

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE MUSTAPHA STAMBOULI DE MASCARA

FACULTÉ DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE



Polycopié de Cours

Machines Électriques

Présenté par :

Dr. YAHIAOUI MAAMAR

Ce polycopié du cours destiné aux étudiants de Parcours LMD de licence

ELECTROMÉCANIQUE

3^{ème} Année/ Semestre : 05

Année universitaire 2021/2022

Avant-propos

Ce polycopié de cours intitulé « Machines Electriques » est destiné aux étudiants en 3^{ème} année licence électromécanique. Les informations contenues dans ce cours ont été choisies et organisées de la meilleure façon possible afin d'être exhaustives tout en étant également assimilable par l'ensemble des étudiants. Une organisation particulière a été mise sur la forme de ce manuel en respectant le canevas officiel de notre tutelle, ce qui permet d'en faciliter la compréhension.

Ce cours est organisé selon le canevas de la troisième année licence électromécanique en cinq chapitres :

Chapitre 1. Généralités

Courant alternatif monophasé, courant alternatif triphasé, propriétés élémentaires du circuit magnétique.

Chapitre 2. Transformateur

Généralités, principe de fonctionnement du transformateur monophasé, le transformateur idéal, calcul de la force électromotrice induite, le transformateur réel, le transformateur dans l'approximation de Kapp, bilan énergétique et rendement, transformateur triphasé, différents types de couplage et indice horaire.

Chapitre 3. Machines à courant continu

Généralités, principe de fonctionnement, constitution, génératrice à courant continu, équations caractéristiques, calcul de la force électromotrice et du couple, les différents modes d'excitation, moteur à courant continu, principe de fonctionnement, démarrage, freinage et réglage de vitesse des moteurs, bilan énergétique et rendement.

Chapitre 4. Machines synchrones

Généralités, principe de fonctionnement de la machine, champ tournant, fonctionnement en alternateur, étude des différents diagrammes de fonctionnement de l'alternateur, moteurs synchrones.

Chapitre 5. Machines asynchrones

Généralités, principe de fonctionnement, constitution des machines asynchrones, mise en équation et schéma monophasé équivalent, caractéristique mécanique, diagramme du cercle simplifié, bilan énergétique et rendement, fonctionnement en génératrice et en frein, les différents types de moteurs démarrage des moteurs asynchrones, réglage de vitesse des moteurs asynchrones.

Table des matières

<i>Chapitre I Généralités</i>	1
I.1 Système monophasé.....	1
I.1.1 Caractéristique d'un signal périodique.....	1
I.1.2 Représentation complexe des tensions sinusoïdales	2
I.1.2.1 Définition	2
I.1.3 Impédance et admittance complexes d'un dipôle	2
I.1.3.1 Définitions.....	2
I.1.3.2 Puissances électriques en régime alternatif sinusoïdal.....	3
I.1.3.2.1 Théorème de Boucherot	4
I.2. Système triphasé	4
I.2.1 Définition	4
I.2.2 Tensions simples	5
I.2.3 Tensions composées.....	6
I.3. Récepteurs triphasés équilibrés.....	7
I.3.1 Couplages.....	8
I.3.1.1 Couplage en étoile.....	8
I.3.1.2 Couplage en triangle	9
I.4. Circuits magnétiques.....	11
I.4.1 Définition du circuit magnétique	11
I.4.2 Force magnétomotrice F.m.m	12
I.4.3 Champs magnétique et induction magnétique	12
I.7.4 Densité de flux	13
I.7.5 Analogie avec les circuits électriques	14
I.7.7 Circuits magnétiques en régime alternatif sinusoïdal	15
<i>Chapitre II Transformateurs</i>	16

II.1 Introduction.....	17
II.2 Définition.....	17
II.3. Constitution.....	17
II.4 Principe de fonctionnement	18
II.5 Transformateur idéal.....	18
II.5.1 Hypothèses.....	18
II.5.2 Transformateur idéal à vide : rapport de transformation	19
II.5.3 Transformateur idéal en charge, rapport des courants	20
II.6 Transformateur monophasé réel	21
II.6.1 Transformateur idéal comportant un noyau réel.....	21
II.6.2 Transformateur à couplage imparfait entre le primaire et le secondaire.....	22
II.7 Transformateur monophasé dans l'approximation de Kapp.....	23
II.7.1. Hypothèses.....	23
II.7.2. Schéma équivalent.....	23
II.8 Déplacement des impédances du secondaire au primaire et vice versa.....	23
II.8.1 Rapport d'impédance.....	23
II.9 Détermination des éléments du schéma équivalent	26
II.10 Chute de tension	27
II.11. Rendement du transformateur.....	30
II.11.1 Bilan des puissances	30
II.12 Transformateur triphasé.....	31
II.12.1 Intérêt.....	31
II.12.2 Constitution du transformateur triphasé	32
II.12.3 Mode de couplage.....	32
II.12.4 Indice horaire	33
II.12.4.1 Définition.....	33

II.12.5 Détermination des paramètres d'un transformateur triphasé	35
<i>Chapitre III Machines à courant continu</i>	37
III.1. Introduction	38
III.2. Constitution	38
III.2.1. Inducteur.....	39
III.2.2. Induit	40
III.2.3 Balais collecteur	41
III.4 Fonctionnement générateur	41
III.4.1 Schéma équivalent d'un générateur à courant continu	41
III.4.2 Principe de fonctionnement.....	41
III.4.2.1 Production d'une force électromotrice	41
III.4.2.2 Redressement mécanique de la tension sinusoïdale induite	43
III.4.2.3 Principe de la production d'une tension dans un induit d'un générateur à courant continu.....	44
III.4.3 Role des balies collecteur	45
III.4.4 Réaction d'induit	46
III.4.5 Pole de commutation	47
III.4.6 Modes d'excitations d'un générateur à courant continu	47
III.4.6.1 Générateur à excitation séparé.....	47
III.4.6.2 Générateur à excitation shunt	48
III.4.6.3 Générateur à excitation série	50
III.4.6.3 Génératrice à excitation composé (compound)	51
III.5 Fonctionnement moteur de la machine à courant continu	52
III.5.1 Loi de Laplace	52
III.5.2 Principe de fonctionnement.....	52
III.5.3 Moteur à excitation séparée.....	53
III.5.3.1 Courant de démarrage.....	53

III.5.3.2 Expression du couple électromagnétique	54
III.5.3.3 Expression de la vitesse.....	54
III.5.3.4 Caractéristique d'un moteur à courant continu à excitation séparée	55
III.5.3.5 Variation de vitesse d'un moteur à courant continu	55
III.5.3.6 Caractéristique du couple	57
III.5.3.7 Caractéristique mécanique couple-vitesse.....	57
III.5.4 Moteur à excitation shunt	58
III.5.4.1 Caractéristique couple-vitesse d'un MCC à excitation shunt.....	59
III.5.5 Moteur à courant continu à excitation série.....	60
III.5.5.1 Caractéristique couple-vitesse d'un MCC à excitation série.....	60
III.5.6 moteur à courant continu à excitation composé	61
III.5.6.1 Caractéristique couple-vitesse d'un MCC à excitation composé	62
III.5.4 Bilan des puissances et rendement	63
III.5.4.1 Détermination des pertes	64
III.5.5 Rendement	64
III.5.5.1 Mesure directe	64
III.5.5.2 Méthode des pertes séparées	64
<i>Chapitre IV Machines synchrones</i>	<i>65</i>
IV.1. Introduction	66
IV.2 Le champ tournant.....	66
IV.2.1 Démonstration de la notion du champ tournant	69
IV.3 Machine synchrone	71
IV.3.1 Constitution des alternateurs	71
IV.3.2 Principe de fonctionnement des alternateurs.....	74
IV.3.2.1 La valeur efficace de la tension induite.....	75
IV.3.2.2 Fréquence de la tension induite.....	75

IV.3.2.3 Réaction magnétique d'induit	76
IV.3.2.3.1 Réaction d'induit pour une charge résistive	76
IV.3.2.3.2 Réaction d'induit pour une charge inductive	77
IV.3.2.3.3 Réaction d'induit pour une charge capacitive	78
IV.3.3 Circuit équivalent de la génératrice synchrone	78
IV.3.4 Caractéristiques de l'alternateur	80
IV.3.4.1 Diagramme de Fresnel pour les différentes charges	80
IV.3.5 Calculer des paramètres de circuit équivalent	81
IV.3.5 Bilan de puissance d'un alternateur	83
IV.3.5.1 Détermination des pertes	84
IV.3.5.2 Rendement	84
IV.4 Fonctionnement moteur	84
IV.4.1 Circuit équivalent d'un moteur synchrone	85
IV.4.2 Diagramme de Fresnel pour les différents cas	85
IV.4.3 Expression de la puissance utile du moteur synchrone	86
IV.4.4 Expression du couple dans le moteur synchrone	87
IV.4.5 Caractéristique couple-vitesse d'un moteur synchrone	87
IV.4.6 Bilan de puissance	88
IV.4.6.1 Détermination des pertes	89
IV.4.6.2 Rendement	89
<i>Chapitre V Machines asynchrones</i>	90
V.1 Introduction	91
V.2 Constitution de la machine asynchrone	91
V.3 Principe de fonctionnement du moteur asynchrone	93
V.3.1 Le glissement	93
V.3.2 Vitesse du rotor	94

V.3.3 La fréquence de la tension induite dans le rotor	94
V.4 Circuit équivalent du rotor.....	95
V.4.1 Impédance rotorique.....	95
V.5 Circuit équivalent du stator	97
V.6 Détermination des paramètres du circuit équivalent	99
V.6.1 Essai à vide	99
V.6.2 Essai à rotor bloqué	100
V.7 Couple électromagnétique	101
V.7.1 Le courant rotorique	102
V.8 Caractéristique mécanique de la machine asynchrone (couple-vitesse).....	103
V.9 Bilan des puissances	104
V.9.1 Le rendement	104
V.10 Diagramme de cercle.....	104
V.10.1 Les données importantes pour dessiner le diagramme de cercle.....	104
V.10.2 Les étapes de dessin.....	105
V.10.3 Données importantes dans le diagramme de cercle.....	106
V.10.4 Les résultats obtenir pour un point de fonctionnement	106
V.11 Fonctionnement générateur d'une machine asynchrone.....	107
V.11.1 Principe de fonctionnement d'un générateur asynchrone.....	107
V.11.2 Générateur asynchrone auto-excite	108
V.11.3 Bilan d'énergétique	109
V.11.4 Rendement.....	109
V.12 Démarrage d'un moteur asynchrone.....	110
V.12.1 Courant de démarrage.....	110
V.12.2 Démarrage par impédances statoriques	111
V.12.3 Démarrage étoile-triangle	111

V.12.4 Démarrage avec un autotransformateur	112
V.12.5 Démarrage par une résistance rotorique	112
V.13 Control de vitesse d'un moteur asynchrone	113
V.13.1 Action sur la tension statorrique	113
V.13.2 Action sur la résistance rotorique	114
V.13.3 Action sur la fréquence des tenions statoriques.....	115
BIBLIOGRAPHIE	116

Chapitre I

Généralités

I.1 Système monophasé

I.1.1 Caractéristique d'un signal périodique

Le signal sinusoïdal est un signal périodique particulier. Sa loi d'évolution s'exprime à l'aide des fonctions sinus ou cosinus.

$$s(t) = S_{\max} \sin(\omega t \pm \theta) \text{ Ou } s(t) = S_{\max} \cos(\omega t \pm \theta) \quad (\text{I.1})$$

On résume autour de la figure I.1 les caractéristiques d'une grandeur sinusoïdale :

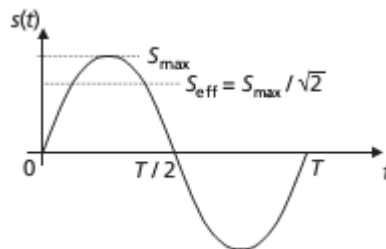


Figure (I.1) Caractéristiques d'un signal sinusoïdal

- ♦ **La période** : On appelle période d'une tension alternative, la durée du motif élémentaire. Elle est notée T et s'exprime en seconde, que l'on note « s ».
- ♦ **La fréquence** : On appelle fréquence d'une tension alternative, le nombre de période par seconde. Elle est notée f et s'exprime en Hertz, que l'on note « Hz ».
- ♦ **Pulsation** : On appelle pulsation la grandeur : $\omega = 2\pi f$
- ♦ **L'amplitude** : On appelle amplitude la « hauteur » de la sinusoïde. Elle est notée U_{\max} et s'exprime en Volt.
- ♦ **Déphasage** : On appelle déphasage d'un signal sinusoïdal par rapport à un autre signal sinusoïdal, la différence entre les phases.

♦ Exemple

Le déphasage de la tension $V(t) = V_{\max} \sin(\omega t + \phi_v)$ par rapport au courant $I(t) = I_{\max} \sin(\omega t + \phi_i)$ est :

$$\phi = \phi_v - \phi_i \quad (\text{I.2})$$

Si $\phi = \phi_v - \phi_i > 0$ alors la tension $V(t)$ est en avance par rapport au courant $I(t)$.

Si $\phi = \phi_v - \phi_i < 0$ alors la tension $V(t)$ est en retard par rapport au courant $I(t)$.

♦ Valeur moyenne

On appelle valeur moyenne d'une grandeur périodique de période T, donnée par :

$$\langle s \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) dt = 0 \quad (\text{I.3})$$

♦ **Valeur efficace**

On appelle valeur efficace d'une grandeur périodique la racine moyenne du carré de cette grandeur calculée sur une période :

$$s_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T s^2(t) dt} = \frac{S_{max}}{\sqrt{2}} \quad (\text{I.4})$$

Lors de l'utilisation des appareils de mesure, on retrouvera le terme en anglais pour la valeur efficace : « root- mean - square » ou en abrégé « rms ».

I.1.2 Représentation complexe des tensions sinusoïdales

I.1.2.1 Définition

En électrotechnique, on appelle valeur instantanée complexe d'une grandeur sinusoïdale $s(t) = S_{max} \sin(\omega t + \varphi)$ et l'on dénote conventionnellement par \underline{S} , l'expression complexe :

$$\underline{S} = S_{max} e^{j(\omega t + \varphi)} \quad (\text{I.5})$$

En régime sinusoïdal, tous les éléments du circuit varient avec la même pulsation, par conséquent le terme $e^{j\omega t}$ est commun à la représentation de toutes les grandeurs sinusoïdales du circuit et peut donc être simplifié. On appelle par définition phaseur la grandeur complexe :

$$\underline{S} = S_{max} e^{j\varphi} \quad (\text{I.6})$$

I.1.3. Impédance et admittance complexes d'un dipôle

I.1.3.1 Définitions

L'impédance complexe \underline{Z} d'un dipôle est le rapport de $\underline{V}(t)$ par $\underline{I}(t)$.

$$\underline{Z} = \frac{\underline{V}(t)}{\underline{I}(t)} = \frac{V_{max}}{I_{max}} e^{j(\phi_v - \phi_i)} \quad (\text{I.7})$$

Où Résistance $R = \text{Re}(\underline{Z}) = |Z| \cos \phi$, $X = \text{Im}(\underline{Z}) = |Z| \sin \phi$ et R et X s'expriment en ohms (Ω)

L'admittance complexe \underline{Y} est l'inverse de l'impédance complexe \underline{Z} .

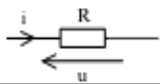
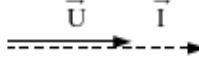
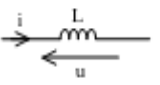
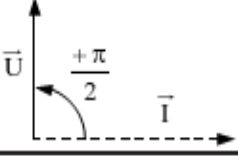
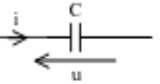
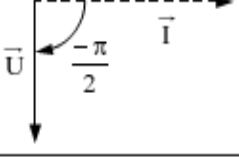
	Impédance complexe	Représentation de Fresnel
<p>Résistance</p> 	$\underline{Z}_R = R$	
<p>Inductance</p> 	$\underline{Z}_L = jL\omega$ $= L\omega e^{+j\pi/2}$	
<p>Capacité</p> 	$\underline{Z}_C = \frac{1}{jC\omega}$ $= \frac{1}{C\omega} e^{-j\pi/2}$	

Figure (I.2) Courants, tensions et impédance complexes des principaux dipôles.

I.1.3. Puissances électriques en régime alternatif sinusoïdal

En régime alternatif sinusoïdal, on s'intéresse toujours à la puissance moyenne consommée par les récepteurs électriques. On parle, pour la nommer, de puissance active. Pourtant on distingue plusieurs autres types des puissances électriques, qui correspondent à des notions liées aux aspects technologiques de la distribution de l'énergie électrique.

On s'intéresse au cas général d'un dipôle sous la tension $V(t) = V\sqrt{2} \sin(\omega t)$ et parcouru par le courant $i(t) = I\sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi)$. On distingue alors les puissances suivantes :

- ♦ **La puissance instantanée** : C'est le produit courant tension à tout instant :

$$P(t) = V(t) \cdot i(t) \quad (\text{I.8})$$

$$\begin{aligned} P(t) &= V\sqrt{2} \sin(\omega t) I\sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi) \\ &= 2VI \sin(\omega t) \sin(\omega t - \varphi) \\ &= 2VI \sin(\omega t) [\sin(\omega t) \cos(\varphi) - \sin(\varphi) \cos(\omega t)] \\ &= 2VI [\sin^2(\omega t) \cos(\varphi) - \sin(\omega t) \sin(\varphi) \cos(\omega t)] \\ &= 2VI \left[\left(\frac{1 - \cos(2\omega t)}{2} \right) \cos(\varphi) - \frac{\sin(2\omega t)}{2} \sin(\varphi) \right] \\ &= VI \cos(\varphi) - VI [\cos(2\omega t) \cos(\varphi) + \sin(2\omega t) \sin(\varphi)] \\ &= VI \cos(\varphi) - VI \cos(2\omega t - \varphi) \end{aligned} \quad (\text{I.9})$$

- ♦ **La puissance active**: C'est la valeur moyenne de la puissance instantanée :

$$P = \langle p(t) \rangle = VI \cos(\varphi) \quad (\text{I.10})$$

C'est la puissance qui correspond à un travail physique effectif, son unité est le Watt (W).

♦ **La puissance réactive :** C'est la puissance sans effet physique en termes de travail qui correspond à la partie « réactive » du courant. Elle n'est définie qu'en régime sinusoïdal et s'écrit :

$$Q = VI \sin(\varphi) \quad (\text{I.11})$$

Son unité est le Volt-Ampère-Réactif(VAR).

♦ **La puissance apparente.** C'est le produit des valeurs efficaces : $S = V_{eff} I_{eff}$

Cette puissance est souvent appelée « puissance de dimensionnement », elle est la grandeur caractéristique de l'isolation et de la section des conducteurs, c'est-à-dire des dimensions des appareillages. Son unité est le Volt-Ampère (VA).

I.1.3.2. Théorème de Boucherot

C'est le théorème incontournable qui régit les raisonnements portant sur les diverses puissances en électrotechnique. On résume ce théorème et ses corollaires autour de la figure(I.3)

Théorème de Boucherot : *La puissance active d'un système est la somme des puissances actives des éléments le constituant, de même pour la puissance réactive et la puissance apparente complexe. En revanche, c'est faux en ce qui concerne la puissance apparente.*

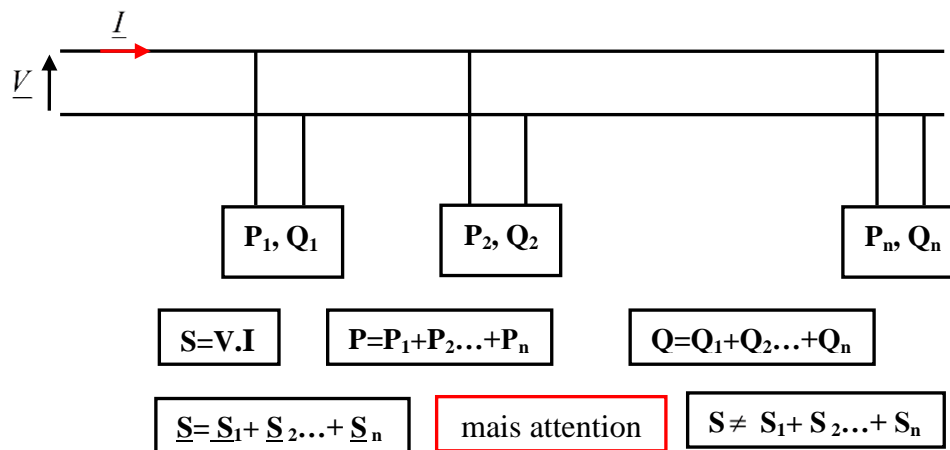


Figure (I.3) Théorème de Boucherot

I.2. Système triphasé

I.2.1 Définition

On appelle tensions [courants] triphasées, trois tensions [courants] sinusoïdales alternatives, de même fréquence, de même valeur efficace et régulièrement déphasées de 120°.

I.2.2 Tensions simples

Les tensions simples V_1, V_2, V_3 sont prises entre une des phases et le neutre

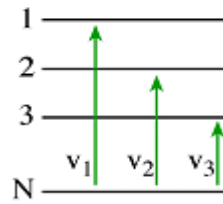
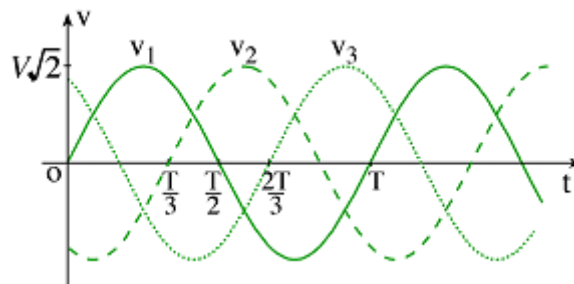


Figure (I.4) Les tensions simples

♦ Observation à l'oscilloscope

Le tracé des tensions simples est donné ci-dessous:



Figure(I.5) la forme de trois tensions simples

- Les tensions sont déphasées de $2\pi/3$ l'une par rapport à l'autre.
- Elles ont la même valeur efficace.
- Le système est équilibré.

♦ Equations temporelle

$$V_1(t) = V\sqrt{2} \sin(\omega t)$$

$$V_2(t) = V\sqrt{2} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{I.12})$$

$$V_3(t) = V\sqrt{2} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

♦ Vecteurs de Fresnel associés

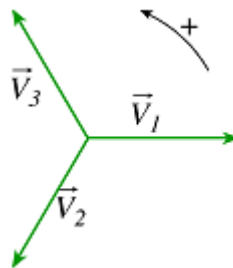


Figure (I.6) Présentation vectoriel des tensions simples

I.2.3 Tensions composées

Tensions composées u_{12}, u_{23}, u_{31} sont prises entre deux phases.

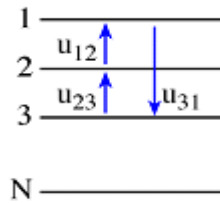


Figure (I.7) Les tensions composées

♦ Equations temporelle

L'équation temporelle de la tension composée est obtenue à partir d'équations temporelles des tensions simples

$$u_{12} = u_1 - u_2 = V\sqrt{2} \sin(\omega t) - V\sqrt{2} \sin(\omega t - 2\pi/3) \quad (\text{I.13})$$

À partir de la relation trigonométrique :

$$\sin \alpha - \sin \beta = 2 \cos \frac{\alpha + \beta}{2} \sin \frac{\alpha - \beta}{2} \quad (\text{I.14})$$

Donc

$$u_{12} = 2V\sqrt{2} \cos\left(\frac{\omega t + \omega t - 2\pi/3}{2}\right) \sin\left(\frac{\omega t - \omega t + 2\pi/3}{2}\right) \quad (\text{I.15})$$

$$u_{12} = 2V\sqrt{2} \cos(\omega t - \pi/3) \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (\text{I.16})$$

$$u_{12} = \sqrt{3}V\sqrt{2} \cos(\omega t - \pi/3) \quad (\text{I.17})$$

Sachant que:

$$V_{\max} = V\sqrt{2}$$

$$\cos \alpha = \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{2}\right)$$

$$u_{12} = \sqrt{3}V_{\max} \sin(\omega t + \pi/6) \quad (\text{I.18})$$

Les équations temporelles des tensions composées sont:

$$u_{12} = \sqrt{3}V_{\max} \sin(\omega t + \pi/6)$$

$$u_{23} = \sqrt{3}V_{\max} \sin(\omega t - \pi/2) \quad (\text{I.19})$$

$$u_{31} = \sqrt{3}V_{\max} \sin(\omega t - 7\pi/6)$$

♦ **Vecteurs de Fresnel associés**

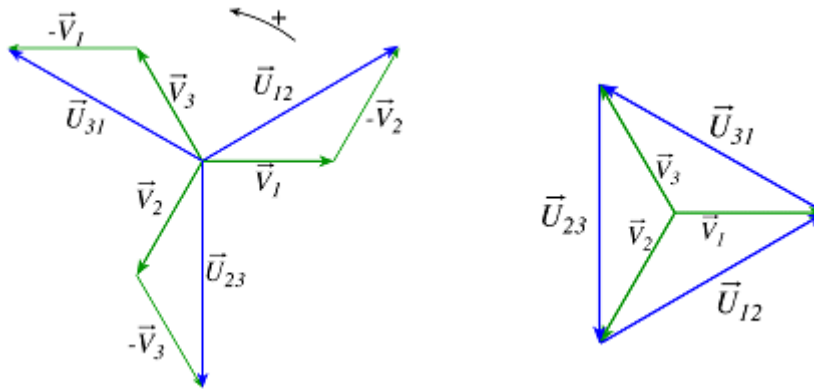


Figure (I.8) Présentation vectoriel des tensions composées

Le tracé des tensions composées est donné ci-dessous :

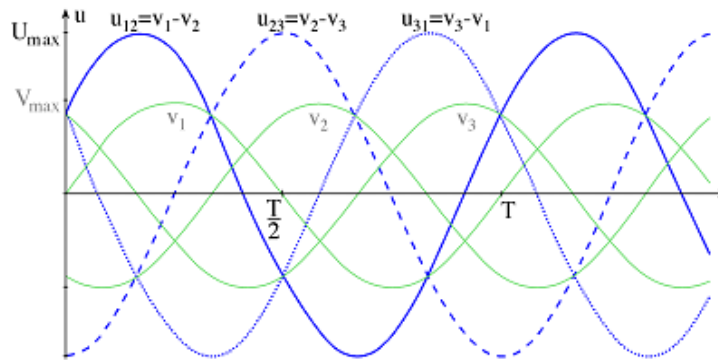


Figure (I.9) Les trois tensions composées

I.3. Récepteurs triphasés équilibrés

- ♦ **Récepteurs triphasés :** ce sont des récepteurs constitués de trois dipôles identiques, d'impédance \underline{Z} .
- ♦ **Équilibré :** car les trois éléments sont identiques.
- ♦ **Courants par phase:** ce sont les courants qui traversent les éléments \underline{Z} du récepteur triphasés. *Symbole :* j
- ♦ **Courants en ligne :** ce sont les courants qui passent dans les fils du réseau triphasé. *Symbole :* I

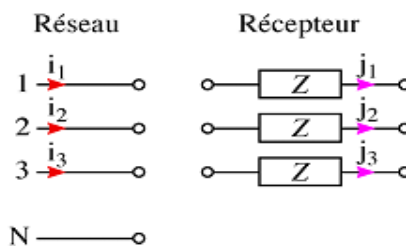


Figure (I.10) les courants de lignes et de phases

I.3.1. Couplages

I.3.1.1. Couplage en étoile

Dans un couplage en étoile, chaque dipôle est relié entre le neutre et une phase du réseau.

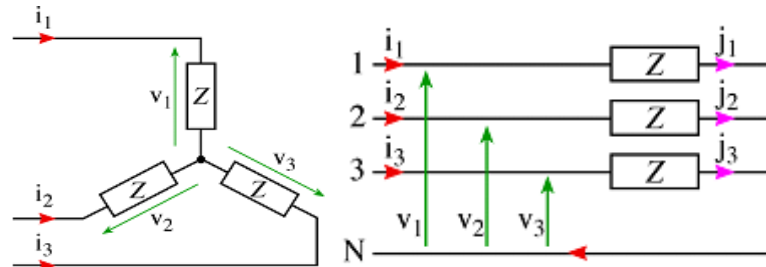


Figure (I.11) Couplage d'un récepteur triphasé en étoile

Comme il s'agit des mêmes impédances, de ce fait, $i_1 + i_2 + i_3 = 0$ donc $i_n = 0$. Le courant dans le fil neutre est nul. Le fil neutre n'est donc pas nécessaire.

Pour un système triphasé équilibré, le fil neutre ne sert à rien.

- ♦ **Relations entre les courants**

On constate sur les schémas du couplage étoile que les courants en ligne sont égaux aux courants par phase.

$$i_1 = j_1, i_2 = j_2, i_3 = j_3$$

De plus la charge et le réseau sont équilibrés, donc : $I_1 = I_2 = I_3 = I = J$

On retiendra pour le couplage étoile :

$$I = J \tag{I.20}$$

- **Les puissances**

- ♦ **Puissance active**

Pour une phase du récepteur : $P_1 = VI \cos \varphi$ avec φ le déphasage entre le courant et la tension. Pour le récepteur complet et à partir de théorème de Boucherot : $P = 3P_1 = 3VI \cos \varphi$

Finalement pour le couplage étoile :

$$P = \sqrt{3}UI \cos \varphi \tag{I.21}$$

- ♦ **Puissance réactive**

$$Q = 3Q_1 = 3VI \sin \varphi \text{ Ou } Q = 3Q_1 = \sqrt{3}UI \sin \varphi \tag{I.22}$$

- ♦ **Puissance apparente**

$$S = VI = \sqrt{3}UI \tag{I.23}$$

Avec V, I, U les valeurs efficaces

♦ **Facteur de puissance**

$$k = \cos \varphi \quad (\text{I.24})$$

♦ **Pertes par effet Joule**

Pour une phase du récepteur :

$$P_{j1} = r_1 I^2 \quad (\text{I.25})$$

Résistance vue entre deux bornes :

$$R = 2r \quad (\text{I.26})$$

Pour le récepteur complet :

$$P = 3P_{j1} = 3rI^2 = \frac{3}{2} RI^2 \quad (\text{I.27})$$

Finalement pour le couplage étoile :

$$P = \frac{3}{2} RI^2 \quad (\text{I.28})$$

I.3.1.2. Couplage en triangle

Dans un couplage en triangle, chaque dipôle est relié entre deux phases du réseau. Le neutre est inutilisé.

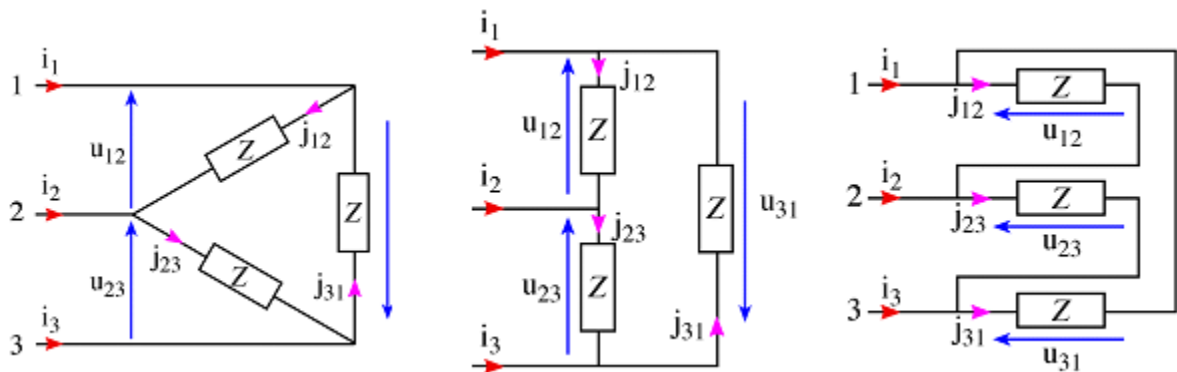


Figure (I.12) Couplage triangulaire

Les tensions appliquées aux bornes des dipôles sont les tensions composées du réseau, et les courants en ligne sont différents des courants dans les récepteurs (dipôle).

♦ **Relations entre les courants :**

D'après la figure (I.12) on a :

$$I_1 = j_{12} - j_{31}$$

$$I_2 = j_{23} - j_{12}$$

$$I_3 = j_{31} - j_{23}$$

Pour le couplage triangulaire on a :

$$I_1 = \sqrt{3} j_{12}$$

Le système triphasé est équilibré : $I_1 = I_2 = I_3 = I$ et $j_{12} = j_{23} = j_{31} = j$

$$I = \sqrt{3} j \quad (\text{I.29})$$

➤ **Puissances**

♦ **Puissance active**

Pour une phase du récepteur : $P_1 = Uj \cos \varphi$ avec φ le déphasage entre U et j

Pour le récepteur complet : $P = 3P_1 = 3Uj \cos \varphi$ de plus $j = I / \sqrt{3}$

Finalement pour le couplage triangle

$$P = \sqrt{3} UI \cos \varphi \quad (\text{I.30})$$

♦ **Puissance réactive**

$$Q = \sqrt{3} UI \sin \varphi \quad (\text{I.31})$$

♦ **Puissance apparente**

$$S = \sqrt{3} U_{eff} I_{eff} \quad (\text{I.32})$$

♦ **Facteur de puissance**

$$k = \cos \varphi \quad (\text{I.33})$$

♦ **Pertes par effet Joule**

Pour une phase du récepteur :

$$P_{j1} = r_1 j^2 \quad (\text{I.34})$$

Résistance vue entre deux bornes :

$$R = \frac{2}{3} r \quad (\text{I.35})$$

Pour le récepteur complet :

$$P = 3P_{j1} = 3rj^2 = \frac{3}{2}RI^2 \quad (I.36)$$

Finalement pour le couplage triangle :

$$P = \frac{3}{2}RI^2 \quad (I.37)$$

➤ Résumé

	Couplage étoile	Couplage triangle
Relation entre U et V	$U = V\sqrt{3}$	$U = V\sqrt{3}$
Relation entre I et J	$I = J$	$I = J\sqrt{3}$
Déphasage	$\varphi (\dot{I}, \dot{V})$	$\varphi (\dot{J}, \dot{U})$
Puissance active	$P = 3.P_1 = 3VI \cos \varphi$ $P = \sqrt{3}UI \cos \varphi$	$P = 3.P_1 = 3UJ \cos \varphi$ $P = \sqrt{3}UI \cos \varphi$
Pertes joules	$P = 3rI^2$ $P = \frac{3}{2}RI^2$	$P = 3rJ^2$ $P = \frac{3}{2}RI^2$
Résistance équivalente	$R = 2r$	$R = \frac{2}{3}r$
Puissance réactive	$Q = \sqrt{3}UI \sin \varphi$	$Q = \sqrt{3}UI \sin \varphi$
Puissance apparente	$S = \sqrt{3}UI$	$S = \sqrt{3}UI$
Facteur de puissance	$k = \cos \varphi$	$k = \cos \varphi$

I.4. Circuits magnétiques

I.4.1. Définition du circuit magnétique

Un circuit magnétique est le volume où se referment toutes les lignes de force d'un champ magnétique. Dans tous les domaines où on aura à utiliser des phénomènes magnétiques (par exemple : machines, appareils de mesure), on sera amené à canaliser les lignes de force dans un circuit bon conducteur du flux magnétique. Ce circuit sera constitué par des matériaux dits ferromagnétiques et en particulier par du fer.

On obtient un champ magnétique grâce à des aimants permanents ou bien des circuits électriques parcourus par des courants, la figure suivante représente un circuit magnétique.

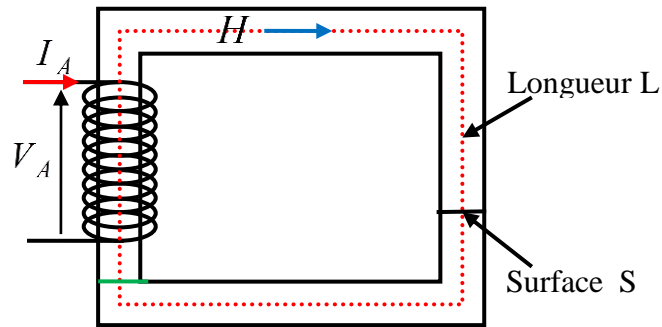


Figure (I.13) Circuit magnétique

I.4.2 Force magnétomotrice F.m.m

La circulation d'un courant dans une bobine engendre une force dite la force magnétomotrice donc par définition la force magnétomotrice est égale à $N \cdot I$, avec N est le nombre de spires et I est le courant traversant les spires

$$F_{mm} = NI \quad (I.38)$$

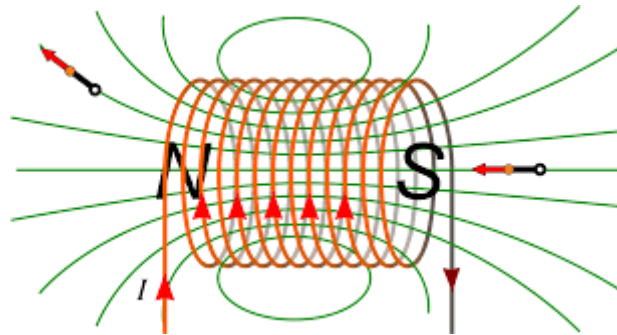


Figure (I.14) Représente une bobine parcourue par un courant

Remarque

La force magnétomotrice tout dépend de la nature du courant qui traversant la bobine.

I.4.3 Champs magnétique et induction magnétique

Le champ magnétique (symbole H) en un point est la force magnétomotrice exercée par unité de longueur.

$$H = \frac{NI}{L} \quad (I.39)$$

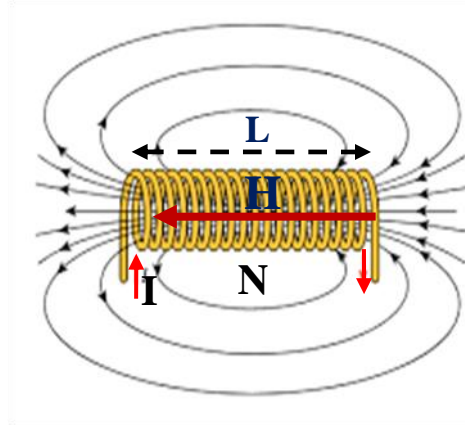


Figure (I.15) Champs magnétiques dans une bobine à N spires et parcourue par un courant.

I.7.4 Densité de flux

À tout instant du temps pour un champ H donné, la densité des lignes des champs, appelée densité de flux B (son unité est Tesla [T]) dépend de la perméabilité μ du matériau sur lequel ce champ H agit, donc la densité du flux B dans un matériau magnétique est donnée par la relation suivante :

$$B = \mu_0 \mu_r H \quad (\text{I.40})$$

Où B : Densité de flux, en Teslas [T]

H : Champ magnétique [A/m]

μ_r : Perméabilité relative du matériau

μ_0 : Perméabilité du vide $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$

Remarque

Réellement, dans un circuit magnétique, le champ magnétique H qui donne naissance le flux ϕ

Si l'on connaît le flux qui traverse une surface perpendiculaire à la direction du flux on peut évaluer la densité de flux. Par définition, la densité de flux B traversant une surface S est donnée par la formule :

$$B = \frac{\phi}{S} \quad (\text{I.41})$$

Où B : Densité de flux, en Teslas [T]

ϕ : Flux traversant la surface, en webers [Wb]

S : Surface en mètre carré [m^2]

Pour retenir une relation plus pratique entre le flux et le courant qui le crée, on a :

$$B = \frac{\phi}{S} = \mu_0 \mu_r H \quad \text{avec } H = \frac{NI}{L} \tag{I.42}$$

$$\frac{\phi}{S} = \mu_0 \mu_r \frac{NI}{L} \Rightarrow NI = \underbrace{\frac{L}{\mu_0 \mu_r S}}_{\mathfrak{R}} \phi \tag{I.43}$$

La grandeur \mathfrak{R} appelée Réductance du noyau magnétique.

La relation suivante appelée la relation de d’Hopkinson

$$NI = \mathfrak{R}\phi \quad \text{Avec } \mathfrak{R} = \frac{L}{\mu_0 \mu_r S} \tag{I.44}$$

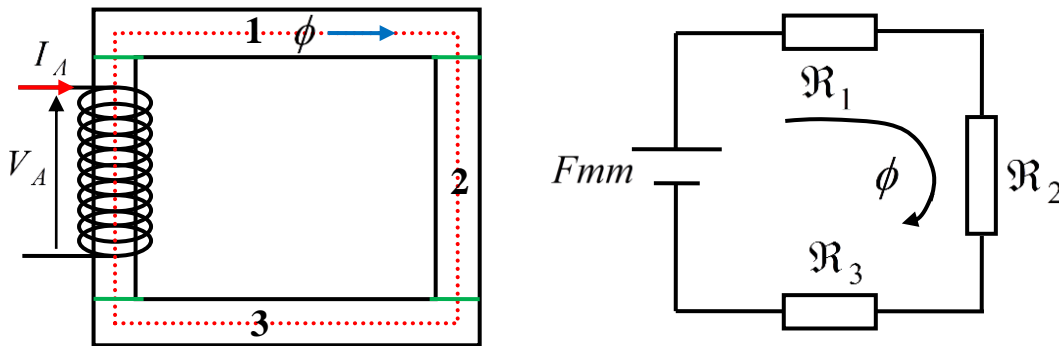


Figure (I.16) Circuit magnétique avec la notion de d’Hopkinson

I.7.5 Analogie avec les circuits électriques

L’utilisation de la notion de réductance permet de dresser une analogie entre les relations des circuits magnétiques et les relations des circuits électriques. On résume les caractéristiques de cette analogie sur le tableau suivant :

Circuit électrique	Circuit magnétique
U : Force électromotrice Fem	$N \cdot I$: Force magnétomotrice Fmm
R : Résistance	\mathfrak{R} : Réductance
Loi d’ohm : $U = R \cdot I$	Loi d’hopkinson : $N \cdot I = \mathfrak{R} \cdot \phi$
Association des résistances	Association des résistances
Série : $R = R_1 + R_2$	Série : $\mathfrak{R} = \mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2$
Parallèle : $R = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$	Parallèle : $\mathfrak{R} = \frac{\mathfrak{R}_1 \cdot \mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2}$

I.7.7 Circuits magnétiques en régime alternatif sinusoïdal

En régime alternatif sinusoïdal, la relation entre la tension aux bornes du bobinage enroulé sur un circuit magnétique et le flux qui le parcourt est la loi de Lenz. Il apparaît alors une relation directe entre l'induction maximale (la valeur maximale de l'induction sinusoïdale) et la valeur efficace de la tension aux bornes du bobinage.

On résume ces considérations, très importantes pour l'étude et la réalisation des circuits magnétiques, autour de la figure (I.17).

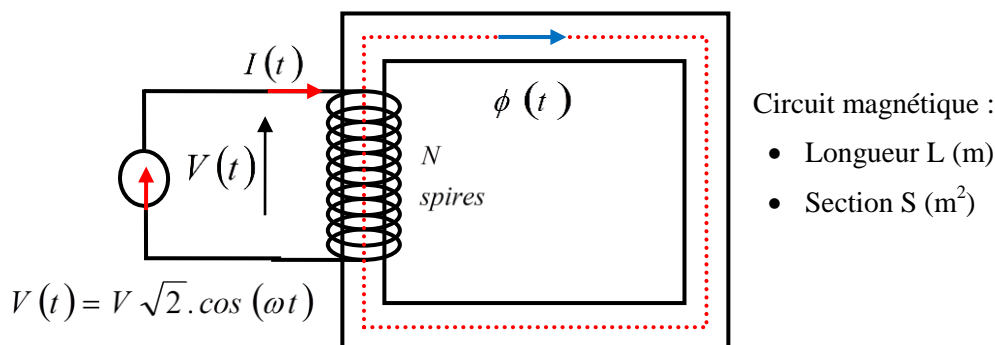


Figure (I.17) Circuit magnétique a courant alternatif

♦ Loi de Lenz

Soit une bobine entourant un flux qui varie sinusoïdalement à une fréquence f , atteignant périodiquement des crêtes positives et négatives de valeur ϕ_{\max} . Ce flux alternatif induit entre les bornes de la bobine une tension alternative d'une valeur efficace proportionnelle au nombre des spires de la bobine le taux de variation du flux (la fréquence) et sa valeur maximale:

$$\begin{aligned}
 -N \frac{d\phi}{dt} &= v(t) \\
 -\frac{d\phi}{dt} &= \frac{V \sqrt{2}}{N} \cos(\omega t) \\
 \int \frac{d\phi}{dt} dt &= \int -\frac{V \sqrt{2}}{N} \cos(\omega t) dt
 \end{aligned} \tag{I.45}$$

$$\phi(t) = \frac{V \sqrt{2}}{N\omega} \sin(\omega t + \pi)$$

$$V_{eff} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} N f \phi_{\max}$$

$$V_{eff} = 4,44 N f \phi_{\max} \tag{I.46}$$

Chapitre II

Transformateurs

II.1 Introduction

Le transformateur est un appareil électrique très simple, mais il n'en constitue pas moins l'un des plus utiles. Le transformateur permet de modifier la tension et le courant dans un circuit. Grâce à lui, l'énergie électrique peut être transportée à grande distance de façon économique et distribuée dans les usines et les maisons.

L'étude du transformateur nous aidera également à comprendre le fonctionnement d'un grand nombre de machines telles que moteur d'induction, alternateur, etc., car ces machines utilisent aussi le principe de l'induction électromagnétique. C'est pourquoi nous recommandons au lecteur de porter une attention particulière à ce chapitre.

II.2 Définition

Un transformateur est un convertisseur statique d'énergie électrique réversible, qui modifie la puissance électrique alternative à un niveau de tension en puissance électrique alternative à un autre niveau de tension par l'action d'un champ magnétique. Il se compose de deux ou plusieurs bobines de fil enroulé autour d'un corps ferromagnétique commun. Ces bobines ne sont (généralement) pas directement connectées. La seule connexion entre les bobines est le flux magnétique créé par les bobines, le rôle d'un transformateur est en général, de modifier la valeur efficace d'une tension sans en changer ni la forme (sinusoïdale), ni la fréquence.

II.3. Constitution

Le transformateur monophasé est constitué par :

- Un circuit magnétique fermé, de grande perméabilité et feuilleté (constitué par des tôles de 0.2 à 0.3mm d'épaisseur).
- Un enroulement primaire possédant N_1 spires, relié à la source alternative et se comporte comme un récepteur
- Un ou plusieurs enroulements secondaires possédant N_2 spires, il alimente une charge, on lui adopte la convention génératrice

Les enroulements primaires et secondaires sont isolés électriquement mais ils sont couplés magnétiquement

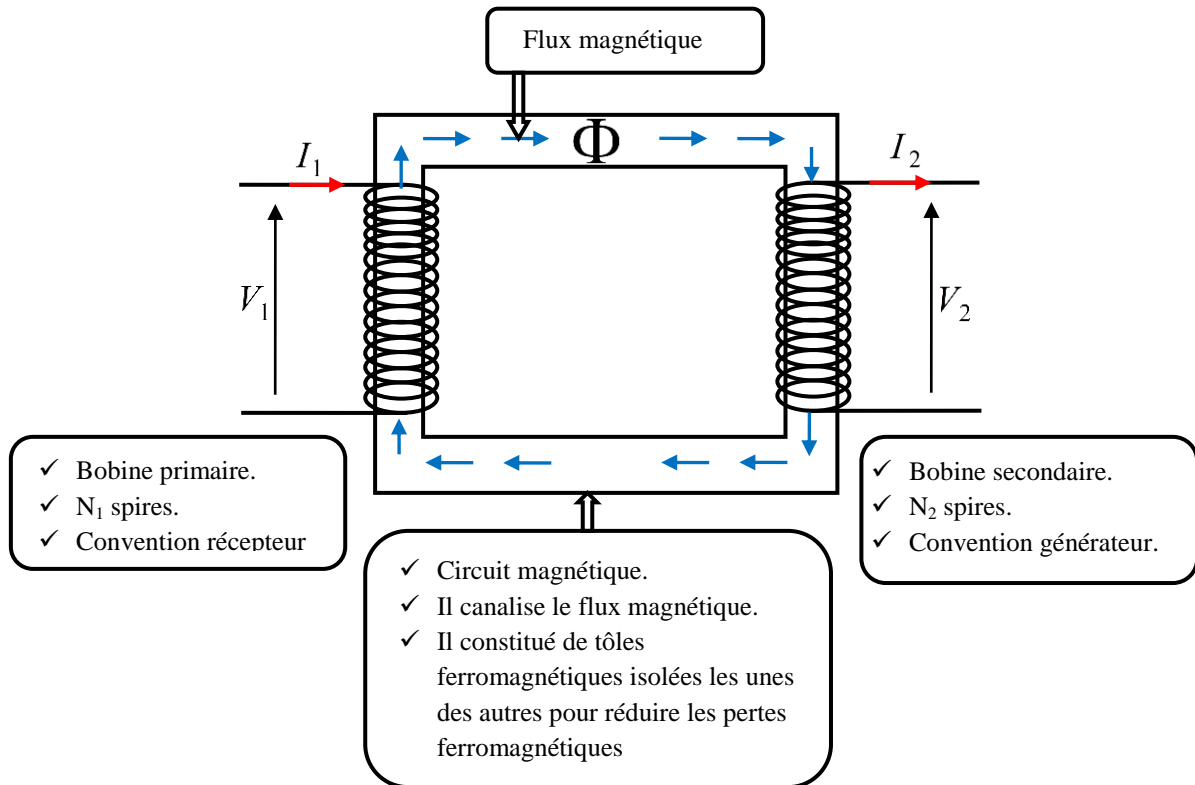


Figure (II.1) Transformateur monophasé

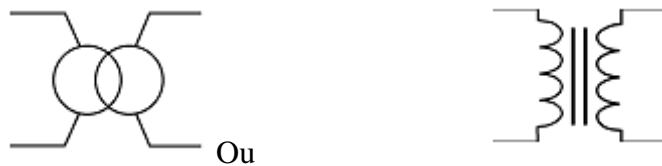
II.4 Principe de fonctionnement

Cette machine est basée sur la loi d’induction électromagnétique (loi de Faraday). En effet, la tension alternative au primaire va créer un flux magnétique alternatif qui traversant l’enroulement secondaire produira une f.e.m induite.

Loi de Faraday : une variation de flux à travers une spire crée une f.é.m. e . Inversement

une f.é.m dans une spire crée une variation de flux à travers celle-ci.
$$e = - \frac{d\phi}{dt}$$

Symbole



Ou

II.5 Transformateur idéal

II.5.1 Hypothèses

- ♦ Les pertes fer et les pertes joule sont nulles
- ♦ Les fuites magnétiques sont négligeables
- ♦ La reluctance du circuit magnétique est nulle

Par définition, un transformateur idéal n'a aucune perte et son noyau est infiniment perméable. De plus, le couplage entre le primaire et le secondaire est parfait. Par conséquent, un transformateur idéal n'a aucun flux de fuite.

II.5.2 Transformateur idéal à vide : rapport de transformation

La figure (II.2) montre un transformateur idéal dont le primaire et le secondaire possèdent respectivement N_1 et N_2 spires. Le primaire est raccordé à une source V_g , et le secondaire est ouvert. Les tensions induites ont respectivement V_1 et V_2 volts. Le flux ϕ_{max} créée par le primaire est accroché **complètement** par le secondaire. Comme sa valeur crête est ϕ_{max} , on peut écrire les équations suivantes

$$V_1 = V_g \quad (\text{II.1})$$

$$V_1 = 4,44 f N_1 \phi_{max} \quad (\text{II.2})$$

$$V_2 = 4,44 f N_2 \phi_{max} \quad (\text{II.3})$$

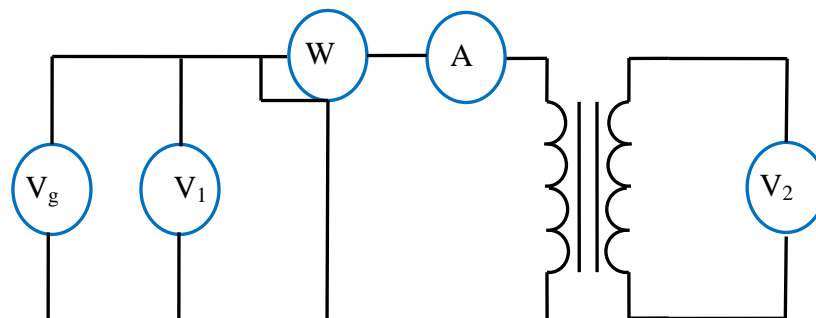


Figure (II.2) Transformateur idéal à vide

En divisant l'équation (II.2) sur (II.3), on obtient l'expression du rapport de transformation :

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (\text{II.4})$$

Où

V_1 Tension au primaire

V_2 Tension induit au secondaire

N_1 Nombre de spires du primaire

N_2 Nombre de spires du secondaire

II.5.3 Transformateur idéal en charge, rapport des courants

Raccordant une charge Z au secondaire d'un transformateur idéal un courant I_2 circulera immédiatement. Ce courant est donné par :

$$I_2 = \frac{V_2}{Z} \quad (\text{II.5})$$

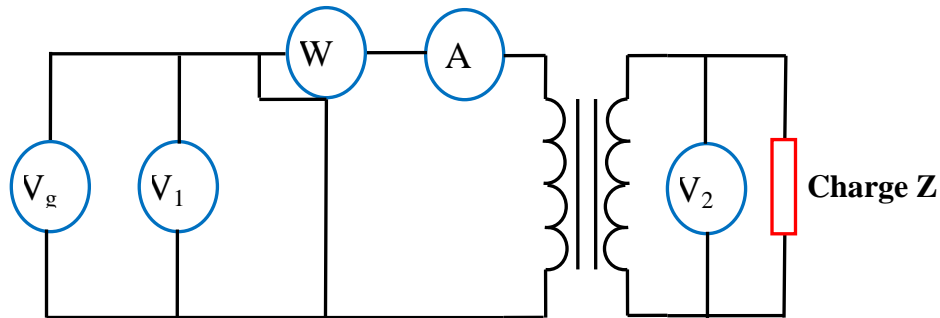


Figure (II.3) Transformateur idéal en charge

D'après la loi d'Hopkinson appliquée au schéma de la figure (II.3), pour une instante « t » on aura :

$$N_1 I_1 - N_2 I_2 = 0 \quad (\text{II.6})$$

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{I_2}{I_1} = m \quad (\text{II.7})$$

Où

I_1 = Courant primaire [A]

I_2 = Courant secondaire [A]

N_1 = Nombre de spires au primaire

N_2 = Nombre de spires au secondaire

On a :

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{I_2}{I_1} = m \quad (\text{II.8})$$

On constate que le rapport des courants est l'inverse de celui des tensions. Autrement dit, ce que gagne en tension on le perd en courant et vice versa.

$$V_1 I_1 = V_2 I_2 \text{ Donc } S_1 = S_2 \quad (\text{II.9})$$

$$S_1 = P_1 + jQ_1 \quad (\text{II.10})$$

$$S_2 = P_2 + jQ_2 \quad (\text{II.11})$$

On déduire que :

$$\begin{aligned} P_1 &= P_2 \\ Q_1 &= Q_2 \end{aligned} \quad (\text{II.12})$$

Remarque :

La puissance apparente absorbée au primaire est donc égale à la puissance apparente débitée par le secondaire. Il s'ensuit que les puissances sont exactement égales à celles absorbées par le primaire.

II.6 Transformateur monophasé réel

Nous venons d'étudier les propriétés du transformateur idéal. Cependant, en pratique, les transformateurs réels ne sont pas parfaits et notre analyse doit en tenir compte. Ainsi les enroulements d'un transformateur réel possèdent une résistance, et le noyau n'est pas infiniment perméable. De plus, le flux crée par le primaire n'est pas complètement accroché par le secondaire de sorte qu'il faut tenir compte des flux de fuite. Enfin, les pertes dans le fer contribuent à l'échauffement du transformateur et diminuent son rendement.

II.6.1 Transformateur idéal comportant un noyau réel

Le noyau d'un transformateur idéal est parfaitement perméable et ne présente aucune perte. Qu'arrive-t-il si on le remplace par un autre ayant des pertes par hystérésis et par courant de Foucault et dont la perméabilité n'est pas infinie ? Ces imperfections peuvent être représentées au moyen d'une résistance R_m et d'une réactance X_m branchées en parallèle avec le primaire d'un transformateur idéal

- * La résistance R_m représente les pertes dans le fer et la chaleur qu'elles dégagent.
- * La réactance magnétisante X_m est un indice de la perméabilité du noyau.
- * Pour créer le flux dans un noyau imparfait, on a besoin d'un courant. Ce courant s'appelle *courant d'excitation*.

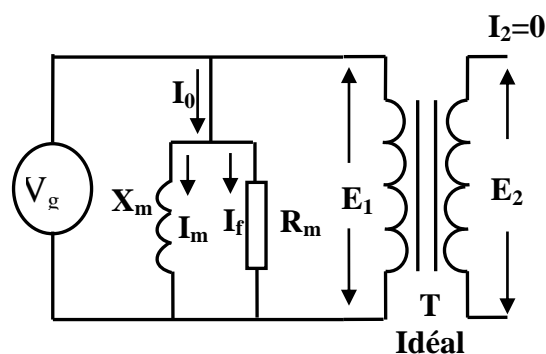


Figure (II.6) Transformateur idéal avec un circuit magnétique réel

II.6.2 Transformateur à couplage imparfait entre le primaire et le secondaire

Supposons maintenant que le couplage entre le primaire et le secondaire soit imparfait. Si le transformateur fonctionné en charge on a une série d'événements :

1- Des courants I_1 et I_2 commencent à circuler dans les enroulements primaire et secondaire. Ils sont reliés par $\frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1}$

2- La FMM $N_1 I_1$ produit un flux total ϕ_1 . Comme le couplage est imparfait, seulement une partie ϕ_{m1} de ce flux est accrochée par le secondaire, alors que l'autre partie ϕ_{f1} ne l'est pas. Le flux s'appelle *flux de fuite de primaire*.

3- La FMM $N_2 I_2$ produit un flux total ϕ_2 . Comme le couplage est imparfait, seulement une partie ϕ_{m2} de ce flux est accrochée par le primaire, alors que l'autre partie ϕ_{f2} ne l'est pas. Le flux ϕ_{f2} s'appelle *flux de fuite de secondaire*.

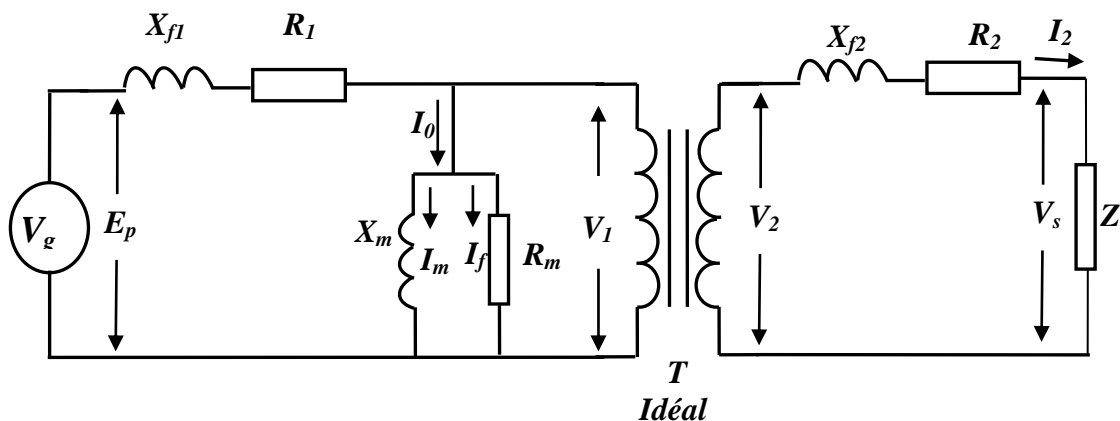


Figure (II.7) Circuit équivalent d'un transformateur réel.

R_m Résistance de circuit magnétique $[\Omega]$.

X_m Réactance de circuit magnétisante $[\Omega]$.

I_0 Courant d'excitation.

X_{f1}, X_{f2} Réactances de fuite de primaire et de secondaire.

R_1, R_2 Résistances des enroulements de primaire et de secondaire.

II.7 Transformateur monophasé dans l'approximation de Kapp

II.7.1. Hypothèses

L'hypothèse de Kapp consiste à négliger le courant I_0 devant le courant I_1

II.7.2. Schéma équivalent

Ne pas tenir compte de I_0 , revient à débrancher l'impédance magnétisante (R_m/X_m), le schéma équivalent devient :

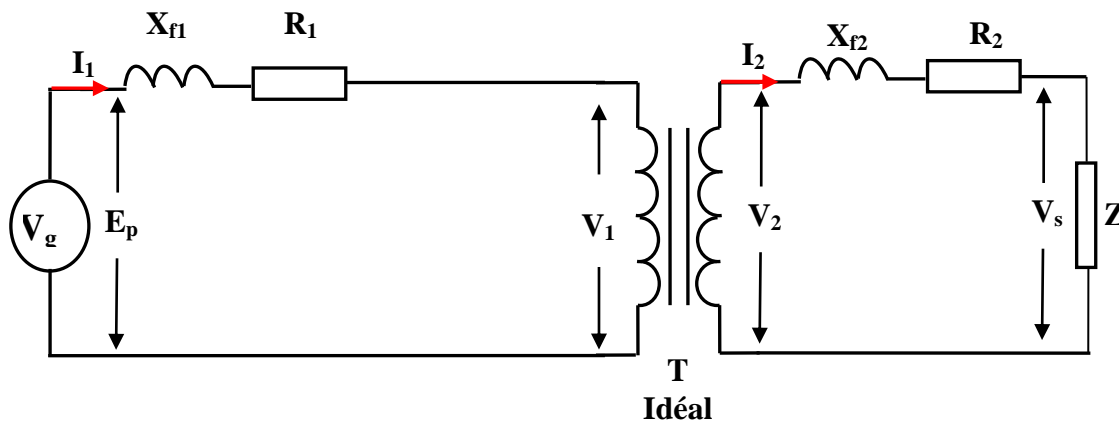


Figure (II.8) Circuit équivalent du transformateur dans les hypothèses de KAPP

II.8 Déplacement des impédances du secondaire au primaire et vice versa

II.8.1 Rapport d'impédance

Au secondaire on a :

$$Z_s = \frac{V_2}{I_2} \quad (\text{II.13})$$

Au primaire on a

$$Z_p = \frac{V_1}{I_1} \text{ avec } V_1 = mV_2 \text{ et } I_1 = \frac{I_2}{m} \quad (\text{II.14})$$

Par la substitution des équations on obtient

$$Z_p = \frac{mV_2}{I_2/m} = m^2 \frac{V_2}{I_2} \quad (\text{II.15})$$

$$\text{Donc } Z_p = m^2 Z_s \quad (\text{II.16})$$

Cette expression révèle que l'impédance Z_s vue par la source est m^2 fois l'impédance réelle.

Remarque

Le rapport de transformation dans ce cas est $\frac{N_2}{N_1} = \frac{V_2}{V_1}$ donc l'impédance équivalente du

circuit ramené au secondaire $Z_s = m^2 Z_p$.

• **Déplacement des impédances de secondaire au primaire:**

La figure (II.9) résume le déplacement des impédances de secondaire vers le primaire.

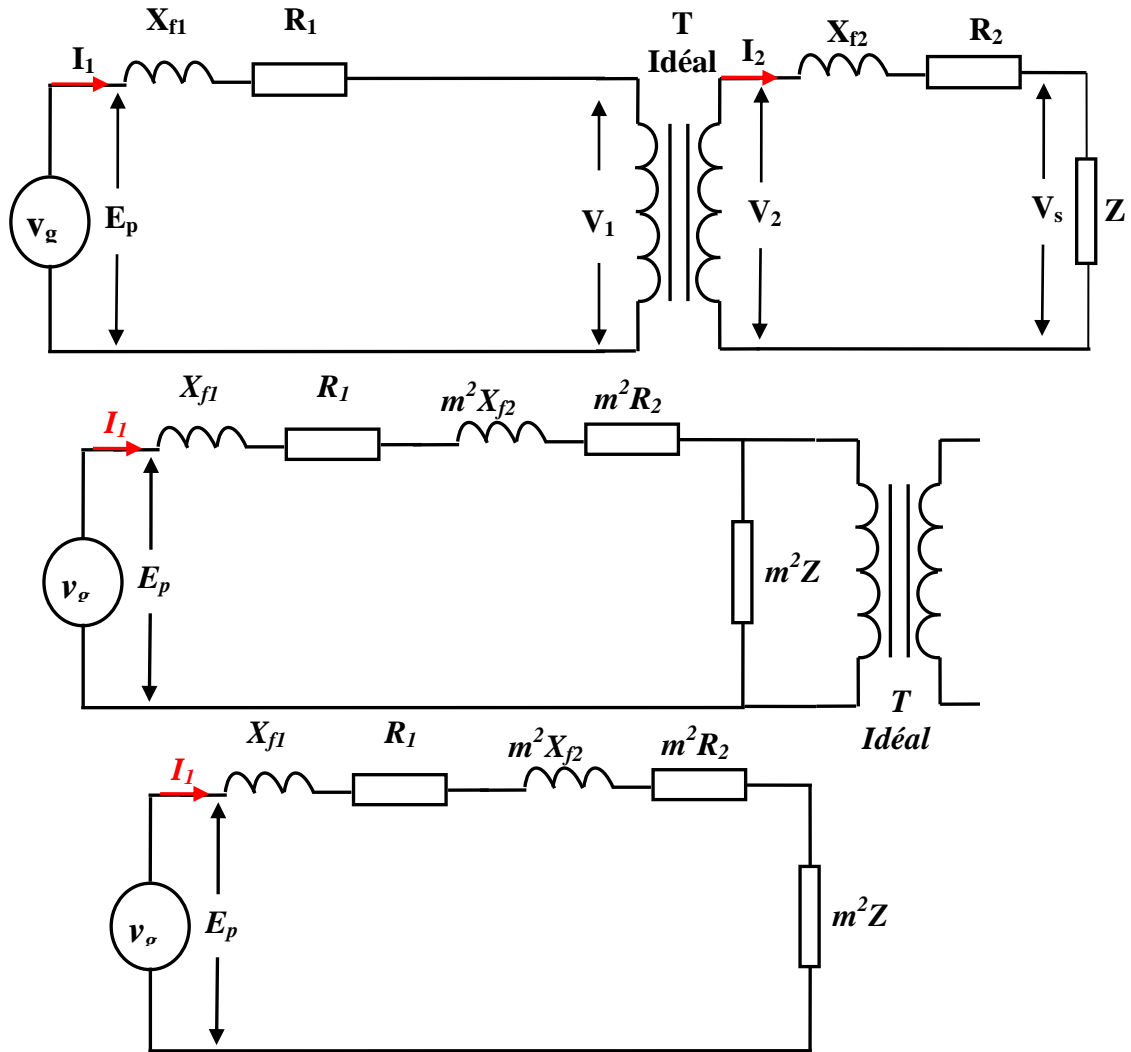


Figure (II.9) Les étapes de déplacement des impédances de secondaire au primaire

• Déplacement des impédances de primaire au secondaire

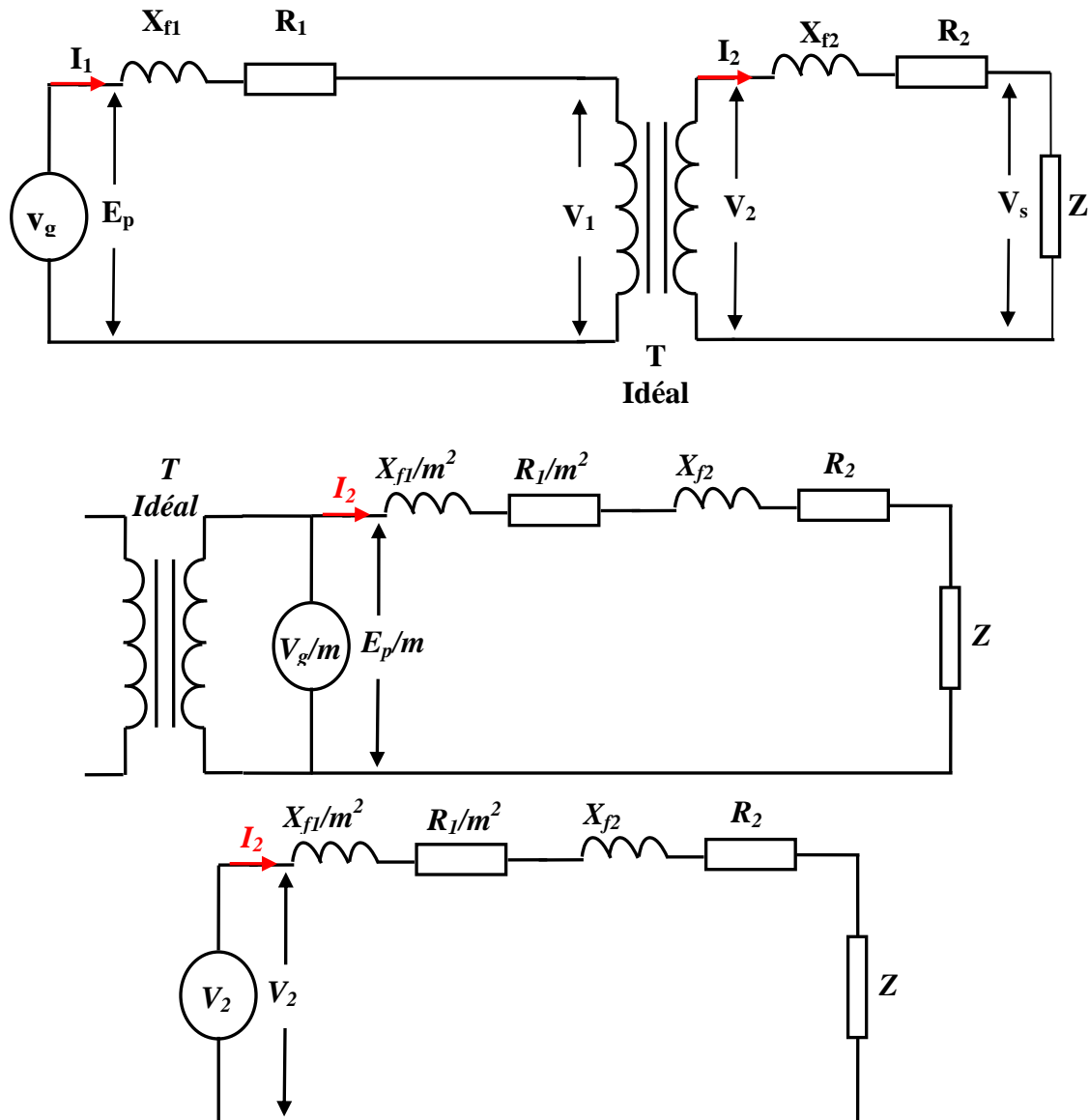


Figure (II.10) Les étapes de déplacement des impédances de primaire au secondaire

Remarque

- Règle 1 : on peut transférer(ou ramener) une impédance, située initialement au secondaire, vers le primaire. En la multipliant par m^2
- Règle 2: on peut transférer (ou ramener) une impédance, située initialement au primaire, vers le secondaire. En la divisant par m^2

II.9 Détermination des éléments du schéma équivalent

Le circuit équivalent du transformateur présenté à la figure (II.7) est très général, de sorte qu'il peut représenter le comportement du transformateur pour toutes les conditions de charge. En pratique, selon que le transformateur fonctionne à vide ou en charge, on peut négliger certains éléments, ce qui simplifie énormément les calculs.

➤ Essai à vide

Cet essai consiste à alimenter l'enroulement primaire par sa tension nominale et on mesure la tension à vide au secondaire, le courant et la puissance à vide absorbés par le primaire comme le montre la figure suivante :

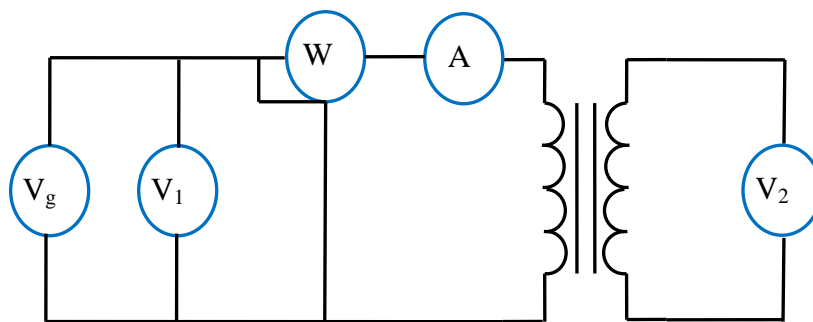


Figure (II.11) Essai à vide

1. Le courant d'excitation I_0 est très petit
2. La puissance apparente absorbé par le noyau $S = E_{10} \times I_0$
3. La puissance réactive absorbée par le noyau $Q_m = \sqrt{S_m^2 - P_m^2}$

Dans ce cas on peut déterminer pratiquement :

1. Le rapport de transformation $m = \frac{V_{10}}{V_{20}}$
2. La résistance de circuit magnétique $R_m = \frac{V_{10}^2}{P_{10}}$
3. La réactance de circuit magnétique $X_m = \frac{E_{10}^2}{Q_{10}}$

➤ Essai en court-circuit.

On applique au primaire une tension réduite U_{1cc} , on augmente progressivement U_{1cc} depuis 0 jusqu'à avoir $I_{2cc} = I_{2n}$. On mesure alors V_c , I_c et la puissance active P_c figure (II.12)

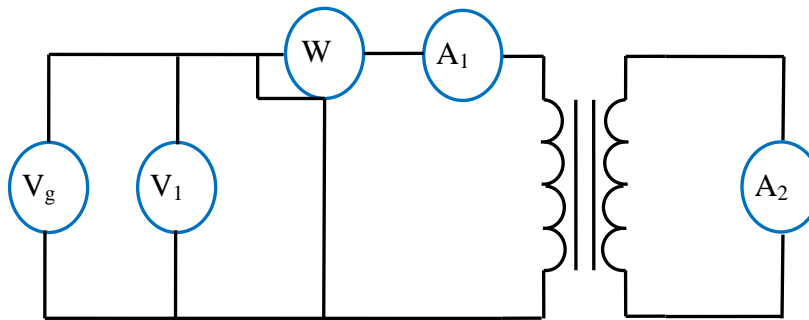


Figure (II.12) Essai en court-circuit

Dans ce cas on peut déterminer pratiquement :

1. L'impédance totale du transformateur rapportée au primaire $Z_p = \frac{E_c}{I_c}$
2. La résistance totale du transformateur rapportée au primaire $R_p = \frac{P_c}{I_c^2}$
3. Réactance de fuite totale du transformateur rapportée au primaire $X_p = \sqrt{Z_p^2 - R_p^2}$
4. On peut aussi déterminer la valeur de R_p en mesurant les résistances R_1 et R_2 des enroulements primaire et secondaire. On a alors $R_p = R_1 + m^2 R_2$

II.10 Chute de tension

Pour déterminer la chute de tension ΔV_2 , on peut se servir de l'une des deux méthodes suivantes :

1. Solution algébrique

La tension secondaire V_2 en charge est différente de la tension secondaire à vide V_{20} .

Par définition la chute de tension notée ΔV_2 est la différence entre valeurs efficaces de la tension V_{20} à vide et la tension en charge V_2 :

$$\Delta V_2 = V_{20} - V_2 \quad (\text{II.17})$$

Elle dépend du courant I_2 et de déphasage φ_2 et peut être négative (surtension $V_2 > V_{20}$).

Généralement la chute de tension est donnée par sa valeur relative :

$$\varepsilon \% = \frac{\Delta V_2}{V_{20}} \cdot 100 \quad (\text{II.18})$$

2. Solution graphique

La figure suivante représente le schéma équivalent d'un transformateur ramené au secondaire

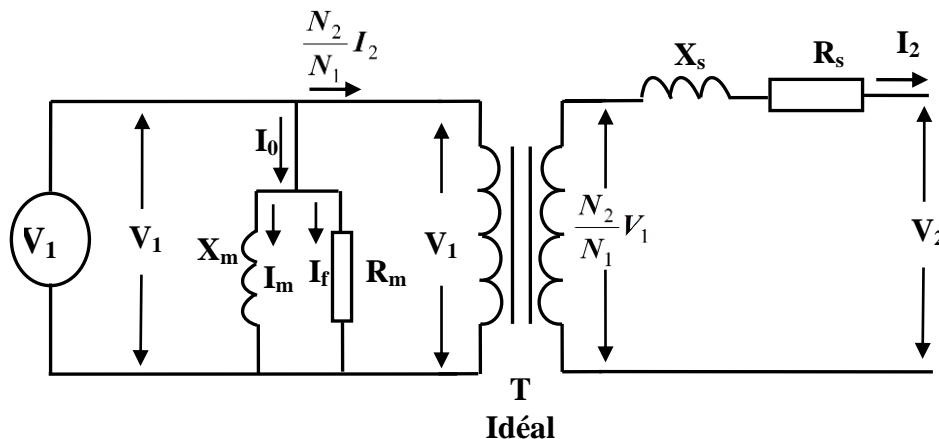


Figure (II.13) Circuit d'un transformateur réel. Le rectangle « T » représente un transformateur idéal

À partir du schéma équivalent, et par l'application de la loi de maille au secondaire on obtient l'équation suivante :

$$\frac{N_2}{N_1} V_1 = V_2 + (R_s + jL_s \omega) I_2 \tag{II.19}$$

Supposons que le transformateur débite le courant I_2 sous la tension V_2 dans un dipôle qui impose le déphasage φ_2 , R_s la résistance équivalente du circuit ramené au secondaire et $jL_s \omega$ l'impédance équivalente du circuit ramené au secondaire. On peut construire les vecteurs de Fresnel associés aux tensions (diagramme de Kapp) :

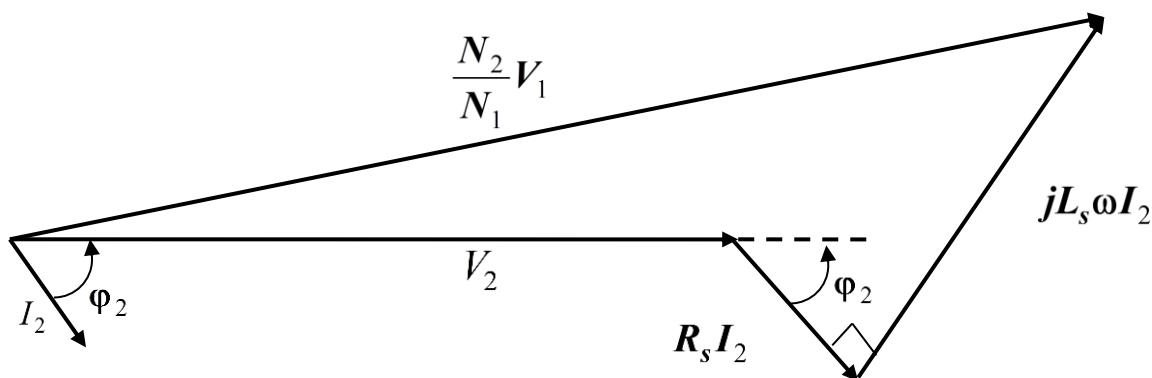


Figure (II.14) Diagramme de Fresnel

On voit que, en général, V_2 sera différente de $\frac{N_2}{N_1} V_1$ est dépendra de I_2 et de φ_2 .

A vide, $I_2 = 0$, on aura une tension :

$$V_2 = V_{20} = \frac{N_2}{N_1} V_1 \quad (\text{II.20})$$

On appelle chute de tension la quantité :

$$\Delta V_2 = |V_{20}| - |V_2| \quad (\text{II.21})$$

Attention

n'est pas la tension aux bornes de R_s et L_s ΔV_2

Le diagramme de Kapp permet de déterminer graphiquement cette chute de tension. En réalité, $R_s I_2$ et $L_s \omega I_2$ sont faibles devant V_2 et on peut souvent utiliser une relation simplifiée :

On peut matérialiser ΔV_2 sur le diagramme en traçant le cercle de rayon V_{20} , centré en O :

$$\Delta V_2 = ac$$

Si $R_s I_2 \ll V_2$ et $L_s \omega I_2 \ll V_2$, on peut considérer que le rayon du cercle est très grand et confondre la projection ab avec ΔV_2 .

On a alors : $\Delta V_2 \simeq ad + db$

$$\Delta V_2 \simeq R_s I_2 \cos \varphi_2 + L_s \omega I_2 \sin \varphi_2 \quad (\text{II.22})$$

$$\Delta V_2 = I_2 (R_s \cdot \cos(\varphi_2) + X_s \cdot \sin(\varphi_2)) \quad (\text{II.23})$$

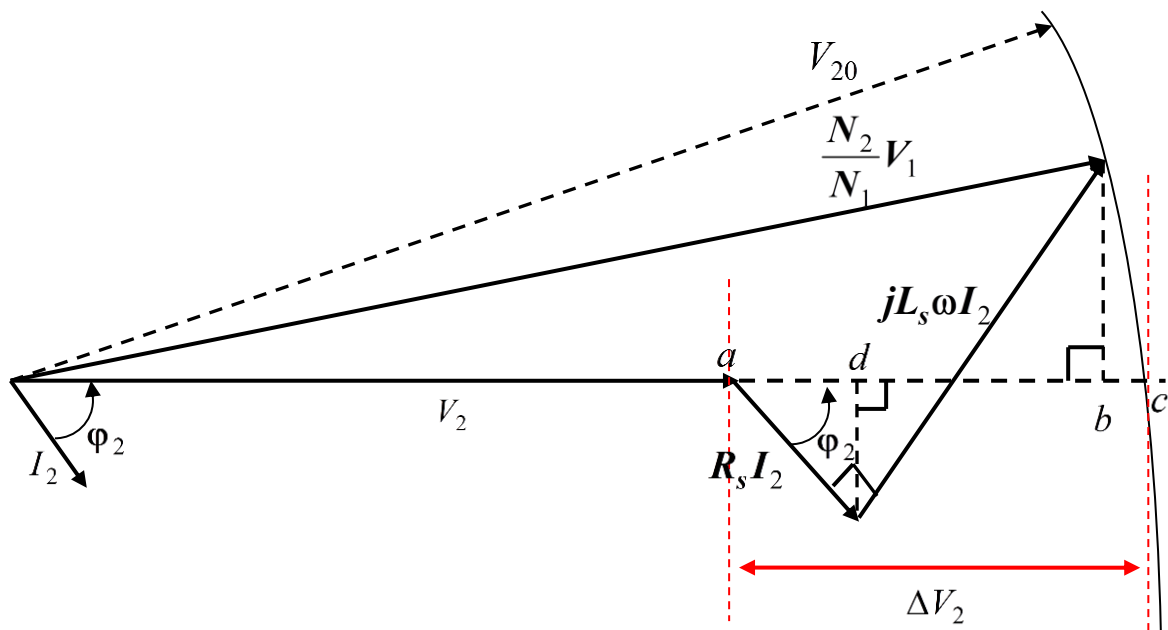
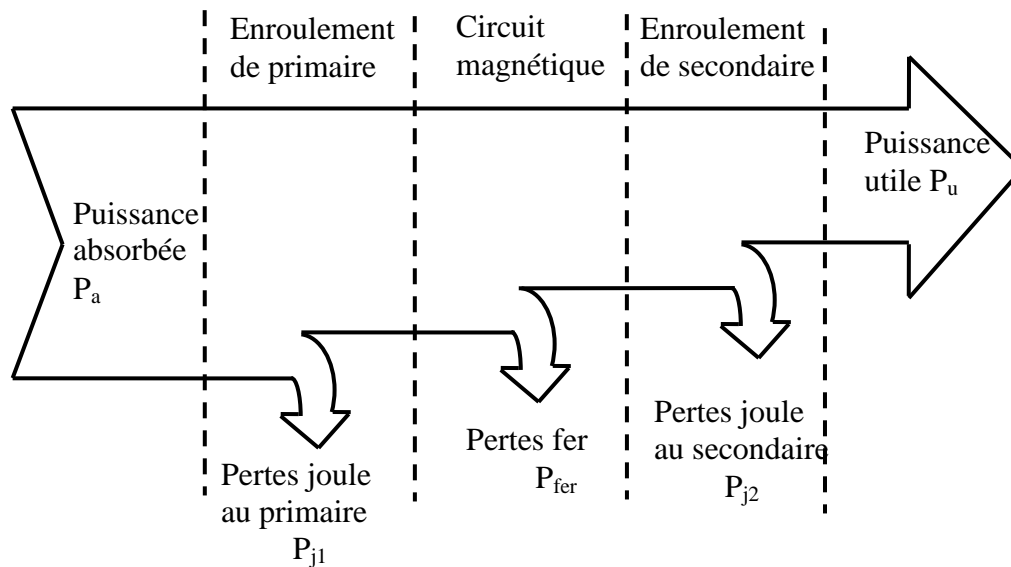


Figure (II.15) Diagramme de Fresnel pour le calcul de la chute de tension

II.11. Rendement du transformateur

II.11.1 Bilan des puissances

Le bilan de puissance d'un transformateur monophasé est le suivant :



La puissance absorbée par le primaire est :

$$P_1 = U_1 I_1 \cos(\varphi_1) = P_2 + \sum \text{pertes} \quad (\text{II.24})$$

La puissance utile est

$$P_2 = U_2 I_2 \cos(\varphi_2) = P_1 - \sum \text{pertes} \quad (\text{II.25})$$

Les pertes par effet joule totales sont

$$P_j = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2 = R_p I_1^2 = R_s I_2^2 \quad (\text{II.26})$$

Les pertes fer sont

$$P_{fer} \approx P_0 \quad (\text{II.27})$$

P_0 : La puissance absorbée dans l'essai à vide

Le rendement d'un transformateur monophasé est la suivant :

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \quad (\text{II.28})$$

Il peut être déterminé pratiquement à l'aide des deux wattmètres pour les faibles puissances, cependant, pour les grandes puissances on utilise généralement la méthode des pertes séparées

La relation utilisée est la suivante :

$$\eta = \frac{U_2 I_2 \cos(\varphi_2)}{U_2 I_2 \cos(\varphi_2) + \sum \text{pertes}} \quad (\text{II.29})$$

II.12 Transformateur triphasé

II.12.1 Intérêt

La production de l'énergie électrique et son transport se fait généralement en triphasé, par ailleurs, on démontre facilement que le transport de l'énergie en haute tension est plus économique d'où la nécessité d'employer des transformateurs éleveurs à la sortie de centrale de production et abaisseur tout proche des centres de consommation.

En effet pour modifier la tension d'un système triphasé on peut choisir d'utiliser :

- Soit trois transformateurs monophasés identiques

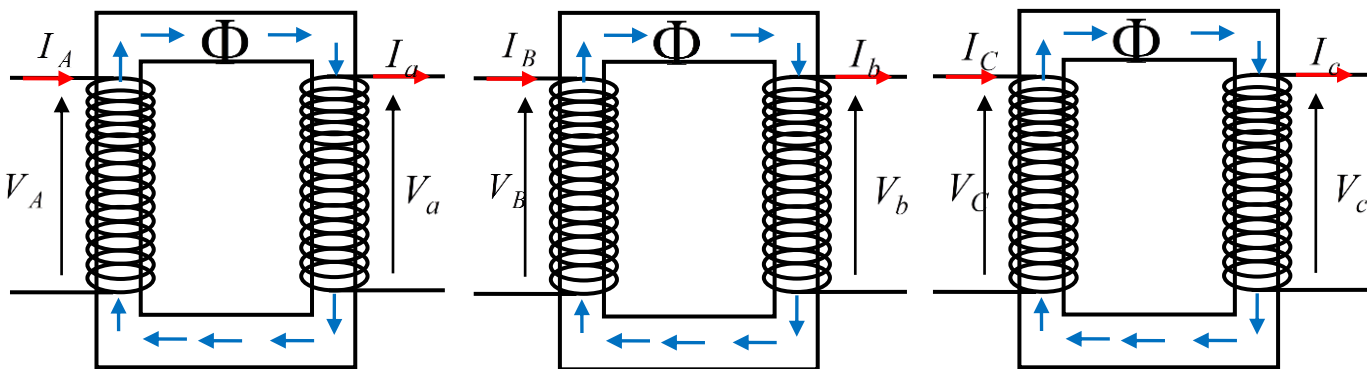


Figure (II.16): Trois transformateurs monophasés identiques

- Soit un seul transformateur triphasé (La solution la plus économique)

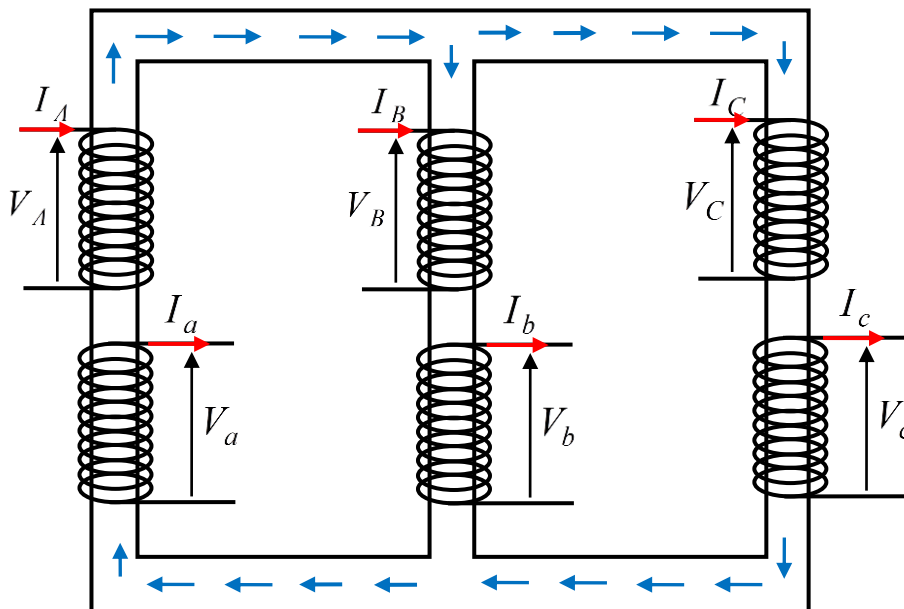


Figure (II.17) Transformateur triphasé.

Remarque

On convient de repérer les bornes comme suit :

- Enroulements primaires par des lettres majuscules (A.B.C)
- Enroulements secondaires par des lettres minuscules (a.b.c)
- Les bornes désignées par la même lettre sont dites « Homologues »

II.12.2 Constitution du transformateur triphasé

Le circuit magnétique est formé de trois noyaux fermés par 2 culasses. Il est fabriqué en tôles Magnétiques feuilletées, chaque noyau porte :

- Un enroulement primaire
- Un ou plusieurs enroulements secondaires.

Remarque :

L'enroulement primaire à N_1 spires et l'enroulement secondaire à N_2 spires étant bobinés dans le même sens et traversés par le même flux, les tensions V_A et V_a sont En phase.

II.12.3 Mode de couplage

Au primaire, les enroulements peuvent être connectés soit en étoile(Y) soit en triangle(D) comme indiqué dans la figure suivante :

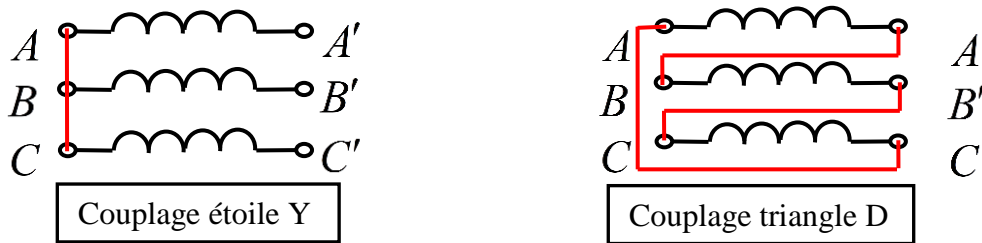


Figure (II.18) Couplage de primaire

Au secondaire les enroulements peuvent être couplés de 3 manières différentes, étoile(y), triangle(d) et zigzag(z)

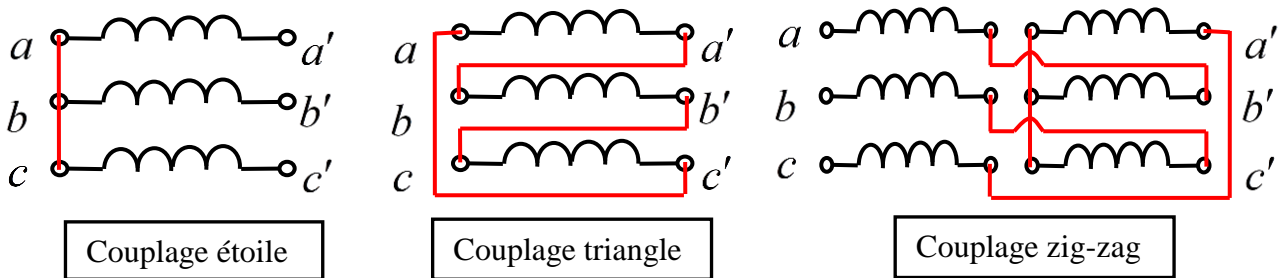


Figure (II.19) Couplages de secondaire

On obtient ainsi six couplages possibles entre primaire et secondaire :

Y-y : étoile –étoile

Y-d : étoile-triangle

Y-z : étoile-zigzag

D-y : triangle- étoile

D-d : triangle –triangle

D-z : triangle-zigzag

On donne ci-dessous, les représentations symboliques des couplages normalisés ou conventionnelle.

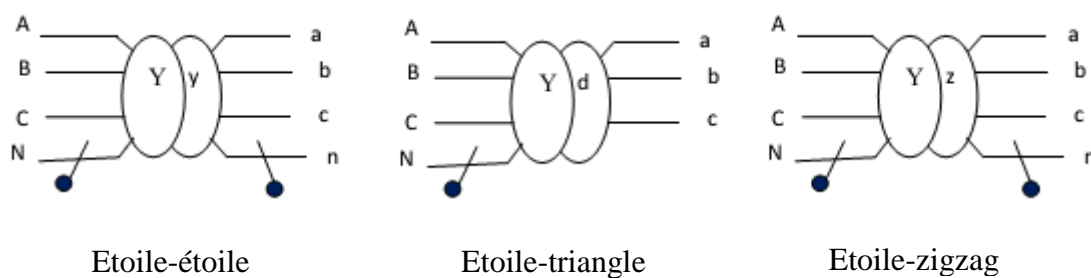


Figure (II.20) Représentations symboliques.

II.12.4 Indice horaire

II.12.4.1 Définition

L'indice horaire (I_h) est un nombre entier compris entre 0 et 11 qui traduit le déphasage θ entre deux tensions primaire et secondaire homologues

$$\theta = I_h \frac{\pi}{6} \quad (\text{II.30})$$

$$\theta = (V_A; V_a) = (V_B; V_b) = (V_C; V_c)$$

Remarque

On sait qu'un système de tensions primaires triphasé équilibré et direct donne naissance à un système secondaire triphasé équilibré et direct. Il est donc clair, que θ est aussi le déphasage entre les tensions composées homologues

$$\theta = (U_{AB}; U_{ab}) = (U_{BC}; U_{bc}) = (U_{CA}; U_{ca})$$

➤ **Exemple 1**

- **Couplage étoile-étoile Yy0**

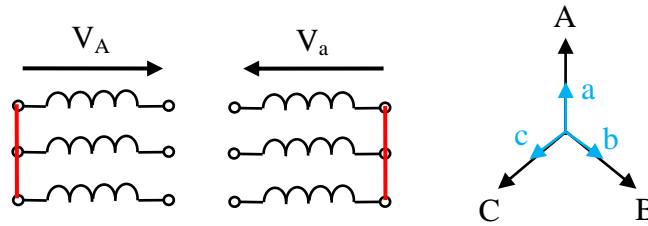


Figure (II.21) Couplage étoile-étoile d'un transformateur triphasé

Les tensions homologues V_a et V_A sont en phase.

$$\theta = (V_a, V_A) = 0 \text{ Et } \theta = I_h \times \frac{\pi}{6} \text{ implique que } I_h = 0.$$

D'où la représentation de l'indice horaire d'un couplage étoile-étoile est la suivante Yy0

Les tensions de primaire et secondaire sont :

$$V_A = V_{1\max} \sin(\omega t) \qquad V_a = V_{2\max} \sin(\omega t) \tag{II.31}$$

$$V_B = V_{1\max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \qquad V_b = V_{1\max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \tag{II.32}$$

$$V_C = V_{1\max} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \qquad V_c = V_{2\max} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \tag{II.33}$$

➤ **Exemple 2**

- **Couplage triangle-étoile**

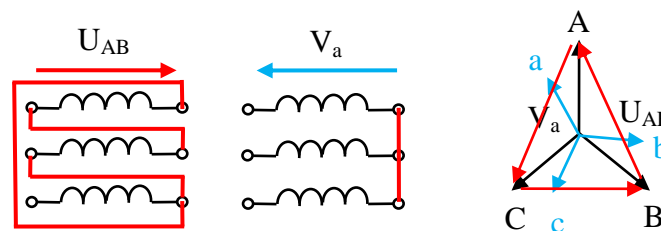


Figure (II.22) Couplage triangle-étoile d'un transformateur triphasé

La représentation de l'indice horaire d'un couplage triangle-étoile est la suivante Dy11

Les tensions de primaire et secondaire sont :

$$V_A = V_{1\max} \sin(\omega t) \qquad V_a = V_{2\max} \sin\left(\omega t - \frac{11\pi}{6}\right) \tag{II.34}$$

$$V_B = V_{1\max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad V_b = V_{2\max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \frac{11\pi}{6}\right) \quad (\text{II.35})$$

$$V_C = V_{1\max} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad V_c = V_{2\max} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \frac{11\pi}{6}\right) \quad (\text{II.36})$$

➤ **Exemple 3**

• **Couplage étoile-zig zag Yz1**

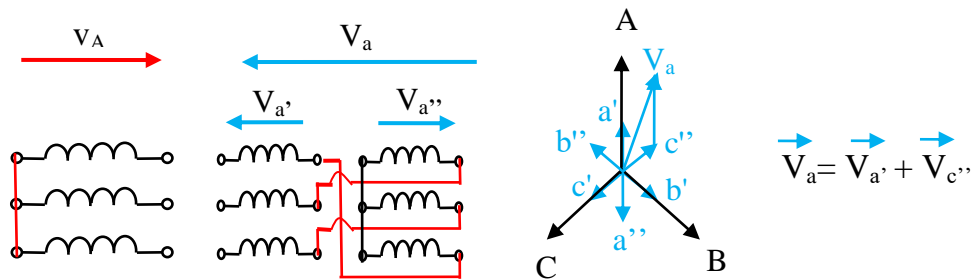


Figure (II.23) Couplage étoile-zig-zag d'un transformateur triphasé

La représentation de l'indice horaire d'un couplage étoile-zig-zag est la suivante : Yz1

Les tensions de primaire et secondaire sont :

$$V_A = V_{1\max} \sin(\omega t) \quad V_a = V_{2\max} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right)$$

(II.37)

$$V_B = V_{1\max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad V_b = V_{2\max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right)$$

(II.38)

$$V_C = V_{1\max} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad V_c = V_{2\max} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \quad (\text{II.39})$$

II.12.5 Détermination des paramètres d'un transformateur triphasé

Exemple

Prenant l'exemple d'un transformateur triphasé couplé en triangle-étoile.

Il faut exprimer tous les paramètres du transformateur :

- * Le rapport de transformation

Remarque

Le rapport de transformation $m = U_{20\text{Eff}}/U_{1\text{Eff}}$ (rapport des tensions composées secondaires à vide et primaires) dépend du nombre de spires et du type de couplage

$$m = \frac{U_{20eff}}{U_{10eff}} = \frac{\sqrt{3}V_{20eff}}{U_{10eff}} = \frac{\sqrt{3}N_2}{N_1}$$

* la résistance de fuite dans le fer $R_f = \frac{3U_1^2}{P_{10}}$

* L'inductance de fuit $X_m = \frac{3U_1^2}{Q_{10}}$

* La résistance ramenée au secondaire $R_s = \frac{P_{1cc}}{3I_2^2}$

* L'inductance ramenée au secondaire $X_s = \frac{Q_{1cc}}{3I_2^2}$

Le tableau suivant résumé les lois de détermination des paramètres

Mode de couplage	m	R_f	X_m	R_s	X_s
Etoile-étoile	$m = \frac{U_{20eff}}{U_{1eff}}$	$R_f = \frac{3V_1^2}{P_{10}}$	$X_m = \frac{3V_1^2}{Q_{10}}$	$R_s = \frac{P_{1cc}}{3I_2^2}$	$X_s = \frac{Q_{1cc}}{3I_2^2}$
Etoile-triangle	$m = \frac{U_{20eff}}{\sqrt{3}V_{1eff}}$	$R_f = \frac{3V_1^2}{P_{10}}$	$X_m = \frac{3V_1^2}{Q_{10}}$	$R_s = \frac{P_{1cc}}{3J_2^2}$	$X_s = \frac{Q_{1cc}}{3J_2^2}$
Triangle-triangle	$m = \frac{U_{20eff}}{U_{1eff}}$	$R_f = \frac{3U_1^2}{P_{10}}$	$X_m = \frac{3U_1^2}{Q_{10}}$	$R_s = \frac{P_{1cc}}{3J_2^2}$	$X_s = \frac{Q_{1cc}}{3J_2^2}$
Triangle-étoile	$m = \frac{\sqrt{3}V_{20eff}}{U_{1eff}}$	$R_f = \frac{3U_1^2}{P_{10}}$	$X_m = \frac{3U_1^2}{Q_{10}}$	$R_s = \frac{P_{1cc}}{3I_2^2}$	$X_s = \frac{Q_{1cc}}{3J_2^2}$

Remarque

Pour le couplage étoile-zigzag, on a :

$$\frac{V'_a}{V_A} = \frac{N_2}{2N_1} \quad \text{et} \quad \frac{V''_b}{V_B} = \frac{N_2}{2N_1} \tag{II.40}$$

$$V_a = V'_a - V''_b \quad \text{Donc} \quad V_a = \frac{N_2}{2N_1}(V_A - V_B) \tag{II.41}$$

$$V_a = \frac{N_2}{2N_1}U_{AB} \tag{II.42}$$

$$\frac{V_a}{V_A} = \frac{\sqrt{3}N_2}{2N_1} \tag{II.43}$$

Chapitre III

***Machines à courant
continu***

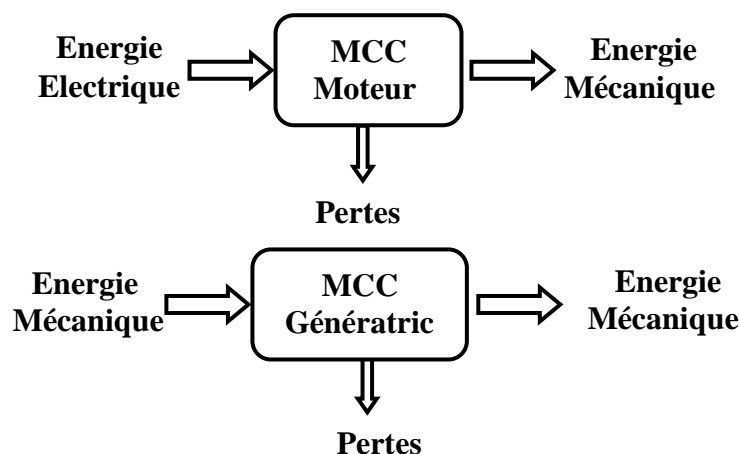
III.1.Introduction

Trois machines électriques (à courant continu, à induction et synchrone) sont largement utilisées pour la conversion d'énergie électromécanique. Dans ces machines, la conversion de l'énergie électrique à la forme mécanique ou vice versa résulte des deux phénomènes électromagnétiques suivants:

1. Lorsqu'un conducteur se déplace dans un champ magnétique, une tension est induite dans le conducteur.

2. Lorsqu'un conducteur porteur de courant est placé dans un champ magnétique, le conducteur subit une force mécanique.

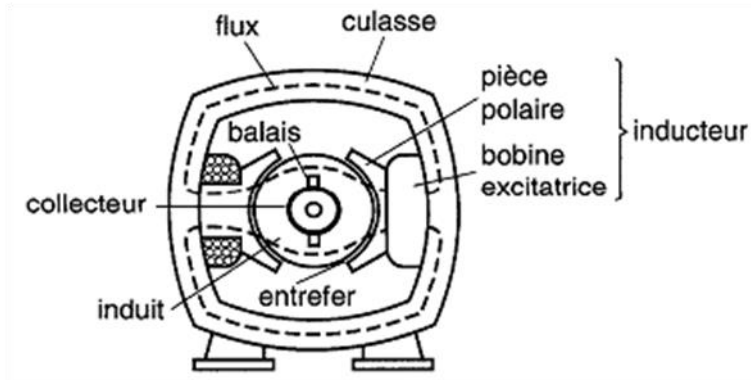
La machine à courant continu est un convertisseur d'énergie électromécanique réversible. En fonctionnement moteur, elle permet de produire de l'énergie mécanique à partir d'énergie électrique, mais dans le fonctionnement générateur c'est l'inverse comme indiqué sur la figure suivante



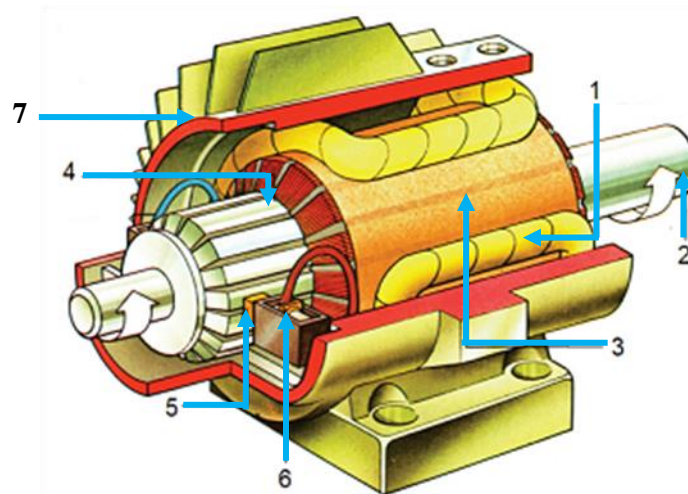
III.2. Constitution

Les machines à courant continu sont constituées par :

- Induit tournant qui est le siège d'une f.é.m.
- Inducteur fixe produisant le flux fixe ϕ .
- Les bobines excitatrices portées par des pièces polaires et créant dans l'entrefer des pôles fixes successivement Nord (N) et Sud (S) dans les machines à inducteur bobiné.
- Culasse canalisant le flux ϕ .
- Un système de balais collecteur jouant le rôle de redressement dans le fonctionnement générateur.



Figure(III.1) Schéma de constitution de la machine à courant continu



Figure(III.2) Machine DC à deux pôles 1-Bobine d'inducteur (bobine excitatrice) 2-Arbre de la machine 3-Induit bobiné 4- Collecteur 5-Balais 6-Porte-balais 7-Inducteur

Remarque

Il y a des machines à courant continu à inducteur à aimant permanent

III.2.1. Inducteur

L'inducteur d'une machine à courant continu est la partie fixe. Il crée un flux magnétique constant dans la machine. Il est constitué d'un électro-aimant qui engendre la force magnétomotrice nécessaire à la production du flux, soit par des bobines excitatrices sont portées par des pièces polaires montées à l'intérieur d'une culasse. Le flux d'inducteur (les lignes de champ magnétique) traverse les pièces polaires, la culasse, l'induit et l'entrefer. Figure (III.3)

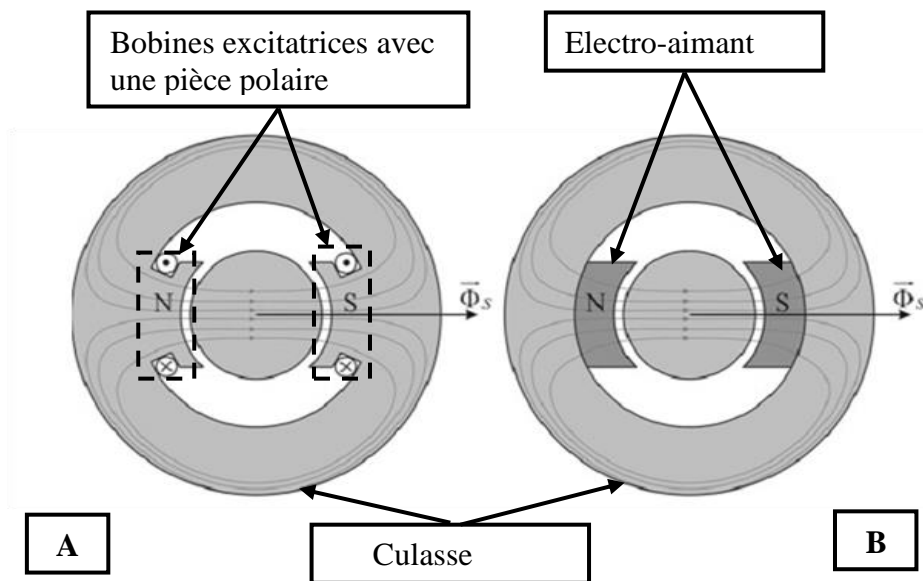


Figure (III.3) : *A Inducteur bobiné, B Inducteur à aimant permanent*

III.2.2. Induit

L'induit est composé d'un noyau cylindrique, le noyau est formé d'un assemblage de tôles en fer doux. Ces tôles sont isolées électriquement les unes des autres et portent des encoches destinées à recevoir les bobines. Les bobines sont isolées du noyau par des couches de feuilles isolantes, pour résister aux forces centrifuges, ils sont maintenus solidement en place dans les encoches au moyen de cales en fibres, elles sont disposées de telle façon que leurs deux côtés coupent respectivement le flux provenant d'un pôle nord et d'un pôle sud de l'inducteur.

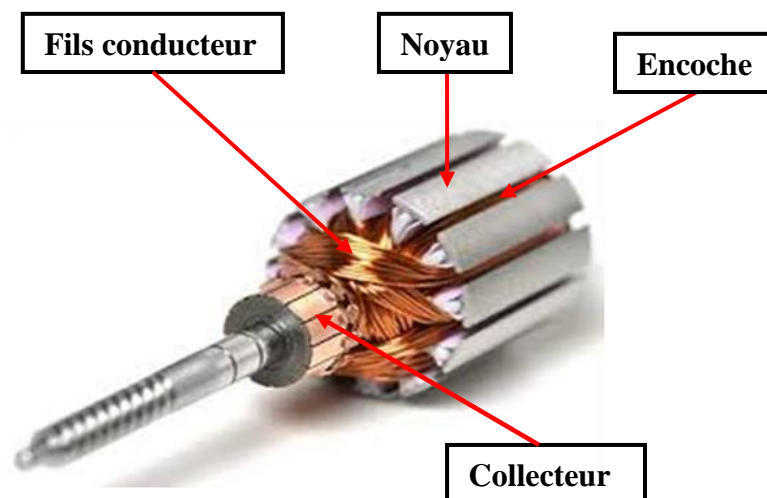


Figure (III.4) *Induit d'une machine à courant continu*

III.2.3 Balais collecteur

Le collecteur est un ensemble cylindrique de lames de cuivre isolées les unes des autres par des feuilles de mica. Le collecteur est monté sur l'arbre de la machine, mais isolé de celui-ci les deux fils sortent de chaque bobine de l'induit sont successivement et symétriquement soudés aux lames du collecteur.

Les balais sont fixes dans les zones neutre et diamétralement opposé appuient sur le collecteur. Ainsi ils assurent l'alimentation de l'induit dans le fonctionnement moteur et ils assurent la sortie de la tension induite dans le fonctionnement générateur. Ils sont aussi assurés le redressement mécanique de la tension induit toujours dans le cas du fonctionnement générateur.

III.4 Fonctionnement générateur

III.4.1 Schéma équivalent d'un générateur à courant continu

La génératrice à courant continu est constituée d'un inducteur et d'un induit, tels qu'ils sont caractérisés par leurs résistances internes respectivement r et R , comme le montre la figure (III.5):

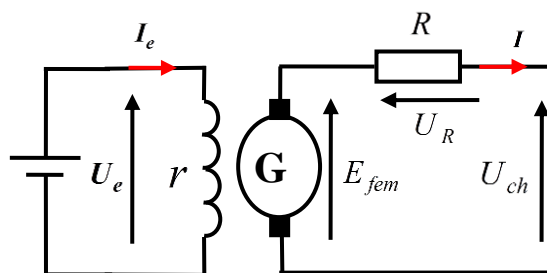


Figure (III.5) Schéma équivalent d'une génératrice à courant continu

III.4.2 Principe de fonctionnement

III.4.2.1 Production d'une force électromotrice

Le conducteur [AB] est en rotation dans un champ magnétique uniforme, il s'y produit une Force électromotrice (f.e.m) :

$$e_1 = -\frac{d\phi}{dt} \quad (\text{III.1})$$

Avec $\Delta\phi = \vec{B} \cdot \Delta\vec{S}$ et $\Delta\phi = BS \cos\theta$

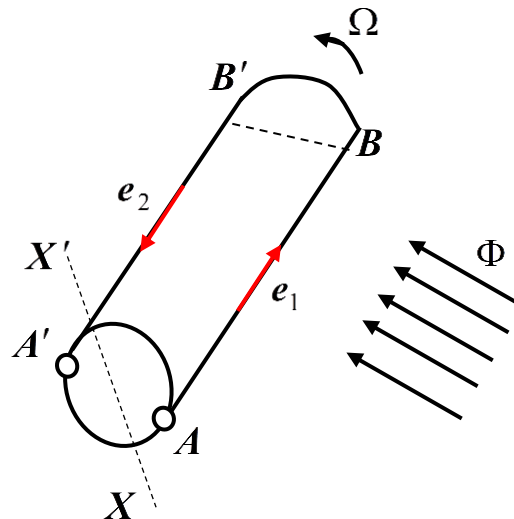


Figure (III.6) Production d'une F.e.m.

Pour un générateur à courant continu, la variation de flux sur le conducteur tout dépend de la vitesse de rotation du générateur ce qui implique que :

$$\Delta\phi = BS \cos(\omega t) \quad (\text{III.2})$$

Donc l'expression de la f.é.m devient :

$$e_1 = -\frac{d\phi}{dt} = BS\omega \sin(\omega t) = \phi\omega \sin(\omega t) \quad (\text{III.3})$$

$e_1(t)$ est alternative, elle change de sens chaque fois que le conducteur coupe l'axe (X,X') dit ligne neutre. Si l'on considère une spire réalisée par l'association de deux conducteurs actifs [A,B] et [A',B']. Les deux f.e.m $e_1(t)$ et $e_2(t)$ sont de même sens à l'intérieur de la spire donc :

$$e(t) = e_1(t) + e_2(t) \quad (\text{III.4})$$

La f.é.m totale (la f.é.m dans un cadre) est :

$$e(t) = e_1 + e_2 = 2\phi\omega \sin(\omega t) \quad (\text{III.5})$$

Pour un générateur à courant continu comporte N' spires est par conséquent $N = 2N'$ conducteurs la force électromotrice induite est :

$$E(t) = N\phi\omega \sin(\omega t) \quad (\text{III.6})$$

Avec une valeur maximale :

$$E_{\max} = N\phi\omega \quad (\text{III.7})$$

E_{\max} Tension induite aux bornes de la génératrice.

Φ Flux par pôle, en webers

ω La vitesse de rotation en rad/s

Remarque

À partir de l'équation (III.6) on remarque que la tension induite dans la bobine est une tension sinusoïdale.

III.4.2.2 Redressement mécanique de la tension sinusoïdale induite

La figure (III.7) montre le principe de production et de redressement mécanique de la tension induite dans un générateur à courant continu. Chaque balai est en contact avec l'extrémité de la bobine correspondante via un collecteur branche sur l'arbre de la machine. Grâce à un mouvement de rotation, Il se produit une tension induite dans la bobine à une forme sinusoïdale, qui redressée au niveau des balais.

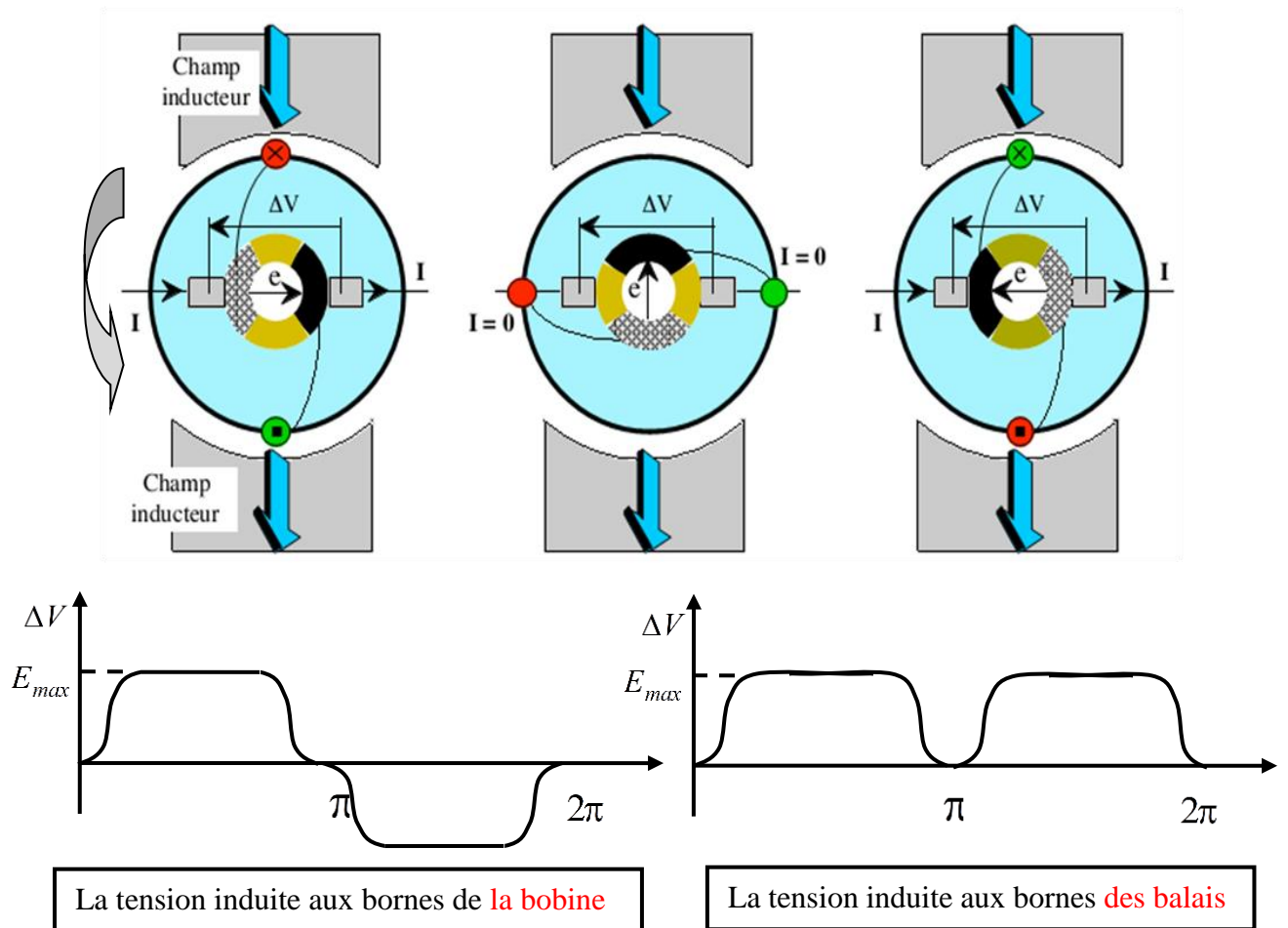


Figure (III.7) Schéma de principe de la production et de redressement de la tension induite

Dans la pratique l'induit d'une machine à courant continu comporte un grand nombre des spires décalées dans l'espace tout autour de l'induit et connectées, via un collecteur bien plus complexe que celui présenté précédemment, de telle sorte que leurs f.e.m. s'ajoutent. On obtient alors une f.e.m globale quasi constante a une valeur moyenne constante figure (III.8)

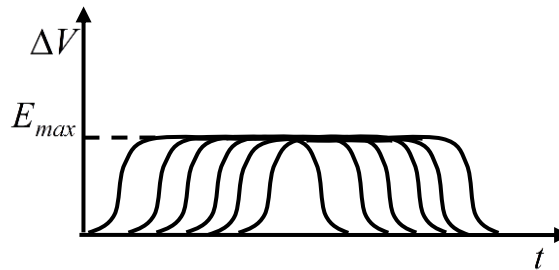


Figure (III.8) La tension induite dans un générateur à courant continu

À partir de la figure (III.8) qui représente la tension induite dans une génératrice à courant continu à un induit qui comporte N conducteurs la valeur de la tension induite donnée par l'égalité suivante :

$$F.e.m = E_0 = K\phi\Omega \quad (III.8)$$

Avec :

E_0 Tension induite aux bornes de la génératrice.

ϕ Flux par pole, en webers

Ω Vitesse de rotation en tours/min

K Coefficient de proportionnalité dépendant de la structure (géométrie) de la MCC.

III.4.2.3 Principe de la production d'une tension dans un induit d'un générateur à courant continu

Les bobines de l'induit peuvent être reliées entre elles et au collecteur de plusieurs manières, une des plus employées est l'enroulement imbriqué.

Afin de comprendre ce genre d'enroulement, on prendre un induit possédant 8 bobines identiques à celle qu'on vient de décrire. Les bobines sont distribuées uniformément autour de l'induit figure (III.9) elles sont identifiées par les chiffres encadrés (1) à (8) et logées dans 8 encoches numérotées 1 à 8.

Faisons tourner set ensemble de 8 bobines à la même vitesse qu'auparavant. Chaque bobine génère une tension et une polarité correspondant à sa position. Notons que les bobines

(1) et (5) sont logées dans les mêmes encoches, par conséquent, leurs tensions E_{ab} ont instantanément la même valeur. Il en est de même pour les bobines (2), (6) ; (3), (7) ; (4), (8).

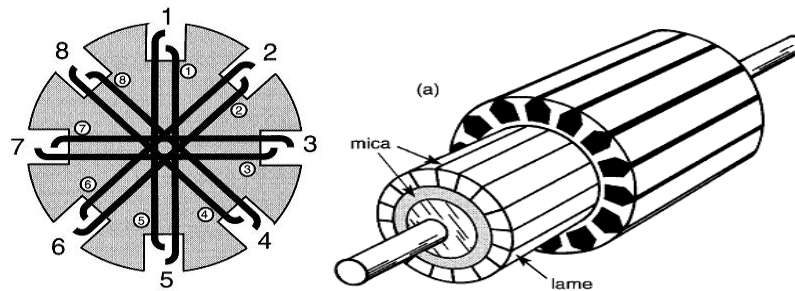


Figure (III.9) Principe de la production d'une tension dans un induit d'un générateur à courant continu

Si l'on considère l'instant particulier où la bobine (1) est à 0° , la tension dans cette bobine est nulle, les tensions dans les autres bobines sont celle que présente la figure (III.10)

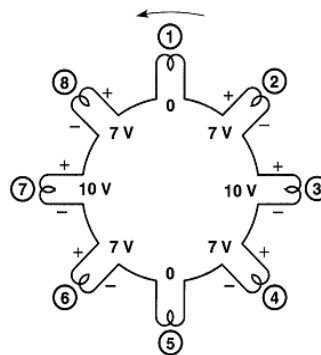


Figure (III.10) Valeurs instantanées des tensions induites dans les huit bobines.

III.4.3 Role des balies collecteur

Connectons alors les bobines à un collecteur à huit lames figure (III.11). ces connexion sont montrées en pointillé. Il est évidemment que la tension induite dans chaque bobine apparaît maintenant entre deux lames consécutives. C'est cet arrangement des bobines, et leur raccordement au collecteur, qui constitue un enroulement imbriqué.

La tension E_{xy} recueillie est égale à la somme des tension entre les lames, soit

$$E_{xy} = 7 + 10 + 7 = 24V \tag{III.9}$$

Lorsque l'induit tourne de 45° , les tension induites sont les memes, sauf qu'elles sont générées par un autre groupe des bobines, et que le balai x demeure toujours positif par rapport au balai y.

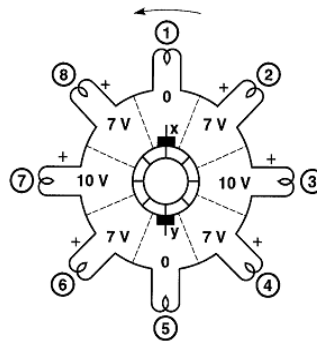


Figure (III.11) On place les balais à l'endroit produisant la plus grande tension E_{xy}

Remarque :

Dans la figure (III.11) le balai x est en contact avec deux lames, mettant ainsi la bobine (1) en court-circuit. De la même façon, le balai y court-circuit la bobine (5). Mais comme la tension induite dans ces bobines est nulle ce court-circuit momentané n'a aucun effet.

III.4.4 Réaction d'induit

Dans le fonctionnement en charge, le passage du courant dans les conducteurs de l'induit crée également une force magnétomotrice un champ magnétique, un flux qui a pour effet de déformer et d'affaiblir le flux provenant des pôles de l'inducteur, l'action magnétique de la force magnétomotrice de l'induit est appelée *réaction d'induit*. Figure (III.12)

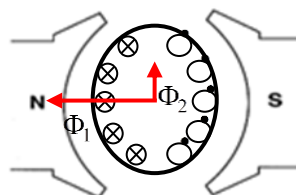


Figure (III.12) Champ due au courant circulant dans l'induit

Lorsqu'un générateur fonctionne en charge un courant dans l'induit devient important, il produit une F.m.m élevée créant un champ ϕ_2 la somme des champs ϕ_1 champs d'inducteur et ϕ_2 champs de réaction d'induit donne le champ résultant ϕ_3 figure (III.13). On constate alors que la densité de flux augmente sous la moitié gauche du pôle, alors qu'elle diminue sous la moitié droite.

Ce phénomène a une conséquence que la zone neutre se déplace vers la gauche, donc il faut déplacer les balais pour obtenir une commutation sans étincelles (sans court-circuité la bobine).

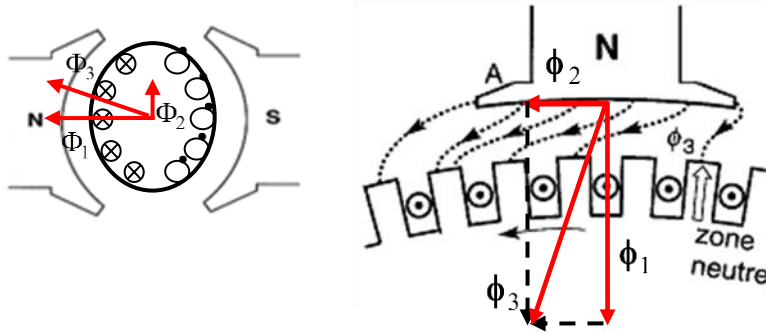


Figure (III.13) Champ résultant due à la réaction d'induit

III.4.5 Pole de commutation

Pour compenser l'effet de la réaction d'induit, on dispose entre les poles ordinaires des machines à courant continu, des *pole de commutation*. Ces poles auxiliaires sont conçus pour développer une force magnétomotrice égale et opposée en tout temps à la force magnétomotrice de l'induit, c'est pour cela les bobines de commutation sont alimenté par le courant d'induit pour avoir une force magnétomotrice égale et en opposent à la force magnétomotrice de réaction d'induit figure (III.14).

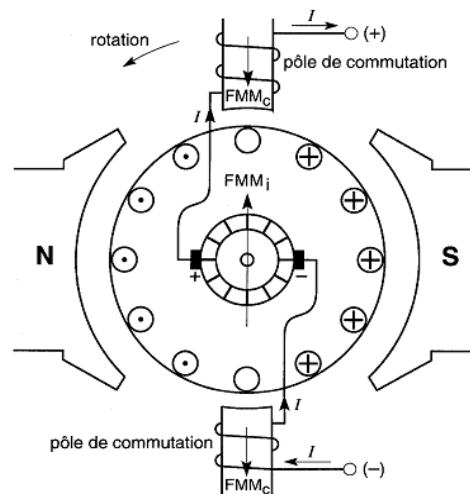


Figure (III.14) Les poles auxiliaires (Poles de commutation)

III.4.6 Modes d'excitations d'un générateur à courant continu

III.4.6.1 Générateur à excitation séparé

Nous avons vu que le flux dans la machine est créé par le passage d'un courant d'excitation dans les bobines de l'inducteur. Lorsque ce courant continu est fourni par une source indépendante, c'est-à-dire séparée de la machine on dit que la génératrice est à excitation séparée figure (III.15).

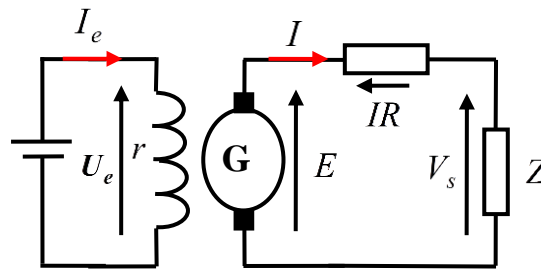


Figure (III.15) Génératrice à excitation séparée

Remarque

L'étude des caractéristiques d'un appareil est un tracé des grandeurs de sortie de l'appareil l'unes par rapport aux autres

À partir de la figure (III.15) et par l'application de la loi de Kirchoff on obtient :

$$V_s = E - RI \quad (\text{III.10})$$

Pour une vitesse Ω (*tr/min*) constante on a une tension induite E constante donc V_s est en fonction de I , les caractéristiques de la génératrice à excitation séparée représentent sur la figure (III.16)

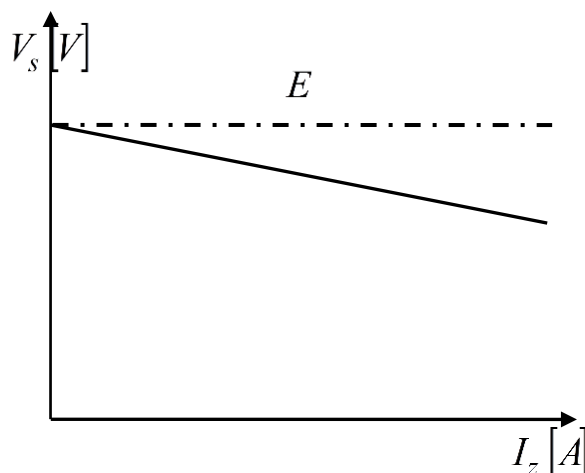


Figure (III.16) Caractéristiques d'une génératrice à excitation séparée

III.4.6.2 Générateur à excitation shunt

Lorsque les bobines excitatrices sont reliées directement aux bornes du générateur, de façon que le courant d'excitation soit fourni par l'induit, la génératrice est dite à *excitation shunt*, Figure (III.17).

La production d'une tension dans ce type d'excitation relie au flux rémanent dans les bobines d'inducteur.

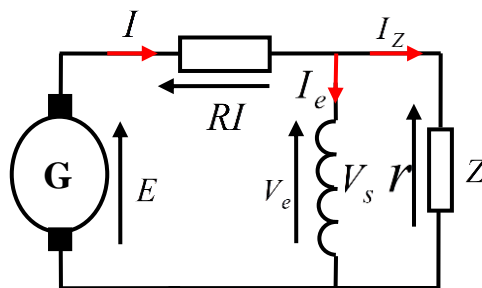


Figure (III.17) Génératrice à excitation shunt

A partir de la figure (III.17) et par l'application de la loi de Kirchhoff on a l'équation suivante :

$$V_s = E - RI \quad (III.11)$$

Avec :

$$I = I_z + I_e \quad (III.12)$$

À partir de schéma (III.17) on a $I_e = V_s / r$ donc si V_s augmente I_e augmente donc le flux ϕ augmente et par conséquent E augmente aussi car $E = K\phi\Omega$, la figure (III.18) représente $E(I_e)$ et $V_s(I_e)$

Le point d'intersection entre $E(I_e)$ et $V_s(I_e)$ représente le point de fonctionnement nominal

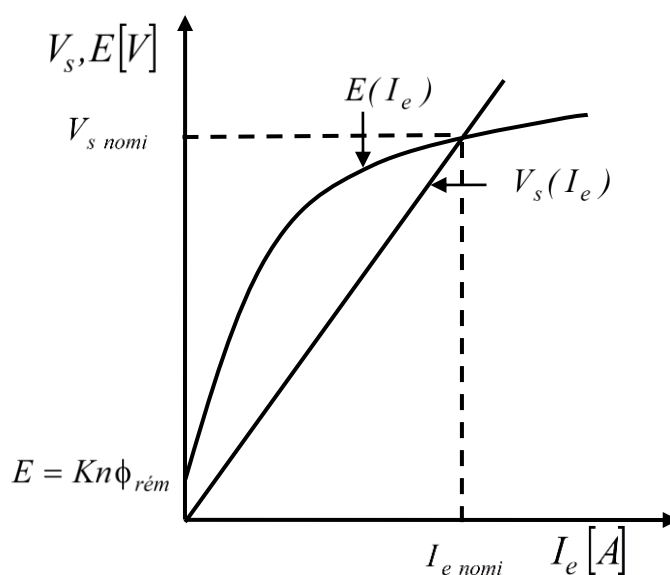


Figure (III.18) Caractéristiques d'un générateur shunt à courant continu

La diminution de la charge Z provoque une augmentation de I_z donc I augment car $I = I_e + I_z$ et par conséquent V_s diminuée parce que $V_s = E - RI$ et par conséquent I_e diminue aussi parce que $I_e = V_s / r$ qui provoque une diminution dans E car $E = K\Omega\phi$ sachant que le flux est proportionnelle au courant I_e . Donc l'augmentation de I provoque une diminution de E et V_s sa ce qui représente dans la figure (III.19)

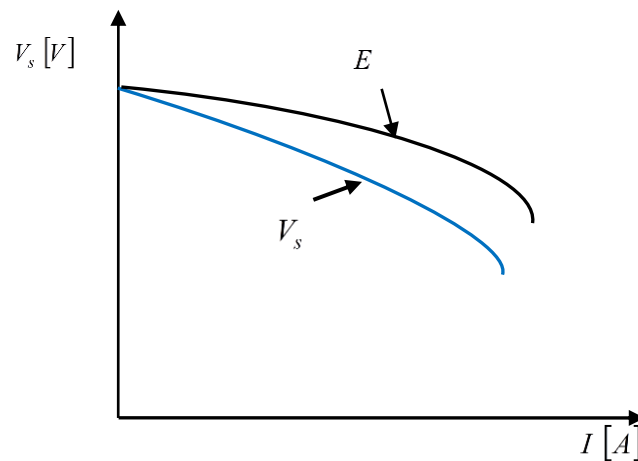


Figure (III.19) Caractéristiques de V_s et E en fonction de I d'un générateur shunt

III.4.6.3 Générateur à excitation série

Dans l'excitation série, l'induit et l'inducteur sont branchés en série, dans ce type d'excitation le fonctionnement de la génératrice tout dépend du flux rémanent, voir figure (III.20).

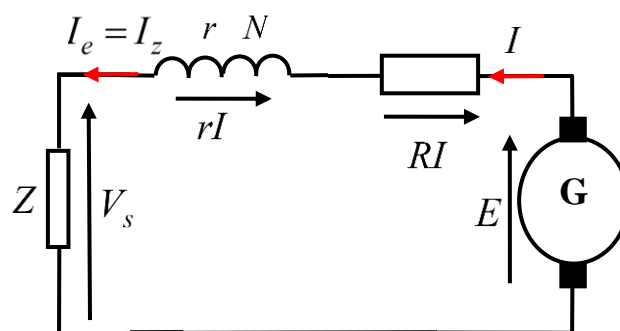


Figure (III.20) Générateur à courant continu à excitation série

A partir de la figure (III.20) est par l'application de la loi de Kirchhoff on à l'équation suivante :

$$V_s = E - (R + r)I_z \quad (\text{III.13})$$

Avec : $I_z = I_e = I$

A partir de l'équation (III.13), est si on augmente le courant I_z par la diminution de la charge Z la tension de sortie V_s , $V_s = E - (R + r)I_z$ \uparrow diminue et au même temps la tension induite E augmente parce que la tension induite E est proportionnelle au courant d'excitation I_e qui égale I_z , la figure (III.21) représente les caractéristiques de V_s et E en fonction de I_z

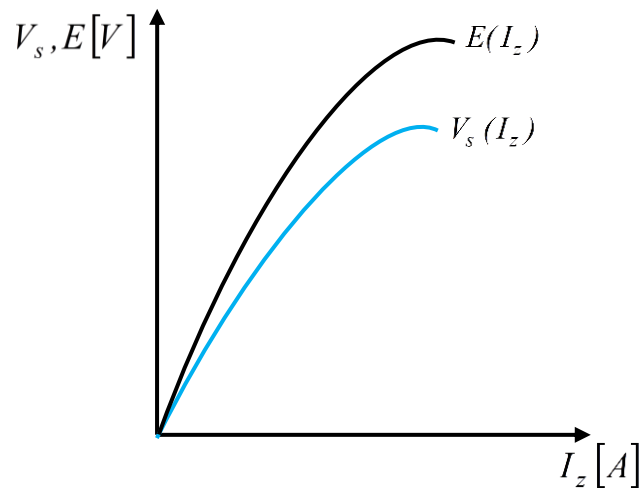


Figure (III.21) Caractéristique d'un générateur à excitation série

III.4.6.3 Génératrice à excitation composé (compound)

La construction de la génératrice composée est semblable à celle du générateur shunt, sauf qu'elle comprend des bobines excitatrices additionnelles, branchées en série avec l'induit. Ces bobines sont composées de quelques spires de fil assez gros pour supporter le courant de l'induit. Leur résistance totale est donc très faible. Par contre, les bobines shunt comprennent un grand nombre de spires de fil plus petits : leur résistance est relativement élevée. La figure (III.22) donne une représentation schématique des connexions.

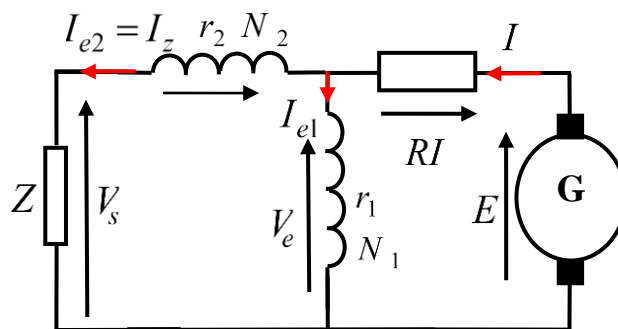


Figure (III.22) Génératrice à excitation composée

À partir de la figure (III.22) est par l'application de la loi de Kirchhoff, on a l'équation suivante :

$$V_s = E - (RI + r_2 I_z) \quad (\text{III.14})$$

À partir de l'équation (III.14), on remarque que si on diminue la charge Z , le courant $I_z = I_{e2}$ et I augmentent donc $V_s = E - (RI \uparrow + r_2 I_z \uparrow)$ diminue, de même E augmente parce que $E = K(\phi_1 + \phi_2)\Omega$ et ϕ_2 proportionnelle au courant $I_z = I_{e2}$, $\phi_2 = N_2 I_{e2}$ donc, la diminution de V_s et l'augmentation de E sont simultanément donc le facteur de diminution et de l'augmentation tout dépend de nombre de spires N_1 et N_2 . La figure (III.23) représente les caractéristiques d'un générateur à courant continu à excitation composée

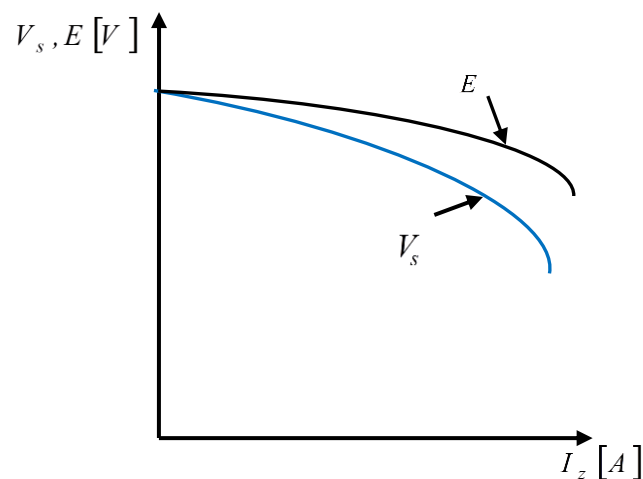


Figure (III.23) Caractéristique d'un générateur à excitation composée

III.5 Fonctionnement moteur de la machine à courant continu

III.5.1 Loi de Laplace

Un conducteur parcouru par un courant I et plongé dans un champ magnétique B subit une force mécanique F appelée une force de Laplace.

III.5.2 Principe de fonctionnement

L'alimentation de l'inducteur par une tension d'excitation U_{ex} engendre un champ magnétique dans la machine et l'alimentation de l'induit par une tension U assure le passage du courant dans les conducteurs de l'induit, situés dans le champ magnétique de l'inducteur engendre une force sur chacun d'eux. L'action de ces forces produit un couple qui fait tourner l'induit. Si l'induit du moteur tourné, un phénomène se manifeste : l'effet générateur. En effet, dans toute machine à courant continu, une tension est induite dans les conducteurs de

l'induit dès que ceux-ci coupent des lignes de flux, quelle que soit la cause produisant le mouvement de l'induit.

La tension induite $E_{f_{cem}}$ porte le nom de force contre électromotrice (f.c.e.m) car sa polarité est telle qu'elle agit « contre » la tension de la source. Elle s'y oppose en ce sens que la tension totale agissant sur le circuit série est égale à $(E_s - E_{f_{cem}})$ volts et non pas à $(E_s + E_{f_{cem}})$ volts

La valeur de la f.c.e.m $E_{f_{cem}}$ est :

$$E_{f_{c.e.m}} = \frac{N\phi\Omega}{60} = K\phi\Omega \quad (\text{III.15})$$

Avec $K = \frac{N}{60}$

$E_{f_{cem}}$ La force contre-électromotrice [V].

Φ Flux par pôle, en webers [Wb]

Ω La vitesse de rotation en tours/min [tours/min]

N Nombre total de conducteurs sur l'induit.

K Coefficient de proportionnalité dépendant de la structure (géométrie) de la MCC.

III.5.3 Moteur à excitation séparée

Si on alimente l'induit et l'inducteur d'une machine à courant continu par deux sources différentes on dit que le moteur est à *excitation séparée* voir la figure (III.24)

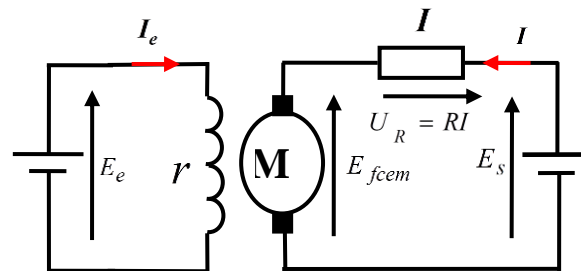


Figure (III.24) Schéma équivalent d'un moteur à courant continu à excitation séparée

III.5.3.1 Courant de démarrage

à partir de la figure (III.24) la tension dans l'induit est donnée par :

$$E_s = R_0 I + E_{f_{cem}} \quad (\text{III.16})$$

Lorsque le moteur est au repos, la vitesse est nulle, donc la tension induite $E_{f_{cem}} = 0$, le courant devient alors :

$$E_s = R_0 I \Rightarrow I = \frac{E_s}{R_0} \quad (\text{III.17})$$

III.5.3.2 Expression du couple électromagnétique

Un conducteur parcouru par un courant électrique et placé dans un champ magnétique subit à une force dite force de Laplace.

Sur ce principe, l'induit de la machine possède un couple qui proportionnelle au flux d'inducteur et au courant d'induit et que l'on nommera couple électromagnétique.

Selon la loi de la main droite le couple est :

$$T = K\phi I \quad (\text{III.18})$$

Où :

T Couple du moteur [N.m]

ϕ Flux par pôle [Wb]

I Courant dans l'induit [A]

K Coefficient de proportionnalité dépendant de la structure (géométrie) de la MCC.

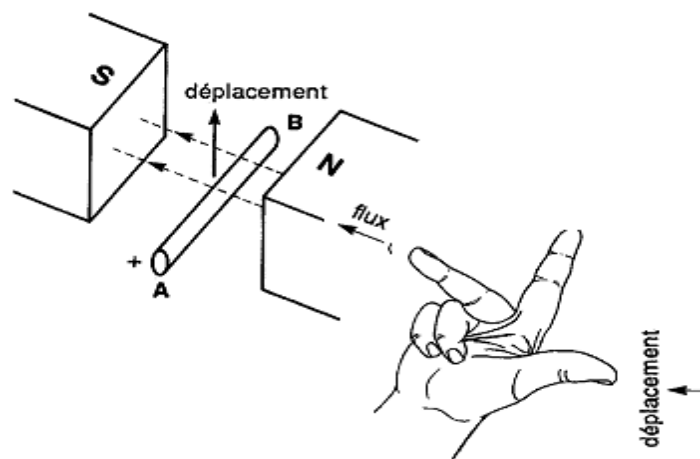


Figure (III.25) principe de production d'une force dans un conducteur

III.5.3.3 Expression de la vitesse

Lorsqu'un moteur à courant continu marche en régime nominale, la chute de tension RI dans la résistance de l'induit est généralement faible, de sorte qu'on peut la négliger dans la plupart des calculs de vitesse. Donc la force contre-électromotrice est égale à la tension de la source, on a donc :

$$E_s = E_{fcm} = K\phi\Omega \quad (\text{III.19})$$

Donc on peut déduire l'expression de la vitesse :

$$\Omega = \frac{E_s}{K\phi} \quad (\text{III.20})$$

Ω Vitesse de rotation [tr/min]

E_s Tension aux bornes de l'induit [V]

ϕ Flux par pole [Wb]

K Constant lié à la construction de la machine.

III.5.3.4 Caractéristique d'un moteur à courant continu à excitation séparée

Dans le fonctionnement moteur et par l'application de la loi de Kirchhoff au circuit d'induit on a :

$$E_s = RI + E_{fcm} = RI_0 + k\phi\Omega \quad (\text{III.21})$$

$$k\phi\Omega = E_s - RI \Rightarrow \Omega = (E_s - RI) / k\phi \quad (\text{III.22})$$

$$\Omega = (E_s - RI) / k\phi \quad (\text{III.23})$$

III.5.3.5 Variation de vitesse d'un moteur à courant continu

A partir de l'équation (III.23), on remarque que la vitesse du moteur est proportionnelle aux trois termes E_s, I et ϕ

A- Réglage de vitesse par la tension de l'induit

Si le flux est constant nous indique que la vitesse ne dépend plus que du terme de la tension d'induit.

Si l'on augmente ou diminue la tension d'induit la vitesse du moteur augmente ou diminue à peu près dans les mêmes proportions.

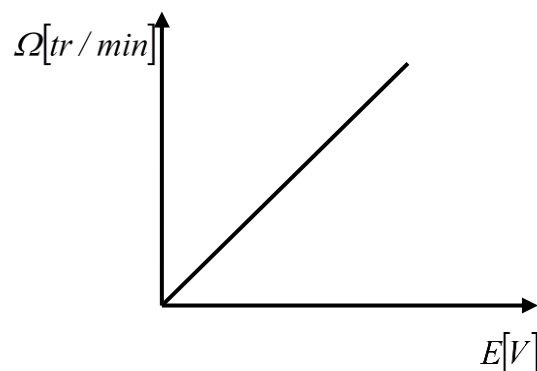


Figure (III.26) La tension d'induit en fonction de la vitesse

B- Réglage de la vitesse par le flux de l'inducteur

Si la tension d'induit est maintenue constante, le numérateur de l'expression de vitesse reste constant. Par conséquent, la vitesse de rotation du moteur devient inversement proportionnelle au flux. Quand le flux augmente, la vitesse diminue et vice versa.

Remarque

La variation du flux se fait par la variation du courant d'excitation au moyennée d'une résistance montée en série avec l'inducteur.

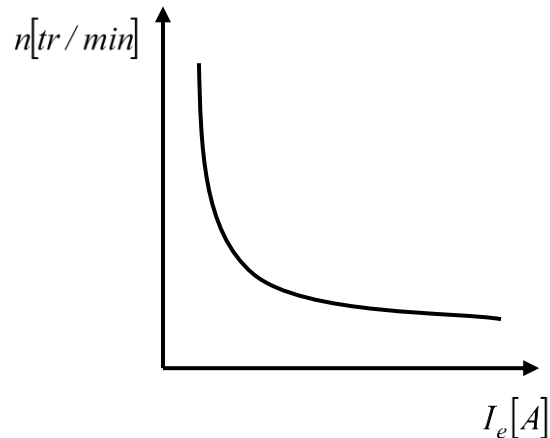


Figure (III.27) La vitesse en fonction de courant d'excitation

C- Variation de vitesse par courant d'induit

Dans le fonctionnement en charge, la tension d'alimentation de l'induit et l'inducteur sont réglés à leurs valeurs nominales. Si on augmente la charge (couple résistant) le courant d'induit augmente et par conséquent la vitesse diminue.

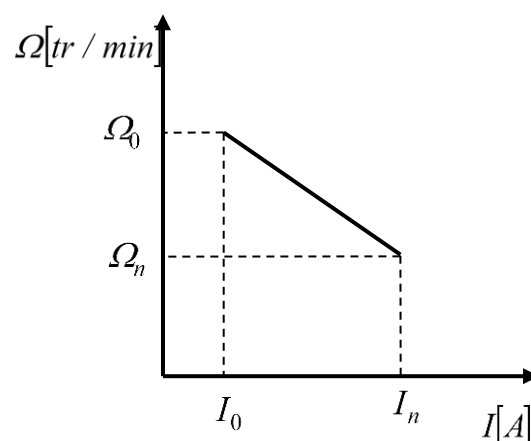


Figure (III.28) la vitesse en fonction de courant imposé par le couple résistant

III.5.3.6 Caractéristique du couple

Dans le fonctionnement moteur l'expression du couple donné par :

$$T_{em} = K\phi I \quad (\text{III.24})$$

À partir de l'équation (III.24), la variation du couple est proportionnelle au courant d'induit et le flux d'excitation ou bien avec le courant d'excitation car le flux est engendré par le courant d'excitation

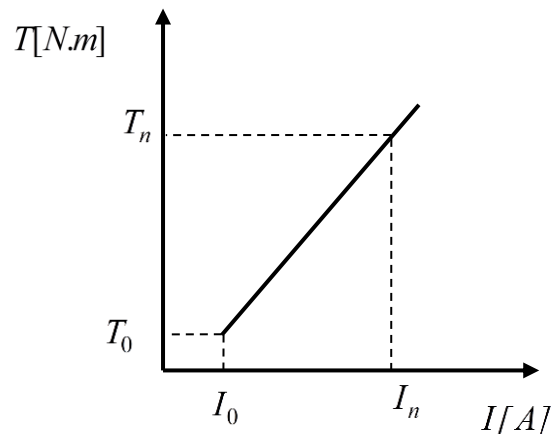


Figure (III.29) Le couple en fonction de courant d'induit

III.5.3.7 Caractéristique mécanique couple-vitesse

Cette caractéristique représente la variation de couple électromagnétique en fonction de la vitesse de rotation :

A- La relation couple –vitesse

$$T_{em} = K\phi I \quad (\text{III.25})$$

$$I = (E_s - E) / R \quad (\text{III.26})$$

$$I = (E_s - K\phi\Omega) / R \quad (\text{III.27})$$

À partir des équations (III.25) et (III.27) le couple électromagnétique devient alors :

$$T_{em} = \frac{K\phi E_s}{R} - \frac{(K\phi)^2}{R} \Omega \quad (\text{III.28})$$

La courbe suivante représente le couple électromagnétique en fonction de la vitesse

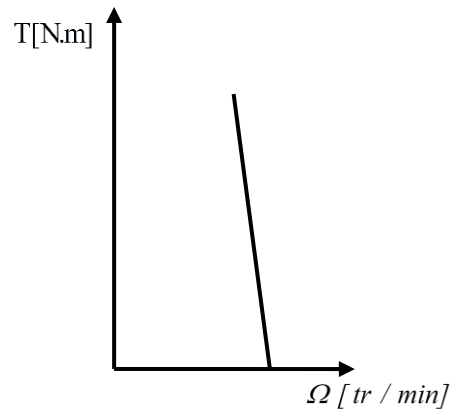


Figure (III.30) *Caractéristique mécanique couple-vitesse*

B- Point de fonctionnement

Une charge oppose au moteur un couple résistant T_r . Pour que le moteur puisse entraîner cette charge, le moteur doit fournir un couple utile T_u de telle sorte que :

$$T_u = T_r \quad (\text{III.29})$$

Cette équation détermine le point de fonctionnement du moteur

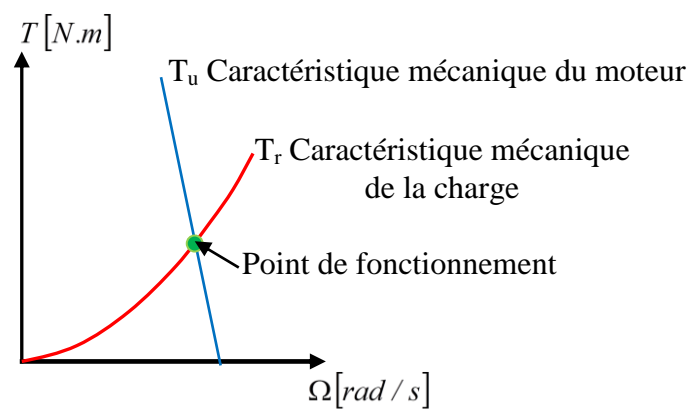


Figure (III.31) *Point de fonctionnement d'un moteur à courant continu*

III.5.4 Moteur à excitation shunt

Le circuit équivalent de l'excitation shunt d'un moteur à courant continu est donné par la figure suivante :

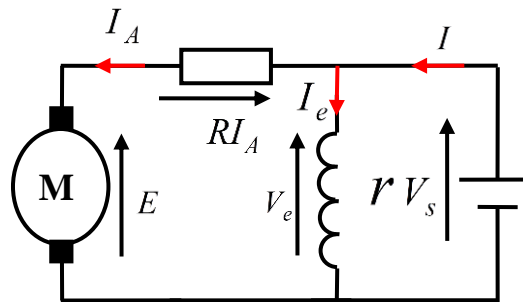


Figure (III.32) Circuit équivalent d'un MCC à excitation shunt

III.5.4.1 Caractéristique couple-vitesse d'un MCC à excitation shunt

À partir du circuit équivalent de la figure (III.32) et par l'application de la loi de Kirchhoff on a :

$$V_s = E_{f_{cem}} + RI_A \quad (\text{III.30})$$

Les caractéristiques couple-vitesse d'un MCC est obtenir à partir de l'équation de la force contre-électromotrice et l'équation du couple et par l'application de la loi de Kirchhoff.

La force contre-électromotrice est :

$$E_{f_{cem}} = K\phi\Omega \quad (\text{III.31})$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$T = K\phi I_A \Rightarrow I_A = \frac{T}{K\phi} \quad (\text{III.32})$$

À partir des équations (III.30), (III.31) et (III.32) on a :

$$T = \frac{K\phi}{R} V_s - \frac{(K\phi)^2}{R} \Omega \quad (\text{III.33})$$

À partir de l'équation (III.33), la caractéristique couple-vitesse d'un MCC à excitation shunt est représenté sur la figure suivante :

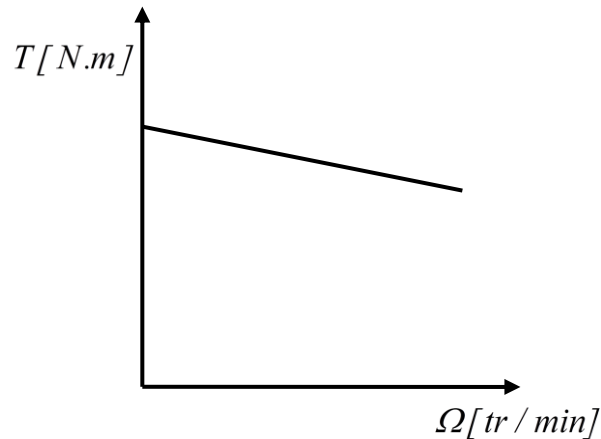


Figure (III.33) Caractéristique couple-vitesse d'un MCC à excitation shunt

III.5.5 Moteur à courant continu à excitation série

Le circuit équivalent de l'excitation shunt d'un moteur à courant continu est donné par la figure suivante :

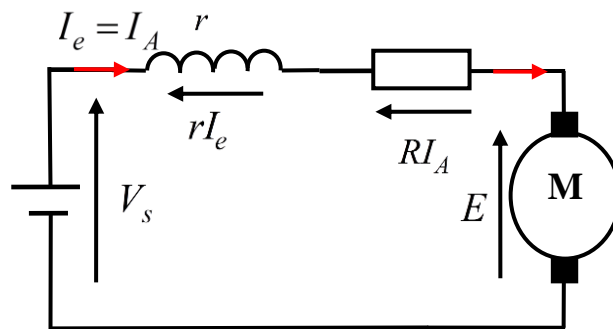


Figure (III.34) Circuit équivalent d'un MCC à excitation série

III.5.5.1 Caractéristique couple-vitesse d'un MCC à excitation série

À partir du circuit équivalent de la figure (III.34) et par l'application de la loi de Kirchhoff on a :

$$V_s = E_{fcm} + (R + r)I_A \quad (\text{III.34})$$

Les caractéristiques couple-vitesse d'un MCC est obtenir à partir de l'équation de la force contre-électromotrice et l'équation du couple et par l'application de la loi de Kirchhoff.

La force contre-électromotrice est :

$$E_{fcm} = K\phi\Omega \quad (\text{III.35})$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$T = K\phi I_A = K'I_A^2 \Rightarrow I_A = \sqrt{\frac{T}{K'}} \quad (\text{III.36})$$

Avec $K\phi = K'I_A$

À partir des équations (III.34), (III.35) et (III.36) on a :

$$V_s = K'I_A\Omega + (R + r)I_A \quad (\text{III.37})$$

$$V_s = (K'\Omega + R + r)I_A \quad (\text{III.38})$$

$$V_s = (K'\Omega + R + r)\sqrt{\frac{T}{K'}} \quad (\text{III.39})$$

$$T = \frac{K'V_s^2}{(K'\Omega + R + r)^2} \quad (\text{III.40})$$

À partir de l'équation (III.40), la caractéristique couple-vitesse d'un MCC à excitation série est représenté sur la figure suivante :

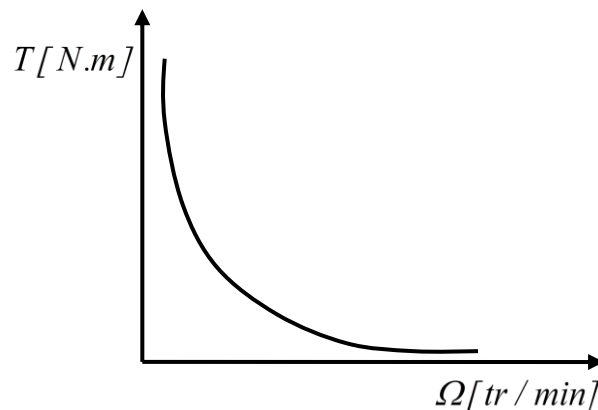


Figure (III.35) Caractéristique couple-vitesse d'un MCC à excitation série

À partir de l'équation (III.38) la vitesse du moteur est donnée par :

$$\Omega = \frac{V_s}{K'I_A} - \frac{(R + r)}{K'} \quad (\text{III.41})$$

À partir de cette équation on remarque que le moteur série ne peut pas fonctionner à faible charge car sa vitesse devient infinie (risque de destruction du moteur).

III.5.6 moteur à courant continu à excitation composé

Le moteur à excitation composé est un alliage du moteur à excitation série et shunt, il a bénéficié des avantages des deux excitations. Son couple de démarrage est plus fort que le moteur shunt. Il peut fonctionner à faible charge sans risque d'emballement et présente une meilleure stabilité que les deux moteurs précédents, mais il est fait seulement pour

l'entraînement à vitesse rigoureusement constante. On peut utiliser ces moteurs dans les ateliers où on utilise les appareils de lavage, les cisailles et les broyeuses...etc.

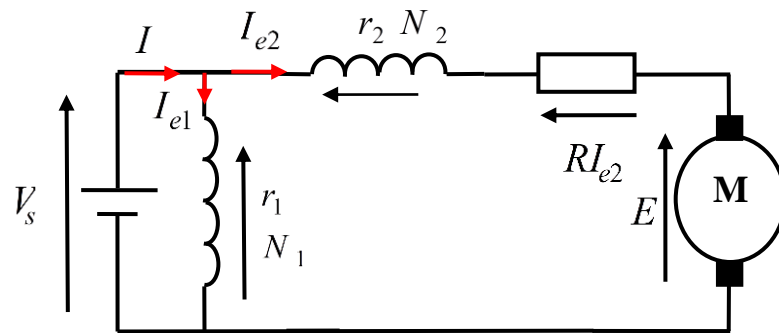


Figure (III.36) Schéma équivalent d'un MCC à excitation composé

III.5.6.1 Caractéristique couple-vitesse d'un MCC à excitation composé

Dans un moteur à courant continu à excitation composé, le champ résultant est une combinaison des contributions des deux enroulements à excitation shunt et série.

L'équation du flux dans un MCC à excitation composée est donné par :

$$\phi = K_1 I_{e1} \pm K_2 I_{e2} \quad (\text{III.42})$$

À partir du circuit équivalent de la figure (III.36) et par l'application de la loi de Kirchhoff on a :

$$V_s = E_{fcm} + (r + R)I_{e2} \quad (\text{III.43})$$

La force contre-électromotrice est :

$$E_{fcm} = K\phi\Omega \quad (\text{III.44})$$

A partir de l'équation (III.42) on a :

$$E_{fcm} = K(K_1 I_{e1} \pm K_2 I_{e2})\Omega \quad (\text{III.45})$$

A partir des équations (III.43) et (III.45), le courant d'excitation I_{e2} est :

$$I_{e2} = \frac{V_s - KK_1 I_{e1} \Omega}{KK_2 \Omega + R + r} \quad (\text{III.46})$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$T = K_3 \phi I_{e2} \Rightarrow T = (K_1 I_{e1} \pm K_2 I_{e2}) K_3 I_{e2} \quad (\text{III.47})$$

Par la substitution de l'équation (III.46) dans l'équation (III.47), on a l'équation suivante qui représente les caractéristiques couple vitesse d'un moteur à excitation composé :

$$T = K_1 I_{e1} \frac{V_s - KK_1 I_{e1} \Omega}{KK_2 \Omega + R + r} \pm K_2 \left(\frac{V_s - KK_1 I_{e1} \Omega}{KK_2 \Omega + R + r} \right)^2 \quad (\text{III.48})$$

À partir de l'équation (III.48), la caractéristique couple-vitesse d'un MCC à excitation composée est représenté sur la figure suivante :

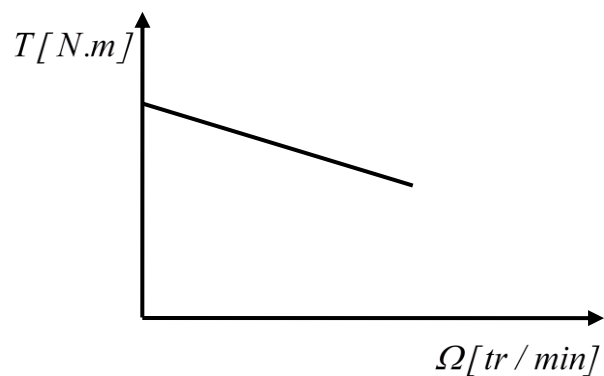
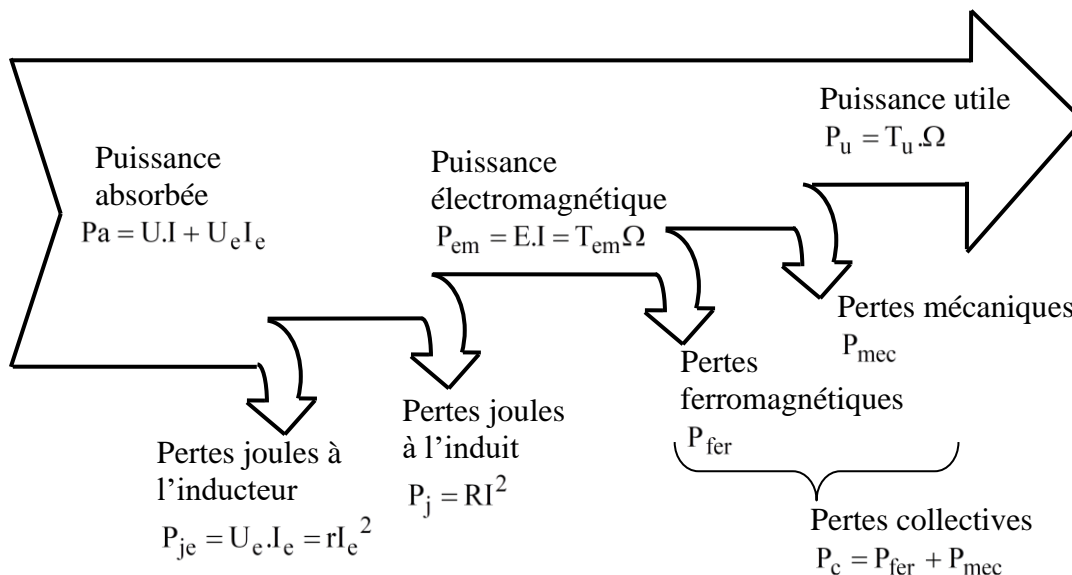


Figure (III.37) Caractéristique couple-vitesse d'un MCC à excitation composé

III.5.4 Bilan des puissances et rendement



Avec :

U_e Tension de l'inducteur (d'excitation) (V)

U Tension de l'induit (V)

I_e Courant de l'inducteur (d'excitation) (A)

I	Courant d'induit (A)
R	Résistance d'induit (Ω)
r	Résistance d'inducteur (Ω)
Ω	Vitesse de rotation (rad / s)
T_{em}	Couple électromagnétique (N.m)
T_u	Couple utile (N.m)

III.5.4.1 Détermination des pertes

En charge, on mesure P_a , P_{JR} , et P_{je}

A vide, avec les mêmes conditions d'excitation et de vitesse, on mesure :

$$P_{A0} = RI_0^2 + P_C \approx P_C \quad (\text{III.49})$$

III.5.5 Rendement

III.5.5.1 Mesure directe

Cette méthode consiste à mesurer P_a et P_u .

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{T_u \cdot \Omega}{U \cdot I + P_{je}} \quad (\text{III.50})$$

III.5.5.2 Méthode des pertes séparées

Cette méthode consiste à évaluer les différentes pertes

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_a - \sum \text{pertes}}{P_a} \quad (\text{III.51})$$

Chapitre IV

Machines synchrones

IV.1. Introduction

Les machines à courant alternatif sont des générateurs qui convertissent l'énergie mécanique en énergie électrique alternative et des moteurs qui convertissent l'énergie électrique alternative en énergie mécanique. Les principes fondamentaux des machines à courant alternatif sont très simples, mais malheureusement, ils sont quelque peu obscurcis par la construction compliquée des machines réelles. Ce chapitre expliquera d'abord les principes de fonctionnement d'une machine à courant alternatif en utilisant exemples simples, puis considérez certaines des complications qui se produisent dans les vraies machines à courant alternatif.

Il existe deux grandes classes des machines synchrones et des machines à induction (asynchrones). Les forces d'attraction ou de répulsion au sein des machines électriques sont dues à l'interaction de deux champs magnétiques, l'un créé par l'enroulement du stator et l'autre par l'enroulement du rotor. La différence entre les types des machines venant de la façon dont sont créés ces champs magnétiques et de la manière dont on les fait agir l'un sur l'autre.

IV.2 Le champ tournant

Comment faire tourner le champ magnétique du stator?

Le principe fondamental du fonctionnement d'une machine à courant alternatif est que si l'on applique une source de tensions triphasées aux bornes de trois enroulements décalés de 120° autour de la surface de la machine (le stator de la machine), des courants alternatifs identiques déphasés de 120° dans le temps traversent les bobines. Ces courants produisent des forces magnétomotrices qui engendrent des flux, ce sont les flux qui nous intéressent et qui engendrent un champ magnétique tournant à une amplitude constante et tourne autour de la surface statique ou bien balayer sur le rotor de la machine à une vitesse dépende de la fréquence des tensions d'alimentation.

Le concept de champ magnétique tournant est illustré dans le cas le plus simple par un stator vide contenant seulement trois bobines, chacun séparés de 120° (voir la figure IV.1). Depuis un tel enroulement ne produit qu'un seul pôle magnétique nord et un pôle sud, c'est un enroulement bipolaire. Pour comprendre le concept de champ magnétique tournant, nous appliquerons un ensemble de courants au stator et nous verrons ce qui se passe à des instants

de temps spécifiques. Supposons que les courants dans les trois bobines soient donnés par les équations :

$$\begin{aligned} I_{aa'}(t) &= I_M \sin(\omega t) \\ I_{bb'}(t) &= I_M \sin(\omega t + 120^\circ) \\ I_{cc'}(t) &= I_M \sin(\omega t + 240^\circ) \end{aligned} \quad (\text{IV.1})$$

Le courant $I_{aa'}(t)$ dans la bobine aa' , produisent une intensité du champ magnétique $H_{aa'}(t)$

$$H_{aa'}(t) = H_M \sin(\omega t) \angle 0^\circ \quad (\text{IV.2})$$

Le courant $I_{bb'}(t)$ dans la bobine bb' , produisent une intensité du champ magnétique $H_{bb'}(t)$

$$H_{bb'}(t) = H_M \sin(\omega t + 120^\circ) \angle 120^\circ \quad (\text{IV.3})$$

Le courant $I_{cc'}(t)$ dans la bobine cc' , produisent une intensité du champ magnétique $H_{cc'}(t)$

$$H_{cc'}(t) = H_M \sin(\omega t + 240^\circ) \angle 240^\circ \quad (\text{IV.4})$$

La densité de flux est donnée par l'équation

$$B = \mu H \quad (\text{IV.5})$$

La densité de flux est donnée par :

$$\begin{aligned} B_{aa'}(t) &= B_M \sin(\omega t) \angle 0^\circ \\ B_{bb'}(t) &= B_M \sin(\omega t + 120^\circ) \angle 120^\circ \\ B_{cc'}(t) &= B_M \sin(\omega t + 240^\circ) \angle 240^\circ \end{aligned} \quad (\text{IV.6})$$

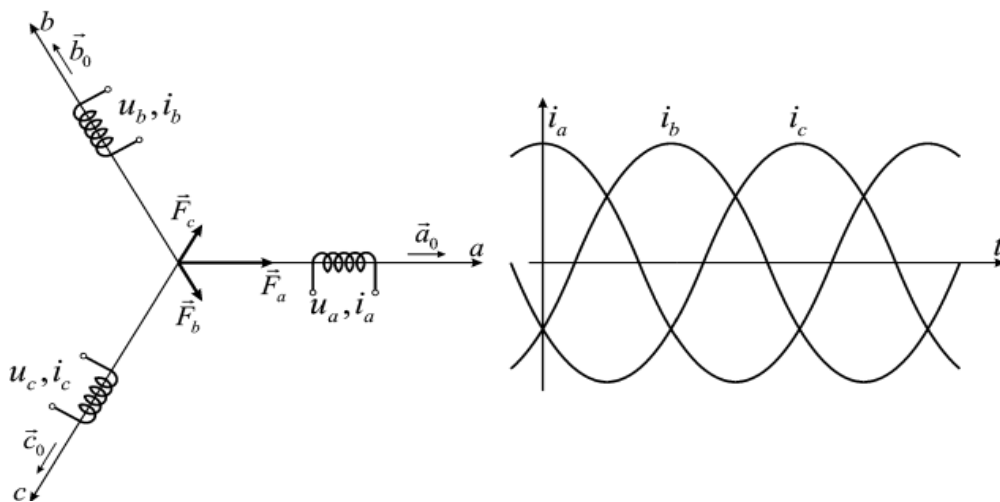


Figure (IV.1) Les vecteurs flux des trois bobines du stator

Pour étudier l'évolution de flux dans le stator, on a choisi les instantes spécifiques.

Pour $\omega t = 0^\circ$ on a :

$$\begin{aligned} I_{aa'}(t) &= 0 \\ I_{bb'}(t) &= I_M \sin(120) \\ I_{cc'}(t) &= I_M \sin(240) \end{aligned} \tag{IV.7}$$

À cette instante la densité de flux est :

$$\begin{aligned} B_{aa'}(t) &= 0 \\ B_{bb'}(t) &= B_M \sin(120) \angle 120^\circ \\ B_{cc'}(t) &= B_M \sin(240) \angle 240^\circ \end{aligned} \tag{IV.8}$$

Le flux total dans le stator est :

$$\begin{aligned} B_T &= B_{aa'} + B_{bb'} + B_{cc'} \\ B_T &= 0 + \left(\frac{\sqrt{3}}{2} B_M\right) \angle 120^\circ + \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} B_M\right) \angle 240^\circ \\ B_T &= 1.5 B_M \angle -90^\circ \end{aligned} \tag{IV.9}$$

Le résultat représenté dans la figure (IV.2) :

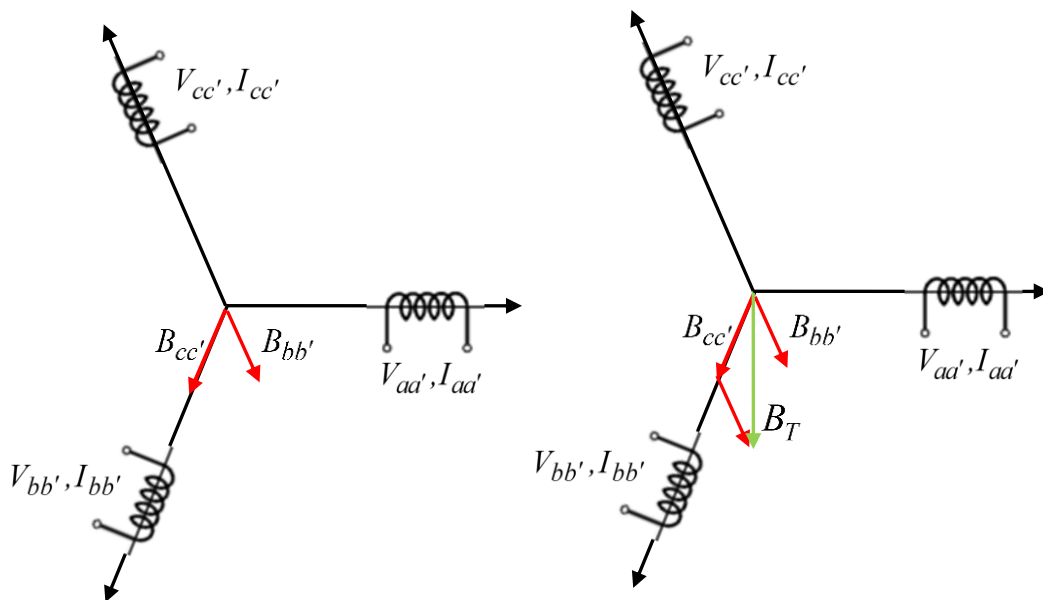


Figure (IV.2) Le flux résultant à l'instante $\omega t = 0^\circ$

Pour $\omega t = 90^\circ$ on a :

$$\begin{aligned} I_{aa'}(t) &= I_M \sin(90) \text{ A} \\ I_{bb'}(t) &= I_M \sin(90+120) \text{ A} \\ I_{cc'}(t) &= I_M \sin(90+240) \text{ A} \end{aligned} \quad (\text{IV.10})$$

À cette instante la densité de flux est :

$$\begin{aligned} B_{aa'}(t) &= B_M \angle 0^\circ \\ B_{bb'}(t) &= B_M \sin(210) \angle 120^\circ \\ B_{cc'}(t) &= B_M \sin(330) \angle 240^\circ \end{aligned} \quad (\text{IV.11})$$

Le flux total dans le stator est :

$$\begin{aligned} B_T &= B_{aa'} + B_{bb'} + B_{cc'} \\ B_T &= 0 + \left(-\frac{1}{2} B_M\right) \angle 120^\circ + \left(-\frac{1}{2} B_M\right) \angle 240^\circ \\ B_T &= 1.5 B_M \angle 0^\circ \end{aligned} \quad (\text{IV.12})$$

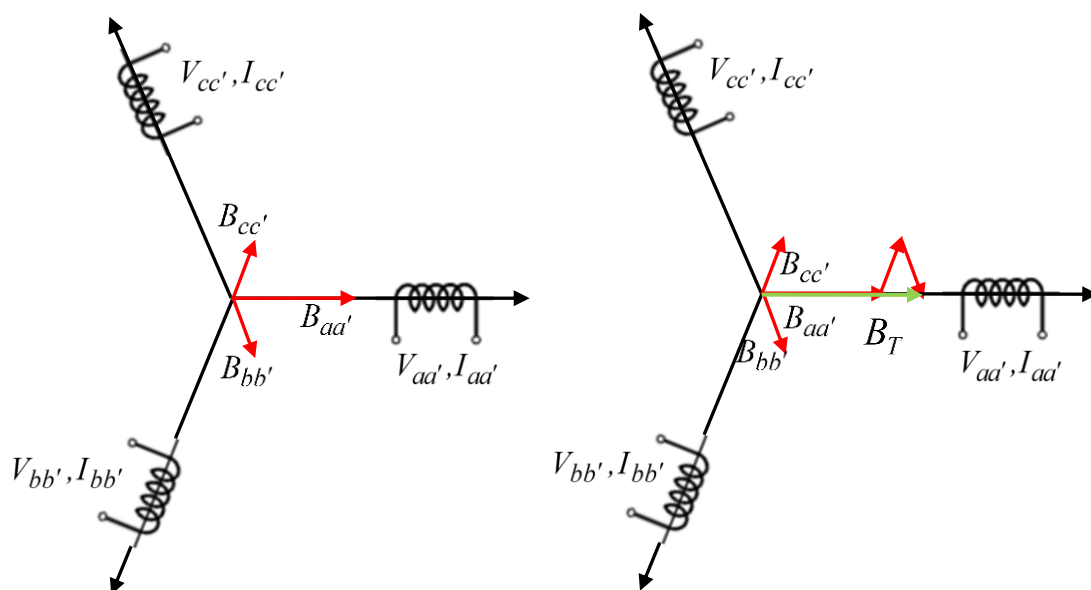


Figure (IV.3) Le flux résultant à l'instante $\omega t = 90^\circ$

A tout instant t, le champ magnétique aura la même valeur $B_T = 1.5 B_M$, et il continuera à tourner à la vitesse

IV.2.1 Démonstration de la notion du champ tournant

À partir de la figure (IV.4) est par la projection sur les deux axes x et y, on peut prouver qu'un système triphasé de trois bobines identiques décalées l'une de l'autre d'un angle 120° et

alimenté par un système de tension triphasé équilibré engendre un champ magnétique tournant à la vitesse angulaire ω_s la vitesse de synchronisme.

La densité de flux total dans le stator donné par :

$$B_T(t) = B_{aa'}(t) + B_{bb'}(t) + B_{cc'}(t) \quad (IV.13)$$

$$B_T(t) = B_M \sin(\omega t) \angle 0^\circ + B_M \sin(\omega t + 120) \angle 120^\circ + B_M \sin(\omega t + 240) \angle 240^\circ T$$

Par la projection sur les axes xx' et yy' on a :

$$B_T(t) = B_M \sin(\omega t) \hat{x} - 0.5B_M \sin(\omega t + 120) \hat{x} + \frac{\sqrt{3}}{2} B_M \sin(\omega t + 120) \hat{y} - 0.5B_M \sin(\omega t + 240) \hat{x} - \frac{\sqrt{3}}{2} B_M \sin(\omega t + 240) \hat{y} \quad (IV.14)$$

$$B_T(t) = [B_M \sin(\omega t) - 0.5B_M \sin(\omega t + 120) - 0.5B_M \sin(\omega t + 240)] \hat{x} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} B_M \sin(\omega t + 120) - \frac{\sqrt{3}}{2} B_M \sin(\omega t + 240) \right] \hat{y} \quad (IV.15)$$

On a :

$$\sin(\alpha + \beta) = \sin(\alpha) \cos(\beta) + \cos(\alpha) \sin(\beta) \quad (IV.16)$$

Par l'utilisation de la relation trigonométrique de l'équation (IV.16) sur l'équation (IV.15) on a :

$$B_T(t) = \left[\begin{array}{l} B_M \sin(\omega t) - 0.5B_M [\sin(\omega t) \cos(120) + \cos(\omega t) \sin(120)] \\ -0.5B_M [\sin(\omega t) \cos(240) + \cos(\omega t) \sin(240)] \end{array} \right] \hat{x} \left[\begin{array}{l} \frac{\sqrt{3}}{2} B_M [\sin(\omega t) \cos(120) + \cos(\omega t) \sin(120)] \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} B_M [\sin(\omega t) \cos(240) + \cos(\omega t) \sin(240)] \end{array} \right] \hat{y} \quad (IV.17)$$

$$B_T(t) = [1.5B_M \sin(\omega t)] \hat{x} + [1.5B_M \cos(\omega t)] \hat{y} \quad (IV.18)$$

L'équation (IV.18) représente la densité de flux totale dans le stator.

La densité de flux à une amplitude constante $1.5B_M$ faite une rotation avec une vitesse angulaire de ω (vitesse de synchronisme).

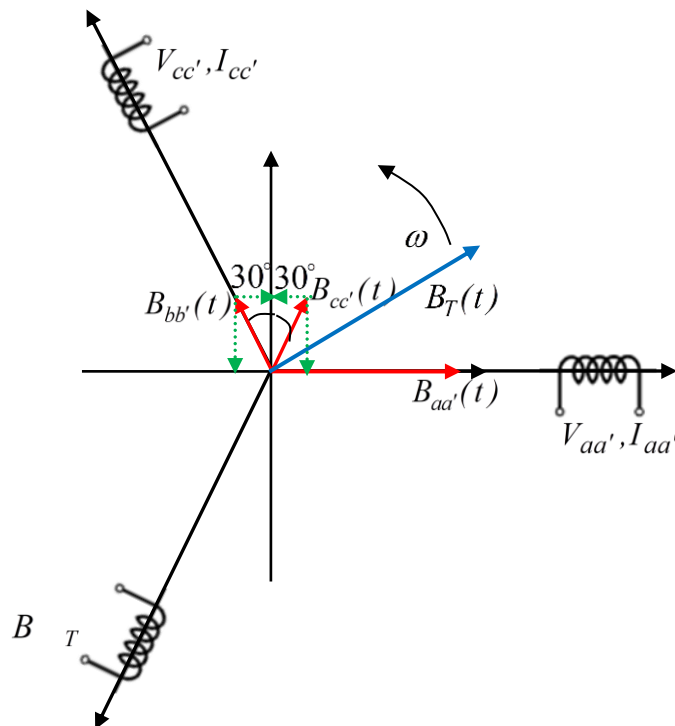


Figure (IV.4) Représente un schéma de principe du champ tournant produit par trois enroulements statoriques

IV.3 Machine synchrone

Les alternateurs sont des machines utilisées de façon généralisée pour la production d'énergie électrique sous la forme de systèmes triphasés. Cette même machine peut pourtant être également utilisée en moteur, il suffit pour cela de créer le champ tournant en alimentant les bobinages par un système de tensions triphasé, ce champ entraînant le rotor par attraction des champs rotoriques et statoriques. Pourtant, le « moteur synchrone » ainsi formé reste un moteur difficile à piloter étant donné qu'il est tributaire d'un phénomène de « décrochage » lorsque les champs statoriques et rotoriques sont déphasés de plus de 90° . C'est cet inconvénient qui justifie globalement que la structure de la machine synchrone soit principalement utilisée en alternateur, il suffit pour cela de tourner le rotor, les lignes de flux du rotor balayent les trois enroulements du stator et induisent dans ceux-ci des tensions triphasées.

IV.3.1 Constitution des alternateurs

Les machines synchrones sont constituées de deux parties séparées par un entrefer.

Rotor ou roue polaire : C'est la partie tournante. Parfois c'est un aimant permanent pour les petites machines, mais en général c'est un électroaimant sous forme d'un cylindre ferromagnétique massif recevant un bobinage qui, alimenté en courant continu (excitation), génère p paires de pôles sud et nord alternés. Il existe des rotors à pôles saillants, ou à pôles lisses (Figure IV.5 et Figure IV.6). Lorsque la machine synchrone n'est pas à aimants permanents, son enroulement rotorique (l'inducteur) doit être alimenté par une source de tension continue. La source d'excitation peut être une source extérieure au rotor, donc un système de balais-bagues, ou bien la machine elle-même qui fournit sa propre excitation via une génératrice excitatrice ou un alternateur auxiliaire relié sur l'arbre. La machine est alors auto-excitée.



Figure (IV.5) Machine synchrone à pôles lisses



Figure (IV.6) Machine synchrone à pôles saillants

Stator: C'est la partie fixe, sous forme d'une carcasse ferromagnétique feuilletée comportant un bobinage triphasé disposés à 120° les uns des autres qui, parcouru par des

courants triphasés équilibrés génère un champ tournant à répartition quasi-sinusoïdale dans le fonctionnement moteur et génère des tensions triphasées équilibrés dans le fonctionnement en mode générateur.



Figure (IV.7) Stator d'une machine à courant alternatif

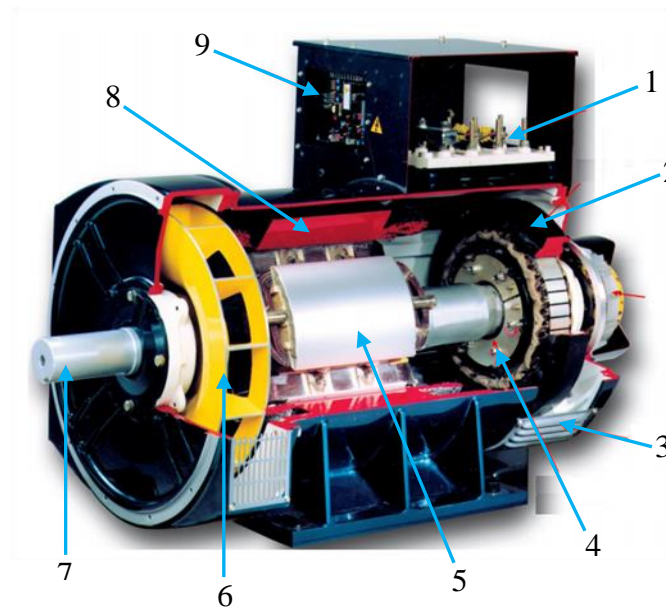


Figure (IV.8) Machine synchrone à rotor bobine (Alternateur) : 1- Plaque à borne, 2- Excitation, 3- Cage, 4- Redresseur, 5- Rotor bobine, 6- Ventilateur de bout d'arbre, 7- Arbre, 8- Bobine statorique, 9- Régulateur automatique de tension.

IV.3.2 Principe de fonctionnement des alternateurs

L'entraînement du rotor de l'alternateur par un moteur, induit un champ magnétique rotatif à l'intérieur de la machine, ce champ magnétique rotatif balaie sur les trois enroulements du stator et induit dans ceux-ci des tensions triphasées sinusoïdales de même fréquence, de même amplitude et décalées de 120° les uns des autres. L'équation (IV.19) représente les trois tensions induites dans les enroulements statoriques.

$$\begin{aligned} V_{aa'} &= \sqrt{2}kf\phi_{max} \sin(\omega t) = V_{max} \sin(\omega t) \\ V_{bb'} &= V_{max} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{cc'} &= V_{max} \sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{IV.19})$$

Remarque

Les enroulements du stator sont décalés de 120° les uns des autres ceci qui engendre des tensions décalées en phase de 120° les uns des autres.

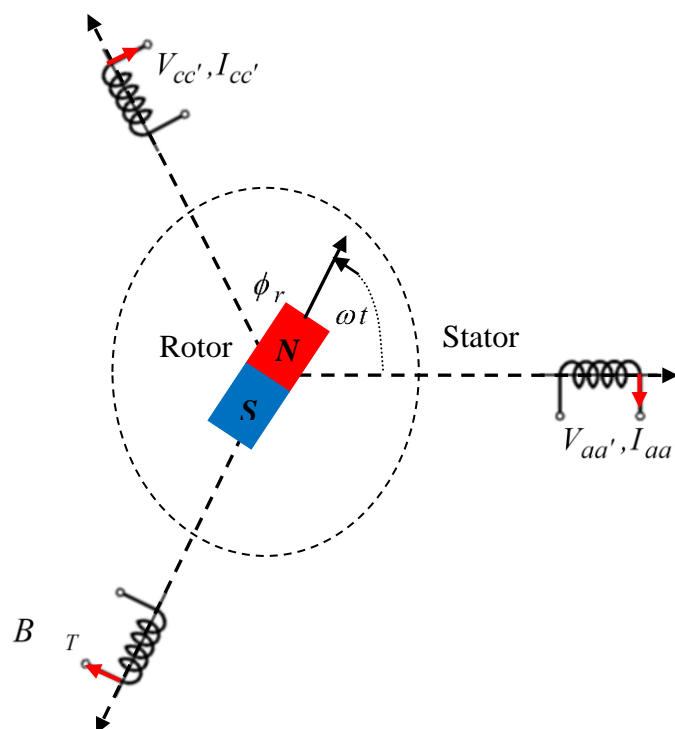


Figure (IV.9) Tensions triphasées générées par des enroulements statoriques

IV.3.2.1 La valeur efficace de la tension induite

Selon la loi de Lenz, la valeur efficace de la tension induite dans chaque enroulement est donnée par l'équation (IV.20) :

$$V_{eff} = 4,44Nf\phi_{max} \quad (IV.20)$$

Cette tension dépend du flux dans la machine, de la fréquence ou de la vitesse de rotation, et de la construction de la machine. Donc on peut récrire cette équation d'une manière très simple :

$$V_{eff} = kf\phi_{max} \quad (IV.21)$$

Avec k c'est un constant dépend de la construction de la machine.

La tension interne générée V_{eff} est directement proportionnelle au flux et à la vitesse de rotation du rotor, mais le flux lui-même dépend du courant d'excitation I_f circulant dans le circuit de champ du rotor dans les machines à rotor bobine. Le courant d'excitation I_f est lié au flux de la manière représentée sur la figure (IV.10a). Puisque V_{eff} est directement proportionnel au flux, la tension interne générée V_{eff} est liée au courant d'excitation comme le montre la figure (IV.10b). Ce tracé est appelé la courbe de magnétisation ou la caractéristique de circuit ouvert de la machine.

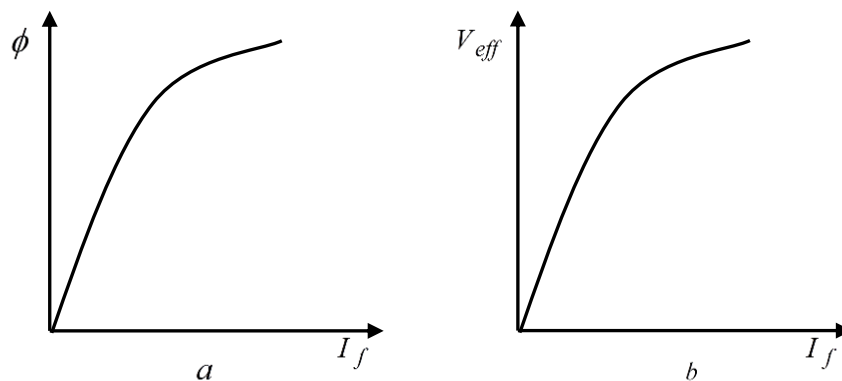


Figure (IV.10) *Le flux et la tension induite en fonction du courant d'excitation*

IV.3.2.2 Fréquence de la tension induite

La fréquence de la tension induite est proportionnelle à la vitesse de rotation du rotor est aussi au nombre des pôles du rotor. Par exemple, pour générer une tension de fréquence

de 50 Hz dans une machine bipolaire, le rotor doit tourner à 3600 tr / min. Pour générer la même fréquence (50 Hz) dans une machine à quatre pôles, le rotor doit tourner à 1500 tr/min. La vitesse de rotation requise pour une fréquence donnée peut toujours être calculée à partir de l'équation (IV.22).

$$f_e = \frac{n_m P}{120} \quad (\text{IV.22})$$

Avec : f_e La fréquence électrique [Hz]

n_m La vitesse de rotation du rotor de l'alternateur [tr/min]

P Le nombre des pôles.

IV.3.2.3 Réaction magnétique d'induit

Dans le fonctionnement à vide, le seul champ existant dans l'alternateur est le champ principal ϕ_p produit par l'enroulement d'excitation (le rotor ou l'inducteur). Lorsque la charge est connectée à l'alternateur, un courant traversé les conducteurs des enroulements statoriques ou l'induit produit un champ magnétique appelé champ d'armature ϕ_R ou d'induit. Ce champ affecte sur le champ magnétique principal ϕ_p . L'effet de champ de réaction d'induit ϕ_R sur le champ principal ϕ_p est connu sous le nom de *réaction d'induit*. Mais dans ce cas, elle est difficile à étudier car la position de l'axe du flux de réaction magnétique par rapport à celui du flux inducteur est variable selon la charge ce qui rend la compensation n'est pas réalisable.

Remarque

Le courant traversant les conducteurs d'induit (stator) dépend du facteur de puissance (F_p) de la charge. Par conséquent, la réaction d'induit sera étudiée à trois conditions :

1- Charge résistive, 2- Charge inductive, 3- Charge capacitive

IV.3.2.3.1 Réaction d'induit pour une charge résistive

Lorsqu'une charge de facteur de puissance unitaire est connectée à l'alternateur, le courant circule à travers les bobines est en phase avec la force électromotrice induite, Un champ d'induit résultant ϕ_R est produit par les bobines statoriques a cause de passage de ces courants, le sens du champ dépend du sens de courant dans les bobines statoriques et selon la loi de la main droite. Le champ d'armature ϕ_R est perpendiculaire au champ magnétique principal ϕ_p et produit un effet de magnétisation croisée.

Les deux champs d'induit (stator) et d'inducteur (rotor) sont représentés dans la figure (IV.11)

Remarque

Pour une charge résistive le courant et la tension sont en phase. le vecteur de champ est perpendiculaire au courant passe dans la bobine et qui engendre ce champ

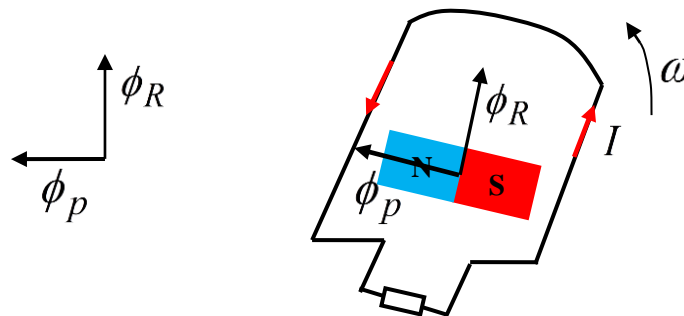


Figure (IV.11) La réaction d'inducteur pour une charge résistive

Remarque

Pour une charge résistive le courant et la tension sont en phase. Le vecteur de champ d'induit est perpendiculaire au vecteur du champ d'inducteur

IV.3.2.3.2 Réaction d'induit pour une charge inductive

Lorsqu'une charge inductive pure est connectée à l'alternateur, les courants imposés par la charge sont en retard par rapport aux tensions induites de 90° . Le passage de ces courants dans les bobines statoriques engendre un flux ϕ_R qui en retard par rapport au flux d'inducteur ϕ_p par un angle de 180° . Le champ d'induit ϕ_R agit en sens inverse de celui du champ magnétique principal ϕ_p et produit un effet démagnétisant.

Les deux champs d'induit et d'inducteur sont représentés dans la figure (IV.12)

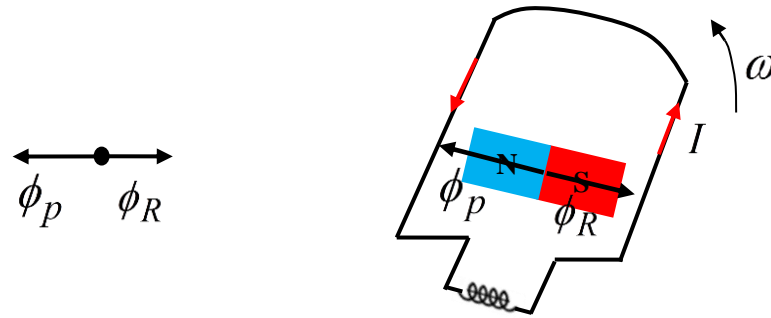


Figure (IV.12) la réaction d'induit pour une charge inductive

IV.3.2.3.3 Réaction d'induit pour une charge capacitive

Lorsqu'une charge capacitive pure est connectée à l'alternateur, les courants imposés par la charge sont en avance par rapport aux tensions induites de 90° . Le passage de ces courants dans les bobines statoriques engendre un flux qui est en phase par rapport au flux d'inducteur. Le champ d'induit F_a agit en même sens de celui du champ magnétique principal I_m et produit un effet magnétisant.

Les deux champs d'induit et d'inducteur sont représentés dans la figure (IV.13)

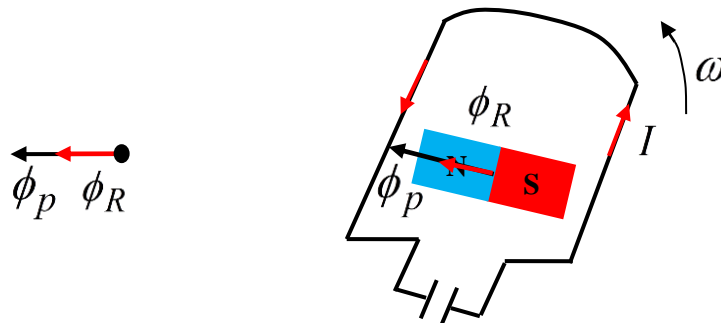


Figure (IV.13) la réaction d'inducteur pour une charge capacitive

IV.3.3 Circuit équivalent de la génératrice synchrone

Lors de l'étude des génératrices à courant continu, on a montré qu'on peut représenter le circuit équivalent par une tension induite E_0 (force électromotrice) en série avec la résistance R de l'induit. Le courant d'excitation I_x produit le flux ϕ , lequel engendre la tension E_0 enfin, la tension de sortie aux bornes de la génératrice dépend de la valeur de la tension induite E_0 et du courant I tiré par la charge.

On peut représenter un alternateur triphasé par un circuit semblable qui montre trois tensions induites E_1, E_2 et E_3 , correspondant à chacune des phases de plus, comme il s'agit d'une machine à courant alternatif, il faut ajouter à la résistance R de chaque phase une inductance propre L et une inductance mutuelle M qui représenté la mutualité entre les phases comme indiqué sur la figure (IV.14). L'écriture des équations de maille de chaque phase met en évidence un schéma monophasé équivalent simple basé sur une inductance équivalente L_s dite *inductance synchrone*. Ce modèle s'appelle le modèle linéaire de *Behn-Eschenburg* figure (IV.15).

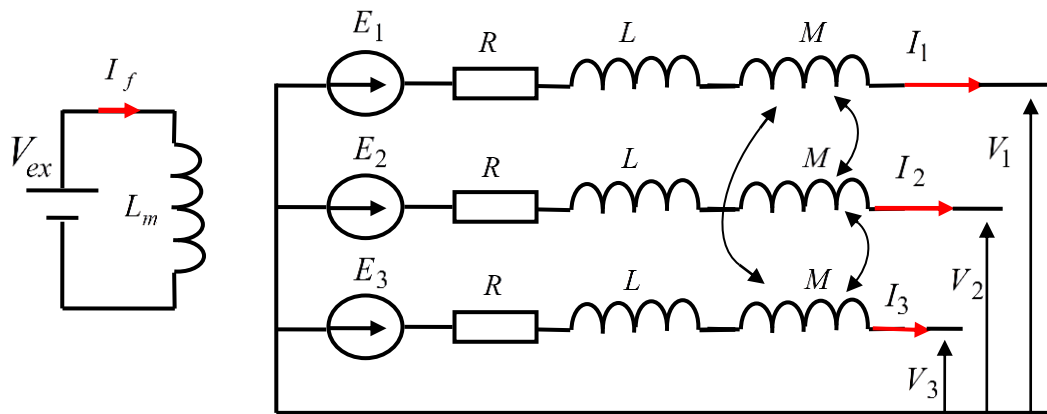


Figure (IV.14) Schéma équivalent d'un alternateur triphasé

Par l'application de la loi de maille sur le circuit de la figure (IV.14) on a :

$$\begin{aligned} E_1 &= RI_1 + jL\omega I_1 + jM\omega I_2 + jM\omega I_3 + V_1 \\ E_2 &= RI_2 + jL\omega I_2 + jM\omega I_1 + jM\omega I_3 + V_2 \\ E_3 &= RI_3 + jL\omega I_3 + jM\omega I_2 + jM\omega I_1 + V_3 \end{aligned} \quad (IV.23)$$

Si la machine est équilibrée c'est-à-dire :

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0 \quad (IV.24)$$

$$I_2 + I_3 = -I_1 \quad (IV.25)$$

Pour la phase une on a :

$$E_1 = RI_1 + jL\omega I_1 + jM\omega(I_2 + I_3) + V_1 \quad (IV.26)$$

$$E_1 = [R + j\omega(L - M)]I_1 + V_1 \quad (IV.27)$$

Relations de maille du schéma monophasé équivalent:

$$E_1 = [R + j\omega L_s]I_1 + V_1 \quad (IV.28)$$

L_s : Inductance dite « synchrone »

On parle aussi de la « réactance synchrone » :

$$X_s = L_s \omega \quad (\text{IV.29})$$

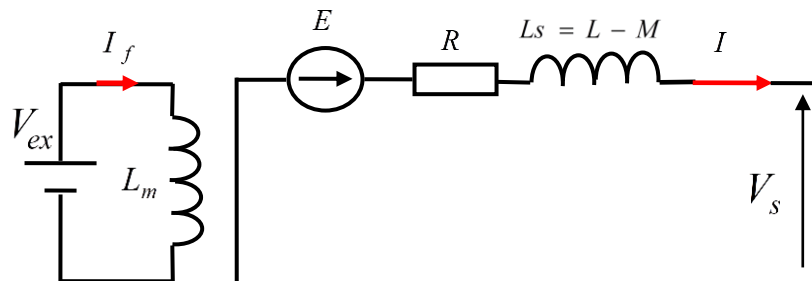


Figure (IV.15) Schéma monophasé équivalent de Behn-Eschenburg.

IV.3.4 Caractéristiques de l'alternateur

IV.3.4.1 Diagramme de Fresnel pour les différentes charges

À partir du circuit équivalent simplifié de *Behn-Eschenburg* représenté sur la figure (IV.15). Le diagramme de Fresnel dépend du type de charge. La charge peut être résistive, inductive ou capacitive, figure (IV.16).

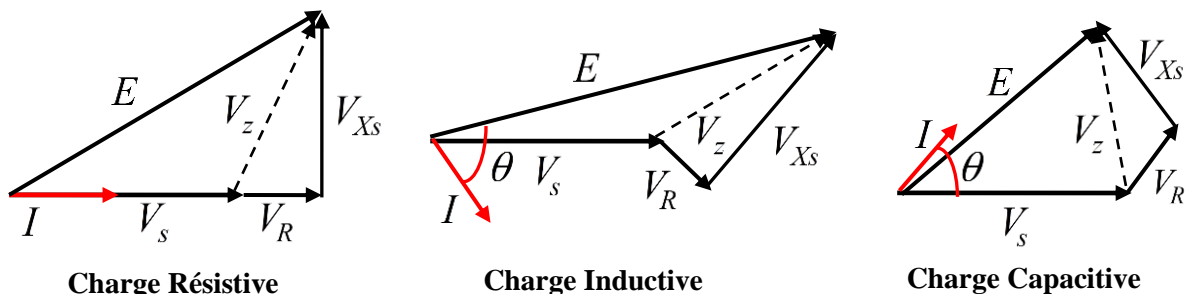


Figure (IV.16) Diagramme de Fresnel pour les différentes charge : résistive, inductive et capacitive.

L'alternateur n'étant pas une source parfaite, la réaction magnétique d'induit modifie la f.é.m suivant la charge figure (IV.16). Il devra être modifié pour stabiliser la tension. Dans la figure (IV.16) on remarque l'effet démagnétisant d'une charge inductive et l'effet magnétisant d'une charge capacitive. Les chutes de tension sont importantes. La cause principale de ces chutes de tension est le courant imposé par la charge qui engendré un flux statorique.

IV.3.5 Calculer des paramètres de circuit équivalent

Pour déterminer expérimentalement la valeur de l'impédance synchrone d'un alternateur, les deux tests suivants sont effectués sur la machine:

Essai à vide (circuit ouvert), essai en court-circuit et essai à courant continu.

▪ Essai à vide

Pour effectuer un test à vide, le rotor de l'alternateur est mis en rotation par un moteur d'entraînement à la vitesse synchrone nominale et les bornes des enroulements statoriques sont maintenues ouvertes. Une alimentation en courant continu est fournie à l'enroulement rotorique via un rhéostat. Un voltmètre est connecté aux bornes des enroulements statoriques pour mesurer la tension de circuit ouvert E_0 et un ampèremètre est connecté dans le circuit rotorique pour mesurer le courant d'excitation I_f , comme le montre la figure (IV.17). Le courant d'excitation I_f est augmenté graduellement et la tension aux bornes de l'alternateur E_0 est enregistrée pour chaque changement du courant. Le tracer de la tension E en fonction du courant I_f est représenté dans la figure (IV.19).

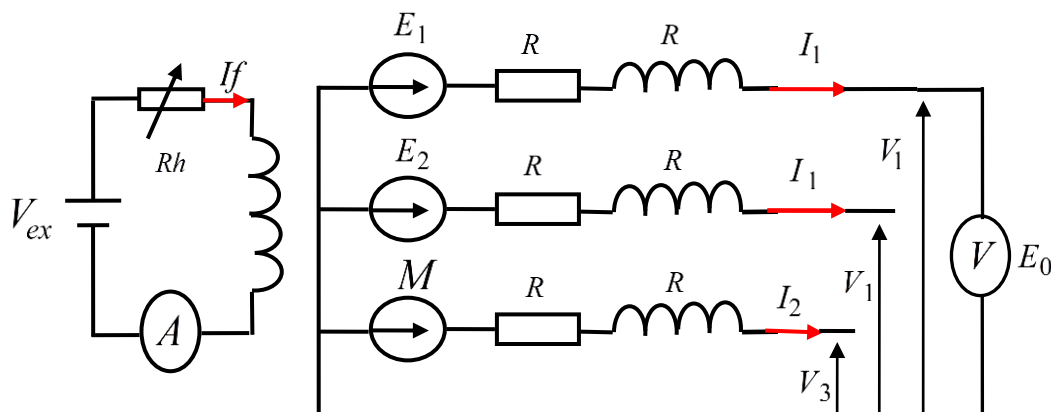


Figure (IV.17) Schéma de principe de l'essai à vide d'un alternateur triphasé

▪ Essai en court-circuit

Pour effectuer un test de court-circuit, le rotor de l'alternateur est mis en rotation par un moteur d'entraînement à la vitesse synchrone nominale et les bornes des enroulements statoriques sont court-circuitées via un ampèremètre pour mesurer le courant de court-circuit I_{cc} . Une alimentation en courant continu est fournie à l'enroulement rotorique via un rhéostat, un ampèremètre est connecté dans le circuit rotorique pour mesurer le courant d'excitation I_f , comme le montre la figure (IV.18). Le courant d'excitation I_f est augmenté

graduellement et le courant de court-circuit I_{cc} est enregistré pour chaque changement du courant d'excitation I_f . Le tracé du courant I_{cc} en fonction du courant I_f est représenté dans la figure (IV.19).

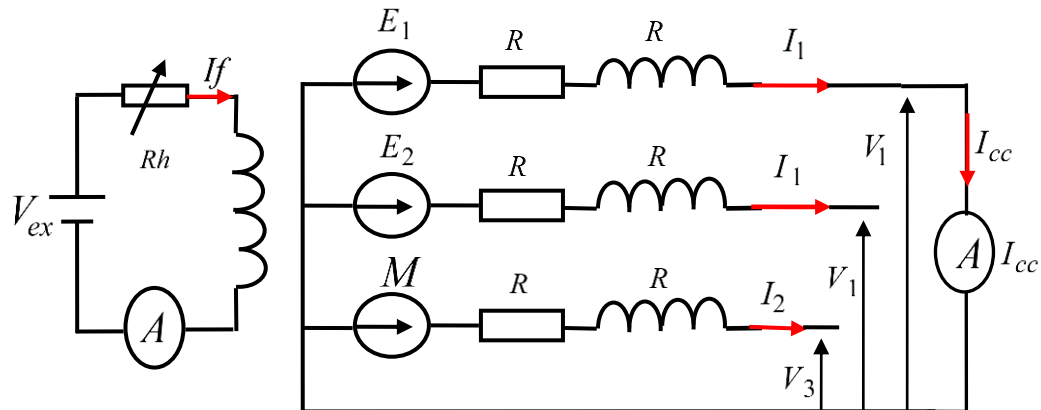


Figure (IV.18) Schéma de principe de l'essai en court-circuit d'un alternateur triphasé

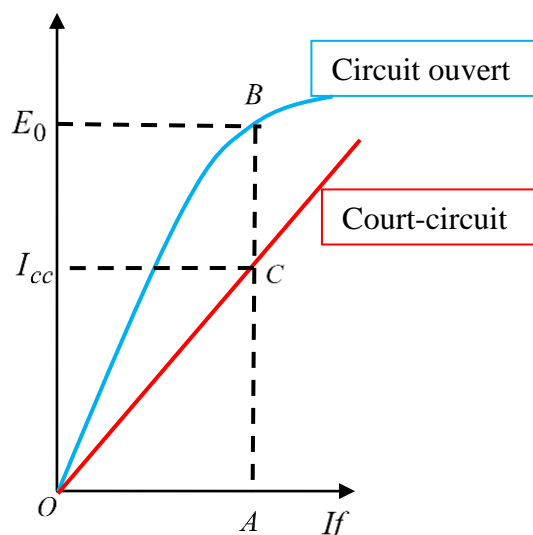


Figure (IV.19) Caractéristique de l'essai à vide et l'essai en court-circuit

▪ Essai à courant continu

Dans l'essai à courant continu on détermine la résistance statorique R_s par la méthode volt-ampère métrique.

▪ Détermination de l'impédance synchrone :

À partir de la figure (IV.19), on remarque que la tension AB pour le courant d'excitation OA dans l'essai à vide, pour le même courant d'excitation OA on a le courant I_{cc} de court-circuit lorsque l'alternateur est court-circuité, la tension aux bornes est nulle. Mais

pour le même courant on a une tension dans l'essai à vide. Donc l'application de la tension à vide aux bornes des impédances des enroulements statoriques imposés le courant de court-circuit. Donc par conséquent l'impédance Z_s est :

$$Z_s = \frac{E_0}{I_{cc}} \tag{IV.30}$$

Avec $Z_s = R + jX_s$ et $X_s \gg R$

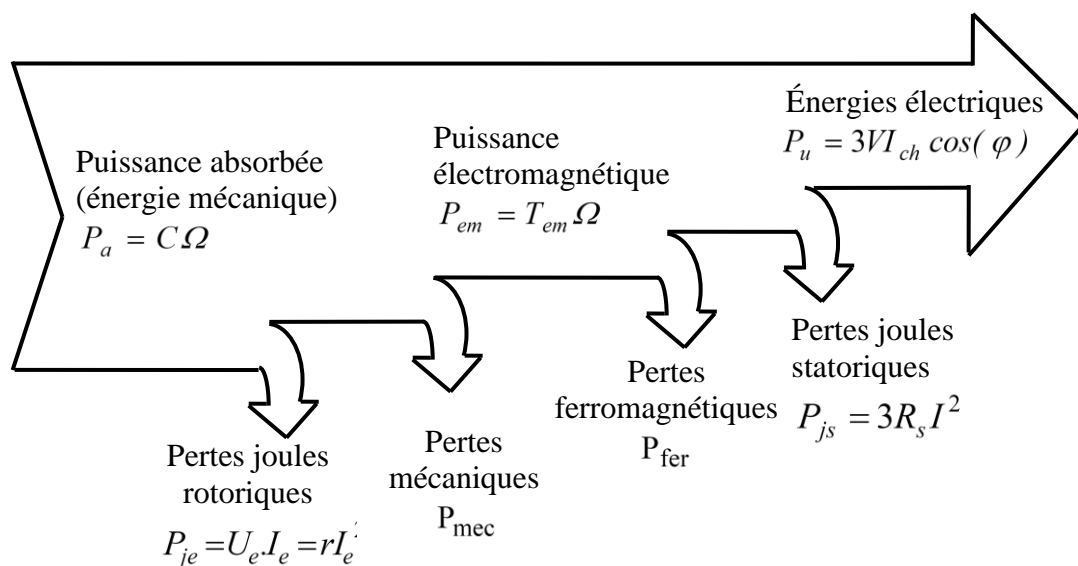
$$X_s = \frac{E_0}{I_{cc}} \tag{IV.31}$$

Où X_s réactance synchrone par phase.

E_0 Tension nominale phase neutre essai à vide.

I_{cc} Courant de court-circuit.

IV.3.5 Bilan de puissance d'un alternateur



P_a Puissance absorbée $P_a = C\Omega$

P_{je} Pertes joules rotoriques $P_{je} = U_e \cdot I_e = rI_e^2$

P_{mec} Pertes mécaniques

P_{em} Puissance électromagnétique $P_{em} = T_{em}\Omega$ la puissance transmise du rotor au stator

P_{fer} Pertes ferromagnétiques

$$P_{js} \text{ Pertes joules statoriques } P_{js} = 3R_s I^2$$

$$P_u \text{ Puissance utile } P_u = 3V_{ch} I_{ch} \cos(\varphi)$$

Avec : C couple d'entraînement, Ω la vitesse de rotation, U_e tension d'excitation, I_e Courant d'excitation, r résistances d'enroulement rotorique, T_{em} couple électromagnétique, R_s résistances des enroulements statoriques, I courant de ligne, I_{ch} Courant de la charge, V_{ch} la tension appliquée à la charge.

IV.3.5.1 Détermination des pertes

Essai à vide

- Pour le courant I_e nominal on mesure $P_a \approx P_{me} + P_{fer}$
- Pour le courant $I_e = 0$, on mesure. $P'_a \approx P_{me}$ On en déduit $P_{fer} \approx P_a - P'_a$

IV.3.5.2 Rendement

Le rendement est toujours excellent.
$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_u}{P_u + (P_{je} + P_{js} + P_{me} + P_{fer})}$$

IV.4 Fonctionnement moteur

Pour comprendre le concept de base de fonctionnement de la machine synchrone en mode moteur, regardez la figure (IV.20). L'alimentation du rotor par une source continue engendre un champ magnétique uniforme, l'alimentation des enroulements triphasés du stator engendre un champ qui tourne à la vitesse synchronisme, ce champ équivaut à un aimant, qui applique une force d'attraction et de répulsion sur le rotor. Le rotor subit maintenant un couple unidirectionnel dans la direction du champ du stator et tourne avec elle à la vitesse de synchronisme qui est proportionnelle aux fréquences de la tension d'alimentation.

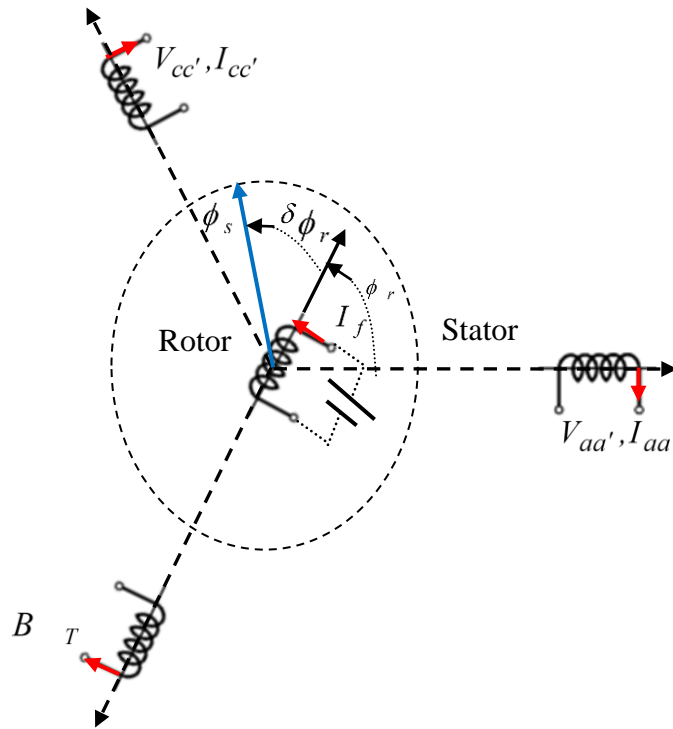


Figure (IV.20) Principe de fonctionnement d'un moteur synchrone

IV.4.1 Circuit équivalent d'un moteur synchrone

Un moteur synchrone est le même à tous égards qu'un générateur synchrone, sauf que le sens du flux des puissances est opposé. En raison de l'inversion du sens du flux des puissances dans la machine, le sens du courant dans le stator du moteur peut également être inversé. Par conséquent, le circuit équivalent d'un moteur synchrone est exactement le même que le circuit équivalent d'un générateur synchrone. Voir la figure (IV.21)

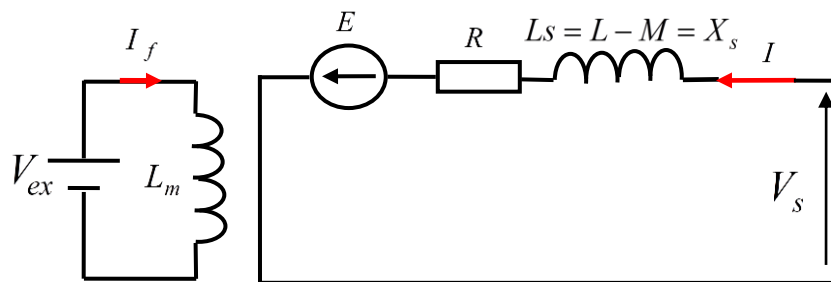


Figure (IV.21) Circuit équivalent d'un moteur synchrone à rotor bobiné

IV.4.2 Diagramme de Fresnel pour les différents cas

Le diagramme de Fresnel correspondant au circuit équivalent de la figure (IV.21) est représenté sur la figure (IV.22)

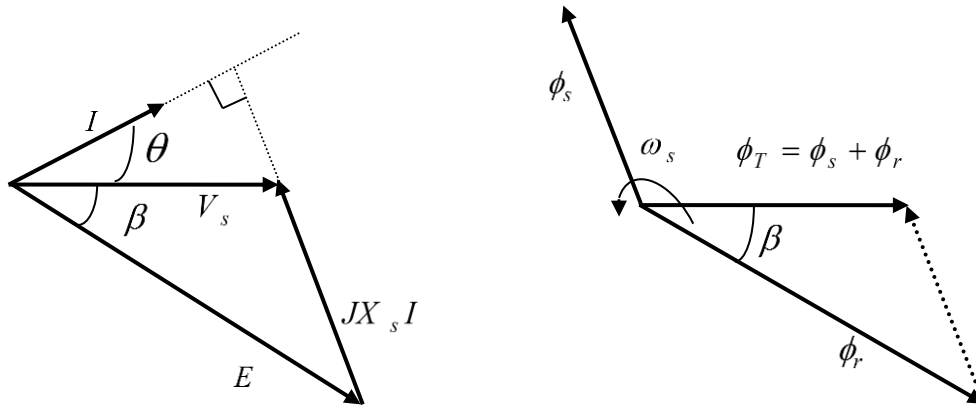


Figure (IV.22) Diagramme de Fresnel des tensions et des champs magnétiques correspondants avec un courant en avance

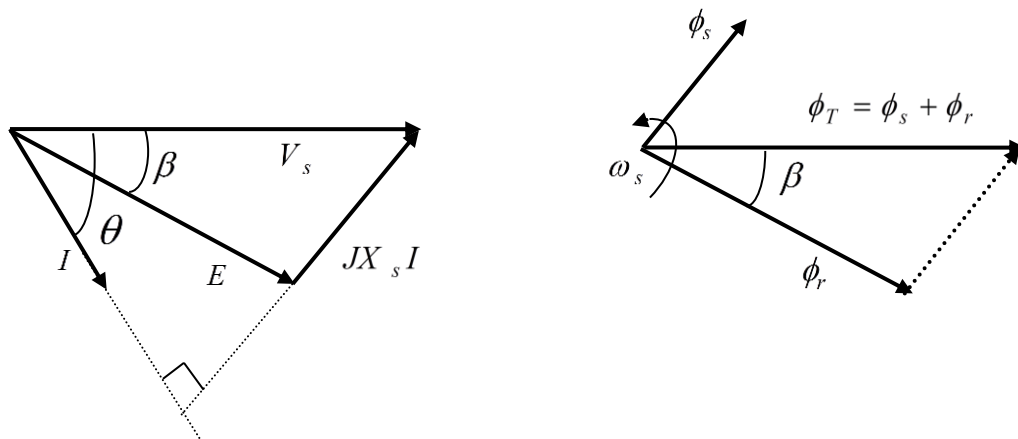


Figure (IV.23) Diagramme de Fresnel des tensions et des champs magnétiques correspondants avec un courant en retard

IV.4.3 Expression de la puissance utile du moteur synchrone

Pour trouver l'expression de la puissance développée par un moteur synchrone, on considère le diagramme vectoriel illustré à la figure (IV.24). Négliger la résistance des enroulements statoriques. Par définition, la puissance utile délivrée par le moteur est donnée par la relation suivante :

$$P_u = 3EI \cos(\alpha) \tag{IV.32}$$

Avec I courant par phase, E la force électromotrice par phase α l'angle entre E et I

A partir de la figure (IV.24) et dans le triangle ABC on a :

$$\cos(\alpha) = \frac{AB}{IX_s} \tag{IV.33}$$

Dans le triangle ABO on a :

$$AB = V_s \sin(\beta) \quad (\text{IV.34})$$

Avec β l'angle entre V_s et E

$$\cos(\alpha) = \frac{V_s}{IX_s} \sin(\beta) \quad (\text{IV.35})$$

A partir des équations (IV. 32) et (IV.35) on a :

$$P_u = \frac{3EV_s}{X_s} \sin(\beta) \quad (\text{IV.36})$$

IV.4.4 Expression du couple dans le moteur synchrone

Le couple utile du moteur est :

$$C_u = \frac{P_u}{\omega_s} = \frac{3EV_s}{\omega_s X_s} \sin(\beta) \quad (\text{IV.37})$$

L'équation (IV.37) indique que le couple du moteur augmente avec l'angle β , mais qu'il atteint sa valeur maximale lorsque l'angle est de 90°

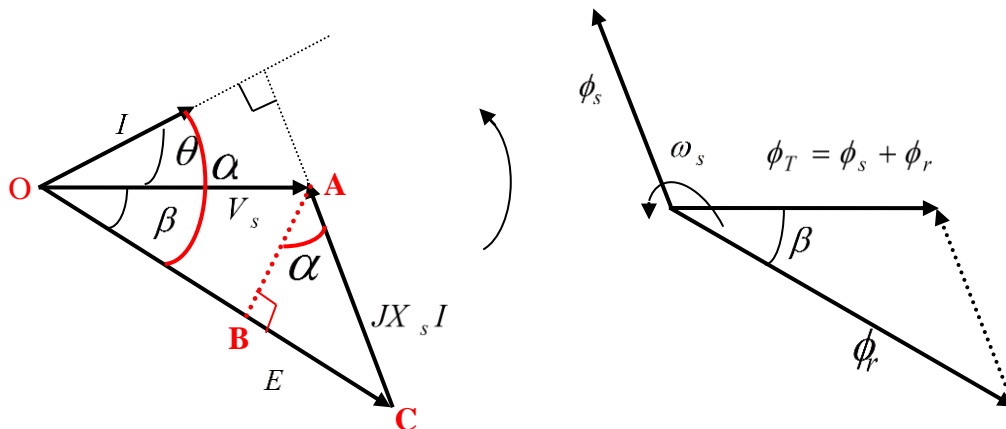


Figure (IV.24) Le diagramme de phase de la machine synchrone pour le fonctionnement moteur

IV.4.5 Caractéristique couple-vitesse d'un moteur synchrone

Pour un courant d'excitation I_f constant, à la vitesse de synchronisme ω_s la tension E constante, donc le couple C_u est proportionnel à l'angle β entre V_s et E , la figure (IV.25) représente les caractéristiques couple-vitesse du moteur synchrone.

Remarque

A partir de la figure on remarque que l'application d'une charge engendra une variation dans l'angle entre le champ tournant et le rotor.

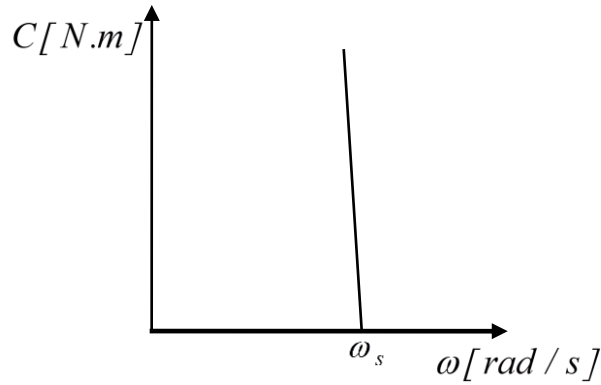
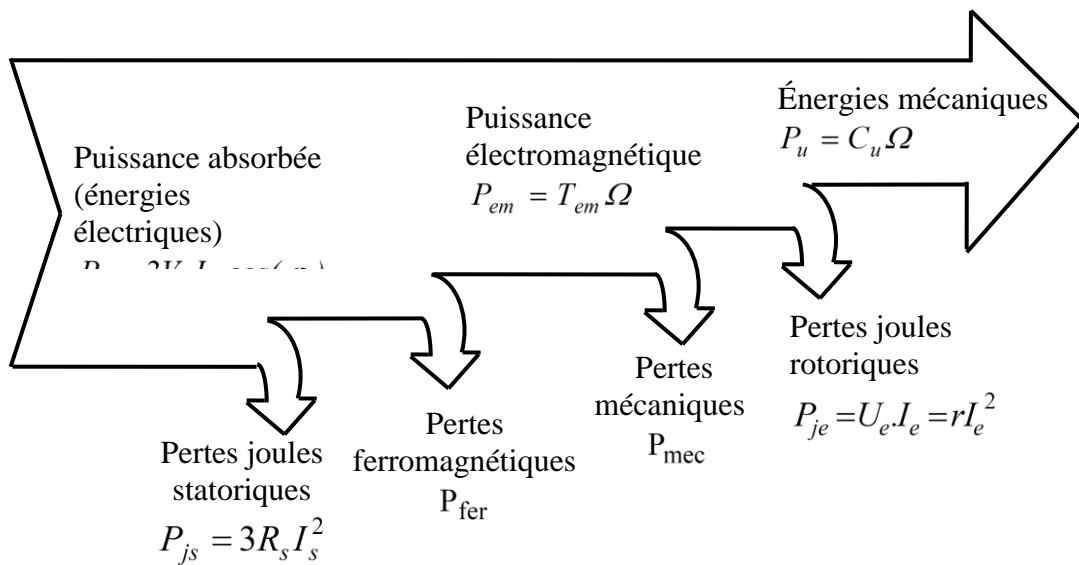


Figure (IV.25) Caractéristique Couple-Vitesse

IV.4.6 Bilan de puissance



P_a Puissance absorbée $P_a = 3V_s I_s \cos(\varphi)$

P_{je} Pertes joules rotoriques $P_{je} = U_e I_e = r I_e^2$

P_{me} Pertes mécaniques.

P_{fer} Pertes ferromagnétiques.

P_{em} Puissance électromagnétique $P_{em} = T_{em} \Omega$ la puissance transmise du stator au rotor

$$P_{js} \text{ Pertes joules statoriques } P_{js} = 3R_s I_s^2$$

$$P_u \text{ Puissance utile } P_u = C_u \Omega$$

Avec : C_u couple utile, Ω la vitesse de rotation du moteur, U_e tension d'excitation, I_e Courant d'excitation, r résistances d'enroulement rotorique, T_{em} couple électromagnétique, R_s résistances des enroulements statoriques, I_s courant de ligne, V_s la tension d'alimentation du stator.

IV.4.6.1 Détermination des pertes

Essai à vide :

- Pour le courant I_e nominal on mesure $P_a \approx P_{me} + P_{fer}$
- Pour le courant $I_e = 0$, on mesure. $P'_a \approx P_{me}$ On en déduit $P_{fer} \approx P_a - P'_a$

IV.4.6.2 Rendement

Le rendement est toujours excellent.

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_u}{P_u + (P_{je} + P_{js} + P_{me} + P_{fer})} \quad (\text{IV.38})$$

Chapitre V

Machines Asynchrones

V.1 Introduction

Comme tous les moteurs, les moteurs à induction triphasés transforment la puissance électrique en puissance mécanique dans le fonctionnement moteur ou l'inverse transforme la puissance mécanique en puissance électrique dans le fonctionnement générateur au moyen d'une partie fixe appelée stator et d'une partie tournante appelée rotor.

V.2 Constitution de la machine asynchrone

Les éléments constituant la machine asynchrone sont présentés dans la figure suivante :

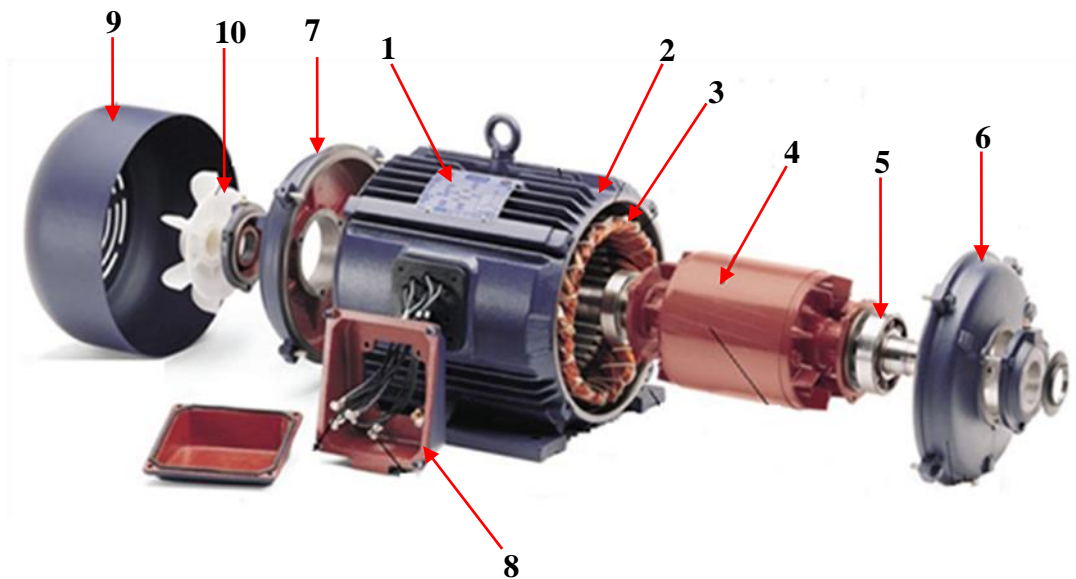


Figure (V.1) Machine asynchrone à cage d'écurieil : 1-Plaque signalétique 2- Stator, 3-Bobinée statorique, 4-Rotor, 5- Roulement, 6- Flasque palier cote bout d'arbre, 7- Flasque palier cote ventilateur, 8- Plaque a borne, 9- Capot de ventilateur, 10- Ventilateur

➤ Stator :

Un moteur asynchrone est un moteur possédant strictement le même stator qu'un moteur synchrone. Le stator de la machine asynchrone comporte une carcasse en acier renfermant un empilage de tôles identiques qui constituent un cylindre vide, ces tôles sont percées de trous à leur périphérie intérieure. L'alignement de ces trous forme des encoches dans lesquelles on loge un bobinage triphasé, qu'ils sont décalés au tour du stator de 120° l'une des autres, le passage d'un courant dans ces enroulements engendre un champ tournant à la vitesse de synchronisme.

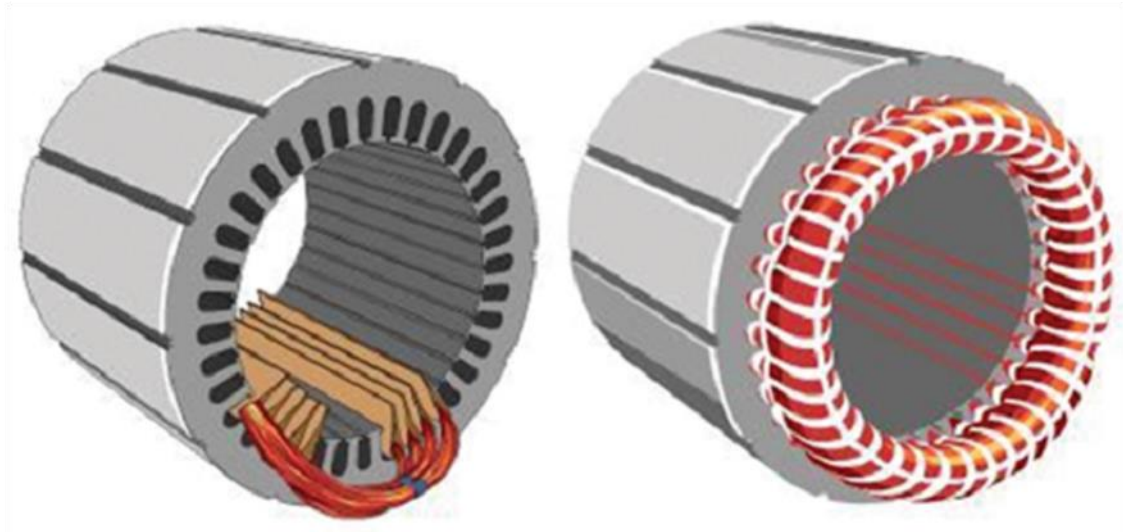


Figure (VI.2) *Stator de la machine asynchrone*

➤ **Rotor :**

Le rotor est la partie tournante du moteur. Deux types de rotors sont utilisés pour les moteurs à induction triphasés, rotor à cage d'écureuil, rotor à enroulement.

1. Rotor à cage d'écureuil figure(VI.3): les enroulements du rotor à cage d'écureuil sont constitués de barres de cuivre nues introduites dans les encoches ces barres sont soudées à chaque extrémité à deux anneaux qui les court-circuitent.

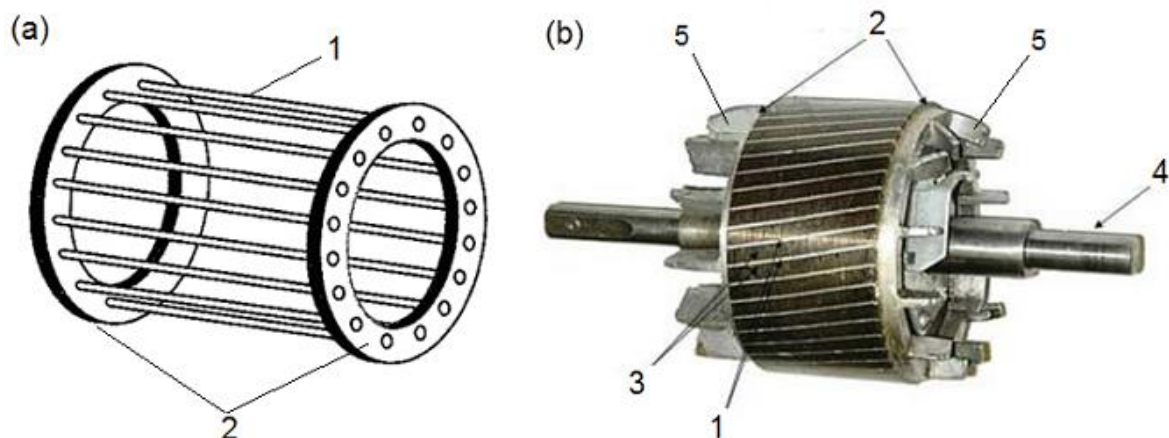


Figure (VI.3) *Rotor à cage d'écureuil : 1- Barre du rotor, 2- Bague d'extrémité du rotor, 3- Noyau du rotor, 4- Arbre, 5- Pales du ventilateur de refroidissement.*

2. Rotor bobiné : le rotor bobiné comprend un bobinage triphasé, semblable à celui du stator, placé dans les encoches. Il est composé de trois enroulements raccordés en étoile, les extrémités des enroulements sont court-circuitées figure (V.4).

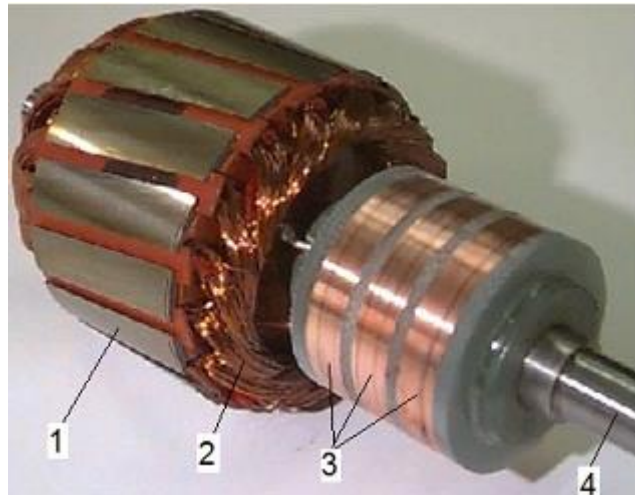


Figure (V.4) Rotor bobiné: 1- Noyau du rotor, 2- Enroulement du rotor, 3- Bagues collectrices (court-circuité le rotor), 4- Arbre

V.3 Principe de fonctionnement du moteur asynchrone

L'alimentation du stator par un ensemble des tensions triphasées engendra un champ tournant à cause de passages d'un courant dans ces enroulements, lorsque ce champ balaye sur les enroulements rotoriques une tension induite dans ces enroulements qui sont en court-circuit, donc des courants circulent dans le rotor et entrent en interaction avec le champ et permettant à un couple moteur de se créer selon la loi de la main droite. Le rotor se met alors à tourner et se stabilise à une vitesse toujours légèrement inférieure à la vitesse de synchronisme. Il est impossible pour le rotor de tourner à la vitesse de synchronisme puisqu'il serait alors baigné dans un champ fixe, et donc pas de tension et pas de courant. En l'absence de courant, le couple serait nul, et la machine décélérerait. La légère différence de vitesse justifie le terme de « glissement » du rotor par rapport au champ tournant.

V.3.1 Le glissement

Le glissement g est la différence entre la vitesse de synchronisme N_s et la vitesse de rotation du rotor N_r .

Remarque

Le glissement est la cause principale qui engendre une tension dans les enroulements rotoriques.

$$g = \frac{N_s - N_r}{N_s} = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \quad (\text{V.1})$$

Avec $N_s = \frac{120.f_s}{p}$ avec p nombre de pôles

V.3.2 Vitesse du rotor

A partir de l'équation (V.1) la vitesse de rotation du rotor est donnée par :

$$N_r = (1 - g)N_s, \quad \Omega_r = (1 - g)\Omega_s \quad (\text{V.2})$$

V.3.3 La fréquence de la tension induite dans le rotor

La fréquence des courants rotoriques dépend de la vitesse relative entre le champ rotor et stator. Lorsque le rotor est en repos, la vitesse relative entre le champ tournant du stator et le rotor est $N_s - 0 = N_s$ la fréquence des courants du rotor est la même que celle de la fréquence d'alimentation. Mais une fois que le rotor commence à tourner, la fréquence des courants du rotor diminue dépend de la vitesse relative ou vitesse de glissement $N_s - N_r$

$$f_r = \frac{(N_s - N_r)p}{120} = g \times f_s \quad (\text{V.3})$$

La tension induit dans le rotor de la machine

Selon la loi de Lenz (voir chapitre I) la tension induite dans les enroulements rotoriques données par :

$$V_{eff\ r} = 4.44N_r f_r \phi_{max} \quad (\text{V.4})$$

$$V_{eff\ r} = 4.44N_r g f_s \phi_{max} \quad \text{Avec } f_r = g f_s \quad (\text{V.5})$$

$$V_{eff\ r} = g V_{eff\ s} \quad \text{Avec } V_{eff\ r} = 4.44N_r f_s \phi_{max} \quad (\text{V.6})$$

Avec $V_{eff\ r}$: Valeur efficace de la tension induite dans les enroulements rotoriques

$V_{eff\ s}$: Valeur efficace de la tension d'alimentation du stator

$N_r = N_s$: Nombre de spire par phase

ϕ_{max} : La valeur maximale du champ tournant.

g : Le glissement

f_r : La fréquence de la tension induite dans le rotor

f_s : La fréquence de la tension d'alimentation du stator.

V.4 Circuit équivalent du rotor

La construction d'une machine asynchrone s'apparente beaucoup à celle d'un transformateur triphasé. Ainsi, la machine possède trois enroulements identiques montés sur le stator et trois enroulements sur le rotor, soit un enroulement par phase. À cause de cette symétrie parfaite, on peut, comme pour le transformateur, analyser le comportement de la machine en considérant seulement qu'un enroulement de primaire équivalent un enroulement statorique, un enroulement de secondaire équivalent un enroulement rotorique.

À partir des équations (V.3) et (V.6) on a présenté sur la figure (V.5) le circuit équivalent du rotor

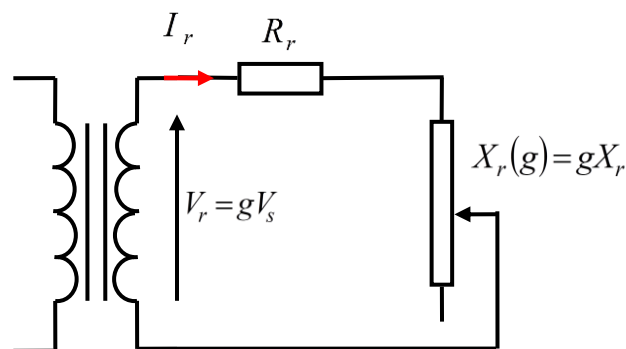


Figure (V.5) Circuit équivalent du rotor

Remarque

La valeur de la réactance rotorique est variable parce qu'elle est proportionnelle à la fréquence.

R_r Résistance d'enroulement rotorique

X_r Réactance de fuite d'enroulement rotorique

V.4.1 Impédance rotorique

À partir du circuit équivalent de la figure (V.5) on a défini la valeur de l'impédance rotorique en fonction de glissement par l'égalité suivante :

$$Z_r(g) = R_r + gjX_r \text{ Donc } |Z_r| = \sqrt{(R_r)^2 + (gX_r)^2} \quad (\text{V.7})$$

Le courant circule dans le rotor est donné par :

$$I_r = \frac{gV_s}{\sqrt{(R_r)^2 + (gX_r)^2}} \quad (\text{V.8})$$

$$I_r = \frac{gV_s}{g\sqrt{\left(\frac{R_r}{g}\right)^2 + (X_r)^2}} = \frac{V_s}{\sqrt{\left(\frac{R_r}{g}\right)^2 + X_r^2}} \quad (\text{V.9})$$

Remarque

D'après l'équation (V.9) on remarque que le courant rotorique est proportionnel à la tension d'alimentation en valeur efficace et fréquence

D'après l'équation (V.9), on remarque que la résistance rotorique est proportionnelle au glissement, l'impédance rotorique devient :

$$Z_r = \frac{R_r}{g} + jX_r = R_r + jX_r + R_r\left(\frac{1-g}{g}\right) \quad (\text{V.10})$$

$$Z_r = Z'_r + R_r\left(\frac{1-g}{g}\right) \text{ Avec } Z'_r = R_r + jX_r \quad (\text{V.11})$$

D'après l'équation (V.11) le circuit équivalent de la figure (V.5) est simplifié et représente par la figure suivante :

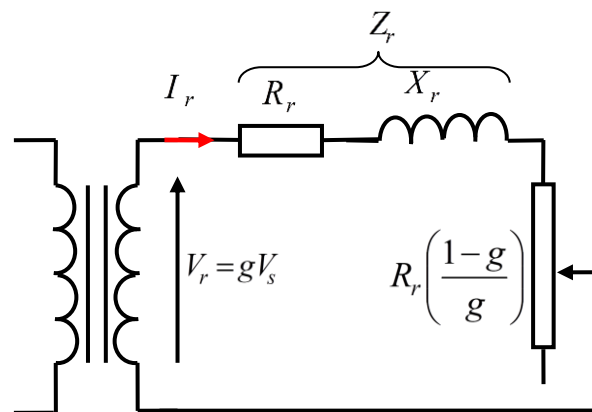


Figure (V.6) *Circuit équivalent simplifié du rotor*

Avec $R_r\left(\frac{1-g}{g}\right)$: Représente comme une charge

Le produit $R_r\left(\frac{1-g}{g}\right) \times I_r^2$ La puissance active convertir en puissance mécanique

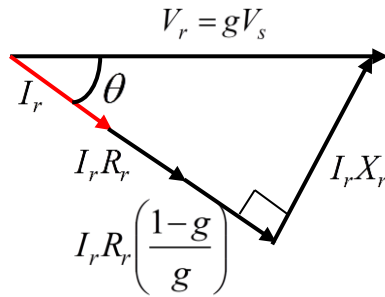


Figure (V.7) Diagramme de Fresnel du circuit équivalent

V.5 Circuit équivalent du stator

Le stator de la machine asynchrone constitué par des enroulements logés dans des encoches pour engendrer un champ tournant s’il est alimenté par une source alternative, donc le circuit équivalent du stator de la machine asynchrone similaire à celle de circuit équivalent de la partie primaire du transformateur, voir la figure (V.8).

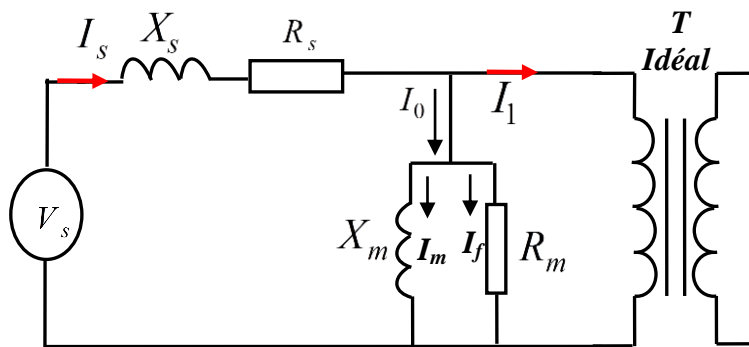


Figure (V.8) Circuit équivalent du stator

Le circuit équivalent qui représenté le comportement de la machine asynchrone est représenté dans la figure (V.9).

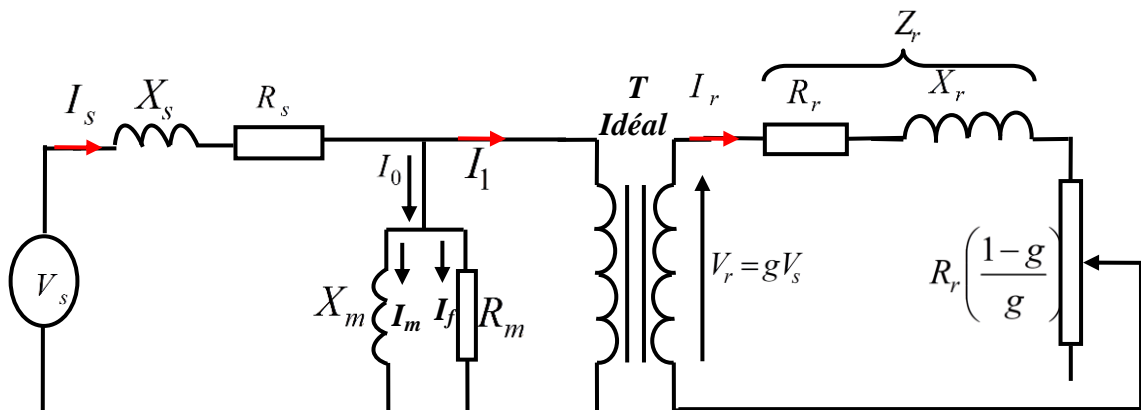


Figure (V.9) Circuit équivalent de la machine asynchrone

X_s Réactance d'un enroulement statorique

R_s Résistance d'un enroulement statorique

R_r Résistance d'un enroulement rotorique.

X_r Réactance d'un enroulement rotorique.

X_m Réactance qui représente le circuit magnétique (réactance de magnétisation)

R_m Résistance qui représente les pertes dans le circuit magnétique.

$R_r \left(\frac{1-g}{g} \right)$ Résistance qui représente la charge appliquée au moteur

V_s La tension appliquée au stator.

I_s Courant statorique.

V_r La tension induite dans le rotor.

I_r Courant rotorique.

g Glissement

Dans le cas d'un transformateur, on peut souvent négliger les éléments représentant le circuit magnétique car le courant d'excitation I_0 est négligeable comparé au courant total I_p . Cependant, à cause de la présence de l'entrefer dans les moteurs, le courant circule dans le circuit magnétique peut parfois atteindre 50% de courant I_s , donc on ne peut pas éliminer le circuit magnétique (les éléments du circuit magnétique (X_m , R_f)), on peut la déplacer aux bornes de l'alimentation, comme l'indique la figure (V.10) qui représente le circuit équivalent rapporté au stator du moteur asynchrone à rotor bobine, cela permet aussi de combiner les réactances de fuite X_s , X_r en une seule réactance de fuite X . cette dernière est la réactance de fuite totale du moteur. Avec ce circuit les équations décrivant les performances du moteur deviennent plus simples.

Remarque

Dans le circuit équivalent de la figure (V.9) on à :

1. La valeur efficace de I_1 égale à la valeur efficace de I_r même si leurs fréquences sont différentes
2. Le déphasage entre E_s et I_1 est le même que celui entre E_r et I_r

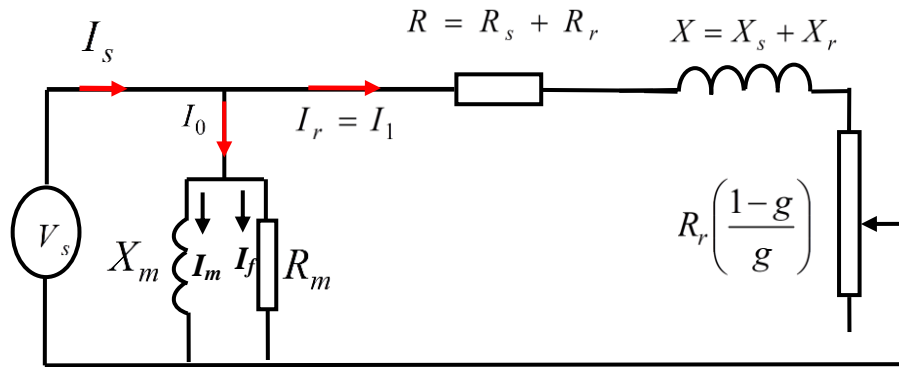


Figure (V.10) Circuit équivalent du moteur asynchrone où tous les éléments sont rapportés au stator

V.6 Détermination des paramètres du circuit équivalent

Afin de déterminer les paramètres du circuit équivalent on a effectué deux essais :

V.6.1 Essai à vide

Lors d'un essai à vide on a :

Le glissement très petit $g \rightarrow 0$ parce que $\omega_r \rightarrow \omega_s$ donc $R_r \left(\frac{1-g}{g} \right) = \frac{R_r}{0} \rightarrow \infty$

Le circuit équivalent de la machine asynchrone devin alors :

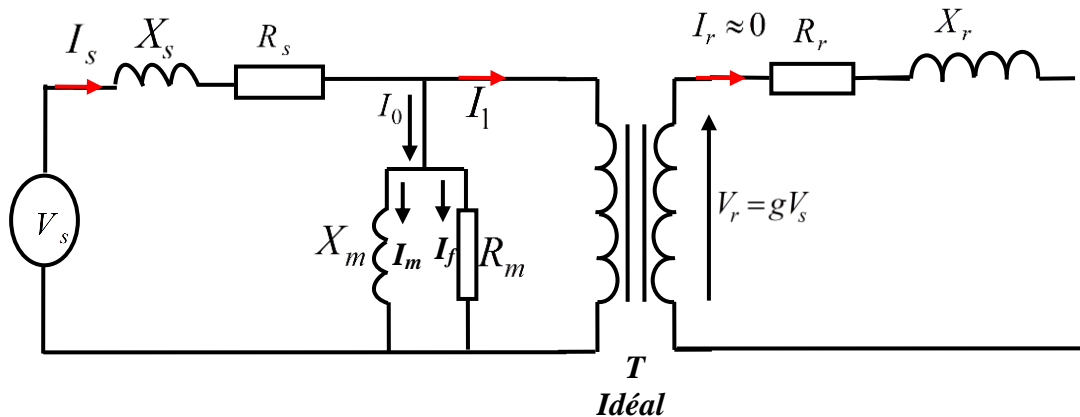


Figure (V.11) Circuit équivalent de la machine asynchrone pour un essai à vide

1. Les grandeurs mesurées

La résistance équivalente si les enroulements du stator branchés en étoile.

$$R_{s/equ} = 2R_s \Rightarrow R_s = \frac{R_{s/equ}}{2} \quad (\text{V.12})$$

La puissance active totale P_{s0}

La tension entre les phases U_{s0}

Le courant de ligne $I_{s0} = I_s$

2. Les grandeurs calculées

La puissance apparente totale

$$S_{s0} = \sqrt{3} \times U_{s0} I_{s0} \quad (\text{V.13})$$

La puissance réactive totale

$$Q_{s0} = \sqrt{S_{s0}^2 - P_{s0}^2} \quad (\text{V.14})$$

La résistance qui représente les pertes dans le fer et par frottement

$$R_m = \frac{3U_{s0}^2}{P_{s0}} \quad (\text{V.15})$$

$$X_m = \frac{3U_{s0}^2}{Q_{s0}} \quad (\text{V.16})$$

V.6.2 Essai à rotor bloqué

Lorsqu'on applique la pleine tension à un moteur asynchrone dont le rotor est bloqué on a :

$I_1 \gg I_0$ Les grandeurs de circuit magnétique sont négligeables.

Le glissement $g = 1$ parce que $\omega_r = 0$ donc $R_r \left(\frac{1-g}{g} \right) = 0$ le circuit équivalent du moteur asynchrone ramené au stator devin:

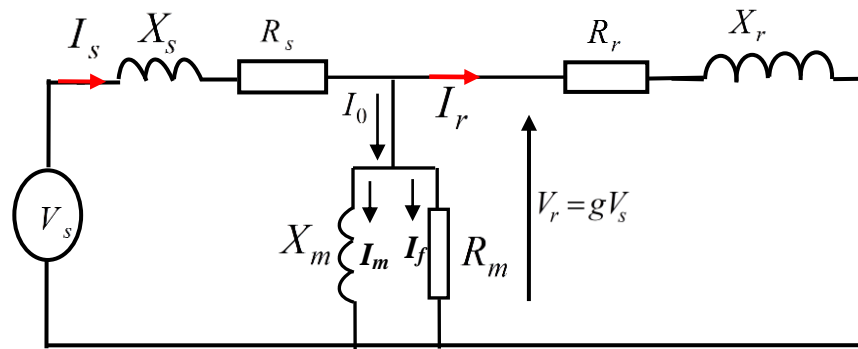


Figure (V.12) Circuit équivalent d'un moteur asynchrone ramené au stator lors d'un essai à rotor bloqué

1. Les grandeurs mesurées

La puissance active totale à rotor bloqué P_{RB}

La tension entre les phases U_{RB}

Le courant de ligne pour un essai à rotor bloqué égale la valeur du courant nominale

$$I_{RB} = I_N$$

2. Les grandeurs calculées

La puissance apparente totale

$$S_{RB} = \sqrt{3} \times U_{RB} I_{RB} \quad (\text{V.17})$$

La puissance réactive totale

$$Q_{RB} = \sqrt{S_{RB}^2 - P_{RB}^2} \quad (\text{V.18})$$

La résistance qui représente les pertes dans le fer et par frottement

$$R_{Rr+Rs} = \frac{P_{RB}}{3I_{RB}^2} \Rightarrow R_r = \frac{P_{RB}}{3I_{RB}^2} - R_s \quad (\text{V.19})$$

$$X_{Xr+Xs} = \frac{Q_{RB}}{3I_{RB}^2} \quad (\text{V.20})$$

V.7 Couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est le quotient de la puissance électromagnétique (mécanique) fournie au rotor par la vitesse de rotation du rotor.

La puissance électromagnétique est donnée par :

$$P_{elm} = P_{tr} - P_{jr} = \frac{3R_r I_r^2}{g} - 3R_r I_r^2 \tag{V.21}$$

$$P_{elm} = 3R_r I_r^2 \left(\frac{1-g}{g} \right)$$

Le couple électromagnétique dans le moteur est :

$$C_{elm} = \frac{P_{elm}}{\omega_r} = \frac{3R_r (1-g) I_r^2}{g \omega_r} \tag{V.22}$$

$$C_{elm} = \frac{3R_r I_r^2}{g \omega_s} \tag{V.23}$$

$$C_{elm} = \frac{P_{tr}}{\omega_s} \text{ Avec } P_{tr} = \frac{3R_r I_r^2}{g} \tag{V.24}$$

P_{tr} La puissance transmise c'est la puissance qui convertit du stator vers le rotor

ω_s La vitesse de synchronisme

V.7.1 Le courant rotorique

Par l'application de la loi de maille sur la figure suivante on a :

$$I_r = \frac{V_s}{Z_T} = \frac{V_s}{R + R_r(1-g)/g + jX} \tag{V.25}$$

$$I_r = \frac{V_s}{\sqrt{(R_s + R_r/g)^2 + X^2}} \tag{V.26}$$

Le couple électromagnétique de l'équation (V.23) devient alors :

$$C_{elm} = \frac{3V_s^2}{\omega_s} \cdot \frac{R_r/g}{((R_s + R_r/g)^2 + X^2)} \tag{V.27}$$

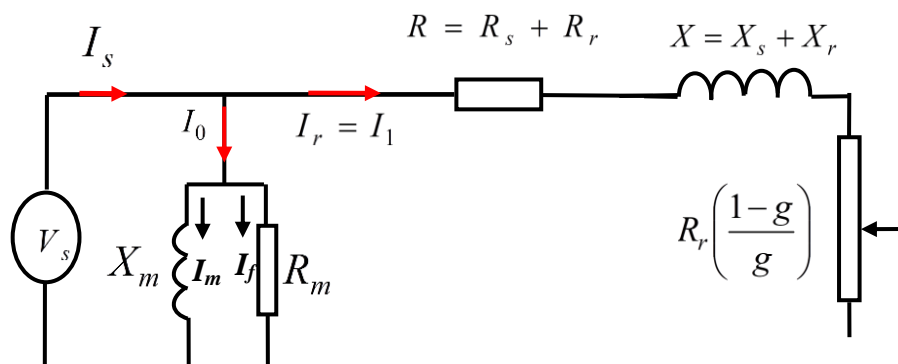


Figure (VI.13) Circuit équivalent simplifié de la machine asynchrone.

V.8 Caractéristique mécanique de la machine asynchrone (couple-vitesse)

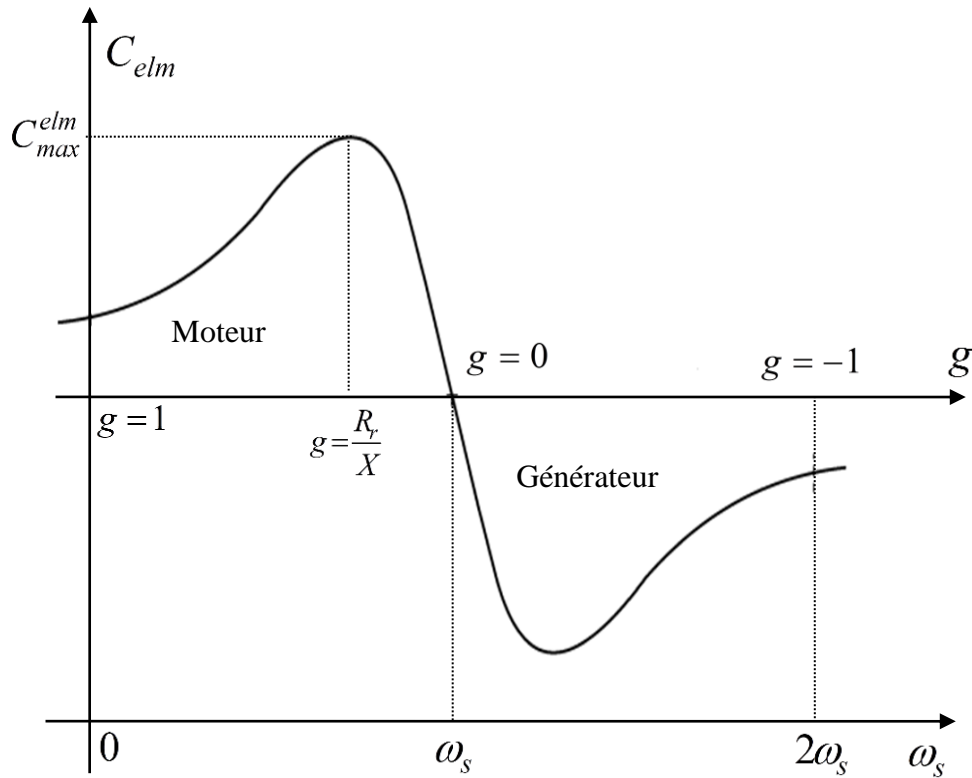


Figure (V.14) Caractéristiques mécaniques de la machine asynchrone

D'après l'équation (V.27), on voit que le couple électromagnétique varie en fonction du glissement g (donc de la vitesse ω_s) et la caractéristique mécanique sera $C_{elm} = f(\omega_s)$,

$$C_{elm} = f(g)$$

Au démarrage $\omega_m = 0$ donc : $g = 1$ et $X_2 = 0$, le couple de démarrage peut être calculé par :

$$C_{elm} = \frac{3V_s^2}{\omega_s} \cdot \frac{R_r}{(R_s + R_r)^2 + X_1^2} \quad (\text{V.28})$$

La caractéristique mécanique présente un maximum, qui correspond au couple le plus élevé, la valeur maximale du couple est appelée couple de décrochage, la valeur du couple maximal peut être déterminé à partir de l'expression suivante:

$$\frac{dC_{max}^{elm}}{dg} = \frac{d}{dg} \left[\frac{3V_s^2}{\omega_s} \cdot \frac{R_r / g}{(R_s + R_r / g)^2 + X^2} \right] = 0 \quad (\text{V.29})$$

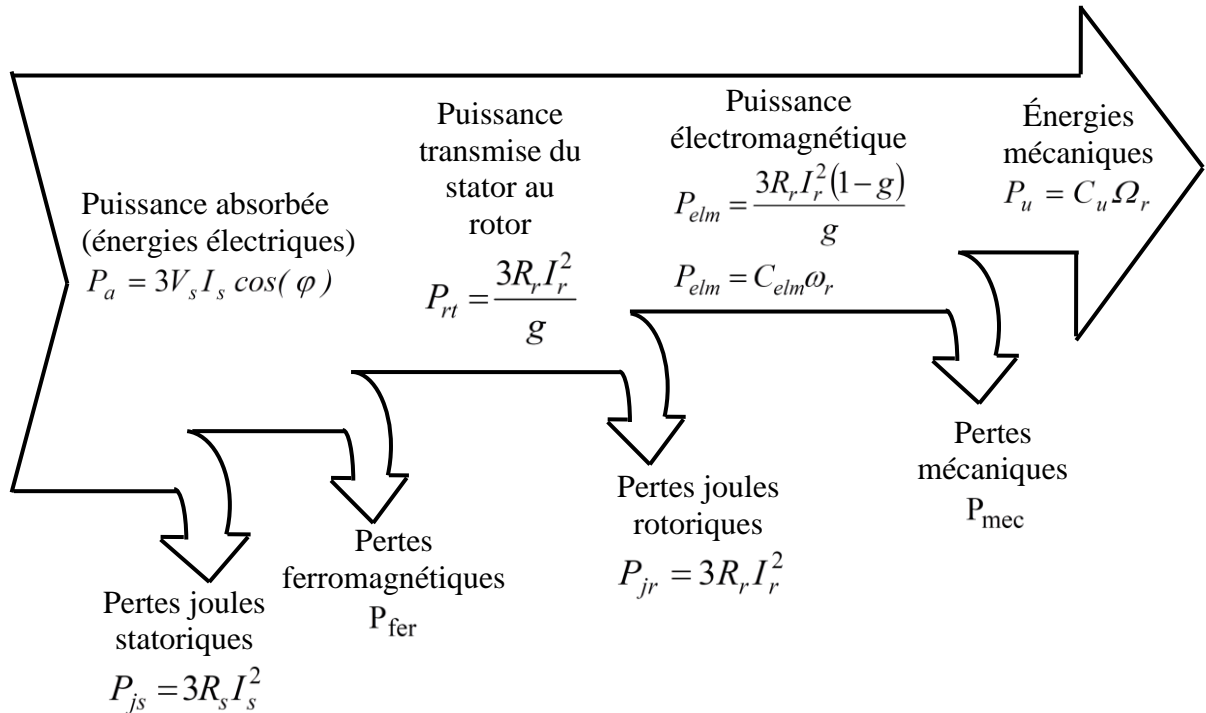
La valeur de glissement correspondant au couple maximal est :

$$g = \frac{R_r}{X} \quad (\text{V.30})$$

Si on remplace l'équation (V.30) dans l'équation (V.27) on trouve la valeur du couple maximal :

$$C_{max}^{elm} = \frac{3V_s^2}{2\omega_s X} \text{ Avec } R_s \approx 0 \tag{V.31}$$

V.9 Bilan des puissances



V.9.1 Le rendement

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_a - \sum P_{pertes}}{P_a} = \frac{P_u}{P_u + \sum P_{pertes}} \tag{V.32}$$

V.10 Diagramme de cercle

Le diagramme du cercle est une construction géométrique qui permet d'obtenir les différentes grandeurs qui caractérisent la machine graphiquement. Pour un moteur donné, alimenté sous tension constante, lorsque le glissement varie l'extrémité du vecteur représentant les courants statorique I_s se déplace sur un cercle.

V.10.1 Les données importantes pour dessiner le diagramme de cercle

Le diagramme circulaire d'un moteur à induction peut être dessiné en utilisant les données obtenues à partir des tests suivants :

I. Essai à vide

Les grandeurs mesurés : La tension de phase V_0 , le courant à vide I_0 la puissance absorbée à vide P_0 , à partir de ces données, l'angle du facteur de puissance φ_0 à vide est déterminé par :

$$\cos(\varphi_0) = \frac{P_0}{\sqrt{3}V_0I_0} \quad (\text{V.33})$$

II. Essai à rotor bloqué :

On mesure le courant de court-circuit, la tension de court-circuit et la puissance correspondante, à partir de ces données on calcule, le facteur de puissance $\cos \varphi_0$ et l'angle φ_0 , la valeur correspondante du courant de court-circuit à la tension nominale appliquée au stator et la puissance correspondante par les formules suivantes :

$$\cos(\varphi_{cc}) = \frac{P_{cc}}{\sqrt{3}V_{cc}I_{cc}} \quad (\text{V.34})$$

$$I_{sN} = \frac{V_N}{V_{cc}} \times I_{cc} \quad (\text{V.35})$$

$$P_{sN} = \left(\frac{V_N}{V_{cc}} \right)^2 \times P_{cc} \quad (\text{V.36})$$

III. Test de résistance du stator : D'après l'essai de résistance statorique, la résistance de l'enroulement statorique par phase R_1 est déterminée.

V.10.2 Les étapes de dessin

1. Dessinez l'axe horizontal OX et l'axe vertical OY . Ici, l'axe vertical représente la référence de tension OV .
2. Choisissez une échelle pour le courant I_0 et tracez un vecteur $OO' = I_0$ à un déphasage de φ_0 par rapport au vecteur OV .
3. Tracez un axe OX perpendiculaire au vecteur de tension OV . Tracer également un axe $O'X$ parallèle au axe OX .
4. A partir de O , tracer un vecteur $OA = I_{sN}$ déphasé par rapport au vecteur tension OV d'un angle φ_{cc} , avec la même échelle que celle utilisée pour I_0 . La ligne $O'A$ est appelée ligne du couple mécanique.

5. Il est évident que les points O' et A sont situés sur le cercle. Pour déterminer le centre du cercle, dessinez la médiatrice du segment $[AB]$. le centre du cercle est le point d'intersection C entre l'axe $O'X'$ avec la bissectrice (voir Fig. 9.42).
6. En prenant C comme centre et $O'C$ comme rayon, dessinez un demi-cercle $O'AB$.
7. Tracer l'axe verticale AQ parallèle à l'axe Y ou, au vecteur tension OV

V.10.3 Données importantes dans le diagramme de cercle

Des nombreux axes ont été tracés dans le diagramme de cercle, mais certains sont significatifs particulière.

1. AQ les pertes dans la machine
2. AE : les pertes joule rotoriques
3. EQ les pertes totales au stator
4. EF : les pertes joule statoriques
5. FQ : les pertes fer plus les pertes mécaniques.

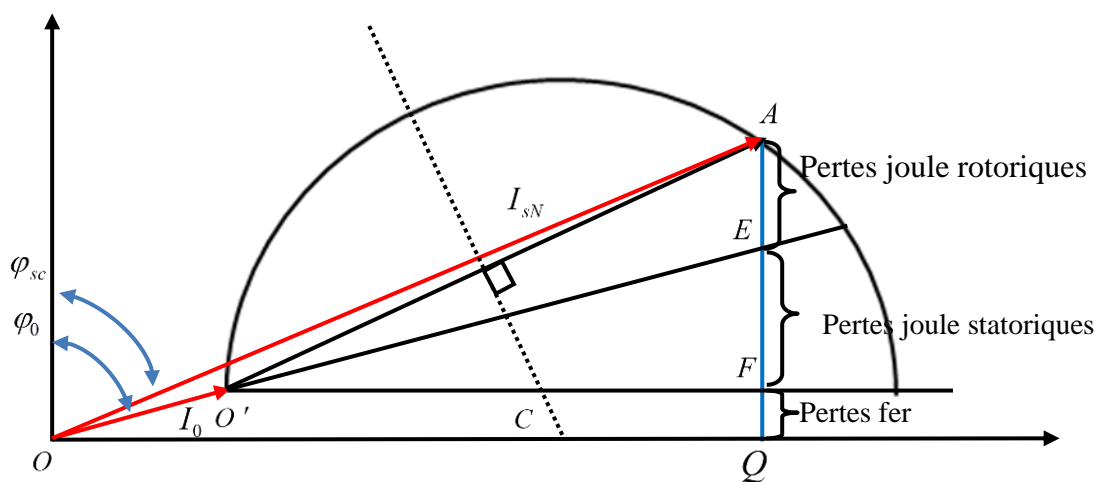


Figure (V.15) Diagramme de cercle d'un moteur asynchrone

V.10.4 Les résultats obtenir pour un point de fonctionnement

Pour une charge quelconque le moteur absorbe un courant I_1 . Tracez un arc de rayon $OL = I_1$ avec O comme centre. À partir de point 'L', tracez une ligne LM parallèle à l'axe des Y , comme le montre la Fig. 9.42 qui coupe plusieurs lignes aux points N , K et J . Alors :

1. LM : la puissance absorbée : $P_a = 3V_s.LM$
2. LN : la puissance utile : $P_u = 3V_s.LN$
3. LK : la puissance transmise du stator au rotor : $P_{tr} = 3V_s.LK$
4. NK : la puissance des pertes joule rotoriques : $P_{jr} = 3V_s.NK$
5. KJ : la puissance des pertes joules statoriques : $P_{js} = 3V_s.KJ$
6. JM : les pertes fer : $P_{fer} = 3V_s.JM$
7. Couple utile : $C_u = P_u/\Omega = 3V_s.LM/\Omega$
8. Couple mécanique : $C_{mec} = P_{tr}/\Omega = 3V_s.LK/\Omega$
9. Le glissement : $g = NK /LK$
10. le rendement : $\eta = LN /LM$
11. facteur de puissance : $\cos(\varphi) = LM /OL$

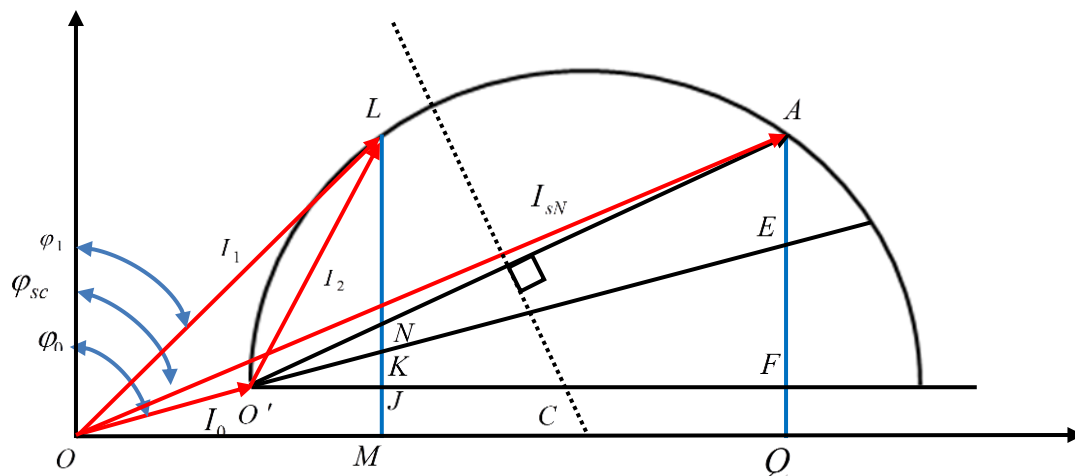


Figure (V.16) Diagramme de cercle d'un moteur asynchrone pour un point de fonctionnement

V.11 Fonctionnement générateur d'une machine asynchrone

V.11.1 Principe de fonctionnement d'un générateur asynchrone

La courbe de la caractéristique couple-vitesse de la figure (V.17), montre que si un moteur à induction est entraîné à une vitesse supérieure à la vitesse de synchronisme N_s par un dispositif d'entraînement (moteur), la direction de son couple induit s'inversera et il agira comme un générateur. À mesure que le couple appliqué à son arbre par le moteur d'entraînement augmente, la quantité de puissance produite par le générateur à induction augmente.

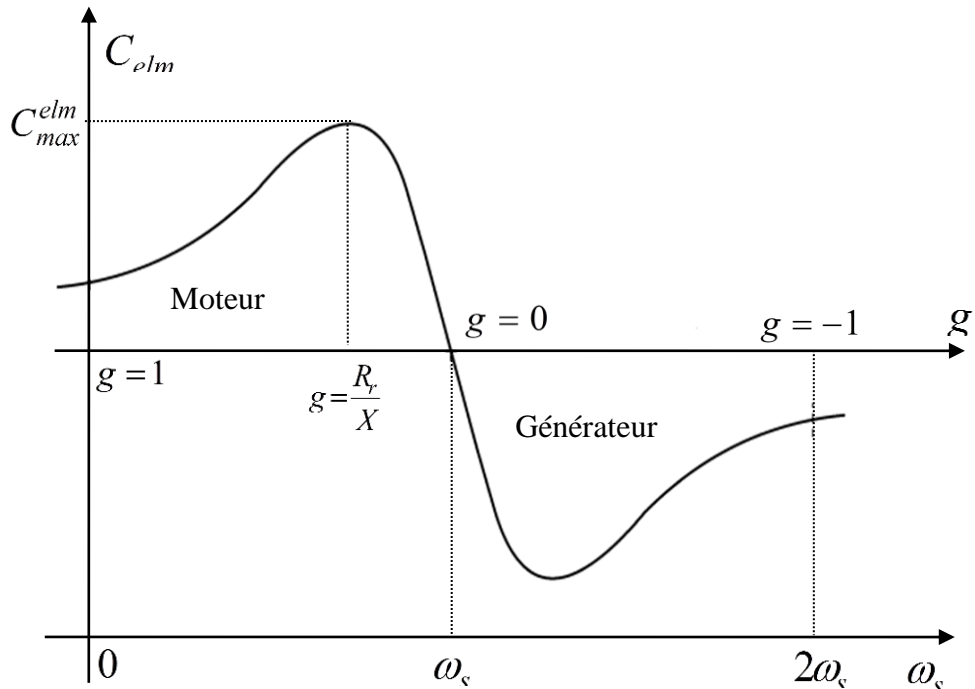


Figure (V.17) Caractéristique couple-vitesse de la machine asynchrone

V.11.2 Générateur asynchrone auto-excite

Il est possible pour une machine à induction de fonctionner comme un générateur isolé, s'ils y des condensateurs sont branchés en parallèle pour fournir la puissance réactive requise par le générateur et par les charges attachées, le schéma de principe d'un générateur asynchrone est représenté dans la figure (V.18).

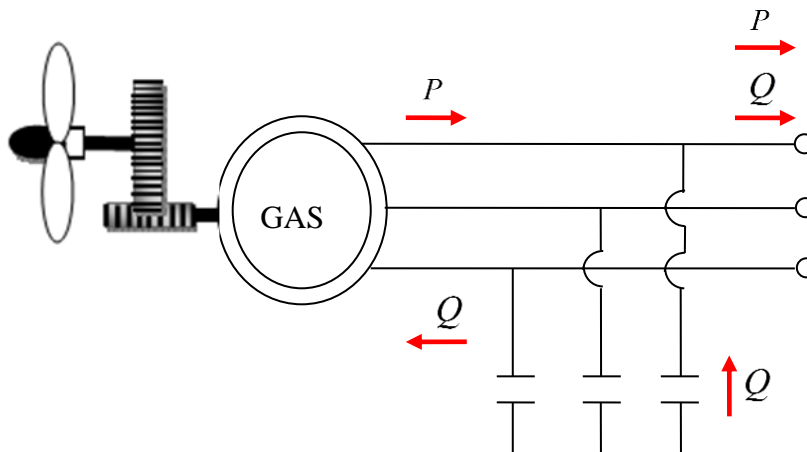


Figure (V.18) Schéma de principe d'un g générateur asynchrone auto-excite

Le circuit équivalent de la machine asynchrone pour le fonctionnement générateur représente dans la figure (V.19).

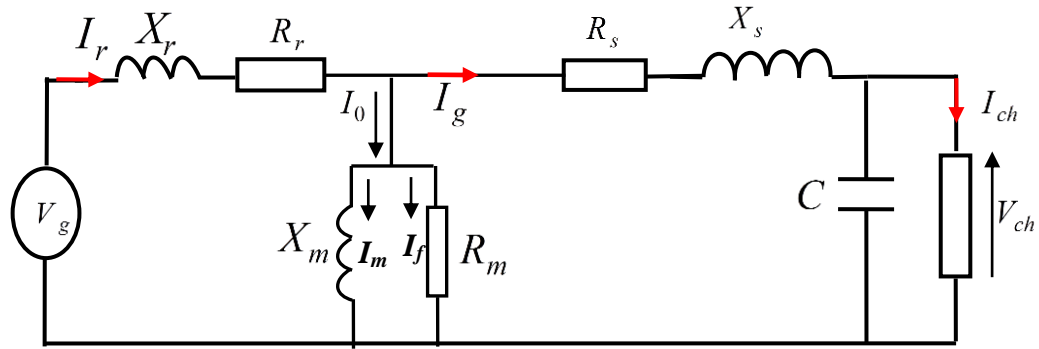


Figure (V.19) Circuit équivalent d'un générateur asynchrone.

V.11.3 Bilan d'énergétique

P_a Puissance absorbée $P_a = C\Omega$

P_{je} Pertes joules rotoriques $P_{jr} = 3R_r I_r^2$

P_{me} Pertes mécaniques

P_{em} Puissance électromagnétique $P_{em} = T_{em}\Omega$ la puissance transmise du rotor au stator

P_{fer} Pertes ferromagnétiques

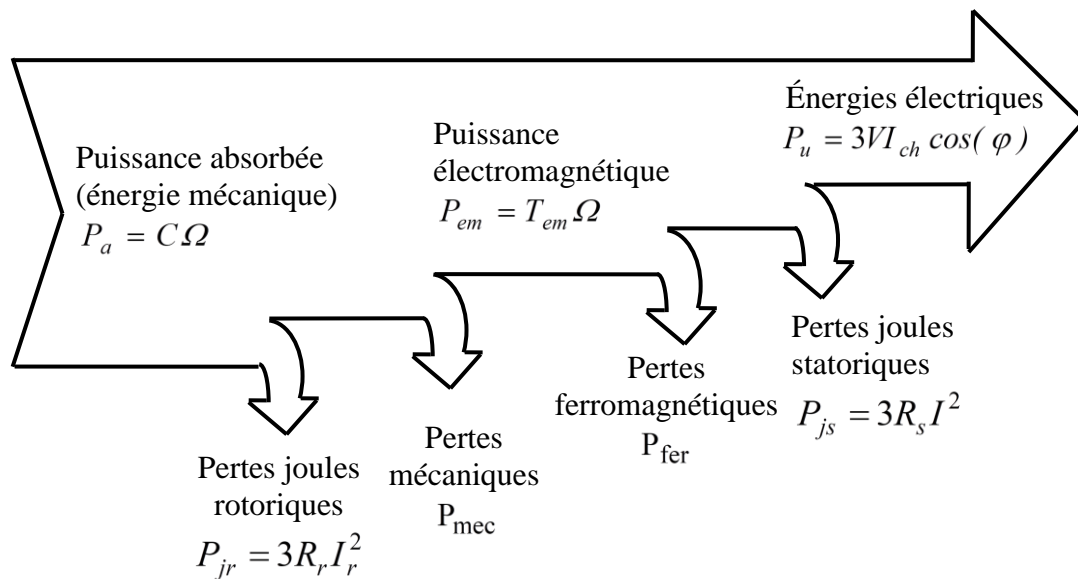
P_{js} Pertes joules statoriques $P_{js} = 3R_s I^2$

P_u Puissance utile $P_u = 3V_{ch} I_{ch} \cos(\varphi)$

Avec : C couple d'entraînement, Ω la vitesse de rotation, T_{em} couple électromagnétique, R_r résistances des enroulements rotoriques, R_s résistances des enroulements statoriques, I courant de ligne, I_{ch} Courant de la charge, V_{ch} la tension appliquée à la charge.

V.11.4 Rendement

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_u}{P_u + (P_{je} + P_{js} + P_{me} + P_{fer})} \quad (\text{V.61})$$



V.12 Démarrage d'un moteur asynchrone

C'est le mode de démarrage le plus simple dans lequel le stator est directement couplé sur le réseau. Le moteur démarre sur ses caractéristiques naturelles. Au moment de la mise sous tension, le moteur se comporte comme un transformateur dont le secondaire, constitué par la cage du rotor très peu résistante, est en court-circuit. Le courant induit dans le rotor est important. Il en résulte une pointe de courant sur le réseau de 5 à 8 fois le courant nominal. Sur des réseaux où l'absorption d'un tel courant de démarrage peut entraîner un creux de tension préjudiciable, il est nécessaire de prévoir des dispositifs de démarrage dont le but est de réduire le courant absorbé lors du démarrage.

V.12.1 Courant de démarrage

Le courant absorbé par un moteur asynchrone dépend du courant du rotor. À partir de l'équation (V.8) le courant du rotor est donné par l'expression suivante :

$$I_r = \frac{g V_s}{\sqrt{(R_r)^2 + (g X_r)^2}} \quad (\text{V.62})$$

Au démarrage le glissement $g = 1$ l'équation (V.62) devient :

$$I_2 = \frac{V_s}{\sqrt{R_r^2 + X_r^2}} \quad (\text{V.63})$$

V.12.2 Démarrage par impédances statoriques

Dans ce procédé, une résistance variable (ou inductance) est connectée en série avec chaque phase de l'enroulement du stator d'un moteur à induction triphasé à cage d'écureuil, comme le montre la figure (V.20). Si les résistances insérées ne sont pas à une valeur variable on peut les courts-circuits progressivement après le démarrage du moteur.

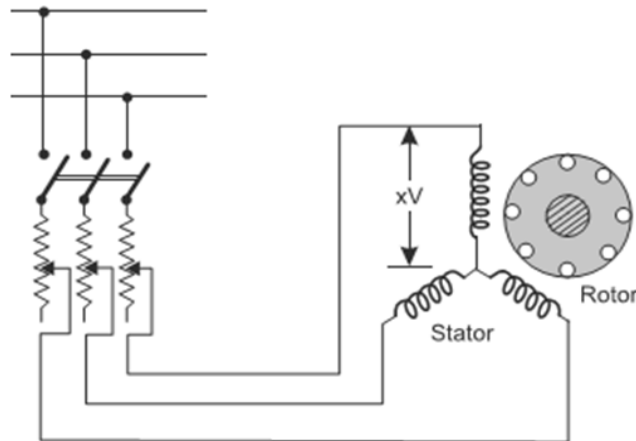


Figure (V.20) démarrage du moteur avec une résistance statorique.

V.12.3 Démarrage étoile-triangle

Cette méthode est basée sur le principe que dans la connexion en étoile, la tension à travers chaque enroulement est une tension simple V_s , tandis que le même enroulement lorsqu'il est connecté en triangle aura une tension composée $U_s = \sqrt{3}V_s$ à travers lui. Ainsi, au démarrage, les connexions du moteur sont réalisées en étoile de sorte qu'une tension réduite est appliquée à travers chaque enroulement. Une fois que le moteur a atteint la vitesse nominale, les mêmes enroulements via un commutateur, comme indiqué sur la figure (V.21), sont connectés en triangle sur la même alimentation.

Le démarreur est également équipé de dispositifs de protection contre les surcharges et les sous-tensions. De plus, le démarreur est également pourvu d'un verrouillage mécanique qui empêche la poignée de se mettre en position de marche en premier.

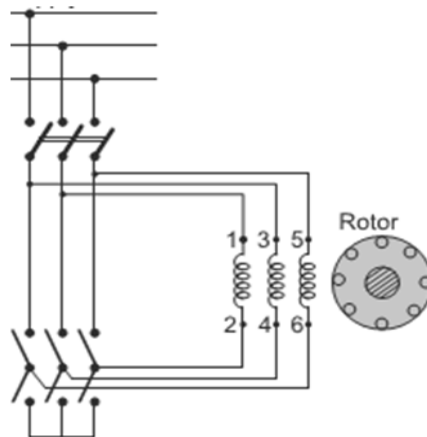


Figure (V.21) Schéma simplifié d'un démarrage étoile-triangle.

V.12.4 Démarrage avec un autotransformateur

Le moteur est alimenté sous tension réduite par l'intermédiaire d'un autotransformateur qui est mis hors circuit quand le démarrage est terminé.

Dans un premier temps, on démarre le moteur sur un autotransformateur couplé en étoile. De ce fait, le moteur est alimenté sous une tension réduite réglable. Avant de passer en pleine tension, on ouvre le couplage étoile de l'autotransformateur, ce qui met en place des inductances sur chaque ligne limitant un peu la pointe et presque aussitôt, on court-circuite ces inductances pour coupler le moteur directement au réseau.

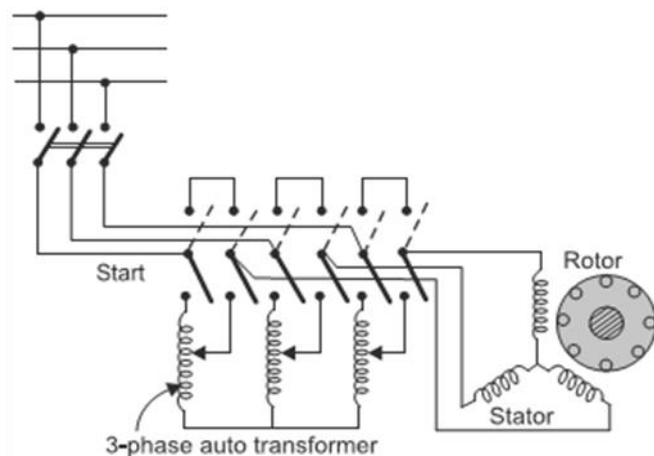


Figure (V.22) Démarrage du moteur par un autotransformateur

V.12.5 Démarrage par une résistance rotorique

La méthode de démarrage par une résistance rotorique est utilisée pour le moteur à induction à rotor bobiné, pour cette méthode, nous avons besoin d'avoir accès au conducteur rotorique. Le fait de rajouter des résistances au rotor provoque une limitation de la pointe de

courant au démarrage. En plus, il a l'avantage, si les résistances sont bien choisies, de démarrer avec le couple maximal du moteur. Dans ce démarrage un rhéostat triphasé est branché en série avec le circuit du rotor à travers les balais comme indiqué sur la figure(V.23).Ceci est composé de trois résistances variables séparées reliées entre elles au moyen d'une poignée triphasée qui forme une étoile. En déplaçant la poignée, une résistance égale dans chaque phase peut être introduite. Lorsque le moteur atteint la vitesse nominale, la résistance externe est réduite progressivement et finalement la totalité de la résistance est retirée du circuit et les bagues collectrices sont court-circuitées.

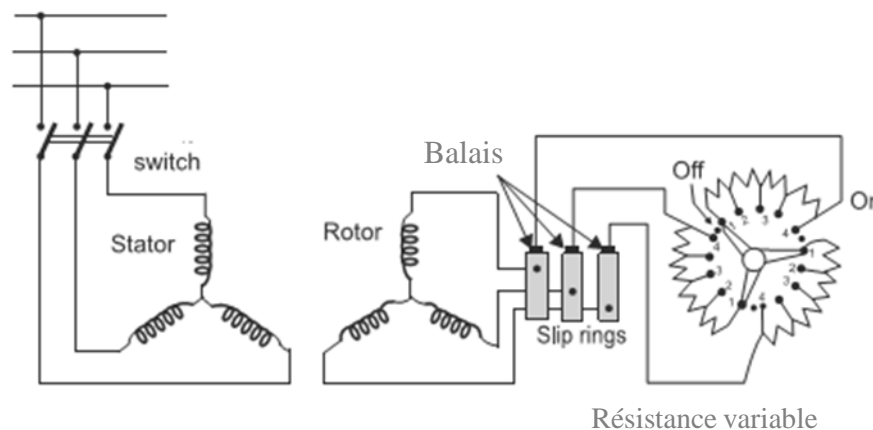


Figure (V.23) Démarrage du moteur avec une résistance rotorique.

V.13 Control de vitesse d'un moteur asynchrone

V.13.1 Action sur la tension statorrique

A partir de l'équation (V.64) on remarque que le couple moteur proportionnel au carré de vitesse, les caractéristiques couple-vitesse du moteur pour différentes valeurs de la tension sont représentés dans la figure (V.24).

$$C_{elm} = \frac{3V_s^2}{\omega_s} \cdot \frac{R_r / g}{(R_s + R_r / g)^2 + X^2} \quad (V.64)$$

Que le moteur soit à cage ou à rotor bobiné, la variation de la valeur efficace de la tension statorrique au moyen d'un gradateur déforme la caractéristique mécanique comme l'indique la figure (V.24). C'est un moyen simple de variation de vitesse, mais la plage de variation de vitesse est très réduite, limitée entre la vitesse permettant l'obtention du couple maximum et la vitesse de synchronisme. L'obtention de très faible vitesse n'est pas possible.

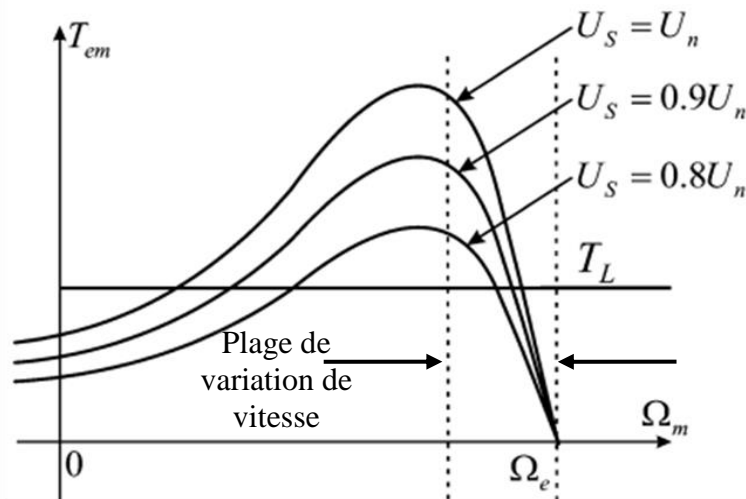


Figure (V.24) Effait de la variation de la tension sur les caractéristiques couple-vitesse.

V.13.2 Action sur la résistance rotorique

Dans le circuit équivalent de la machine asynchrone (Figure (V.8)) la grandeur $R_r(1-g)/g$ équivalent une charge donc l'augmentation de la résistance rotorique c'est une augmentation dans la charge appliquée sur le moteur donc le moteur appel un courant donc augmentation du couple et par conséquent diminuât la vitesse du moteur et mener à une variation dans le glissement, pour cela on observe sur la figure (V.25) que l'intersection des deux caractéristiques se produit à des vitesses inférieures si la résistance rotorique équivalente est plus grande. Par conséquent, la vitesse du rotor peut être modifiée en changeant la résistance externe connectée dans le circuit du rotor via des bagues collectrices et des balais.

L'appel du courant augmente les pertes joule et par conséquent diminuât le rendement du moteur.

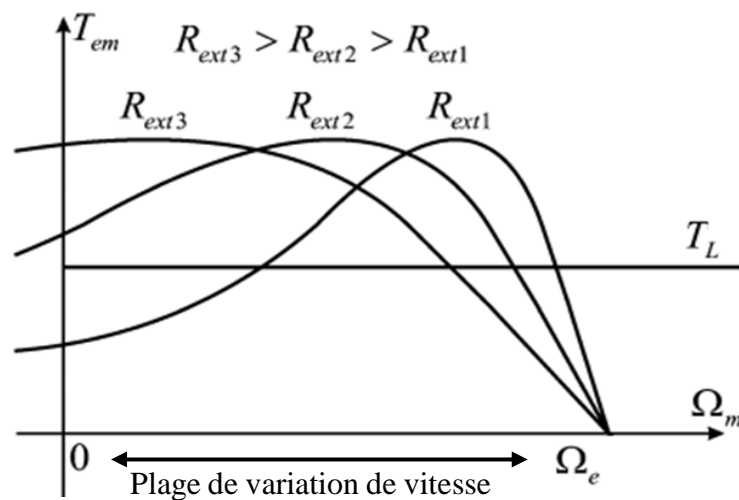


Figure (V.25) Effiat de la variation de la résistance rotorique sur les caractéristiques couple-vitesse.

V.13.3 Action sur la fréquence des tenions statoriques

On peut enfin faire varier la vitesse en alimentant le moteur sous une fréquence f variable au moyen d'un cyclo-convertisseur ou d'un onduleur autonome. La formule de Ferraris $\Omega_s = 120f / P$ montre que la variation de f entraîne celle de la vitesse de synchronisme et donc de la vitesse du moteur Ω_m . C'est le meilleur moyen d'obtenir une vitesse variable. La figure (V.26) montre comment se déplacer la caractéristique mécanique sous l'effet de la variation de fréquence.

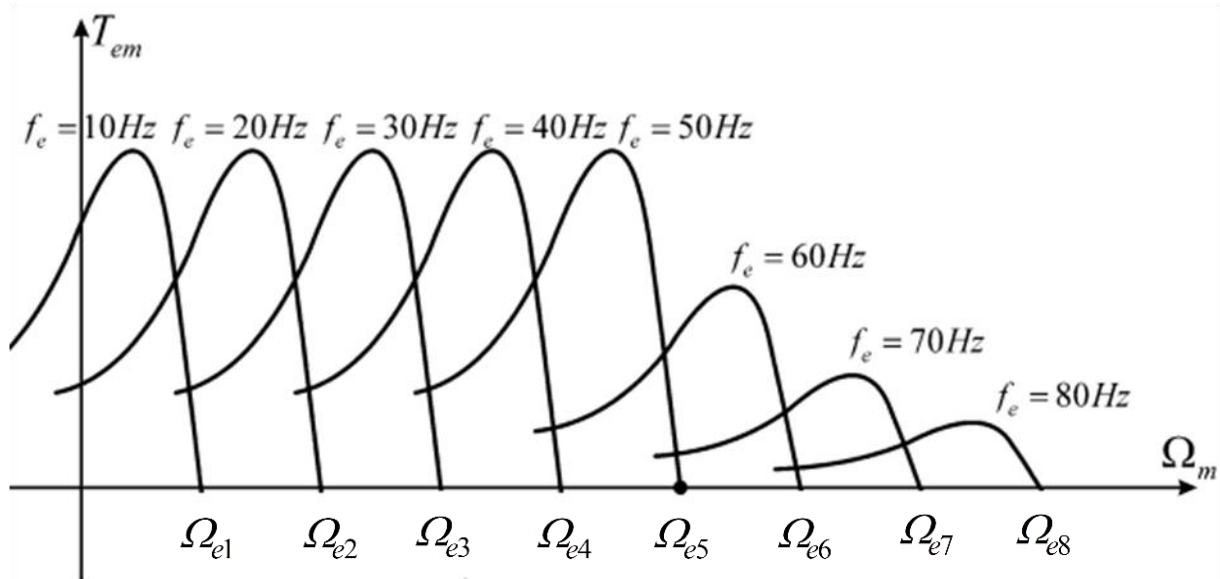


Figure (V.26) Effiat de la variation de la fréquence sur les caractéristiques de la machine

BIBLIOGRAPHIE

- [1] T. Wildi and G. Sybille, "Electrotechnique. 3. éd. edn," *Québec: Presses de l'Université Laval*, 2000.
- [2] M. E. El Hawary, "Principles of electric machines with power electronic applications," 1986.
- [3] L. Lasne, *Exercices et problèmes d'électrotechnique: Notions de base, réseaux et machines électriques*: Dunod, 2011.
- [4] N. Mohan, *Electric machines and drives: a first course*: Wiley, 2012.
- [5] P. C. Sen, *Principles of electric machines and power electronics*: John Wiley & Sons, 2007.
- [6] G. Chateigner, M. Boès, D. Bouix, J. Vaillant, and D. Verkindère, *Manuel de génie électrique: Rappels de cours, méthodes, exemples et exercices corrigés*: Dunod, 2006.
- [7] J. Bird, *Electrical and electronic principles and technology*: Routledge, 2017.
- [8] S. Sahdev, *Electrical machines*: Cambridge University Press, 2017.
- [9] J. F. Gieras, *Electrical Machines: Fundamentals of Electromechanical Energy Conversion*: Crc Press, 2016.
- [10] D. Zorbas, *Electric Machines: principles, applications, and control schematics*: Cengage Learning, 2014.
- [11] A. Mansour and T. en GénieÉlectrique, "Cours d'électrotechnique," ed: Institut Supérieur des Etudes Technologiques de Nabeul, 2014.
- [12] S. N. Vukosavic, *Electrical machines*: Springer Science & Business Media, 2012.
- [13] A. KERBOUA, "Polycopié du cours."
- [14] S. N. Makarov, R. Ludwig, and S. J. Bitar, *Practical electrical engineering*: Springer, 2019.
- [15] M. Marty, D. Dixneuf, and D. G. Gilabert, *Principes d'électrotechnique: Cours et exercices corrigés*: Dunod, 2005.