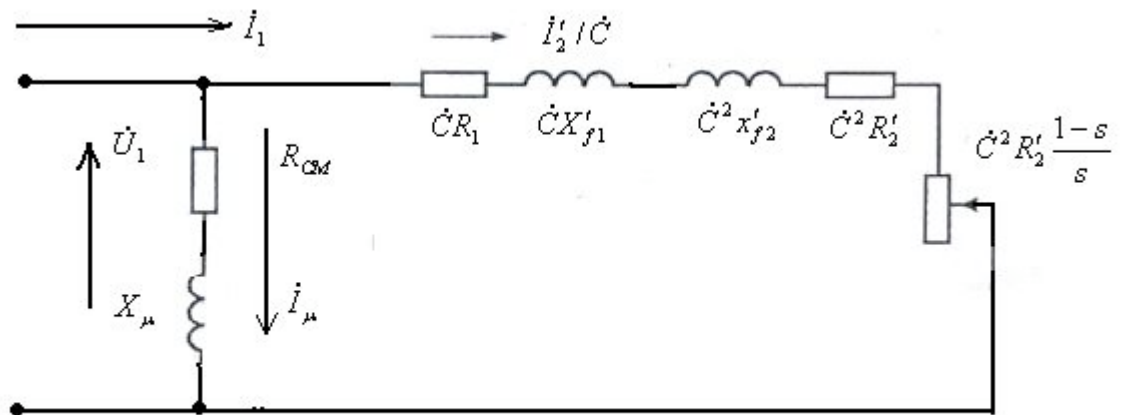


Fig. 2.5. Le schéma équivalent en L de la machine asynchrone

Le diagramme énergétique du fonctionnement de la machine en régime de moteur est représenté sur la fig. 2.6.

En régime de moteur s'effectue la transformation électromécanique de l'énergie électrique, consommée à partir de la source, en énergie mécanique sur l'arbre du rotor du moteur. La transmission de l'énergie dans le schéma fig. 2.6, a se passe de gauche à droite

La puissance, consommée par le moteur à partir du réseau, est égale à

$$P_1 = m_1 U_1 I_1 \tilde{n} \cos \varphi_1 \quad (2.13)$$

(m_1 – le nombre de phases du moteur ; U_1, I_1, φ_1 - la tension, le courant de phase et l'angle de déphasage entre eux).

Une partie de la puissance consommée est dépensée dans les pertes à l'intérieur du noyau ferromagnétique p_{ac} , et l'autre partie s'en va dans les pertes actives dans l'enroulement du stator p_{el1} . La puissance restante P_{em} se transmet par voie électromagnétique au rotor. En soutirant de cette puissance les pertes dans la résistance active du rotor et les pertes

mécaniques (dus au frottement dans les roulements et les pertes de ventilation de la machine), nous obtenons la puissance de sortie sur l'arbre du moteur P_2 .

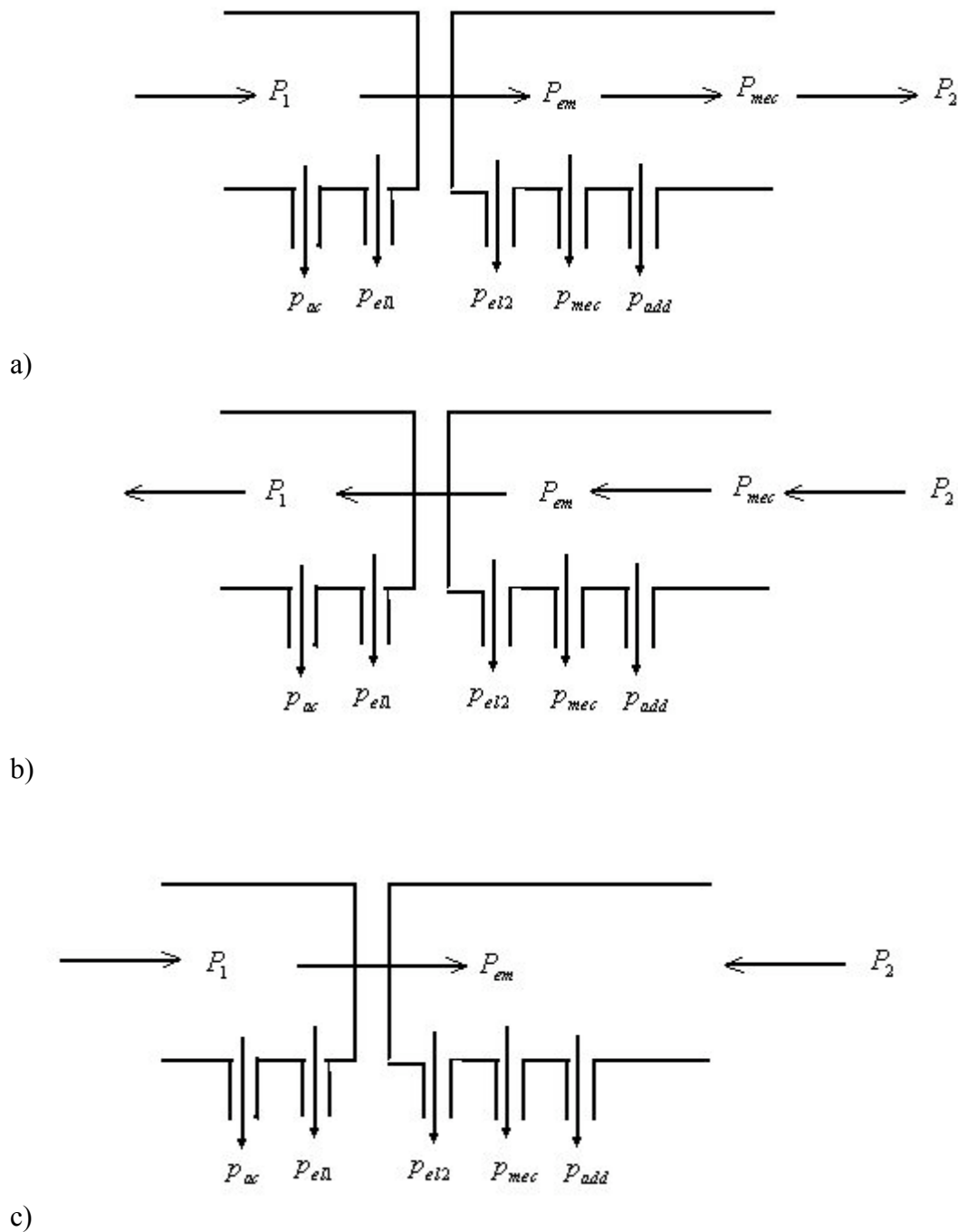


Fig. 2.6. Diagramme énergétique du fonctionnement de la machine asynchrone en régime : a) moteur), b) générateur et c) de freinage par contre courant

Les pertes dans le noyau magnétique du rotor sont négligeables, car celles-ci sont très petites à cause de la faiblesse de la fréquence de variation de la f.e.m. et du courant du rotor, qui est déterminée par l'expression

$$f_2 = sf_1 \quad (2.14)$$

(f_1 - la fréquence du réseau d'alimentation).

Le diagramme énergétique permet d'obtenir l'expression du moment de la machine :

$$p_{el2} = P_{em} - P_{mec} = M\omega_1 - M\omega_2 = sM\omega_1 ;$$

$$M = \frac{p_{el2}}{s\omega_1} = \frac{mI_2'^2 R_2}{s\omega_1} \quad (2.15)$$

Il est évident que, la puissance mécanique peut être écrite sous la forme :

$$P_{mec} = P_2 = m_2 I_2'^2 R_2 \frac{1-s}{s} = M\omega , \quad (2.16)$$

où M - le moment électromécanique du moteur, ω – la vitesse angulaire du rotor :

$$\omega = \frac{\pi n_2}{30} = (1-s)2\pi f_1 . \quad (2.17)$$

2.3. Caractéristiques mécaniques des moteurs asynchrones

Pour évaluer les propriétés du moteur asynchrone on se sert de sa caractéristique mécanique (la vitesse de rotation du rotor n_2 en fonction du moment M).

A partir du schéma équivalent (fig. 2.5) cherchons l'expression pour le courant du rotor :

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{CR_2'}{s}\right)^2 + (x_{r1} + Cx_{r2}')^2}} \quad (2.18)$$

En mettant (18) dans (15), on obtient

$$M = \frac{m_2 U_1^2 R_2'}{s\omega_{1s} \left[\left(R_1 + \frac{CR_2'}{s}\right)^2 + (x_{r1} + Cx_{r2}')^2 \right]} \quad (2.19)$$

Pour les machines de puissance supérieure à 10 kW la grandeur C peut être égale à 1 alors

$$M = \frac{m_2 U_1^2 R_2'}{s\omega_{1s} \left[\left(R_1 + \frac{R_2'}{s}\right)^2 + (x_{r1} + x_{r2}')^2 \right]} \quad (2.20)$$

Le glissement, pour lequel le moment atteint sa valeur maximale est appelé glissement critique et est désigné par s_{cr} . La valeur du moment maximal et le glissement critique peuvent être déterminés en calculant la dérivée du moment par rapport au glissement.

$$M_{\max} = \frac{m_2 U_1^2}{2\omega_1 (x_{r1} + x_{r2}')} \quad (2.21)$$

$$s_{cr} = \frac{R_2'}{\sqrt{R_2'^2 + (x_{r1} + x_{r2}')^2}} \quad (2.22)$$

L'utilisation de la formule de Klaus (qui établit la liaison entre les valeurs du moment de la machine asynchrone, du moment maximal M_{\max} , du glissement critique s_{cr} et du glissement s) dans l'analyse de ces expressions nous donne :

$$M = M_{\max} \frac{2 + as_{cr}}{\frac{s}{s_{cr}} + \frac{s_{cr}}{s} + as_{cr}} \quad (2.23)$$

où $a = \frac{2R_1}{CR'_2}$ - le coefficient qui tient compte du rapport des résistances actives des enroulements du stator et du rotor de la machine asynchrone.

Pour les valeurs de s_{cr} se trouvant dans les limites de 0.15 – 0.30, nous pouvons utiliser la formule simplifiée de Klaus (l'erreur dans ce cas ne dépasse pas 10 – 17%) :

$$M = \frac{2M_{\max}}{\frac{s}{s_{cr}} + \frac{s_{cr}}{s}} \quad (2.24)$$

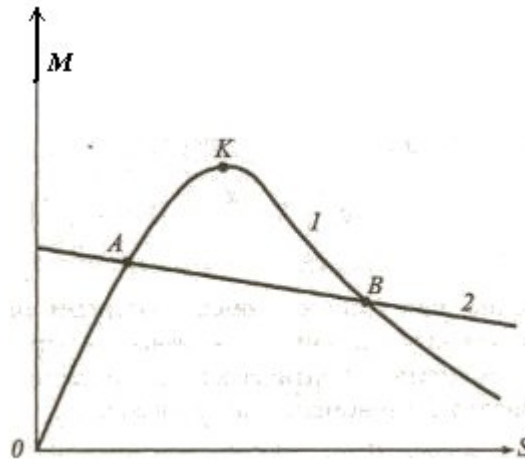


Fig. 2.7. Courbe représentative du moment en fonction du glissement

En construisant la courbe $M = f(s)$ (fig. 2.7) et en utilisant l'expression du glissement (2.8), on peut obtenir la caractéristique mécanique $n_2 = f(M)$ (fig. 2.8 a).

Les équations (2.21, 2.22) montrent que le moment maximal de la machine ne dépend pas de la résistance du circuit rotorique, tandis que le glissement critique est fonction de cette résistance. Cette dépendance permet d'ajuster le moment de démarrage du moteur asynchrone à rotor bobiné, par variation de la résistance additionnelle R_{add} branchée en série avec la résistance de l'enroulement rotorique (fig. 2.8 b).

Pour $R_{add} = 0$, la caractéristique mécanique de la machine asynchrone à rotor bobiné est appelée caractéristique interne, pour $R_{add} \neq 0$ - caractéristique artificielle.

L'expression (2.19) montre, que le moment de la machine asynchrone est proportionnel au carré de la tension d'alimentation. La diminution de cette tension de 30% entraîne une double chute du moment, et son augmentation de cette même valeur, provoquera une augmentation des courants du stator et du rotor (à cause du rapprochement du point de fonctionnement de la partie saturante de la courbe d'aimantation de la machine) jusqu'à l'échauffement excessif et la mise hors d'usage de la machine, et cela même celle-ci marche à vide.

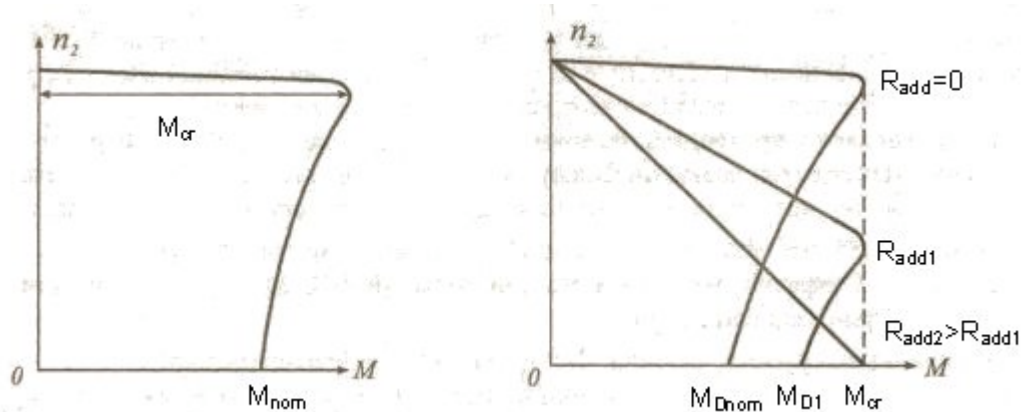


Fig. 2.8. Caractéristiques mécaniques : a) de la machine asynchrone et b) de la machine à rotor bobiné

C'est pour cela selon les normes la variation de la tension dans les réseaux électriques, alimentant un dispositif de puissance ne doit pas sortir des limites $\pm 5\%$.

L'expression (2.21) montre que la variation de la fréquence de la tension d'alimentation entraîne la chute du moment maximale.