



وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
جامعة العلوم والتكنولوجيا محمد بوضياف, وهران  
Université des Sciences et de la Technologie Mohamed Boudiaf, Oran

Faculté de Génie Electrique  
Département d'électrotechnique

Polycopié

Cours UEF 112 intitulé

---

**MACHINES ÉLECTRIQUES**  
**APPROFONDIES**

---

Réalisé par:

**Dr. BENHADDA Yamina**

## **Avant-Propos**

Ce polycopié de travaux pratiques intitulé « Machines Electriques Approfondies » est destiné aux étudiants en Master1 d'électrotechnique, option Commande Electrique. 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 en quatre chapitres. Le premier chapitre expose les principes généraux. En deuxième chapitre, nous traiterons les machines synchrones. Le chapitre trois est consacré à les machines asynchrones, et nous terminerons par le dernier chapitre où on va aborder la machine à courant continu.

# TABLES DES MATIERES

## Chapitre I : Principes généraux

I.1 Introduction.....	2
I.2 Force magnétomotrices des enroulements à courant alternatif.....	2
I.2.1 Equations d'ondes pulsatoires et des ondes mobiles .....	2
I.2.2 Force magnétomotrice d'une phase de l'enroulement.....	4
a. F.M.M de la bobine.....	4
b. La F.M.M d'un groupe de bobines à pas total .....	6
c. F.M.M d'une phase de l'enroulement.....	6
I.2.3 F.M.M d'un enroulement triphasé .....	7
I.2.4 Champ magnétique rotatif.....	8
I.3 Les forces électromotrices F.E.M dans les enroulements des machines à courant alternatif ..	10
I.3.1 F.E.M d'un conducteur .....	10
I.3.2 F.E.M d'une spire et d'un enroulement concentré à pas total.....	13
I.3.3 F.E.M d'un enroulement réparti à pas total.....	13
a. Harmonique fondamental de la F.E.M.....	13
b. Harmoniques supérieurs de la F.E.M d'un enroulement réparti .....	15
c. F.E.M résultante d'un enroulement réparti à pas total.....	16
I.3.4 F.E.M d'un enroulement concentré à pas raccourci.....	16
a. F.E.M d'une spire à pas raccourci.....	16
b. F.E.M d'un enroulement concentré à pas raccourci .....	17
I.3.5 Expression générale de la F.E.M de l'enroulement d'induit.....	17
I.4 Conversion d'énergie électromécanique dans les machines électrique.....	18
I.4.1 Machines à entrefer constant .....	18
I.4.2 Machines à pole saillants.....	20
I.5 Enroulements des machines électriques à courant alternatif .....	21

## Chapitre II : Machines synchrones

II.1 Introduction .....	23
II.2 Étude du fonctionnement de la machine synchrone .....	23
II.2.1 Caractéristique à vide .....	24
II.2.2 Fonctionnement en charge .....	24
II.2.3 Excitation de la machine synchrone.....	25

II.3 Diagrammes de Potier .....	25
II.4 Diagramme de Blondel.....	27
II.5 Alternateurs et couplage en parallèle .....	31
II.6 Les machines à aimants permanents .....	31
II.6.1 Constitution de la machine synchrone .....	32
a. Structures à flux radial .....	33
b. Structures à aimants déposés en surface .....	33
c. Structures à aimant encastrés .....	34
d. Structures à aimants enterrés.....	34
e. Structures à flux axial (AFPM) .....	34
II.6. 2 Principe de fonctionnement de la MSAP .....	36
II.6.3 Les avantages et les inconvénients de la MSAP .....	36
a. Avantage de la MSAP.....	36
b. Inconvénients de la MSAP.....	37
II.6.4 Les domaines d'application de la MSAP .....	37
II.7 Exercices sur les machines synchrones.....	39
II.8 Corrigés des exercices sur les machines synchrones .....	40

## **Chapitre III : Machines asynchrone**

III.1 Introduction .....	43
III.2 Présentation et principe de fonctionnement de la machine asynchrone .....	43
III.2.1 Présentation.....	43
III.2.2 Principe de fonctionnement .....	44
a. Glissement d'une machine asynchrone .....	45
b. Bilan de puissance .....	46
III.3 Schéma équivalent .....	47
III.4 Étude du courant et du couple .....	52
III.4.1 Courant absorbé-Diagramme du cercle .....	52
III.4.2 Échelle de glissement/Puissances .....	54
III.4.3 Étude directe du couple .....	56
III.5 Mise en œuvre de la machine asynchrone.....	57
III.5.1 Caractéristiques du moteur asynchrone / Couple électromagnétique .....	57
III.5.2 Démarrage du moteur asynchrone.....	58
a. Démarrage étoile-triangle.....	58
b. Démarrage par impédances statoriques .....	59
c. Démarrage par résistances rotoriques .....	60

III.5.3 Freinage .....	62
III.6 Exercices sur les machines asynchrones .....	63
III.7 Corrigés des exercices sur les machines asynchrones .....	64
<b>Chapitre IV : Machines à courant continu</b>	
IV.1 Introduction .....	66
IV.2 Structure des machines à courant continu .....	67
IV.2.1 L'inducteur .....	67
IV.2.2 L'induit .....	68
IV.2.3 Collecteurs et balais .....	68
IV.3 Équations des machines à courant continu .....	68
IV.3.1 Formule générale de la force électromotrice .....	68
IV.3.2 Couple électromagnétique .....	69
IV.3.3 Réaction d'induit .....	70
IV.4 Fonctionnement moteur .....	70
IV.4.1 Démarrage d'un moteur .....	70
IV.4.2 Moteur à excitation séparée .....	71
a. Couple .....	71
b. Vitesse .....	71
c. Caractéristique mécanique .....	72
IV.4.3 Moteur à excitation série .....	72
a. Couple .....	72
b. Vitesse .....	73
c. Caractéristique mécanique .....	73
IV.4.4 Moteur à excitation composée .....	74
a. Couple .....	75
b. Vitesse .....	75
c. Caractéristique mécanique .....	75
IV.5 Fonctionnement générateur .....	76
IV.5.1 Freinage rhéostatique .....	76
IV.5.2 Génératrice tachymétrique .....	76
IV.5.3 Génératrice auto-excitée .....	76
IV.5.4 Génératrice à excitation dérivée .....	77
IV.5.5 Génératrice à excitation série .....	78
IV.6 Exercices sur les machines à courant continu .....	79
IV.7 Corrigés des exercices sur les machines à courant continu .....	80

## LISTES DES FIGURES

Figure I. 1 - Décomposition d'un champ pulsatoire en deux champs tournants.....	3
Figure I. 2 - Décomposition d'un champ pulsatoire en trois champs tournants .....	4
Figure I. 3 - Champ magnétique dans un entrefer, créé par une bobine à pas total .....	5
Figure I. 4 - F.M.M des deux groupes de bobines à pas raccourci .....	6
Figure I. 5- Rotation des composants de champ pulsatoire .....	8
Figure I. 6 - Emplacement relatif des axes magnétiques de trois phases .....	9
Figure I. 7 - F.E.M dans un conducteur.....	10
Figure I. 8 - Répartition de l'induction dans l'entrefer au-dessus d'un pas polaire.....	11
Figure I. 9 - Répartition de l'induction sous le pôle, (a) développement de la courbe d'induction en série d'harmonique, (b) (c) modèles des rotors qui créent le troisième et le cinquième harmonique d'induction.....	12
Figure I. 10 - Etoile et polygone de la F.E.M.....	14
Figure I. 11 - F.E.M d'une spire à pas $\gamma < \tau$ .....	16
Figure I. 12 - Enroulement à bobines concentriques.....	21
Figure I. 13 - Enroulement à bobines enchevêtrées.....	21
Figure II. 1 - Symboles de la machine synchrone, (a) moteur synchrone, (b) moteur synchrone triphasé à rotor bobiné, (c) moteur synchrone triphasé à aimants, (d) alternateur triphasé à rotor bobiné .....	23
Figure II. 2 - Caractéristique à vide d'une machine synchrone .....	24
Figure II. 3 - Diagramme de Behn-Eschenburg de la machine synchrone .....	25
Figure II. 4 - Diagramme de Potier de la machine synchrone .....	26
Figure II. 5 - Diagramme de Behn-Eschenburg simplifié.....	26
Figure II. 6 - Diagramme de Blondel .....	27
Figure II. 7 - Diagramme de Blondel de la machine synchrone .....	28
Figure II. 8 - La machine synchrone fonctionnant en alternateur sur-excité fournissant à la fois de la puissance active et de la puissance réactive au réseau.....	29
Figure II. 9 - La machine synchrone fonctionnant en alternateur sous-excité fournissant la puissance active et de la puissance au réseau et absorbant de la puissance réactive sur ce même réseau .....	29
Figure II. 10 - La machine synchrone fonctionnant en moteur sur-excité absorbant de la puissance active sur le réseau tout en lui fournissant de la puissance réactive.....	29
Figure II. 11 - La machine synchrone à l'excitation normale fonctionnant en moteur n'absorbant que de la puissance active sur le réseau .....	29
Figure II. 12 - La machine synchrone fonctionnant en moteur sous-excité absorbant à la fois de la puissance active et de la puissance réactive sur le réseau .....	30
Figure II. 13 - Déplacement du point de fonctionnement sur une droite d'équipuissance .....	30
Figure II. 14 - Courbe de Mordey .....	31
Figure II. 15 - Structure d'une machine synchrone à aimants permanents .....	32
Figure II. 16 - Exemple de structures, (a) rotor interne, (b) rotor externe.....	33
Figure II. 17 - Structure à aimants déposés en surface (rotor interne) .....	33
Figure II. 18 - Structure à aimants encastrés.....	34

Figure II. 19 - Structure à aimants enterrés, (a) avec concentration de flux, (b) structure classique.....	34
Figure II. 20 - Structure à flux axial simple avec un rotor et un stator .....	35
Figure II. 21 - Structure à flux axial avec double rotor et un stator .....	35
Figure II. 22 - Structure à aimantation axiale avec double stator et un rotor .....	35
Figure II. 23 - Principe de la concentration de flux.....	36
Figure III. 1 - Symboles du moteur asynchrone, (a) moteur asynchrone à cage d'écureuil, (b) moteur asynchrone à rotor bobiné .....	43
Figure III. 2 - La machine asynchrone .....	44
Figure III. 3 - Cage d'écureuil .....	45
Figure III. 4 - Représentation schématique du bilan des puissances.....	46
Figure III. 5 - Schéma équivalent d'une machine asynchrone, stator et rotor sont à des pulsations différentes .....	48
Figure III. 6 - Schéma équivalent d'une machine asynchrone, stator et rotor sont à la même pulsation $\omega$ .....	48
Figure III. 7 - Schéma équivalent d'une machine asynchrone, stator et rotor.....	49
Figure III. 8 - Schéma équivalent d'une machine asynchrone, stator et rotor sont à la même pulsation $\omega$ .....	49
Figure III. 9 - Schéma équivalent d'une machine asynchrone à glissement faible .....	50
Figure III. 10 - Diagramme vectoriel d'une machine asynchrone à glissement faible .....	50
Figure III. 11 - Caractéristique mécanique d'une machine asynchrone à glissement faible.....	51
Figure III. 12 - Diagramme des puissances d'une machine asynchrone à glissement faible .....	51
Figure III. 13 - Diagramme de Fresnel d'une machine asynchrone, diagramme du cercle .....	52
Figure III. 14 - Diagramme du cercle d'une machine asynchrone .....	53
Figure III. 15 - Construction du cercle suite aux deux essais à vide et à rotor bloqué.....	54
Figure III. 16 - Échelle de glissement sur le diagramme du cercle .....	55
Figure III. 17 - Toutes les informations fournies par le diagramme du cercle .....	56
Figure III. 18 - Caractéristique mécanique de la machine asynchrone en fonction du glissement.....	57
Figure III. 19 - Caractéristique mécanique de la machine asynchrone en fonction de la vitesse .	57
Figure III. 20 - Courant absorbé par une machine asynchrone en fonction de la vitesse du rotor	58
Figure III. 21 - Démarrage étoile-triangle d'une machine asynchrone.....	58
Figure III. 22 - Caractéristique mécanique lors d'un démarrage étoile-triangle .....	59
Figure III. 23 - Démarrage par insertion de résistances statoriques.....	59
Figure III. 24 - Démarrage par auto-transformateur.....	60
Figure III. 25 - Démarrage en trois temps par insertion de résistances rotoriques .....	61
Figure III. 26 - Caractéristique mécanique lors d'un démarrage par insertion de résistances.....	61
Figure III. 27 - Démarrage en deux temps par insertion de résistances rotoriques.....	62
Figure III. 28 - Dosage de l'intensité du freinage hypersynchrone d'une machine asynchrone à rotor bobiné par action sur la résistance rotorique .....	62
Figure IV. 1 - Une petite machine à courant continu .....	66
Figure IV. 2 - Symboles de la machine à courant continu, (a) moteur à courant continu à excitation indépendante, (b) moteur à courant continu à excitation série, (c) moteur à courant continu à excitation composée, (d) dynamo, machine à courant continu fonctionnant en génératrice.....	66

Figure IV. 3 - Structure de la machine à courant continu.....	67
Figure IV. 4 - L'inducteur d'une petite machine à courant continue .....	67
Figure IV. 5 - Essai à vide et caractéristique à vide d'une machine à courant continu.....	69
Figure IV. 6 - Machine à courant continu à excitation séparée .....	71
Figure IV. 7 - Caractéristique mécanique d'une machine à courant continu à excitation séparée	72
Figure IV. 8 - Schéma d'une machine à courant continu à excitation série .....	72
Figure IV. 9 - Caractéristiques mécaniques d'une machine à courant continu à excitation série	73
Figure IV. 10 - Schéma d'une machine à courant continu à excitation composée .....	74
Figure IV. 11 - Schéma équivalent d'une machine à courant continu à excitation composée .....	74
Figure IV. 12 - Caractéristiques mécaniques d'une machine à excitation composée .....	75
Figure IV. 13 - Génératrice à excitation dérivée .....	77
Figure IV. 14 - Courbe tension/Courant d'une génératrice à excitation dérivée .....	77
Figure IV. 15 - Génératrice à excitation série .....	78

# **Chapitre I**

## **Principes généraux**

## I.1 Introduction

Le but essentiel des machines électriques est la transformation de l'énergie d'une forme dans une autre, l'une de ces formes étant électrique, l'autre électrique ou mécanique.

Les machines électriques font intervenir comme éléments fondamentaux les courants électriques et les champs magnétiques.

Le fonctionnement est basé sur les lois de l'électromagnétisme. On classe les machines électriques en trois catégories principales :

**Machines génératrices :** transforment l'énergie mécanique en énergie électrique. Leur fonctionnement est basé sur l'induction d'un courant électrique dans un circuit conducteur par déplacement relatif de celui-ci et d'un champ magnétique, à l'aide d'un engin d'entraînement mécanique. Le courant électrique induit est continu ou alternatif, la machine génératrice sera appelée dynamo ou alternateur.

**Moteurs électriques :** leur fonctionnement est basé sur l'obtention d'un effort mécanique par action d'un champ magnétique sur un circuit électrique traversé par un courant fourni par une source extérieure, laquelle peut aussi produire éventuellement le champ magnétique. Le courant électrique fourni par la source extérieure est continu ou alternatif, la machine sera appelée moteur à courant continu ou moteur à courant alternatif (synchrone ou asynchrone).

**Machines transformatrices :** la catégorie la plus importante est le transformateur qui modifie la grandeur des courants et tensions alternatifs. Son fonctionnement est basé sur l'induction d'un courant électrique dans un circuit conducteur fixe sous l'action d'un champ magnétique variable dans le temps mais fixe dans l'espace. Les autres machines transformatrices (changeurs de fréquence, commutatrices transformant le courant alternatif en continu ou inversement) sont supplantées par des systèmes statiques utilisant l'électronique de puissance.

Dans le présent chapitre, nous étudierons les principes fondamentaux de machines à courant alternatif triphasés.

## I.2 Force magnétomotrices des enroulements à courant alternatif

Le champ magnétique de l'enroulement d'une machine dépend d'une part de la disposition des conducteurs de l'enroulement et du courant qui les parcourt et d'autre part de la forme de circuit magnétique de la machine et des propriétés magnétique de ses différentes parties. Le calcul du champ de l'enroulement a pour but principal de déterminer la répartition de l'induction magnétique le long de l'entrefer, car de cette répartition dépendent :

- Les valeurs et les formes des F.E.M induites dans les enroulements
- La valeur et la nature des efforts électromagnétiques qui créent les couples moteurs de la machine.

### I.2.1 Equations d'ondes pulsatoires et des ondes mobiles

Dans les machines électriques peuvent être créés des champs magnétiques tournants ainsi que des champs immobiles dans l'espace qui pulsant dans le temps.

La F.M.M à l'instant donné  $t$  et au point donné  $x$  sur la circonférence du stator s'exprime sous la forme :

$$\begin{aligned}
 F_{[t,a]} &= F_m \sin(t' \pm a) = F_m \sin t' \cos a \pm F_m \cos t' \sin a \\
 &= F_m \sin t' \cos a \pm F_m \sin\left(t' - \frac{\pi}{2}\right) \cos\left(a - \frac{\pi}{2}\right) \\
 &= F_{a1} + F_{a2}
 \end{aligned}
 \tag{I.1}$$

Avec

$$t' = \omega t = \frac{2\pi}{T} t; \quad a = \frac{2\pi}{T_e}$$

$F_{a1} = F_m \sin t' \cos a$  représente le champ pulsatoire pour lequel l'origine des coordonnées se trouve en retard de la vente de l'onde,

$F_{a2} = \pm F_m \sin\left(t' - \frac{\pi}{2}\right) \cos\left(a - \frac{\pi}{2}\right)$  représente un champ pulsatoire décalé par rapport au champ

$F_{a1}$  dans l'espace et dans le temps d'un angle  $\pm \frac{\pi}{2}$ .

Le champ pulsatoire peut être décomposé en deux champs tournant dans les sens opposés et ayant des amplitudes égales à la moitié de l'amplitude maximale du champ pulsatoire (Figure I.1).

$$F_{[t,a]} = F_m \sin t' \cos a = \frac{1}{2} F_m \sin(t' - a) + \frac{1}{2} F_m \sin(t' + a) \tag{I.2}$$

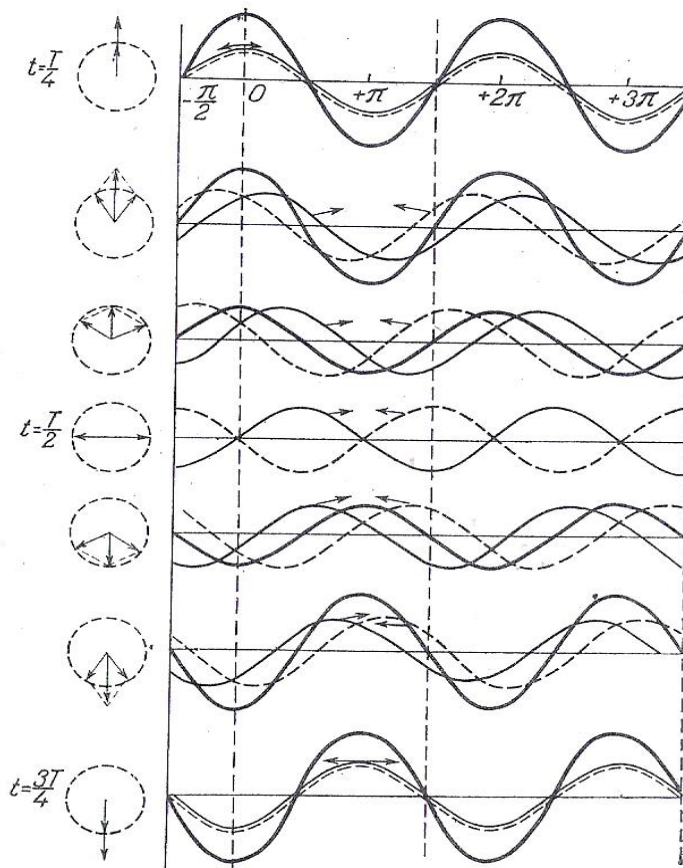


Figure I. 2 – Décomposition d'un champ pulsatoire en deux champs tournants

Un champ tournant sinusoïdale peut être obtenu à partir de trois champs sinusoïdaux pulsatoires décalés dans l'espace et dans le temps (figure I.2).

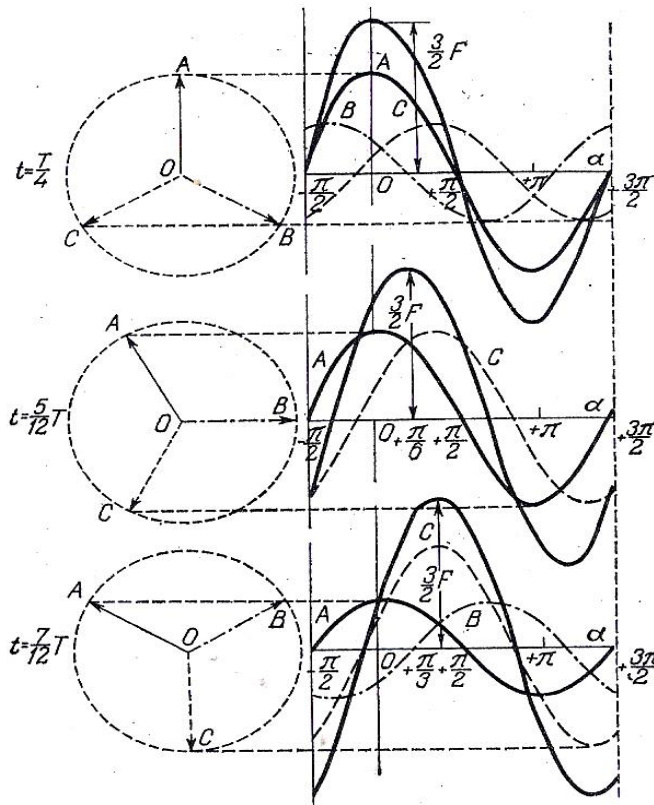


Figure I. 2 – Décomposition d'un champ pulsatoire en trois champs tournants

$$F_{A[t,a]} = F_m \sin t' \cos a = \frac{1}{2} F_m \sin(t' - a) + \frac{1}{2} F_m \sin(t' + a) \quad (\text{I.3})$$

$$F_{B[t,a]} = F_m \sin\left(t' - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(a - \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{1}{2} F_m \sin(t' - a) + \frac{1}{2} F_m \sin\left(t' + a - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{I.4})$$

$$F_{C[t,a]} = F_m \sin\left(t' - \frac{4\pi}{3}\right) \cos\left(a - \frac{4\pi}{3}\right) = \frac{1}{2} F_m \sin(t' - a) + \frac{1}{2} F_m \sin\left(t' + a - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{I.5})$$

On obtient finalement :

$$F_{[t,a]} = F_{A[t,a]} + F_{B[t,a]} + \dots + F_{M[t,a]} = \frac{M}{2} F_m \sin(t' - a) \quad (\text{I.6})$$

## I.2.2 Force magnétomotrice d'une phase de l'enroulement

### a. F.M.M de la bobine

Examinons le champ d'une machine bipolaire créé par une bobine à pas total se trouvant à la surface d'un entrefer uniforme (figure I.3,a). La nature du champ magnétique créé représentée par des lignes en pointillé (figure I.3.b).

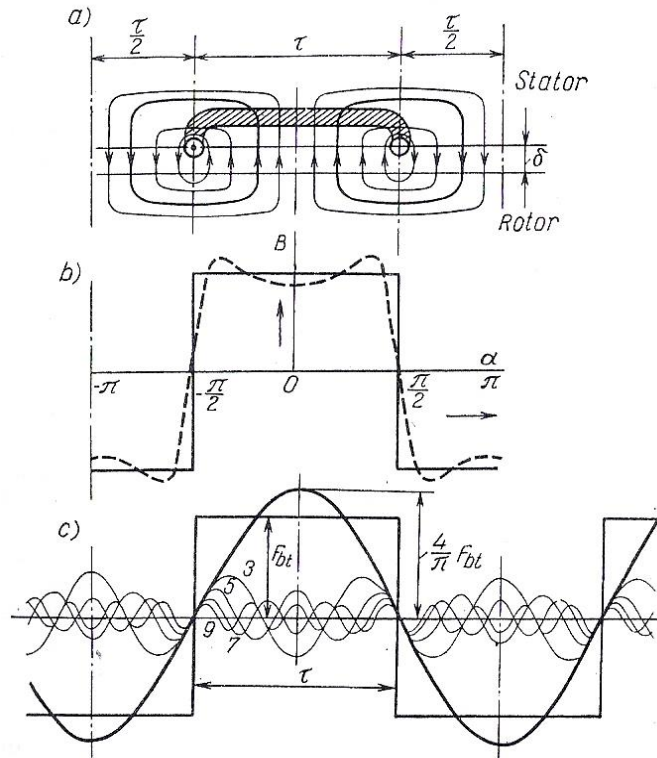


Figure I. 3 – Champ magnétique dans un entrefer, créé par une bobine à pas total

La répartition de  $B_\delta$  dans l'entrefer sera représenté par la ligne continue de l'onde rectangulaire (figure I.3.b). La relation entre le courant total de la bobine  $\omega_b i_b$  et l'intensité du champ  $H$  est :

$$\omega_b i_b = \oint H dl \tag{I.7}$$

$\omega_b$  représente le nombre de spire et  $i_b$  le courant traversant la bobine.

La valeur instantanée de l'induction du champ dans l'entrefer est déterminée par la formule :

$$B_{[t,a]} = \mu_0 H = \frac{\mu_0}{\delta} \frac{\omega_b i_b}{2} = \lambda_\delta F_{bt} \tag{I.8}$$

La F.M.M nécessaire pour faire passer le flux magnétique une fois par l'entrefer :

$$F_{bt} = \frac{1}{2} \omega_b i_b \tag{I.9}$$

L'expression de la F.M.M d'une bobine à pas total (fig I.3.c) est donnée comme suit :

$$F_{[t,a]} = F_{bt1} \cos a + F_{bt3} \cos 3a + \dots + F_{bt\nu} \cos \nu a + \dots \tag{I.10}$$

La valeur instantanée de l'amplitude de l'harmonique d'ordre  $\nu$  est :

$$F_{bt\nu} = \frac{2}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} F_{bt} \cos \nu a \, da = \frac{4}{\pi} \frac{1}{\nu} F_{bt} \sin \frac{\nu\pi}{2} \tag{I.11}$$

Pour des harmoniques impairs

$$\sin \frac{v\pi}{2} = \pm 1$$

Le courant alternatif est :

$$i_b = \sqrt{2}I_b \sin t' \tag{I.12}$$

**b. La F.M.M d'un groupe de bobines à pas total**

La F.M.M d'un groupe de bobines à pas total sera :

$$F_{q[l,a]} = F_{qt1} \cos a + F_{qt3} \cos 3a + \dots + F_{qtv} \cos va + \dots \tag{I.13}$$

$$F_{qtv} = qF_{btv}k_{dv} \tag{I.14}$$

**c. F.M.M d'une phase de l'enroulement**

Pour la création de la F.M.M, c'est la disposition des conducteurs et les sens des courants dans ces derniers qui sont importants. On considère que la couche supérieure de conducteurs représente q bobines à pas total et la couche inférieure représente également q bobines à pas total. Les harmoniques fondamentaux des F.M.M de la couche supérieure  $F_{s1}$  et de la couche inférieure  $F_{i1}$  représentent les ondes sinusoïdales à amplitude  $F_{qt1}$  ( figure I.4).

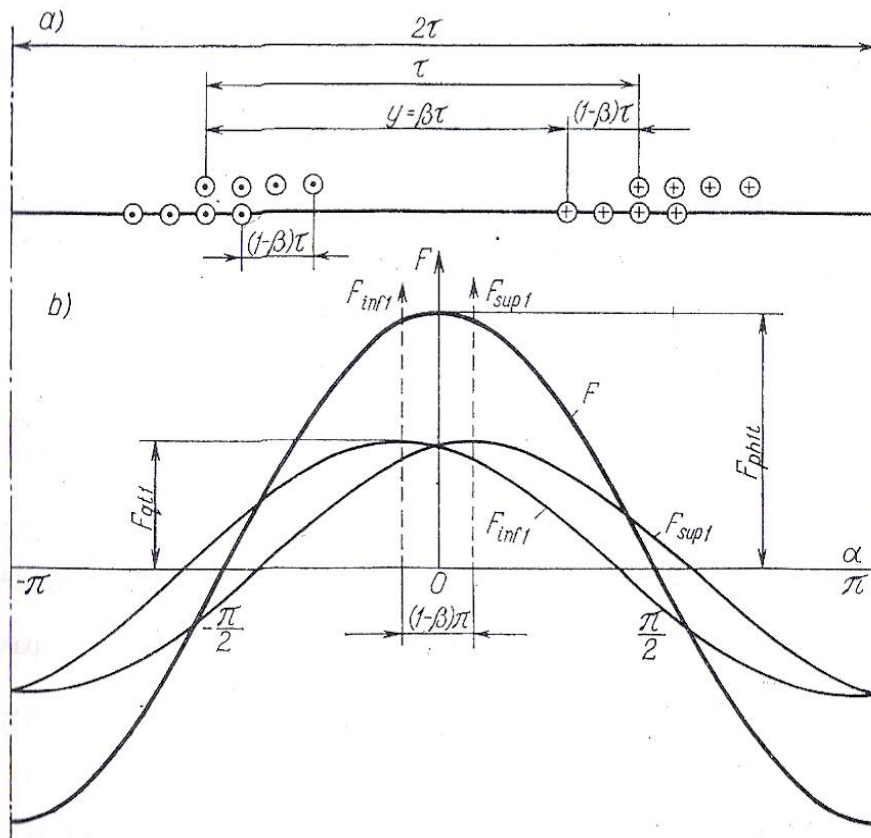


Figure I. 4 – F.M.M des deux groupes de bobines à pas raccourci

$$F_{ph1l} = 2F_{qt1} k_{ri} \quad (\text{I.15})$$

$k_{ri}$  est le facteur de raccourcissement pour l'harmonique fondamental. La F.M.M est :

$$F_{ph1l} = 2qF_{bt1} k_{d1} k_{r1} = 2q \frac{4}{\pi} F_{bt} k_{b1} = \frac{4}{\pi} q \omega_b k_{b1} i_b \quad (\text{I.16})$$

$F_{b1} = F_{d1} k_{r1}$  est le facteur de bobinage résultant pour l'harmonique fondamental.

Pour l'harmonique de l'ordre  $\nu$  :

$$F_{ph\nu} = \frac{4}{\pi} \frac{1}{\nu} q \omega_b k_{b\nu} i_b \quad (\text{I.17})$$

$$k_{b\nu} = k_{d\nu} k_{r\nu}$$

Lorsque tous les groupes de bobines sont connectés en série le nombre de spires par phase sera :

$$\omega = 2pq\omega_b \quad (\text{I.18})$$

Le courant dans la bobine sera :  $i_b = \sqrt{2}I \sin \omega t$

$$F_{ph1l} = F_{ph1} \sin \omega t \quad (\text{I.19})$$

$$F_{ph\nu} = F_{ph\nu} \sin \omega t \quad (\text{I.20})$$

$$F_{ph1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega k_{b1}}{p} I = 0.9 \frac{\omega k_{b1}}{p} I \quad (\text{I.21})$$

$$F_{ph\nu} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega k_{b\nu}}{\nu p} I = 0.9 \frac{\omega k_{b\nu}}{\nu p} I \quad (\text{I.22})$$

On peut écrire l'expression de toute la F.M.M de la phase sous la forme suivante :

$$F_A = F_{ph1} \sin t' \cos a + F_{ph3} \sin t' \cos 3a + \dots + F_{ph\nu} \sin t' \cos \nu a \quad (\text{I.23})$$

### I.2.3 F.M.M d'un enroulement triphasé

Les équations de la F.M.M d'un enroulement triphasé est donné par :

$$F_{A[t,a]} = [F_{qh1} \cos a + F_{qh3} \cos 3a + \dots + F_{qh\nu} \cos \nu a + \dots] \sin t' \quad (\text{I.24})$$

$$F_{B[t,a]} = \left[ F_{qh1} \cos \left( a - \frac{2\pi}{3} \right) + F_{qh3} \cos 3 \left( a - \frac{2\pi}{3} \right) + \dots + F_{qh\nu} \cos \nu \left( a - \frac{2\pi}{3} \right) + \dots \right] \sin \left( t' - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (\text{I.25})$$

$$F_{C[t,a]} = \left[ F_{qh1} \cos \left( a - \frac{4\pi}{3} \right) + F_{qh3} \cos 3 \left( a - \frac{4\pi}{3} \right) + \dots + F_{qh\nu} \cos \nu \left( a - \frac{4\pi}{3} \right) + \dots \right] \sin \left( t' - \frac{4\pi}{3} \right) \quad (\text{I.26})$$

On peut trouver la F.M.M résultante pour chaque harmonique par addition des harmoniques.

La F.M.M de l'harmonique fondamental est donné par :

$$F_1 = \frac{3}{2} F_{ph1} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega k_{b1}}{p} I = 1.35 \frac{\omega k_{b1}}{p} I \quad (I.27)$$

Pour un nombre quelconque de phases m, l'amplitude de l'onde fondamentale de la F.M.M est

$$F_1 = \frac{m}{2} F_{ph1} = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega k_{b1}}{p} I = 0.45 \frac{m\omega k_{b1}}{p} I$$

La vitesse angulaire de l'onde est

$$\frac{da}{dt} = \omega \quad (I.28)$$

La F.M.M résultante des trois phases, qui comprend tous les harmoniques est égales à :

$$F_{[t,a]} = F_1 \sin(t' - a) + F_5 \sin(t' + 5a) + F_7 \sin(t' - 7a) + F_{11} \sin(t' + 11a) + \dots + F_v \sin(t' \pm va) \quad (I.29)$$

### I.2.4 Champ magnétique rotatif

La F.M.M sinusoïdale peut être considéré comme un vecteur d'espace bidimensionnel ayant une amplitude égale à sa valeur de crete. La F.M.M d'une phase a (figure I.5) est représenté par le

vecteur  $\vec{F}_a$  le long de la direction positive de l'axe de la bobine  $aa'$ .

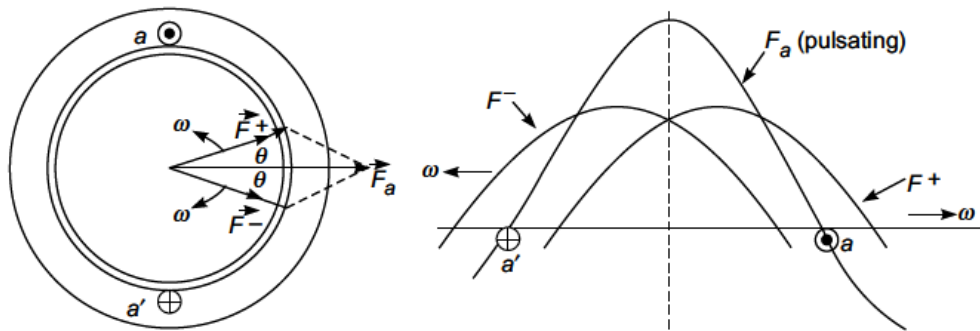


Figure I. 5 – Rotation des composants de champ pulsatoire

Le F.M.M de la phase a varie dans le temps et l'espace :

$$F_a = F_m \cos \omega t \cos \theta \quad (I.30)$$

Trigonométriquement, nous pouvons écrire :

$$F_a = \frac{1}{2} F_m \cos(\theta - \omega t) + \frac{1}{2} F_m \cos(\theta + \omega t) \quad (I.31)$$

$$\vec{F}_a = \vec{F}^+ + \vec{F}^- \quad (I.32)$$

Dans n'importe quelle phase d'un enroulement alternatif produit une onde F.M.M pulsatoire dans l'espace dont l'amplitude varie sinusoïdalement avec le temps.

Trois phases d'un enroulement alternatif transportent des courants alternatifs équilibrés.

$$\begin{aligned} i_a &= I_m \cos \omega t \\ i_b &= I_m \cos(\omega t - 120^\circ) \\ i_c &= I_m \cos(\omega t - 240^\circ) \end{aligned} \quad (\text{I.33})$$

Trois ondes F.M.M pulsatoires sont installées dans l'entrefer qui ont une différence de phase de  $120^\circ$ .

$$\begin{aligned} F_a &= F_m \cos \omega t \cos \theta \\ F_b &= F_m \cos(\omega t - 120^\circ) \cos(\theta - 120^\circ) \\ F_c &= F_m \cos(\omega t - 240^\circ) \cos(\theta - 240^\circ) \end{aligned} \quad (\text{I.34})$$

Les trois F.M.M sont orientés dans l'espace le long des axes magnétiques des phases a, b et c (figure I.6).

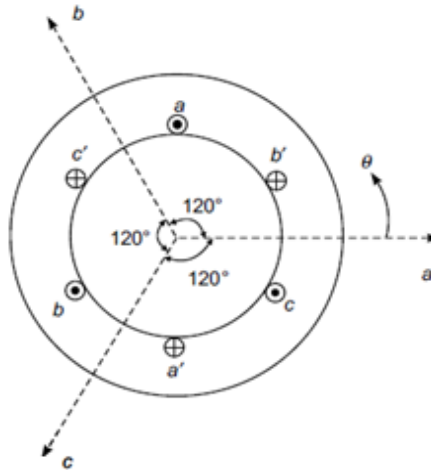


Figure I. 6 – Emplacement relatif des axes magnétiques de trois phases

L'onde F.M.M résultante qui est la somme des trois ondes F.M.M pulsées est :

$$F = F_a + F_b + F_c \quad (\text{I.35})$$

$$F(\theta, t) = F_m [\cos \omega t \cos \theta + \cos(\omega t - 120^\circ) \cos(\theta - 120^\circ) + \cos(\omega t - 240^\circ) \cos(\theta - 240^\circ)]$$

$$F(\theta, t) = \frac{3}{2} F_m \cos(\theta - \omega t) + \frac{1}{2} F_m [\cos(\theta + \omega t) + \cos(\theta + \omega t - 240^\circ) + \cos(\theta + \omega t - 480^\circ)] \quad (\text{I.36})$$

$$\cos(\theta + \omega t - 480^\circ) = \cos(\theta + \omega t - 120^\circ)$$

On obtient la formule suivante :

$$F(\theta, t) = \frac{3}{2} F_m \cos(\theta - \omega t) \quad (\text{I.37})$$

La valeur de crête du F.M.M résultant est :

$$F_{\text{crête}} = \frac{3}{2} F_m \quad (\text{I.38})$$

Utilisation de la valeur de  $F_m$  :

$$F_{\text{crête}} = 3 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} k_w \left( \frac{N_{ph}}{P} \right) I \quad (\text{I.39})$$

A  $\omega t = 0$ , le courant de la phase a à une valeur positive maximale :

$$F(\theta, 0) = \frac{3}{2} F_m \cos \theta \quad (\text{I.40})$$

La vitesse du F.M.M rotatif est :

$$\omega_m = \left( \frac{2}{P} \right) \omega \quad (\text{I.41})$$

Avec  $\frac{2\pi n}{60} = \frac{2}{P} 2\pi f$  et  $n = \frac{120f}{P} \text{ rpm}$

### I.3 Les forces électromotrices F.E.M dans les enroulements des machines à courant alternatif

Les F.E.M des courants alternatifs sont caractérisées la valeur, la fréquence et la forme de la courbe.

#### I.3.1 F.E.M d'un conducteur

Disposons le conducteur a sur le stator et excitons la machine tourne à la vitesse n (figure I.7).

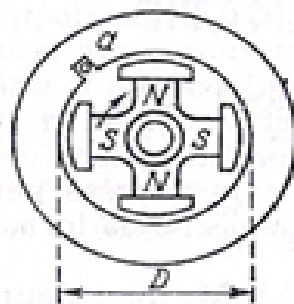


Figure I. 7 – F.E.M dans un conducteur

La valeur instantanée de la F.M.M induite dans le conducteur a est :

$$e_c = B_x l v \quad (\text{I.42})$$

$B_x$  représente la valeur de l'induction

La figure I.8 représente la répartition de l'induction dans l'entrefer au-dessus d'un pas polaire.

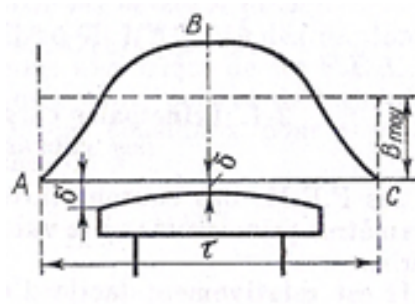


Figure I. 8 – Répartition de l'induction dans l'entrefer au-dessus d'un pas polaire

Au passage par le conducteur d'une double distance polaire  $2\tau$  correspond une période  $T$  de la F.E.M, la valeur efficace de la F.E.M du conducteur est

$$E_c = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} e_c^2 dt} = lv \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} B_x^2 dx} \quad (\text{I.43})$$

Avec le facteur

$$B = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} B_x^2 dx} \quad (\text{I.44})$$

La vitesse périphérique du rotor

$$v = \pi D n = \frac{2\pi D}{2p} p n = 2\tau f$$

D'où le facteur de forme de la courbe de champ

$$k_e = \frac{B}{B_m}$$

Le flux total d'un pôle est donné par la formule suivante :

$$\Phi = \tau B_m$$

On obtient

$$E_c = l 2\tau f k_e B_m = 2k_e \Phi f \quad (\text{I.45})$$

La courbe sinusoïdale du champ est :

$$k_c = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1.11$$

Dans ce cas on a :

$$E_c = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \Phi f = 2.22 \Phi f \quad (\text{I.46})$$

La figure (figure I.9.a) représente le développement de la courbe d'induction en série d'harmonique.

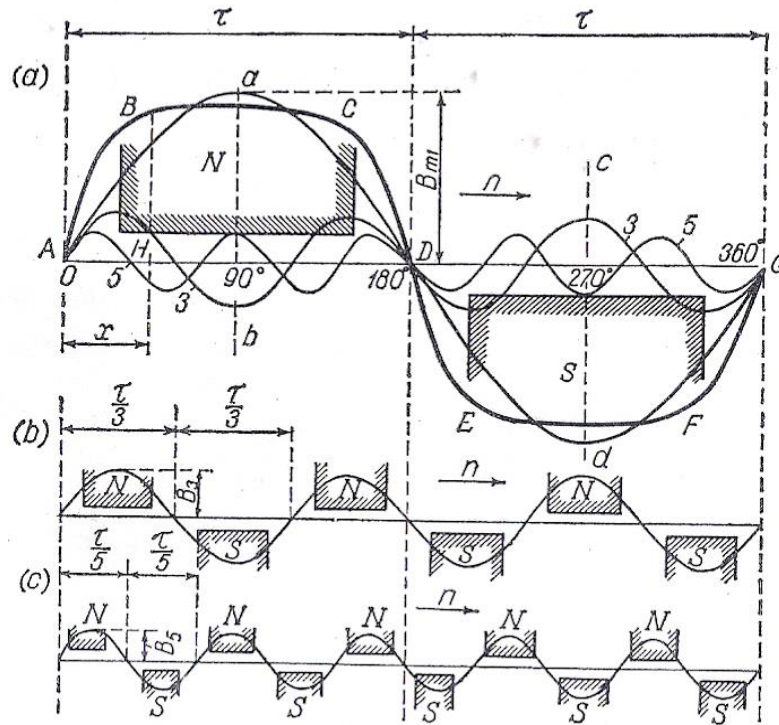


Figure I. 9 - Répartition de l'induction sous le pôle, (a) développement de la courbe d'induction en série d'harmonique, (b) (c) modèles des rotors qui créent le troisième et le cinquième harmonique d'induction

Les harmoniques de flux (figure I.9.b.c) sont donnés par les formules suivantes :

$$\Phi_1 = \tau B_{m1} = \frac{2}{\pi} \tau B_{m1} \quad (I.47.a)$$

$$\Phi_3 = \frac{\tau}{3} l B_{m3} = \frac{2}{\pi} \frac{\tau}{3} l B_{m3} \quad (I.47.b)$$

$$\Phi_v = \frac{\tau}{v} l B_{mv} = \frac{2}{\pi} \frac{\tau}{v} l B_{mv} \quad (I.47.c)$$

La fréquence de la F.E.M induite dans le conducteur par chaque harmonique du flux est :

$$f_1 = pn ; f_3 = 3pn ; f_v = vp n \quad (I.48)$$

On a :

$$E_{c1} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \Phi_1 f_1 = \sqrt{2} \tau m_1 f_1 \quad (I.49.a)$$

$$E_{c3} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \Phi_3 f_3 = \sqrt{2} \frac{\tau}{3} l m_3 f_1 = \sqrt{2} \tau m_3 f_1 \quad (I.49.b)$$

$$E_{cv} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \Phi_v f_v = \sqrt{2} \frac{\tau}{v} l m_{mv} f_1 = \sqrt{2} \tau m_{mv} f_1 \quad (I.49.c)$$

La valeur efficace de la F.E.M du conducteur est donnée par :

$$\begin{aligned}
 E_c &= \sqrt{E_{c1}^2 + E_{c3}^2 + \dots + E_{cv}^2 + \dots} \\
 &= E_{c1} \sqrt{1 + \left(\frac{E_{c3}}{E_{c1}}\right)^2 + \dots + \left(\frac{E_{cv}}{E_{c1}}\right)^2 + \dots} \\
 &= E_{c1} \sqrt{1 + \left(\frac{B_{m3}}{B_{m1}}\right)^2 + \dots + \left(\frac{B_{mv}}{B_{m1}}\right)^2 + \dots} \\
 &= \frac{\pi}{\sqrt{2}} \Phi_1 f_1 \sqrt{1 + k_{B3}^2 + \dots + k_{Bv}^2 + \dots} \\
 k_{B3} &= \frac{B_{m3}}{B_{m1}}, \dots, k_{Bv} = \frac{B_{mv}}{B_{m1}}
 \end{aligned} \tag{I.50}$$

Le flux total par pôle est exprimé par la somme algébrique suivante :

$$\Phi = \Phi_1 \pm \Phi_3 \pm \dots \pm \Phi_v \pm \dots = \Phi_1 k_f \tag{I.51}$$

La F.E.M du conducteur devient :

$$E_c = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \Phi f_1 \frac{\sqrt{1 + k_{B3}^2 + \dots + k_{Bv}^2 + \dots}}{1 \pm \frac{1}{3} k_{B3} \pm \dots \pm \frac{1}{v} k_{Bv} \pm \dots} \tag{I.52}$$

### I.3.2 F.E.M d'une spire et d'un enroulement concentré à pas total

La valeur efficace de la F.E.M d'une spire à pas total est donné par :

$$E_s = 2E_c \tag{I.53}$$

La formule de la F.E.M d'un enroulement est donnée comme suit :

$$\begin{aligned}
 E &= 2E_c w_b p = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \Phi_1 w f_1 \sqrt{1 + k_{B3}^2 + \dots + k_{Bv}^2 + \dots} \\
 &= \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \Phi w f_1 \frac{\sqrt{1 + k_{B3}^2 + \dots + k_{Bv}^2 + \dots}}{1 \pm \frac{1}{3} k_{B3} \pm \dots \pm \frac{1}{v} k_{Bv} \pm \dots}
 \end{aligned} \tag{I.54}$$

### I.3.3 F.E.M d'un enroulement réparti à pas total

#### a. Harmonique fondamental de la F.E.M

Les valeurs instantanées de la F.E.M induites dans les bobines sont :

$$\begin{aligned}
 e_{b1} &= E_{bm} \sin 0^\circ = 0; \quad e_{b2} = E_{bm} \sin \gamma = E_{bm} \sin 30^\circ; \quad e_{b3} = E_{bm} \sin 2\gamma = E_{bm} \sin 60^\circ; \\
 e_{b4} &= E_{bm} \sin 3\gamma = E_{bm} \sin 90^\circ
 \end{aligned}$$

Ces F.E.M sont représentées par quatre vecteurs dont chacun représente la valeur maximale de la F.E.M d'une bobine. Chaque valeur est ainsi décalée par rapport au vecteur voisin d'un angle  $\gamma = 30^\circ$  (figure I.10.a).

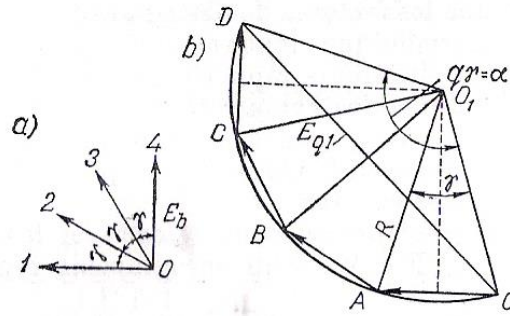


Figure II. 30 – Etoile et polygone de la F.E.M

En composant géométriquement les quatre vecteurs on obtient une partie d'un polygone régulier OABCD (figure I.10.b) dont la résultante OD nous donne la valeur efficace de la F.E.M résultante  $E_{q1}$  de quatre bobines de l'enroulement réparti.

La projection de la résultante OD sur l'axe des ordonnées nous donne la valeur instantanée de cette F.E.M qui correspond à la disposition des encoches 1, 2, 3 et 4 par rapport au pôle. Aux autres instants le polygone de F.E.M occupera d'autres positions en tournant autour de centre O dans le sens antihoraire avec une impulsion  $\omega = 2\pi f$ . Le rayon est calculé par :

$$R = \frac{E_b}{2 \sin \frac{\gamma}{2}}$$

$$\text{On détermine } E_{q1} \text{ par : } E_{q1} = 2R \sin \frac{q\gamma}{2} = E_b \frac{\sin \frac{q\gamma}{2}}{\sin \frac{\gamma}{2}}$$

Le coefficient  $k_{d1}$  est appelé facteur de distribution est donné par :

$$k_{d1} = \frac{E_{q1}}{qE_k} = \frac{E_b \sin \frac{q\gamma}{2}}{qE_b \sin \frac{\gamma}{2}} = \frac{\sin \frac{q\gamma}{2}}{q \sin \frac{\gamma}{2}} \quad (\text{I.55})$$

L'angle  $\gamma$  entre deux encoches voisines est :

$$\gamma = \frac{\pi}{mq}$$

Le facteur de distribution sera :

$$k_{d1} = \frac{\sin \frac{\pi}{2mq}}{q \sin \frac{\pi}{2mq}} \quad (\text{I.56})$$

La valeur efficace du premier harmonique de la F.E.M d'un enroulement réparti à pas total sera :

$$E_{q1} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \Phi_1 f_1 q p w_b k_{d1} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \Phi_1 f_1 w k_{d1} = 2\sqrt{2} \pi B_{m1} f_1 w k_{d1} \quad (\text{I.57})$$

$w = q p w_b$  est le nombre de spires connectées en série dans une phase de l'enroulement.

### b. Harmoniques supérieurs de la F.E.M d'un enroulement réparti

Le facteur de distribution de le  $\nu^{me}$  harmonique de la F.E.M est donné par :

$$k_{d\nu} = \frac{\sin \frac{\nu q \gamma}{2}}{q \sin \frac{\nu \gamma}{2}} = \frac{\sin \frac{\nu \pi}{2m}}{q \sin \frac{\nu \pi}{2mq}} \quad (\text{I.58})$$

Le facteur de distribution d'ordre  $(2mqk \pm 1)$  est donné par :

$$k_{d(2mqk \pm 1)} = \frac{\sin \left[ \frac{\pi}{2m} (2mqk \pm 1) \right]}{q \sin \left[ \frac{\pi}{2mq} (2mqk \pm 1) \right]} = \pm \frac{\sin \frac{\pi}{2m}}{q \sin \frac{\pi}{2mq}} = \pm k_{d1}$$

Le facteur de distribution est égal au rapport de la corde à l'arc (figure I.10.b)

$$k_{d1} = \frac{\text{cercl}eOD}{\text{arc}OD} = \frac{2R \sin \frac{\alpha}{2}}{R\alpha} = \frac{\sin \frac{\alpha}{2}}{\frac{\alpha}{2}} \quad (\text{I.59})$$

Pour un harmonique  $\nu$  on a :

$$k_{d\nu} = \frac{\sin \frac{\nu \alpha}{2}}{\frac{\nu \alpha}{2}} \quad (\text{I.60})$$

Les facteurs de distribution pour les harmoniques, multiple de trois, sont :

$$k_{d\nu} = \pm \frac{2}{\nu} k_{d1} \quad (\text{I.61})$$

Et pour les autres harmoniques

$$k_{d\nu} = \pm \frac{1}{\nu} k_{d1} \quad (\text{I.62})$$

Les harmoniques d'ordre supérieur de la F.E.M d'un enroulement réparti est donné par :

$$\begin{aligned}
 E_{qv} &= \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \Phi_v f_v w k_{dv} = 2\sqrt{2} \frac{\tau}{v} l B_{mv} v f_1 w k_{dv} \\
 &= 2\sqrt{2} d l B_{mv} f_1 w k_{dv}
 \end{aligned}
 \tag{I.63}$$

**c. F.E.M résultante d'un enroulement réparti à pas total**

La formule  $E_q$  est donnée comme suit :

$$E_q = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \Phi f_1 w k_{d1} \frac{\sqrt{1 + (k_{B3} k'_{d3})^2 + \dots + (k_{Bv} k'_{dv})^2 + \dots}}{1 \pm \frac{1}{3} k_{B3} \pm \dots \pm \frac{1}{v} k_{Bv} \pm \dots}
 \tag{I.64}$$

Les valeurs relatives des facteurs de distribution pour les harmoniques d'ordre supérieur est :

$$k'_{d3} = \frac{k_{d3}}{k_{d1}}, \dots, k'_{dv} = \frac{k_{dv}}{k_{d1}}$$

**I.3.4 F.E.M d'un enroulement concentré à pas raccourci**

**a. F.E.M d'une spire à pas raccourci**

Les enroulements des machines à courant alternatif sont le plus souvent à pas raccourci (figure I.11.a).

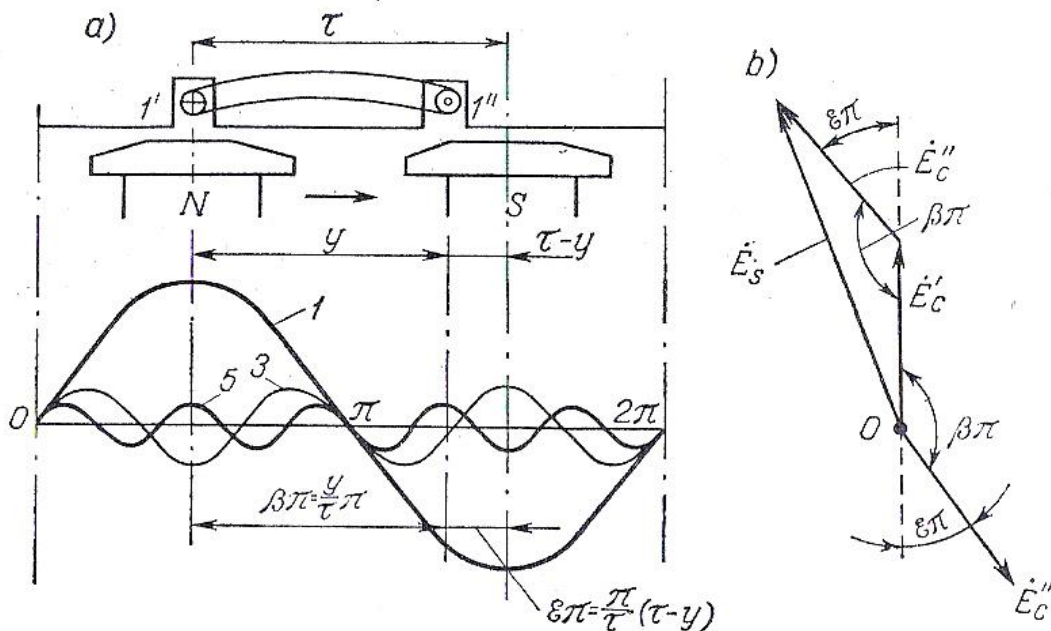


Figure II. 41 – F.E.M d'une spire à pas  $y < \tau$

La valeur du pas relatif d'enroulement est :

$$\beta = \frac{y}{\tau}
 \tag{I.65}$$

Selon le diagramme vectoriel (figure I.11.b), la F.E.M de la spire :

$$E_{s1} = 2E_{c1} \sin \frac{\beta\pi}{2} = 2E_{c1} k_{r1} \quad (\text{I.66})$$

$$k_{r1} = \sin \frac{\beta\pi}{2} \quad (\text{I.67})$$

Le facteur  $k_{r1}$  est exprimé par la valeur relative de raccourcissement du pas  $\varepsilon$  :  $\varepsilon = 1 - \beta$

$$k_{r1} = \cos \frac{\varepsilon\pi}{2} \quad (\text{I.68})$$

$$E_{sv} = 2E_{cv} k_{rv} \quad (\text{I.69})$$

$$k_{rv} = \sin \frac{\nu\beta\pi}{2} \quad (\text{I.70})$$

$k_{rv}$  Représente le facteur de raccourcissement pour l'harmonique d'ordre  $\nu$ .

### b. F.E.M d'un enroulement concentré à pas raccourci

La valeur efficace de la F.E.M est donnée par :

$$E = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \Phi f_1 w k_{r1} \frac{\sqrt{1 + (k_{B3} k'_{r3})^2 + \dots + (k_{B\nu} k'_{r\nu})^2 + \dots}}{1 \pm \frac{1}{3} k_{B3} \pm \dots \pm \frac{1}{\nu} k_{B\nu} \pm \dots} \quad (\text{I.71})$$

$$k'_{r3} = \frac{k_{r3}}{k_{r1}}, k'_{r\nu} = \frac{k_{r\nu}}{k_{r1}}$$

### I.3.5 Expression générale de la F.E.M de l'enroulement d'induit

Pour l'harmonique de la F.E.M :

$$E_1 = \pi\sqrt{2} w k_{d1} k_{r1} f_1 \Phi_1 = 2\sqrt{2} \tau w k_{b1} f_1 B_{m1} \quad (\text{I.72})$$

Pour l'harmonique d'ordre  $\nu$  de la F.E.M :

$$E_\nu = \pi\sqrt{2} w k_{d\nu} k_{r\nu} f_\nu \Phi_\nu = 2\sqrt{2} \tau_\nu l w k_{b\nu} f_\nu B_{m\nu} \quad (\text{I.73})$$

Les coefficients des enroulements sont :

$$\tau_\nu = \frac{\tau}{\nu}, k_{b1} = k_{d1} k_{r1}, \dots, k_{b\nu} = k_{d\nu} k_{r\nu} \quad (\text{I.74})$$

La F.E.M résultante de l'enroulement est :

$$E = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} w k_{b1} f_1 \Phi \frac{\sqrt{1 + (k_{B3} k'_3)^2 + \dots + (k_{Bv} k'_v)^2 + \dots}}{1 \pm \frac{1}{3} k_{B3} \pm \dots \pm \frac{1}{v} k_{Bv} \pm \dots} \quad (\text{I.75})$$

Les valeurs relatives des facteurs de bobinage pour les harmoniques d'ordres supérieurs sont :

$$k'_3 = \frac{k_{b3}}{k_{b1}} = \frac{k_{d3} k_{r3}}{k_{d1} k_{r1}}, \dots, k'_v = \frac{k_{bv}}{k_{b1}} = \frac{k_{dv} k_{rv}}{k_{d1} k_{r1}}$$

Les formules de la F.E.M sont données sous la forme :

$$E_1 = \pi \sqrt{2} w k_{b1} f_1 \Phi_1 = 4.44 w k_{b1} f_1 \Phi_1 \quad (\text{I.76})$$

$$E_v = \pi \sqrt{2} w k_{bv} f_v \Phi_v = 4.44 w k_{bv} f_v \Phi_v \quad (\text{I.77})$$

## I.4 Conversion d'énergie électromécanique dans les machines électrique

Malgré la diversité des types des machines et de leurs usages, toutes les machines électriques tournantes appartiennent à l'une ou l'autre des deux familles suivante :

- Machines à entrefer constant.
- Machines à pôles saillants.

Le processus de conversion d'énergie dans les machines tournantes peut ainsi être analysé à partir de ces deux géométries.

Le couples électromagnétique développé dans une machine électrique peut provenir de deux phénomènes distinctes existant seuls ou simultanément, à savoir :

- Interaction de deux champs magnétiques : concerne les machines à entrefer constant dont le circuit magnétique peut être considéré comme isotrope si l'on fait abstraction des variables locales de perméance provoquées par les encoches du stator et du rotor.
- Action d'un champ magnétique sur une structure réluctance variable : c'est spécifique pour les machines à pôles saillants dont le circuit magnétique présente une très forte anisotropie, le couple est dit réluctant. Si le rotor est excité, le couple comporte deux termes, l'un étant réluctant, l'autre est de l'interaction des deux champs statorique et rotorique.

### I.4.1 Machines à entrefer constant

L'enroulement polyphasé à  $2p_s$  pôles du stator, excité par un courant de pulsation  $\omega_s$ , crée un champ tournant à la vitesse  $\Omega_s = \omega_s / p_s$ , par rapport au stator tel que :

$$B_s(x, t) = B_s \sin\left(\frac{2p_s}{D} x - \omega_s t\right) \quad (\text{I.78})$$

L'enroulement polyphasé à  $2p_s$  pôles du rotor, excité par un courant de pulsation  $\omega_r$ , crée un champ tournant  $\Omega_r = \omega_r / p_r$ , par rapport au rotor tel que :

$$B_r(y, t) = B_r \sin\left(\frac{2p_r}{D} y - \omega_r t\right) \quad (\text{I.79})$$

A la vitesse relative est :

$$\Omega_r' = \Omega_r + \Omega_m$$

En vitesse angulaire :

$$\omega_r' = p_r \Omega_r' = \omega_r + \omega_m$$

La pulsation mécanique est :

$$\omega_m = p \Omega_m$$

$$x = y + \frac{D}{2} \Omega_m t + x_0$$

$$B_r'(x, t) = B_r \sin\left(\frac{2p_r}{D} x - \omega_r' t - p_r \zeta_m\right) \quad (\text{I.80})$$

L'angle  $\zeta_m$  correspond à l'angle mécanique de déphasage initial entre deux ondes :

$$\zeta_m = \frac{2x_0}{D}$$

L'énergie magnétique est :

$$W_{mag} = \int_V \frac{(B_s' + B_r')^2}{2\mu_0} dV = W_1 + W_2 + W_3 = \frac{\pi D l \delta}{2\mu_0} \left[ \frac{B_s^2 + B_r^2}{2\mu_0} + B_s B_r \cos[-(\omega_s - \omega_r')t + p \zeta_m] \right] \quad (\text{I.81})$$

Le couple électromagnétique est :

$$\Gamma_{em} = \frac{\partial W_{mag}}{\partial \zeta_m} \quad (\text{I.82})$$

Pas constamment nul, il faut que les deux

$$\Gamma_{em} = -\frac{\pi D l \delta}{2\mu_0} B_s B_r \sin[-(\omega_s - \omega_r')t + p \zeta_m] \quad (\text{I.83})$$

Pour que le couple  $\Gamma_{em}$  ne soit nul, il faut que les deux ondes possèdent le même nombre de pole.

$$\omega_s = \omega_r' = \omega_r + \omega_m$$

$$\Gamma_{em} = -\frac{\pi D l \delta}{2\mu_0} B_s B_r p \sin p \zeta_m = -\mu_0 \frac{\pi D l}{\delta} \frac{B_s B_r}{2} p \sin p \zeta_m \quad (\text{I.84})$$

$$\Lambda = \mu_0 \frac{Dl}{\delta}$$

$$\Gamma_{em} = -\frac{\pi}{2} \Lambda \theta_s \theta_r p \sin p \zeta_m \quad (\text{I.85})$$

### I.4.2 Machines à pole saillants

La distribution spatiale de l'induction dans l'entrefer est donnée par :

$$B_s(x, t) = \mu_0 \frac{\theta_s(x, t)}{\delta(x)} = \mu_0 \frac{\theta_s}{\delta(x)} \sin\left(\frac{2p_s}{D} x - \omega_s t\right) \quad (\text{I.86})$$

$\delta(x)$  : la valeur de l'entrefer au point x.

L'énergie magnétique créée dans l'entrefer par enroulement est :

$$W_{mag} = \int_V \frac{B_s^2}{2\mu_0} dV = \frac{1}{2D} \int_0^{\pi D} \Lambda(x) \theta_s^2 dx \quad (\text{I.87})$$

Dans un référentiel lié au stator, l'expression de la perméance  $\Lambda(x)$  peut se développer en série de Fourier Sous la forme :

$$\Lambda(x) = \Lambda_0 - \sum_n \Lambda_{2n} \cos\left(n \frac{2Z}{D} x - nZ\Omega_m t - nZ\zeta_m\right)$$

L'énergie magnétique totale est :

$$W_{mag} = \frac{\pi}{4} \theta_s^2 \left( \Lambda_0 + \frac{1}{2} \Lambda_{2nr} \cos 2((p_s \Omega_m - \omega_s) + p_s \zeta_m) \right) \quad (\text{I.88})$$

Le couple électromagnétique est :

$$\Gamma_{mag} = -\frac{\pi}{4} \Lambda_{2nr} \theta_s^2 p_s \sin 2((p_s \Omega_m - \omega_s) + p_s \zeta_m) \quad (\text{I.41})$$

Pour que la machine à pole saillants développe un couple qui ne soit pas constamment nul, il faut que le nombre de pièces ferromagnétiques saillantes soit un sous multiple du nombre de pôles statoriques. Le couple résultant est :

$$\Gamma_{mag} = -\frac{\pi}{4} \Lambda_2 \theta_s^2 p \sin 2p \zeta_m \quad (\text{I.89})$$

## I.5 Enroulements des machines électriques à courant alternatif

Un enroulement est constitué par des sections. Les sections comportent un nombre de spires qui forme deux paquets de brins actifs. L'ensemble sous un pôle des sections d'une même phase s'appelle bobine. Le couplage des bobines d'une même phase se fait en série ou en parallèle.

Associées en série par des connexions frontales, les conducteurs actifs forment des spires de l'enroulement. On appelle faisceau l'ensemble des conducteurs d'une encoche.

On distingue :

– **Enroulement à bobines concentriques** : caractérisé par le fait que les sections d'une même bobine sont concentriques (figure I.12). On peut avoir un bobinage à **pôle conséquent** où les bobines engendrent des pôle de même nom. Si les bobines engendrent de pôle de nom contraire, l'enroulement est dit à **pôle non conséquent** ou **par pôle**.

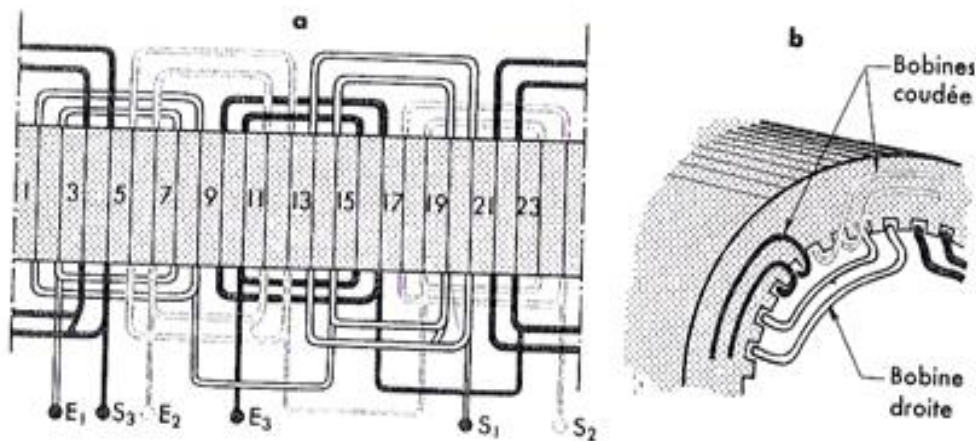


Figure II. 52 – Enroulement à bobines concentriques

– **Enroulement à bobines enchevêtrées** : caractérisé par des sections identiques (figure I.13). On peut avoir un enroulement imbriqué par pôle ou un enroulement ondulé par pôle.

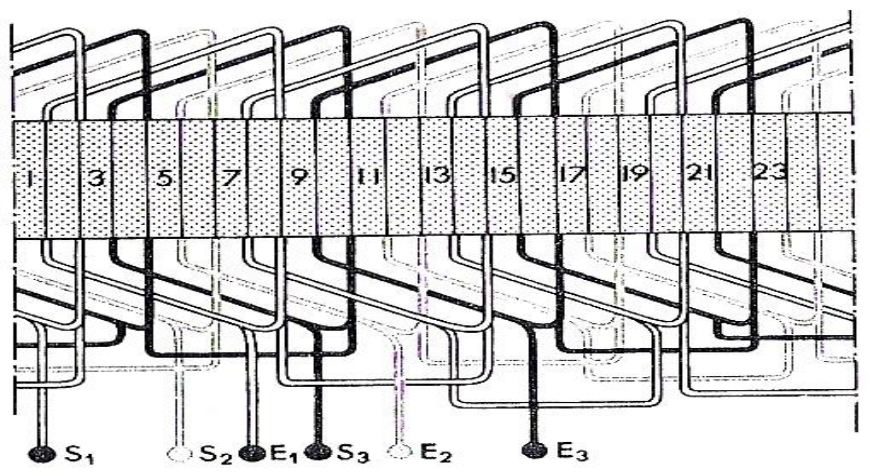


Figure II. 63 – Enroulement à bobines enchevêtrées

# **Chapitre II**

## **Machines synchrones**

## II.1 Introduction

La machine synchrone est le plus souvent utilisée en générateur, l'alternateur. Les centrales de production d'énergie électrique sont équipées d'alternateurs triphasés.

Comme toutes les machines électriques tournantes, la machine synchrone est réversible et peut fonctionner en moteur synchrone.

Les symboles utilisés pour représenter la machine synchrone sont donnés à la figure II.1.

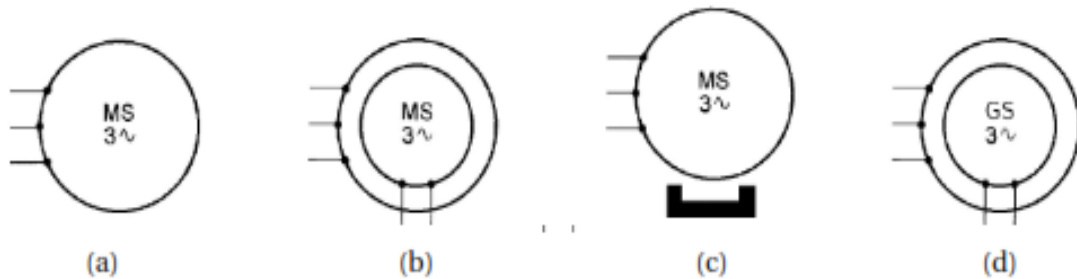


Figure II. 1 – Symboles de la machine synchrone, (a) moteur synchrone, (b) moteur synchrone triphasé à rotor bobiné, (c) moteur synchrone triphasé à aimants, (d) alternateur triphasé à rotor bobiné

## II.2 Étude du fonctionnement de la machine synchrone

Une machine synchrone est constituée de deux circuits indépendants :

**Bobinage d'excitation** : constitué d'un bobinage enroulé sur le rotor et traversé par le courant continu d'excitation  $I_e$ . C'est lui qui permet la création des pôles magnétiques dits rotoriques et l'instauration d'un flux donné dans le circuit magnétique. Ce bobinage est parfois remplacé par des aimants permanents surtout dans le domaine des petites et moyennes puissances.

**Circuit d'induit** : constitué des trois bobinages triphasés, de constitution symétrique, pratiqué sur le stator de façon répartie, et par lesquels transite la puissance électrique de la machine.

Une tension sinusoïdale est produite à l'aide d'un inducteur fixe et d'un induit mobile :

$$e = nN\Phi \sin\theta_0 \cos\omega t \quad (\text{Eq. II-1})$$

Cette tension est recueillie par des contacts glissants (bagues). Seul le déplacement relatif de l'induit par rapport à l'inducteur importe. On peut obtenir le même résultat en prenant un induit fixe et un inducteur mobile, seul le courant continu d'excitation de l'inducteur traversera des contacts glissants. L'induit pourra être plus complexe (induit triphasé) et parcouru par des courants plus élevés.

Soit  $n_1$  le nombre total de conducteurs mis en série :

$$n_1 = n_4 \theta_0 / 2\pi \quad (\text{Eq. II-2})$$

$$n = \pi / 2\theta_0 n_1 \quad (\text{Eq. II-3})$$

$N_s$  la vitesse de rotation.

$$e = \pi n_1 / 2\theta_0 2N_s \Phi \sin\theta_0 \cos\omega t \quad (\text{Eq. II-4})$$

$$e = \pi \sin\theta_0 / \theta_0 N_s n_1 \Phi \cos\omega t \quad (\text{Eq. II-5})$$

La machine est équivalente à une machine bipolaire pour laquelle  $\omega = p\Omega_s$ . La force électromotrice est donnée par la formule suivante :

$$e = \pi \sin\theta_0 / \theta_0 n_1 p N_s \Phi \cos\omega t \quad (\text{Eq. II-6})$$

$$e = \frac{\pi \sin\theta_0}{\sqrt{2}\theta_0} n_1 p N_s \Phi(I_e)$$

En introduisant un coefficient  $k$  lié à la construction :

$$E = k N_s \Phi(I_e) \quad (\text{Eq. II-8})$$

avec

$$e = E\sqrt{2}\cos\omega t$$

$$\omega = p\Omega \quad (\text{Eq. II-10})$$

$$f = pN_s \quad (\text{Eq. II-11})$$

### II.2.1 Caractéristique à vide

On relève expérimentalement la f.é.m  $E$  en faisant varier le courant continu d'excitation  $I_e$  et on trace la caractéristique à vide. La courbe d'aimantation du circuit magnétique est donnée par la figure II.2.

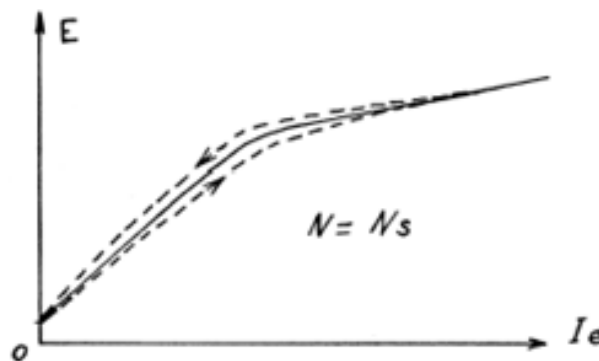


Figure II. 2 – Caractéristique à vide d'une machine synchrone

### II.2.2 Fonctionnement en charge

On aura dans une machine synchrone deux inductions tournantes, à la vitesse  $N_s$ , l'induction  $B_R$  créée par l'inducteur tournant et l'induction  $B_s$  engendrée par le stator. Le décalage angulaire entre ces deux inductions dépend du déphasage entre la f.é.m induite  $E$  et le courant d'induit  $I$  dans une phase.

Si  $E$  et  $I$  sont déphasés de  $\Psi$ , le décalage, en angle électrique, de  $B_R$  et  $B_s$  est  $\left(\frac{\pi}{2} + \Psi\right)$ .

L'induction  $B_s$  était dans l'axe d'une bobine quand le courant y était maximum alors que la f.é.m était maximale quand l'induction  $B_s$  était normale à l'axe. La création de l'induction  $B_s$  correspond à l'existence d'une inductance synchrone  $L$  par phase de l'induit. L'enroulement présente une résistance  $R$  (figure II.3).

L'équation de maille qui donne le diagramme de Behn-Eschenburg qui ressemble à celui de Kapp pour le transformateur est donné par la formule suivante (Eq. II-12):

$$\underline{E}(I_e) = \underline{V} + R\underline{I} + jL\omega\underline{I} \quad (\text{Eq. II-12})$$

$$R \ll L\omega \quad (\text{Eq. II-13})$$

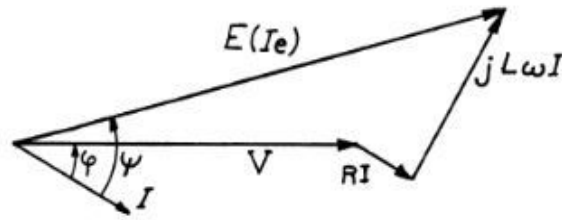


Figure II. 3 – Diagramme de Behn-Eschenburg de la machine synchrone

### II.2.3 Excitation de la machine synchrone

L'inducteur doit être alimenté en tension continue. On peut utiliser une génératrice à courant continu auto-excité et un petit alternateur dont on redresse la tension. On peut dans ce cas se passer de balais, l'alternateur d'excitation est à induit tournant. La tension redressée par des diodes, excite l'inducteur tournant de l'alternateur principal. Le courant  $I_e$  est fourni par un régulateur électronique chargé de maintenir la tension de sortie constante, l'alternateur d'excitation sert en outre d'amplificateur de puissance.

### II.3 Diagrammes de Potier

Lorsque l'alternateur est saturé, il faut composer les forces magnétomotrices tournantes dues à l'inducteur, au rotor,  $\varepsilon_R$ , et à l'induit, au stator,  $\varepsilon_s$  déphasées de  $\left(\frac{\pi}{2} + \Psi\right)$ .

On en déduit la force magnétomotrice résultante  $\varepsilon_r$  qui, conduit au flux et à la f.é.m résultante  $E_r$  :

$$\underline{\varepsilon_r} = \underline{\varepsilon_R} + \underline{\varepsilon_S} \quad (\text{Eq. II-14})$$

En divisant cette expression par le nombre de spires de l'inducteur à courant continu :

– courant inducteur (continu)

$$I_e = \varepsilon_R / n \quad (\text{Eq. II-15})$$

– courant inducteur résultant de l'inducteur et de l'induit

$$I_{er} = \varepsilon_r / n \quad (\text{Eq. II-16})$$

– courant continu équivalent à l'induit

$$\alpha I = \varepsilon_s / n \quad (\text{Eq. II-17})$$

$$\underline{I_{er}} = \underline{I_e} + \alpha \underline{I} \quad (\text{Eq. II-18})$$

$\alpha$  paramètre fixe.

La f.é.m en charge  $E_r$  est donnée par la caractéristique à vide, pour la valeur  $I_{er}$  du courant d'excitation.

Partant de  $V$ ,  $I$ ,  $\varphi$ , on construit  $E_r$ . On lit  $I_{er}$  sur la caractéristique à vide et on le porte avec  $90^\circ$  d'avance sur  $E_r$ . On construit  $(\alpha I)$  en phase avec  $I$  et on obtient  $I_e$ .

En plaçant  $E$ , en retard de  $90^\circ$  sur  $I_e$ , ce qui fait apparaître l'angle (figure II.4).

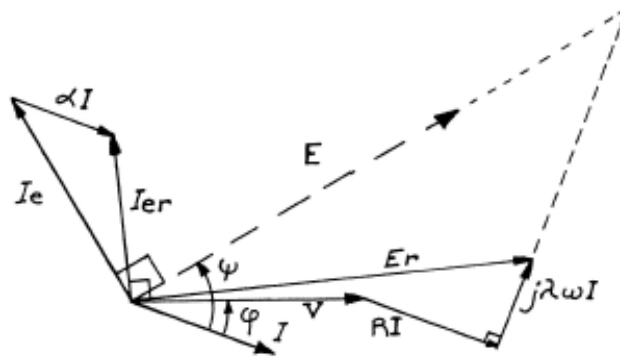


Figure II. 4 – Diagramme de Potier de la machine synchrone

La méthode de Potier, plus rigoureuse quand les machines sont saturées, conduit à des calculs plus longs et plus difficiles à exploiter.

Si la machine fournit les courants triphasés I, sous les tensions simples V, avec un déphasage  $\varphi$ , on aura :

Puissance électrique fournie :

$$P=3VI \cos\varphi \tag{Eq. II-19}$$

Pertes Joule dans l'induit :

$$P_j=3RI^2 \tag{Eq. II-20}$$

$$P_{\text{méca fournie}}=P+P_j+P_m \tag{Eq. II-21}$$

La puissance électromagnétique  $P_e$  s'écrit :

$$P_e=P+P_j \tag{Eq. II-22}$$

$$P_e=P_{\text{méca fournie}}-P_m \tag{Eq. II-23}$$

$$P_e=C_e\Omega s \tag{Eq. II-24}$$

Si on néglige les pertes (un rendement égal à un), on aura :

$$P_e=C_e\Omega s \tag{Eq. II-25}$$

$$P_e\approx 3VI \cos\varphi \tag{Eq. II-26}$$

Le diagramme de Behn-Eschenburg simplifié (RI est négligeable) est présenté par la figure II.5:

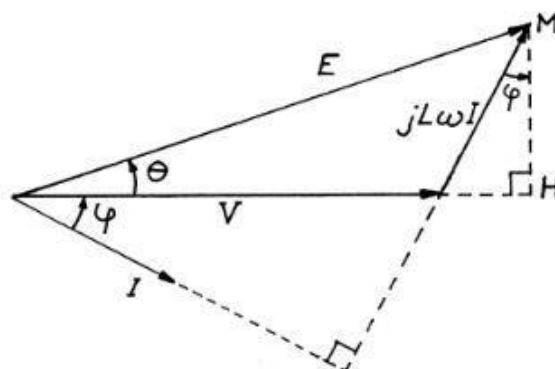


Figure II. 5 – Diagramme de Behn-Eschenburg simplifié

$$HM=L\omega I\cos\varphi \quad (\text{Eq. II-27})$$

$$HM=E\sin\theta \quad (\text{Eq. II-28})$$

$$P_e \approx \frac{3V}{L\omega} \overline{HM} \quad (\text{Eq. II-29})$$

Le couple peut s'écrire :

$$C_e = \frac{3V}{L\omega\Omega_s} \overline{HM} \quad (\text{Eq. II-30})$$

$$C_e = P_e/\Omega_s \quad (\text{Eq. II-31})$$

$$C_e \approx (3P/L\omega^2)VE \sin\theta \quad (\text{Eq. II-32})$$

## II.4 Diagramme de Blondel

La figure II.6 présente le diagramme de Blondel.

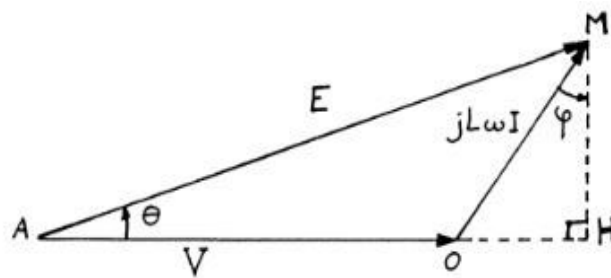


Figure II. 6 – Diagramme de Blondel

$\overline{HM}$  est proportionnel à la puissance électrique fournie et au couple électromagnétique, si  $V$  est constant.

On a :

$$\overline{OH}=L\omega I \sin\varphi \quad (\text{Eq. II-33})$$

$$\overline{OH}=L\omega Q/3V \quad (\text{Eq. II-34})$$

$\overline{OH}$  et  $\overline{HM}$  mesurent les puissances active et réactive fournie au réseau. On peut lire directement ces puissances en mesurant les projections de  $\overline{OM}$  sur deux axes orthogonaux gradués en puissances actives et réactives avec :

$$P=3V/L\omega \overline{HM} \quad (\text{Eq. II-35})$$

$$P=C_e\Omega_s \quad (\text{Eq. II-36})$$

$$Q=3V/L\omega \overline{OH} \quad (\text{Eq. II-37})$$

$OM$  est proportionnel au courant  $I$ .

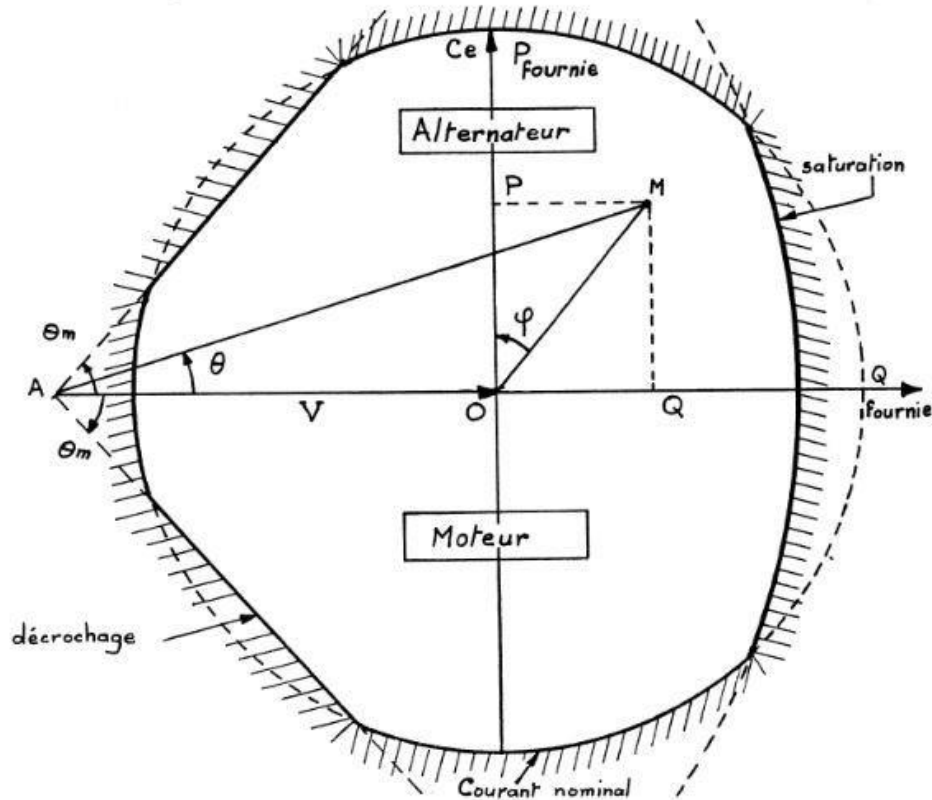


Figure II. 7 – Diagramme de Blondel de la machine synchrone

Si  $P$  est positive, le fonctionnement est alternateur, si  $P$  est négative, le fonctionnement est moteur.

On peut limiter ce diagramme :

- la f.é.m est limitée, par la saturation, à une valeur  $E_m$  : cercle centré en  $A$  et de rayon  $E_m$  ;
- le courant débité doit être inférieur ou égal à sa valeur nominale  $I_n$  : cercle centré en  $O$  et de rayon  $L\omega I$  ;
- l'angle  $\theta$  doit être inférieur à  $90^\circ$ . Pour conserver une marge de sécurité et éviter le décrochage, on fixe en général une limite inférieur :

$$|\theta| < \theta_m \quad (\text{Eq. II-38})$$

- On suppose  $L\omega$  constant ;

– si on tient compte de  $R$ , le diagramme de Blondel est plus compliqué mais obéit aux mêmes principes.

Lorsque le vecteur  $jL\omega\vec{I}$  se situe au-dessus du vecteur  $\vec{V}$ , la machine fonctionne en alternateur (figures II.8 et II.9).

Lorsque le vecteur  $jL\omega\vec{I}$  se situe au-dessous du vecteur  $\vec{V}$ , la machine fonctionne en moteur (figures II.10, II.11 et II.12).

La puissance change bien évidemment de signe lorsque la machine passe d'alternateur à moteur ou inversement, il en résulte que la projection du vecteur  $jL\omega\vec{I}$  sur la verticale, donnant un segment de longueur proportionnel à la puissance active, change de signe elle aussi.

Selon la valeur de l'excitation, on peut avoir un alternateur qui fournit de la puissance réactive ou qui en absorbe ainsi qu'un moteur synchrone qui absorbe ou produit de la puissance réactive.

La machine synchrone est la seule machine que l'on sache faire fonctionner en moteur à  $\cos\varphi = 1$ .

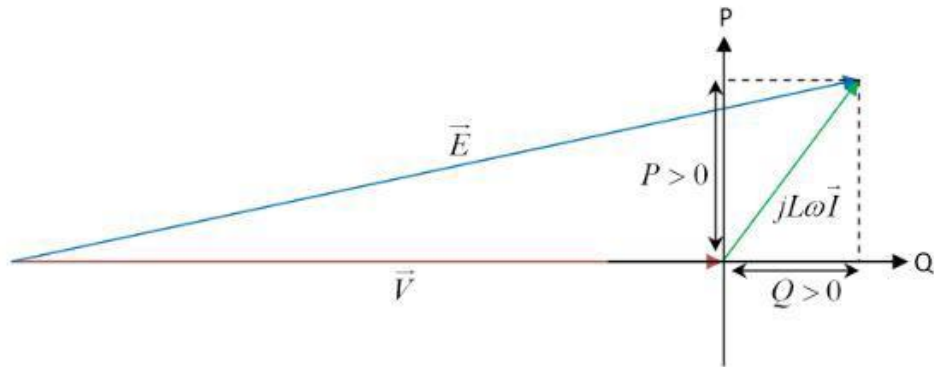


Figure II. 8 – La machine synchrone fonctionnant en alternateur sur-excité fournissant à la fois de la puissance active et de la puissance réactive au réseau

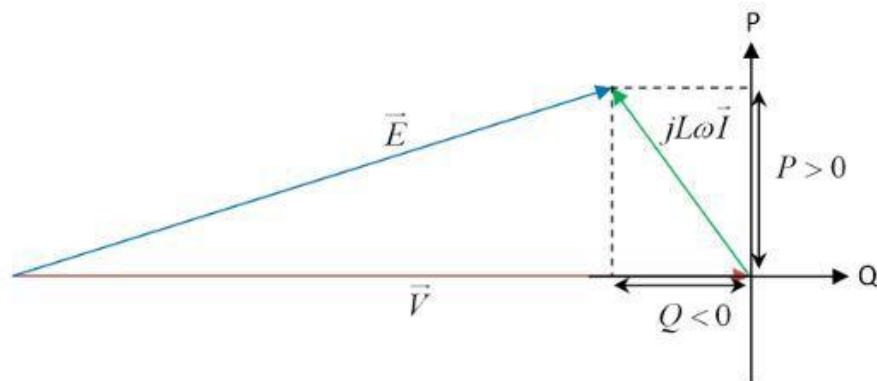


Figure II. 9 – La machine synchrone fonctionnant en alternateur sous-excité fournissant la puissance active et de la puissance au réseau et absorbant de la puissance réactive sur ce même réseau

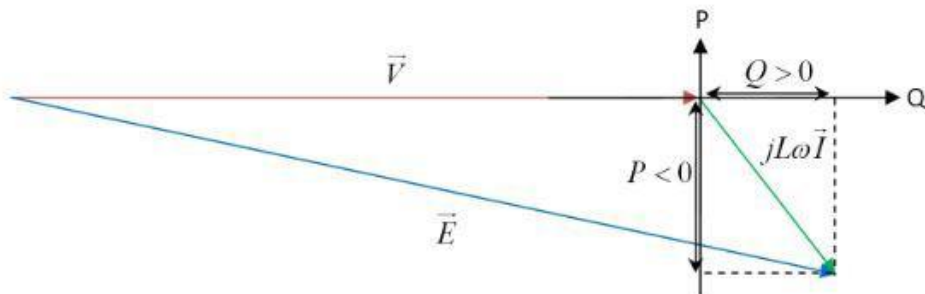


Figure II. 10 – La machine synchrone fonctionnant en moteur sur-excité absorbant de la puissance active sur le réseau tout en lui fournissant de la puissance réactive

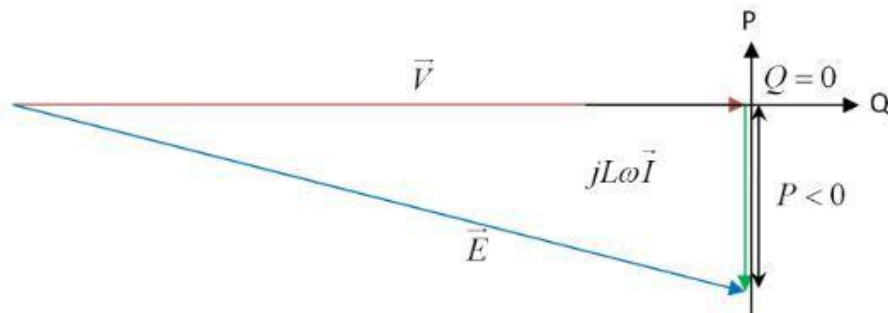


Figure II. 11 – La machine synchrone à l'excitation normale fonctionnant en moteur n'absorbant que de la puissance active sur le réseau

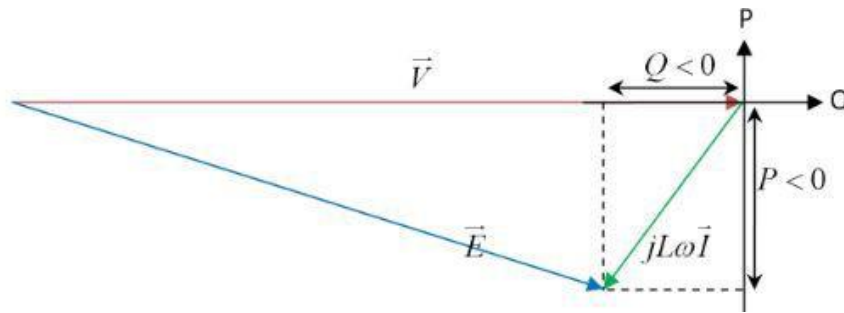


Figure II. 12 – La machine synchrone fonctionnant en moteur sous-excité absorbant à la fois de la puissance active et de la puissance réactive sur le réseau

Si on applique, après le couplage, un couple mécanique moteur : la machine synchrone oppose, à l'équilibre, un couple  $C_e$  et fournit au réseau une puissance active  $P$  (figure II.13). Le point  $M$  vient en  $M_1$ , d'ordonnée  $P$ .

Si on fait varier  $I_e$ ,  $E$  varie. Si le couple appliqué reste constant, le point  $M$  se déplace sur la droite d'ordonnée  $P$ .

Si  $I_e$  augmente,  $E$  croît, le point se déplace vers la droite. On obtient par exemple  $M_2$  : pour ce point, l'alternateur fournit de la puissance réactive au réseau.

Si  $I_e$  diminue, le point vient par exemple en  $M_3$  : l'alternateur fournit toujours  $P$  mais absorbe cette fois de la puissance réactive.

- le couple appliqué détermine la puissance active échangée ;
- le courant d'excitation détermine la puissance réactive échangée.

Le courant d'excitation permet de régler la valeur du déphasage  $\varphi$ .

On déduit aussi que le courant  $I$  fourni est proportionnel à  $OM$ . Si  $I_e$  est faible (cas  $M_3$ ),  $OM$  et donc  $I$  est élevé.

Si  $I_e$  est élevé (cas  $M_2$ ), le courant est à nouveau élevé. Le courant  $I$  passe par un minimum lorsque  $OM$  est porté par l'axe  $OP$  ( $\varphi=0$  et  $Q=0$ ).

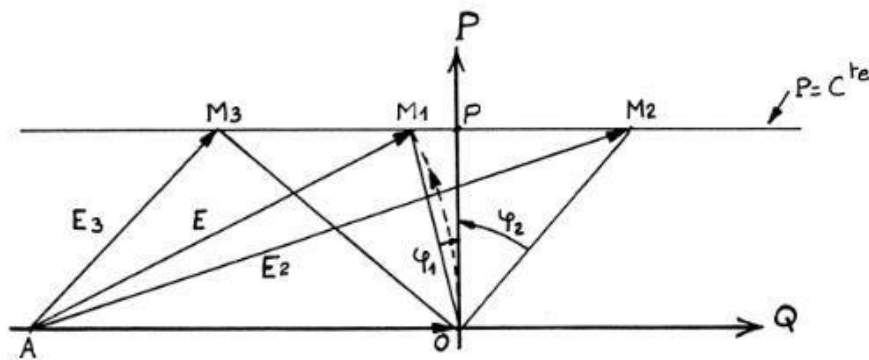


Figure II. 13 – Déplacement du point de fonctionnement sur une droite d'équipuissance

On peut représenter  $I$  en fonction de  $I_e$  à puissance  $P$  constante. On obtient un réseau de courbes en  $V$ , ce sont les courbes de Mordey (figure II.14). Ces courbes sont en particulier limitées par la saturation et par les risques de décrochage.

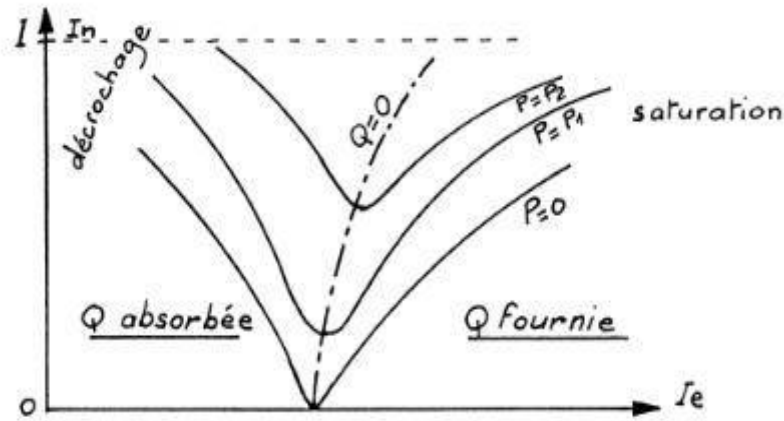


Figure II. 14 – Courbe de Mordey

## II.5 Alternateurs et couplage en parallèle

La marche en parallèle de plusieurs alternateurs pose deux problèmes : la régulation de tension de chaque alternateur et la régulation de fréquence de chaque machine et donc la régulation de vitesse de la machine qui entraîne l'alternateur.

Le premier problème est résolu par le fonctionnement en parallèle, chaque alternateur se voit imposer la tension du réseau sur lequel il est couplé.

Il en est de même pour le problème de la régulation de fréquence : un alternateur couplé sur un réseau voit sa fréquence, et donc sa vitesse de rotation  $\Omega_s = 2\pi f/p$ , imposé par le réseau à moins qu'il ne soit capable d'entraîner tous les autres alternateurs du réseau à la fréquence qu'il imposerait.

La mise en service d'un alternateur résout les problèmes suivant :

- couplage de l'alternateur sur le réseau ;
- répartition des puissances entre cette machine et le réseau (répartition des puissances actives et réactives entre deux alternateurs en parallèle);
- répartition optimale des puissances ;
- stabilité du fonctionnement de l'alternateur.

## II.6 Les machines à aimants permanents

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique.

La structure de toutes ces machines est relativement proche. Le stator est généralement constitué de trois enroulements triphasés répartis, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales où trapézoïdales.

Il existe trois grandes familles de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique. Les rotors bobinés à pôles lisses, les rotors bobinés à pôles saillants ainsi que les rotors à aimants.

### II.6.1 Constitution de la machine synchrone

La machine synchrone est constituée de deux parties, une partie mobile ou rotor constituant l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements constituant l'induit. La mince zone localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer.

Le stator d'une machine synchrone triphasée est constitué de trois enroulements identiques décalés de  $120^\circ$  dans l'espace, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe. Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault et de limiter les pertes dans le fer.

Il est généralement construit en tôle à base d'alliage fer-silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée.

Au rotor, les enroulements parcourus par un courant continu (dans le cas de la machine à rotor bobiné) sont remplacés par des aimants permanents alternant pôles nord et pôles sud. Le flux inducteur balaye les enroulements statoriques et y induit des forces électromotrices (f.é.m) alternatives. L'interaction des champs statorique et rotorique donne naissance à un couple sur l'arbre du moteur et entraîne le moteur à vitesse de rotation synchrone.

La figure suivante (figure II.15), présente une machine synchrone à aimants en surface.



Figure II. 15 – Structure d'une machine synchrone à aimants permanents

Les structures des machines synchrones à aimants permanents sont classées suivant la disposition des aimants sur le rotor. Leurs différentes configurations incluent les machines à flux radial et à flux axial. Celles-ci peuvent être alimentées, soit par des courants sinusoïdaux ou par des courants en créneaux.

Un aimant permanent est un matériau ferromagnétique ayant la propriété de posséder une aimantation pratiquement constante en l'absence d'un champ démagnétisant relativement important. Cette aimantation provient des dipôles magnétiques, contenus dans ce matériau constitués d'ensembles de moments orbitaux et de spin d'électrons

Les matériaux pour aimants permanents les plus utilisés dans les machines électriques sont classés en quatre catégories Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple

- Les AlNiCo sont des alliages à base de fer, d'aluminium et de nickel, avec des additions de cobalt, cuivre ou de titane. Ils peuvent être isotropes ou anisotropes.
- Les ferrites sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes.
- Les terres rares tels que les Samarium-Cobalt sont beaucoup plus performants et autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à  $300^\circ\text{C}$ ), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition.
- Les Néodyme-Fer-Bore (Nd-Fe-B) ont des performances supérieures aux Samarium Cobalt et sont beaucoup moins coûteux mais leur tenue à la température est moins bonne (jusqu'à  $160^\circ\text{C}$ ).

### a. Structures à flux radial

La machine synchrone à flux radial est la machine à aimant la plus conventionnelle. Elle est employée couramment pour l'entraînement direct. Son stator est identique à celui d'une machine d'induction classique. Ces structures peuvent se présenter, soit avec un rotor placé à l'intérieur ou à l'extérieur (figure II.16).

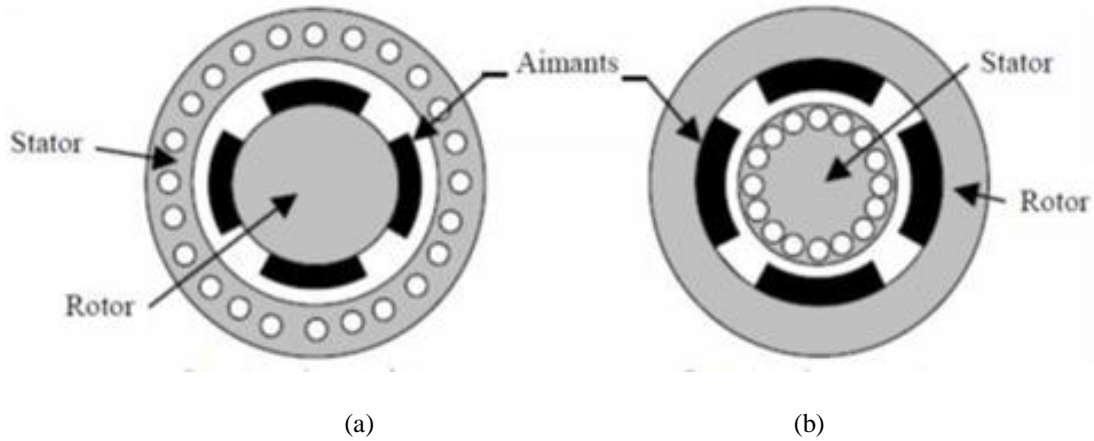


Figure II. 16 – Exemple de structures, (a) rotor interne, (b) rotor externe

### b. Structures à aimants déposés en surface

Elles sont appelées machines à inducteur lisse en raison de leurs aimants disposés au niveau de l'entrefer sur un noyau ferromagnétique lisse (figure II.17).

L'induction  $B_e$  dans l'entrefer est celle des aimants  $B_a$ . Leur aimantation peut être radiale, tangentielle ou combinée.

La topologie à rotor interne est généralement la plus utilisée en raison de sa simplicité et son faible coût de réalisation.

La topologie à rotor externe est moins utilisée car plus difficile à réaliser et nécessite plus de volume d'aimant, présente les avantages suivants :

- Un diamètre du rotor, plus grand que pour les machines conventionnelles à flux radial, permettant d'avoir un nombre plus élevé de pôles et un couple plus grand.
- Une meilleure qualité de collage des aimants sur le rotor grâce à la force centrifuge qui pousse les aimants vers l'extérieur, rendant leur détachement presque impossible.

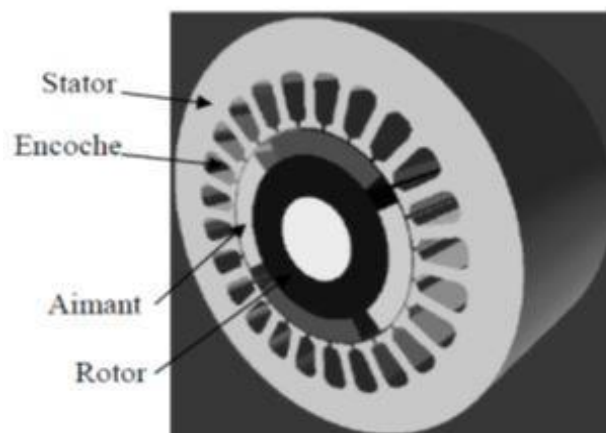


Figure II. 17 – Structure à aimants déposés en surface (rotor interne)

### c. Structures à aimant encastrés

Des aimants de forme simple sont insérés à la surface du rotor, ce qui leur permet d'avoir une bonne tenue mécanique (figure II.18). L'espace entre les aimants est couvert par des dents rotoriques créant une saillance inversée. Cette saillance produit un couple de réluctance aussi important que le couple d'interaction dû aux aimants permanents.

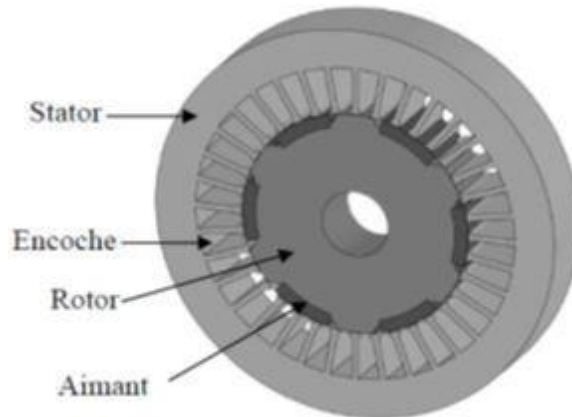


Figure II. 18 – Structure à aimants encastrés

### d. Structures à aimants enterrés

La structure des inducteurs de ce type de machine est à géométrie complexe. Les aimants sont enterrés à l'intérieur du rotor. La robustesse mécanique de ce type de rotor permet d'atteindre de très grandes vitesses pour des puissances importantes. Deux configurations du rotor peuvent être distinguées (figure II.19), l'une est à concentration de flux et l'autre à structure classique.

L'avantage de ces deux configurations réside dans la possibilité de concentrer le flux produit par ces aimants, permettant ainsi d'assurer des niveaux d'inductions élevées dans l'entrefer. De plus, les aimants enterrés sont bien protégés contre la démagnétisation.

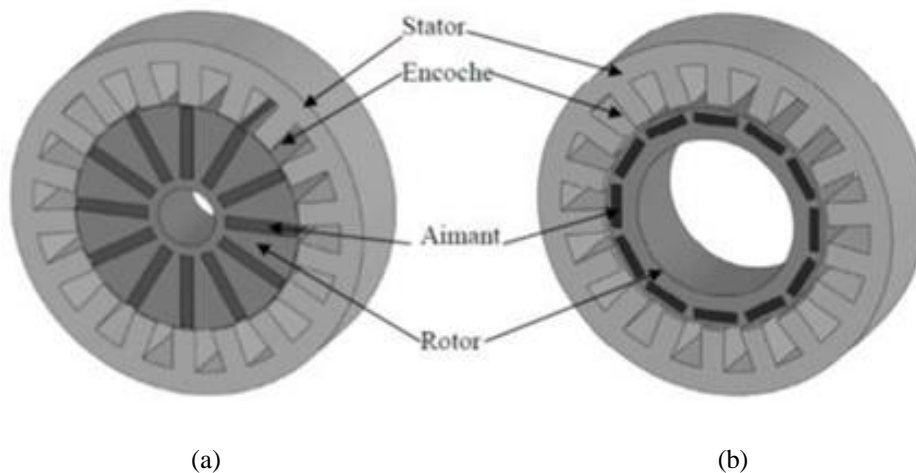


Figure II. 19 – Structure à aimants enterrés, (a) avec concentration de flux, (b) structure classique

### e. Structures à flux axial (AFPM)

Ces machines dites discoïdales ou AFPM représentent une autre solution possible pour les entraînements directs à basse vitesse. Elles comportent un ou plusieurs disques fixes bobinés et un ou plusieurs disques mobiles supportant les aimants permanents. Leur principal avantage est l'optimisation de la surface utile de génération du couple, qui se traduit par une puissance volumique importante. Cependant, leur assemblage est très compliqué, à cause des contraintes

mécaniques liées aux poussées axiales. Comparées à la structure à flux radial, ces machines se caractérisent par un plus grand diamètre et une longueur axiale relativement plus courte. Le flux provenant des aimants est axial tandis que le courant est dans la direction radiale. Différentes configurations à flux axial existent (figure II.20, II.21 et II.22). L'exploitation de ces machines dans le domaine de traction (vélo électrique et voiture hybride) est très prometteuse.

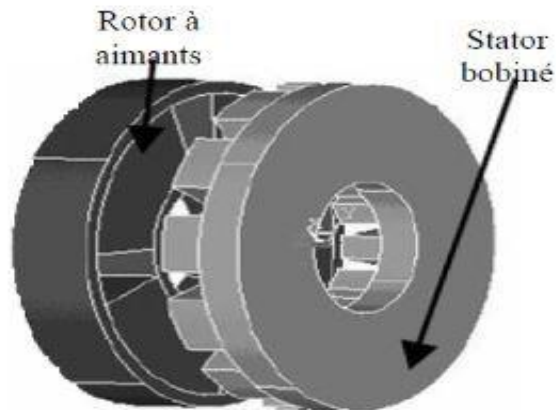


Figure II. 20 – Structure à flux axial simple avec un rotor et un stator

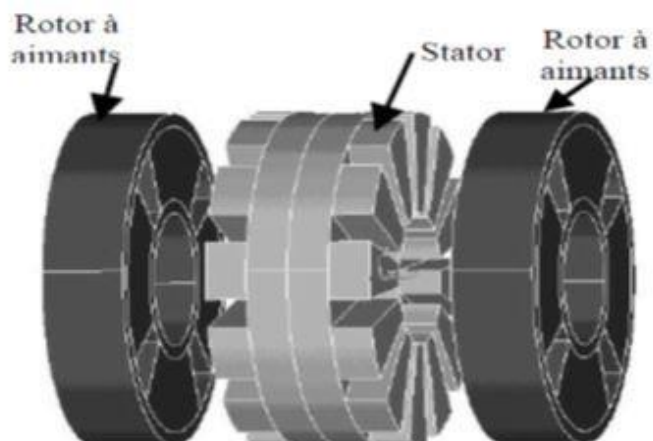


Figure II. 21 – Structure à flux axial avec double rotor et un stator

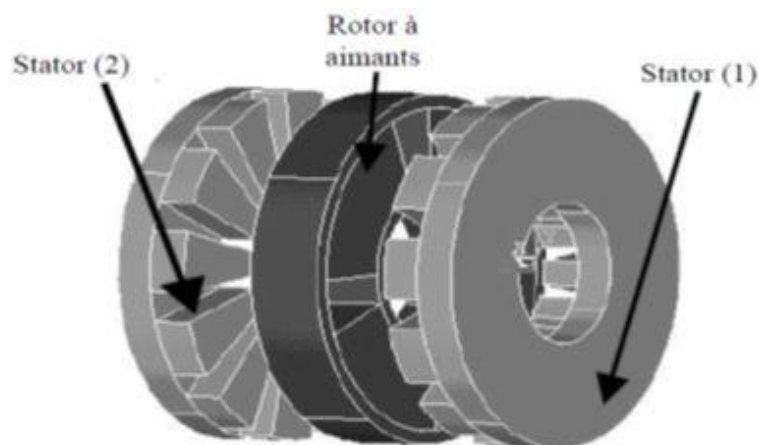


Figure II. 22 – Structure à aimantation axiale avec double stator et un rotor

### II.6.2 Principe de fonctionnement de la MSAP

La machine étudiée est un moteur, il permet donc une conversion électromécanique de l'énergie. Le stator de celui-ci est alimenté par un réseau triphasé. Il produit ainsi un champ tournant qui entraîne le rotor. Plus le couple sur l'arbre est élevé plus l'angle de décalage polaire est plus grand. Le rotor décroche du flux tournant dès que cet angle dépasse 90°. La vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de synchronisme. Elle est donc directement proportionnelle à la fréquence d'alimentation du stator.

Le principe de concentration de flux est schématisé sur la figure II.23. Les aimants sont à aimantation radiale, la somme des surfaces vis à vis des aimants ( $2.S1$ ), qui créent le flux d'un pôle, est supérieure à la surface du pôle ( $S2$ ).

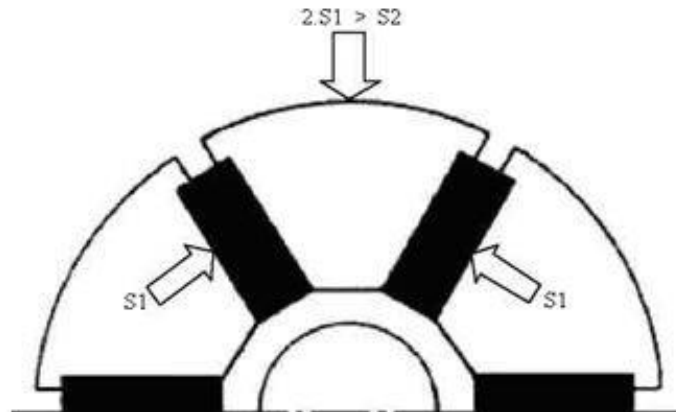


Figure II. 23 – Principe de la concentration de flux

Le flux traversant la surface  $S2$  est la somme des flux traversant les deux aimants (les deux surfaces  $S1$ ). La surface  $S2$  étant inférieure à  $2.S1$ , l'induction dans l'entrefer, vis à vis de la surface  $S2$ , est supérieure à celle dans les aimants, il y a concentration.

Le couple instantané dans n'importe quelle machine est la somme de trois couples élémentaires :

$$\text{Couple Total} = \text{Couple}_{\text{Réductant}} + \text{Couple}_{\text{Hybride}} + \text{Couple}_{\text{de Détente}} \quad (\text{Eq. II-38})$$

- Le couple réductant est lié à la variation de la réluctance du circuit magnétique, vue par le flux statorique, en fonction de la position du rotor.
- Le couple hybride résulte de l'interaction du flux statorique avec le flux rotorique.
- Le couple de détente est dû à la variation de la réluctance du circuit magnétique, vue par le flux rotorique, en fonction de la position du rotor ; il possède une valeur moyenne nulle, mais il présente des ondulations de couple gênantes.

### II.6.3 Les avantages et les inconvénients de la MSAP

La machine synchrone à aimants permanents possède plusieurs avantages et inconvénients par rapport aux autres machines.

#### a. Avantage de la MSAP

Lors de construction des machines synchrones à aimants permanents (MSAP), l'utilisation des aimants permanents à la place des bobinages d'excitation offrent beaucoup d'avantages :

- Moins des pertes de cuivre, les pertes viennent surtout du stator d'où le rendement du moteur est amélioré.
- Une faible inertie et un couple massique élevé.
- Une meilleure performance dynamique.

- Construction et maintenance plus simple.
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contacte bague – balais dans ces machines.
- Puissances massiques importantes et élevées.
- Absence de contacts glissants.
- Pas des pertes résistives au rotor ; ce qui facilite l'évaluation de la chaleur due aux pertes dans la machine. Ainsi, il y a suppression d'équipement de refroidissement au rotor.
- Suppression des bagues et des ballait, ce qui réduit les problèmes de maintenance.
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- Grande fiabilité.
- Fonctionnement en survitesse.

Le choix des aimants permanents dépend des facteurs suivants :

- Performance du moteur.
- Poids du moteur.
- Dimension du moteur.
- Rendement du moteur.
- Facteur économique.

#### **b. Inconvénients de la MSAP**

Comme inconvénients de la MSAP on cite :

- Coût élevé des aimants.
- Intéraction magnétique due au changement de structure.
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.
- Diminution de l'aimantation selon loi logarithmique en fonction du temps.
- La difficulté de contrôle du flux des aimants

#### **II.6.4 Les domaines d'application de la MSAP**

Ces machines ont trouvé un vaste champ d'applications dans plusieurs domaines (équipement domestique, lecteurs CD/DVD et disques durs d'ordinateur, voiture et vélo électriques, transport, aérospace, machines-outils, servomoteurs, équipement médical et propulsion des navires). Celles-ci sont utilisées pour des puissances allant de la gamme des microwatts à celle des mégawatts.

La MSAP est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges, et grâce au développement de l'électronique de puissance, l'association machine à aimants convertisseur de puissance a trouvé de nombreuses applications dans les domaines très divers tels que la robotique, la technologie de l'espace et dans d'autres applications plus particulières (domestique,...)

C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme:

- les équipements domestiques (machine à laver le linge),
- les automobiles,
- les équipements de technologie de l'information (DVD drives),
- les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements,
- les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste),
- les servomoteurs,
- les applications robotiques,
- la production d'électricité,
- la propulsions des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins,
- les machines-outils,
- les application de l'énergie de l'éolienne.

## II.7 Exercices sur les machines synchrones

### Exercice 1

Les caractéristiques d'un alternateur sont les suivantes :

- couplage des enroulements du stator en étoile, fréquence  $f = 50$  Hz,
- expression de la caractéristique à vide  $E_v = 175 i_e$  ( $E_v$  en volt et intensité en ampère),
- résistance d'une phase de l'induit  $r = 0,25 \Omega$ ; réactance synchrone  $X = 1,5 \Omega$ .

1. Déterminer l'impédance synchrone de la machine.
2. L'alternateur alimente une charge triphasée, inductive, équilibrée, de facteur de puissance  $\cos \varphi = 0,8$ . La tension efficace entre deux bornes de l'induit est  $U = 2,6$  kV. L'intensité efficace du courant en ligne est  $I = 440$  A.
  - a) Quelle est l'intensité  $i_e$  du courant d'excitation sachant que la roue polaire tourne à 1500 tr/min?
  - b) Calculer les pertes par effet joule dans l'induit.
  - c) Un essai à vide a donné  $P_v = 80$  kW, quel est le rendement de l'alternateur ?

### Exercice 2

Un alternateur triphasé dont les enroulements de l'induit sont couplés en étoile produit, à vide, une tension entre deux bornes  $U$  de valeur efficace 2,8 kV et de fréquence  $f = 50$  Hz. L'enroulement statorique comporte 3 encoches par pôle et par phase et 12 conducteurs par encoches. Le flux utile sous un pôle est  $\Phi = 32$  mWb. La fréquence de rotation de la roue polaire est  $n = 500$  tr/min.

1. Quel est le nombre de pôles  $2p$  de l'alternateur ?
2. Calculer le nombre  $N$  de conducteurs actifs par phase.
3. Déterminer le coefficient de  $K_{app}$  de la machine.
4. A la puissance nominale, l'alternateur fournit l'intensité  $I = 700$  A à une charge qui absorbe la puissance  $P = 2,4$  MW avec un facteur de puissance  $\cos \varphi = 0,9$ . Le rendement de l'alternateur est alors  $\eta = 0,88$ .
  - a) Calculer la tension  $U$  entre deux bornes de l'induit en charge.
  - b) Calculer l'ensemble des pertes de l'alternateur.

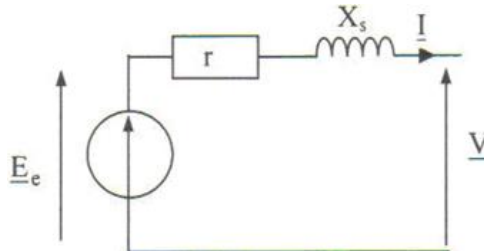
## II.8 Corrigés des exercices sur les machines synchrones

### Exercice 1

$$1) Z_s = E_v / I_{cc} = (r^2 + X^2)^{1/2} = (0,25^2 + 1,5^2)^{1/2} = 1,52 \Omega.$$

2)

$$a) i_e = E_v / 175.$$



$$\text{La loi d'Ohm : } \underline{V} + \underline{X} \underline{I} + \underline{rI} = \underline{E}$$

L'induit est couplé en étoile : la tension aux bornes d'un enroulement est  $2600 / \sqrt{3} = 1501 \text{ V}$

$$\underline{X_s I} = jX_s I = j1,5 \times 440 = j660$$

$$\underline{rI} = 0,2 \times 440 = 88$$

$$\underline{V} = [2600/\sqrt{3} ; 36,86] = [1501 ; 36,86^\circ] = 1501 \cos 36,86 + j1501 \sin 36,86 = 1200,8 + j900,6$$

$$\underline{E} = 1200,8 + j900,6 + j660 + 88 = 1288,8 + j1560,6 = [2024 ; 49,45^\circ]$$

La valeur efficace de la F.e.m induite est  $E = 2024 \text{ V}$

$$i_e = E / 175 = 2024 / 175 = 11,56 \text{ A.}$$

b) Les pertes Joules dans l'induit se calculent avec la relation :

$$P_{jr} = 3rI^2 = 3 \times 0,2 \times 440^2 = 116,16 \text{ kW.}$$

c) Le rendement se calcule avec la relation :  $\eta = P / (P + \text{pertes})$

$$P = UI\sqrt{3} \cos \varphi = 2600 \times 440 \times \sqrt{3} \times 0,8 = 1585,13 \text{ Kw}$$

$$\text{Les pertes} = P_v + P_{jr} = 80 + 116,16 = 196,16 \text{ kW.}$$

$$\eta = 1585,13 / (1585,13 + 196,16) = 89 \%$$

**Exercice 2**

1)  $p = f/n = 50/(500/60) = 50 \times 60 / 500 = 6$ , il y a 2p pôles par phase  $2 \times 6 = 12$  pôles par phase.

2) L'enroulement statorique comporte 3 encoche par pôle et par phase et 12 conducteurs par encoches :  $N = 3 \times 12 \text{ pôles} \times 12 \text{ condu} = 432 \text{ conducteurs}$ .

3) Le coefficient de Kapp se calcule avec la relation :

$$K_{app} = E_v / (N_f \Phi_{max}) = 2800 / (432 \times 50 \times 32 \cdot 10^{-3}) = 4$$

4) A la puissance nominale, l'alternateur fournit l'intensité  $I = 700 \text{ A}$  à une charge qui absorbe la puissance  $P = 2,4 \text{ MW}$  avec un facteur de puissance  $\cos \varphi = 0,9$ . Le rendement de l'alternateur est alors  $\eta = 0,88$ .

a)  $U = P / (I \sqrt{3} \cos \varphi) = 2.4 \cdot 10^6 / (700 \sqrt{3} \cdot 0,9) = 2199,5 \text{ V}$

b)  $Pertes = P_a - P_u = P_u / \eta - P_u = 2,4 / 0,88 - 2,4 = 2.72727 - 2,4 = 0,327273 \text{ MW} = 327,273 \text{ kW}$

# **Chapitre III**

## **Machines asynchrones**

### III.1 Introduction

La machine asynchrone, connue également sous le terme anglo-saxon de machine à induction, est une machine électrique à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor.

Comme les autres machines électriques, la machine à courant continu et la machine synchrone, la machine asynchrone est un convertisseur électromécanique basé sur l'électromagnétisme permettant la conversion bidirectionnelle d'énergie entre une installation électrique parcourue par un courant électrique alternatif et un dispositif mécanique.

Cette machine est réversible et susceptible de se comporter, selon la source d'énergie, soit en moteur soit en générateur :

**en fonctionnement moteur**, l'énergie électrique apportée par la source est transformée en énergie mécanique vers la charge ;

**en fonctionnement générateur**, l'énergie mécanique de la charge est transformée en énergie électrique vers la source (la machine se comporte comme un frein).

Les machines possédant un rotor en cage d'écureuil sont aussi connues sous le nom de machines à cage ou machines à cage d'écureuil. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de rotation du rotor de ces machines n'est pas exactement déterminée par la fréquence des courants qui traversent leur stator.

La machine asynchrone a longtemps été fortement concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance. Elle est utilisée dans de nombreuses applications, notamment dans le transport (métro, trains, propulsion des navires, automobiles électriques), dans l'industrie (machines-outils), dans l'électroménager. Elle était à l'origine uniquement utilisée en moteur mais, toujours grâce à l'électronique de puissance, elle est de plus en plus souvent utilisée en génératrice, par exemple dans les éoliennes.

Pour fonctionner en courant monophasé, les machines asynchrones nécessitent un système de démarrage. Pour les applications de puissance, au-delà de quelques kilowatts, les machines asynchrones sont uniquement alimentées par des systèmes de courants triphasés.

Le moteur asynchrone triphasé est largement utilisé dans l'industrie, sa simplicité de construction en fait un matériel très fiable et qui demande peu d'entretien.

Les symboles utilisés pour représenter la machine asynchrone sont donnés à la figure III.1.

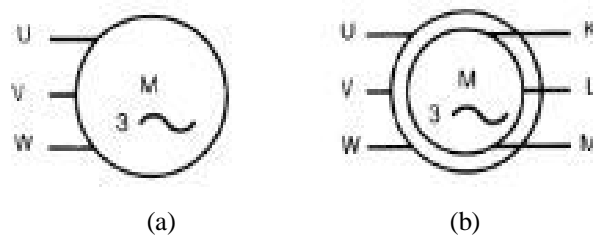


Figure III.1 – Symboles du moteur asynchrone, (a) moteur asynchrone à cage d'écureuil, (b) moteur asynchrone à rotor bobiné

### III.2 Présentation et principe de fonctionnement de la machine asynchrone

#### III.2.1 Présentation

Machine électrique tournante réalisant la transformation de la puissance électrique reçue sous forme de courant alternatif en puissance mécanique.

Ayant  $2p$  pôles et étant reliée à un réseau de fréquence  $f$ , cette machine tourne à une fréquence légèrement inférieure à la fréquence synchrone  $n_s$  définie par:

$$n_s = f/p \quad (\text{Eq. III-1})$$

La machine se compose de (figure III.2) :

- **Circuit magnétique** : composé de deux armatures cylindriques concentriques (l'une creuse, l'autre pleine) séparées par un entrefer ;
- **Stator** : est une pièce construite en matériau ferromagnétique;
- **Rotor** : est un cylindre en matériau ferromagnétique relié au stator par des paliers. Il comporte un enroulement constitué de conducteurs en court-circuit parcourus par des courants induits par le champ magnétique créé par les courants statoriques. C'est la principale différence avec une machine synchrone, laquelle a un rotor avec le champ magnétique provenant d'aimants permanents ou de bobines alimentées en courant continu.

Bien que réversible, la machine asynchrone est principalement utilisée en moteur.



Figure III.2 – La machine asynchrone

### III.2.2 Principe de fonctionnement

Le principe des moteurs à courants alternatifs réside dans l'utilisation d'un champ magnétique tournant produit par des tensions alternatives.

Les courants statoriques de fréquence  $f$  (pulsation  $\omega_s = 2\pi f$ ) créent un champ tournant à la vitesse synchrone :

$$\Omega_s = \omega/p \quad (\text{Eq. III-2})$$

Ce flux balayant le bobinage rotorique y induit des f.e.m. Ce bobinage étant en court-circuit, ces f.e.m y produisent des courants. C'est l'action du flux tournant statorique sur les courants rotoriques qu'il a lui-même induit qui crée le couple. C'est pour cela que ce moteur est souvent appelé moteur d'induction.

La circulation d'un courant dans une bobine crée un champ magnétique  $B$ . Ce champ est dans l'axe de la bobine, sa direction et son intensité sont fonction du courant  $I$ . C'est une grandeur vectorielle.

Si le courant est alternatif, le champ magnétique varie en sens et en direction à la même fréquence que le courant. Si deux bobines sont placées à proximité l'une de l'autre, le champ magnétique résultant est la somme vectorielle des deux autres. Dans le cas du moteur triphasé, les trois bobines sont disposées dans le stator à  $120^\circ$  les unes des autres, trois champs magnétiques sont ainsi créés.

Les 3 enroulements statoriques créent donc un champ magnétique tournant, sa fréquence de rotation est nommée fréquence de synchronisme.

Le rotor est constitué de barres d'aluminium noyées dans un circuit magnétique. Ces barres sont reliées à leur extrémité par deux anneaux conducteurs et constituent une cage d'écurieil (figure III.3). Cette cage est en fait un bobinage à grosse section et très faible résistance.

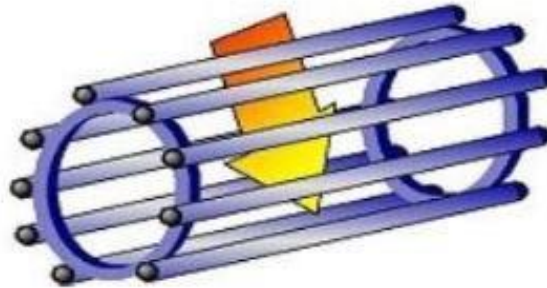


Figure III.3 – Cage d'écurieil

Cette cage est balayée par le champ magnétique tournant. Les conducteurs sont alors traversés par des courants de Foucault induits. Des courants circulent dans les anneaux formés par la cage, les forces de Laplace qui en résultent exercent un couple sur le rotor. D'après la loi de Lenz les courants induits s'opposent par leurs effets à la cause qui leur a donné naissance.

Le rotor tourne alors dans le même sens que le champ mais avec une vitesse légèrement inférieure à la vitesse de synchronisme de ce dernier. Le rotor ne peut pas tourner à la même vitesse que le champ magnétique, sinon la cage ne serait plus balayée par le champ tournant et il y aurait disparition des courants induits et donc des forces de Laplace et du couple moteur. Les deux fréquences de rotation ne peuvent donc pas être synchrones d'où le nom de moteur asynchrone.

#### a. Glissement d'une machine asynchrone

Le glissement est une grandeur qui rend compte de l'écart de vitesse de rotation d'une machine asynchrone par rapport à la vitesse de rotation de son champ statorique. Il doit y avoir une différence de vitesse pour que ce type de machine fonctionne car c'est le décalage entre le rotor et le champ statorique qui provoque l'apparition des courants induits au rotor, courants qui créent le champ rotorique.

En régime, le glissement est toujours faible, de l'ordre de quelques pour cents : de 2 % pour les machines les plus grosses à 6 ou 7 % pour les petites machines triphasées, il peut atteindre 10 % pour les petites machines monophasées. Les pertes par effet Joule dans le rotor étant proportionnelles au glissement, une machine de qualité se doit de fonctionner avec un faible glissement.

On désigne par  $n_s$  la vitesse de rotation du champ statorique dans la machine et  $n$  la vitesse de rotation de la machine.

Soit  $p$  le nombre de paires de pôles de la machine et  $f$  la fréquence de l'alimentation. Le glissement correspond à la différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique exprimée sous la forme d'un pourcentage de la fréquence de rotation.

$$n_s - n = g n_s \quad (\text{Eq. III-3})$$

$$g = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (\text{Eq. III-4})$$

Le glissement peut aussi calculé à partir des vitesses angulaires

$$g = \omega_s - \omega / \omega_s \quad (\text{Eq. III-5})$$

$\omega_s$  la vitesse angulaire de synchronisme du champ statorique dans la machine.

$\omega$  la vitesse angulaire de rotation de la machine.

### b. Bilan de puissance

On peut regrouper sur un diagramme les diverses pertes de puissance active du moteur (figure III.4) :

– Puissance absorbée :

$$P_a = 3V_1 I_1 \cos \phi_1 \quad (\text{Eq. III-6})$$

– Pertes Joule du stator : si  $R_1$  est la résistance d'une phase statorique, on a :

$$P_{js} = 3R_1 I_1^2 \quad (\text{Eq. III-7})$$

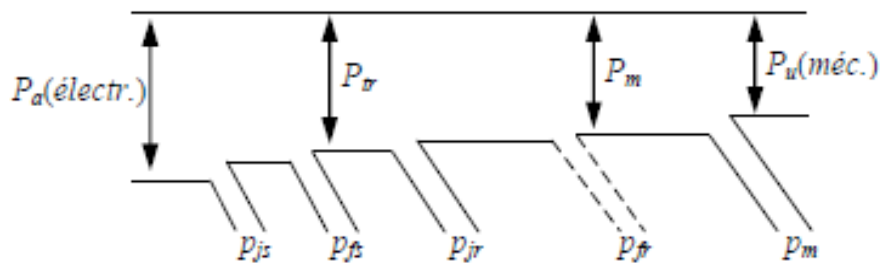


Figure III.4 – Représentation schématique du bilan des puissances

– Pertes fer stator : elles seront liées au carré de la tension.

– Puissance électromagnétique  $P_e$ , c'est la puissance transmise du stator au rotor par les inductions tournantes à la vitesse  $N_s$  :

$$P_e = C_e 2\pi N_s \quad (\text{Eq. III-8})$$

– Pertes Joule rotor : si  $R_2$  est la résistance d'une phase rotorique et  $I_2$  le courant rotorique, on aura :

$$P_{jr} = 3R_2 I_2^2 \quad (\text{Eq. III-9})$$

– Pertes fer rotoriques : elles sont faibles en fonctionnement normal car la fréquence rotorique est petite. On les négligera en pratique devant les pertes joule dans les conducteurs du rotor.

– La puissance mécanique est fournie par le rotor à la vitesse  $N$  :

$$P_m = C_m 2\pi N = C_m \Omega \quad (\text{Eq. III-10})$$

– Les pertes mécaniques correspondent à un couple de frottement  $C_f$ .

– La puissance utile, délivrée sur l'arbre de sortie du moteur, s'écrit en introduisant le couple utile :

$$P_u = C_u 2\pi N = C_u \Omega \quad (\text{Eq. III-11})$$

$$C_u = C_m - C_f \quad (\text{Eq. III-12})$$

L'équilibre dynamique du rotor implique l'égalité des couples  $C_e$  et  $C_m$ .

$$P_e = C_e 2\pi N_s = P_m + P_{jr} \quad (\text{Eq. III-13})$$

$$P_e = C_e 2\pi N + P_{jr} \quad (\text{Eq. III-14})$$

$$P_{jr} = C_e 2\pi (N_s - N) \quad (\text{Eq. III-15})$$

$$P_{jr} = C_e 2\pi g N_s = g N_s \quad (\text{Eq. III-16})$$

$$P_{jr} = g P_e = g C_e \Omega_s \quad (\text{Eq. III-17})$$

Le rendement est défini par la formule suivante :

$$\eta = P_u / P_a \quad (\text{Eq. III-18})$$

### III.3 Schéma équivalent

Le fonctionnement étant en régime triphasé équilibré. Soit  $I_1$  le courant d'une phase statorique et  $I_2$  celui d'une phase rotorique. Ces courants engendrent des forces magnétomotrices tournantes de vitesse  $N_s$ .

En prenant la même convention de signe que pour le transformateur, la relation de Hopkinson permet d'obtenir le flux  $\Phi$  engendré par le stator et le rotor :

$$n_1' \underline{I}_1 - n_2' \underline{I}_2 = R \Phi \quad (\text{Eq. III-19})$$

$R$  : La réluctance du circuit magnétique

$n_1' I_1$  est en phase avec  $B_{\text{statorique}}$  et  $n_2' I_2$  en opposition avec  $B_{\text{rotorique}}$

On peut introduire le courant magnétisant  $\underline{I}_{10}$  correspondant au flux  $\Phi$  et ajouter le courant  $\underline{I}_{1f}$  représentant les pertes fer du circuit magnétique :

$$n_1' \underline{I}_{10} = R \Phi \quad (\text{Eq. III-20})$$

$$n_1' \underline{I}_1 - n_2' \underline{I}_2 = n_1' \underline{I}_{10} - n_1' \underline{I}_{1f} \quad (\text{Eq. III-21})$$

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_{10} + \underline{I}_{1f} + \frac{n_2'}{n_1'} \underline{I}_2 \quad (\text{Eq. III-22})$$

Au rotor, le flux  $\Phi$  a la même valeur efficace mais il tourne, par rapport au rotor, à une vitesse apparente ( $g\Omega_s$ ) et la pulsation rotorique est :

$$g\omega = \omega_r \quad (\text{Eq. III-23})$$

En notant  $R_2$  la résistance d'un enroulement et  $l_2$  son inductance de fuites :

$$\underline{V}_2 = j n_2' (g\omega) \Phi - j (g\omega) l_2 \underline{I}_2 + R_2 \underline{I}_2 \quad (\text{Eq. III-24})$$

Comme les phases du rotor sont en court-circuit,  $V_2=0$  ; si on utilise un rhéostat rotorique, on inclut sa résistance dans  $R_2$ .

En divisant par  $g$  l'expression précédente, on obtient :

$$0 = j n_2' \omega \Phi - j \omega l_2 \underline{I}_2 + \frac{R_2}{g} \underline{I}_2 \quad (\text{Eq. III-25})$$

En considérant un courant  $\underline{I}_2$ , de même valeur efficace que le courant rotorique réel  $\underline{I}_2$ , mais de pulsation  $\omega$  au lieu de ( $g\omega$ ).

Ces équations conduisent à un schéma équivalent de transformateur dont le primaire est le stator et le secondaire le rotor. Avant de diviser l'équation de maille du rotor par  $g$ , on a le schéma de la figure III.5.

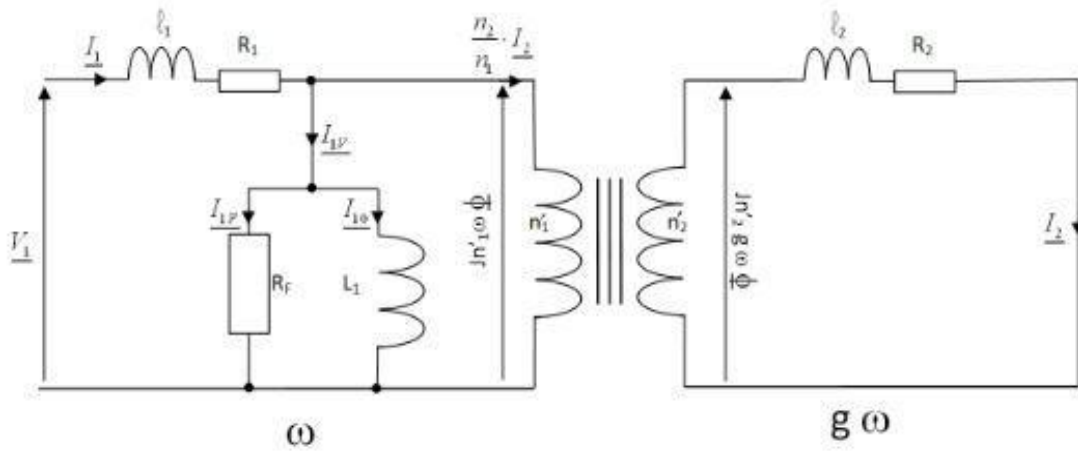


Figure III.5 – Schéma équivalent d'une machine asynchrone, stator et rotor sont à des pulsations différentes  
La figure III.6 présente un schéma équivalent où le stator et rotor sont à la même pulsation  $\omega$ .

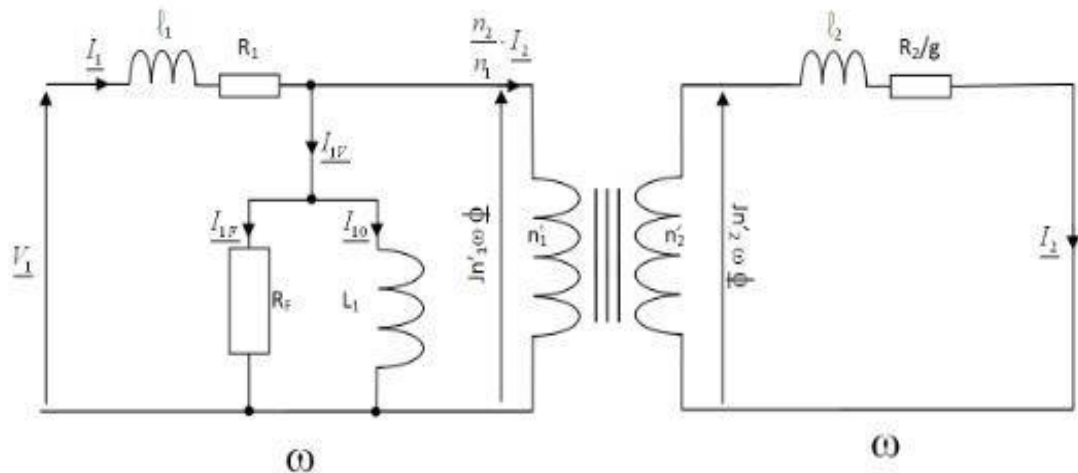


Figure III.6 – Schéma équivalent d'une machine asynchrone, stator et rotor sont à la même pulsation  $\omega$   
Pour que le courant  $I_{10}$  soit relativement plus élevé, on peut négliger la chute de tension supplémentaire due à ce courant dans  $R_1$  et  $l_1$  (figure III.7).

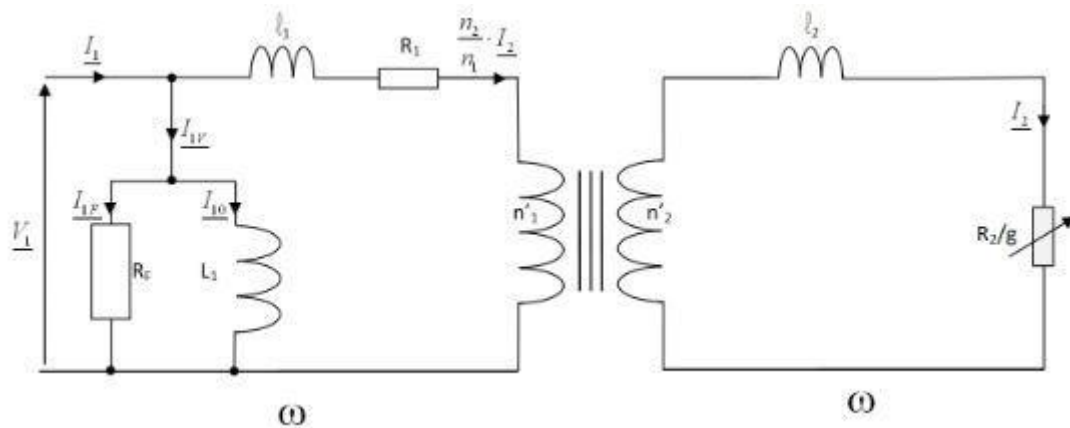


Figure III.7 – Schéma équivalent d'une machine asynchrone, stator et rotor

Ou en ramenant tout au rotor, on obtient le schéma de la figure III.8:

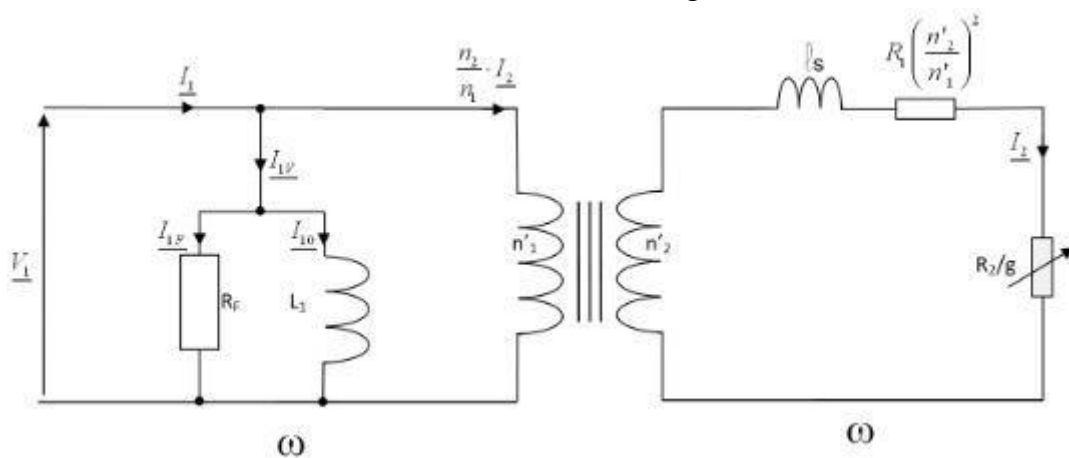


Figure III.8 – Schéma équivalent d'une machine asynchrone, stator et rotor sont à la même pulsation  $\omega$   
On défini  $l_s$  l'inductance de fuite ramenée au rotor.

$$l_s = l_2 + \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 l_1 \tag{Eq. III-26}$$

Ce dernier schéma représente convenablement les propriétés du moteur asynchrone.

$R_2/g$  est une résistance fictive, fonction de la vitesse de rotation  $N$ , on l'appelle résistance motionnelle.

Pour  $g=0$  ( $N=N_s$ ), le courant  $I_2$  est nul puisque  $R_2/g$  est infini. Le courant statorique comprend uniquement  $I_{10}$  et  $I_{1F}$ . Ce fonctionnement correspond au couple électromagnétique nul et le courant absorbé est alors nommé courant à vide  $I_{1v}$ . Le moteur à vide est équivalent à l'inductance  $L_1$  du stator. La puissance électromagnétique  $P_e$  correspondant à la puissance dissipée dans  $R_2/g$  est définie par l'équation suivante :

$$P_e = 3 \frac{R_2}{g} I_2^2 \tag{Eq. III-27}$$

Les pertes Joule rotor s'écrivent :

$$P_{jr} = 3R_2 I_2^2 = gP_e \tag{Eq. III-28}$$

Pour les faibles glissements  $g(g < 0,1)$ , on suppose:  $\frac{R_2}{g} \gg l_s \omega$  ou  $g \ll \frac{R_2}{l_s \omega}$

$R_1 \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2$  est négligé. Le schéma équivalent est alors celui de la figure III.9.

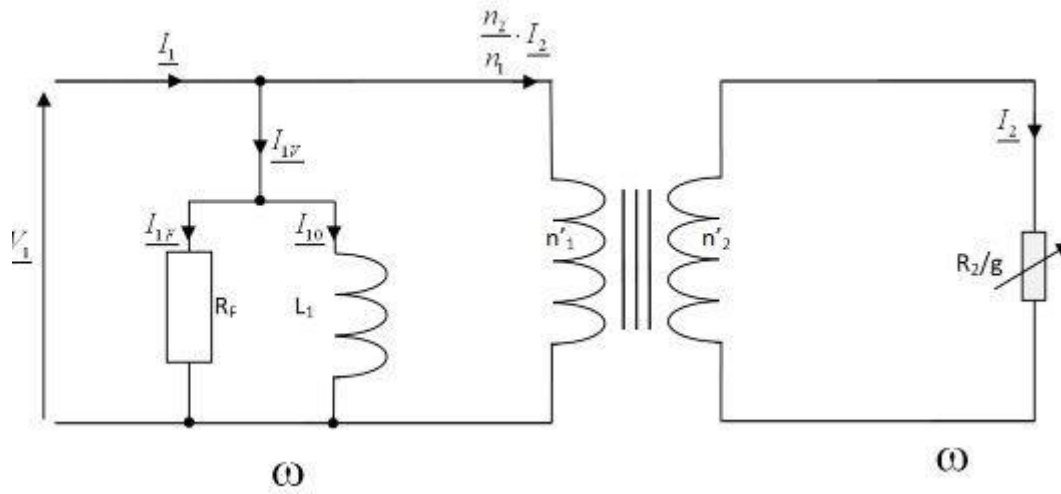


Figure III.9 – Schéma équivalent d'une machine asynchrone à glissement faible

On a :

$$\underline{I}_2 = \frac{n_2'}{n_1'} \underline{V}_1 \frac{g}{R_2} \quad (\text{Eq. III-29})$$

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_{1v} + \left(\frac{n_2'}{n_1'}\right)^2 \underline{V}_1 \frac{g}{R_2} \quad (\text{Eq. III-30})$$

$\underline{I}_{1v}$  est constant. Le second terme, proportionnel au glissement, est en phase avec  $\underline{V}_1$  et on obtient le diagramme vectoriel de la figure III.10.

Lorsque la vitesse N varie, le point M se déplace sur la droite Δ.

Pour  $N=N_s$  ( $g=0$ ), il est en A. La puissance électromagnétique Pe et le couple Ce sont donnés par :

$$Pe = 3 \frac{R_2}{g} I_2^2 = 3 \frac{R_2}{g} \left(\frac{n_2'}{n_1'}\right)^2 \frac{g^2}{R_2^2} \underline{V}_1^2 \quad (\text{Eq. III-31})$$

$$Pe = Ce \Omega_s \quad (\text{Eq. III-32})$$

$$Ce = \frac{3}{\Omega_s} \left(\frac{n_2'}{n_1'}\right)^2 \underline{V}_1^2 \frac{g}{R_2} \quad (\text{Eq. III-33})$$

$$Ce = k \underline{V}_1^2 \frac{g}{R_2} \quad (\text{Eq. III-34})$$

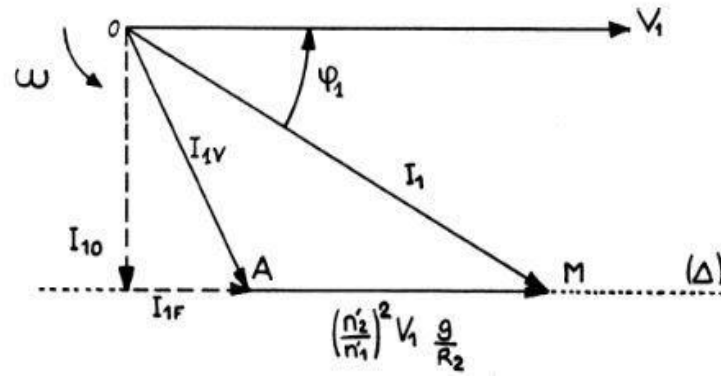


Figure III.10 – Diagramme vectoriel d'une machine asynchrone à glissement faible  
 Pour un réseau donné ( $V_1$  et  $\Omega_s$  constantes), le couple est proportionnel au glissement si  $R_2$  est constante.

On en déduit la caractéristique mécanique  $C_e=f(N)$ , en traçant  $C_e=f(g)$  et en effectuant le changement d'origine (figure III.11).

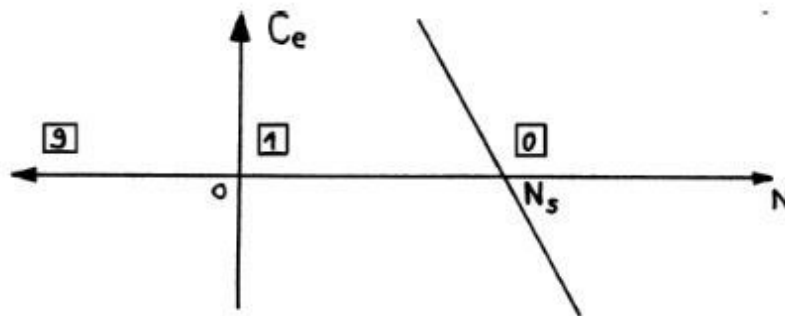


Figure III.11 – Caractéristique mécanique d'une machine asynchrone à glissement faible  
 Si la tension  $V_1$  est constante, on peut transformer le diagramme de courants en diagramme de puissances, en projetant le point M sur deux axes orthogonaux (figure III.12).

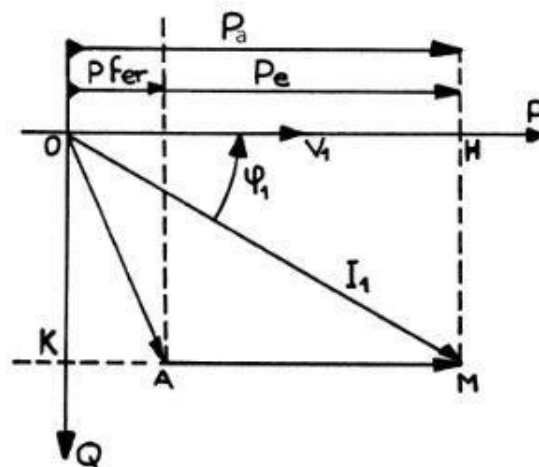


Figure III.12 – Diagramme des puissances d'une machine asynchrone à glissement faible

La puissance électromagnétique est donnée par la formule suivante :

$$P_e = 3V_1 I_1 \cos\varphi_1 - 3V_1 I_1 F = 3V_1 \overline{AM} \quad (\text{Eq. III-35})$$

$$P_e = C_e \Omega s \quad (\text{Eq. III-36})$$

### III.4 Étude du courant et du couple

On a hypothèse suivante :

$$\underline{I_2} = \frac{n_2'}{n_1'} V_1 \frac{1}{\frac{R_2}{g} + j\omega l_s} \quad (\text{Eq. III-37})$$

#### III.4.1 Courant absorbé-Diagramme du cercle

$$\underline{I_1} = \underline{I_{1V}} + \left(\frac{n_2'}{n_1'}\right)^2 V_1 \frac{1}{\frac{R_2}{g} + j\omega l_s} \quad (\text{Eq. III-38})$$

$$\underline{I_1} = \underline{I_{1V}} + \underline{I_1'} \quad (\text{Eq. III-39})$$

Lorsque la vitesse varie, seule la composante  $\underline{I_1'}$  varie.  $\underline{I_{\infty}'}$ , la valeur de  $\underline{I_1'}$  quand  $g = \infty$ .

$$\underline{I_{\infty}'} = \left(\frac{n_2'}{n_1'}\right)^2 \frac{V_1}{j\omega l_s} \quad (\text{Eq. III-40})$$

Ce courant, limité par l'inductance de fuites, est déphasé de  $90^\circ$  sur  $V_1$  et il est constant indépendamment de  $g$ .

$$\underline{I_1'} = \underline{I_{\infty}'} \frac{1}{\frac{R_2}{j\omega l_s} + 1} = \underline{I_{1\infty}} \frac{1}{1 - j\frac{R_2}{\omega l_s}} \quad (\text{Eq. III-41})$$

$$\underline{I_{\infty}'} = \underline{I_1'} - j\frac{R_2}{\omega l_s} \underline{I_1'} \quad (\text{Eq. III-42})$$

Cette somme correspond au diagramme de Fresnel de la figure III.13.

Comme  $\underline{I_{\infty}'}$  est constant, le point M, extrémité de  $\underline{I_1'}$ , décrit un cercle de diamètre  $AB = \underline{I_{\infty}'}$ . La tangente de l'angle  $\alpha$  est directement proportionnelle au glissement si  $R_2$  est constante :

$$\tan\alpha = \omega l_s / R_2 g \quad (\text{Eq. III-43})$$

Si  $g=0$ , M est en A ;  $g=\infty$ , M est en B.

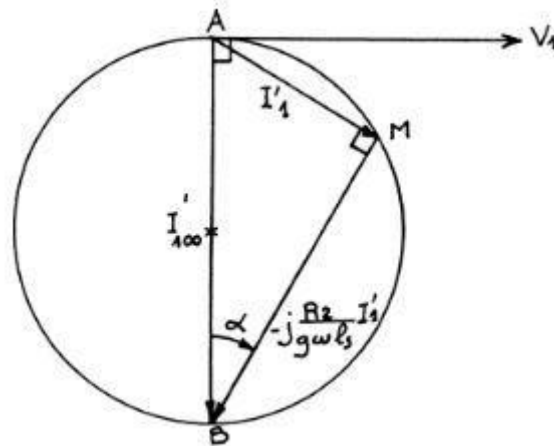


Figure III.13 – Diagramme de Fresnel d'une machine asynchrone, diagramme du cercle  
Compte tenu du courant absorbé à vide,  $I_{1V}$ , on aura pour  $I_1$  le diagramme de la figure III.14.

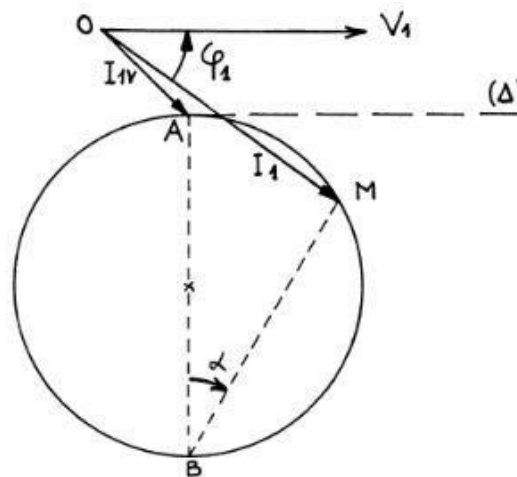


Figure III.14 – Diagramme du cercle d'une machine asynchrone

Ce diagramme ne nécessite que deux essais expérimentaux pour déterminer le cercle, le centre étant sur une normale à  $V_1$  passant par A, on détermine deux points de ce cercle.

**Essai à vide pour  $N=N_s$  ( $g=0$ )**

Le rotor est entraîné à la vitesse  $N_s$  par un moteur auxiliaire. Le couple électromagnétique est nul. En pratique, on laisse le moteur tourner à vide, comme les frottements sont faibles, le glissement est pratiquement nul. On mesure  $I_{1V}$ , la puissance  $P_{1V}$  qui est alors égales aux pertes fer stator :

$$P_{1V}=3V_1I_1 \cos\phi_{1V} \tag{Eq. III-44}$$

$$P_{1V}=3V_1I_1F \tag{Eq. III-45}$$

**Essai à rotor bloqué pour  $N=0$  ( $g=1$ )**

Le second essai correspond au démarrage. Comme les courants sont trop élevés, il faut réduire la tension d'alimentation  $V_1$ , le courant mesuré étant alors réduit dans le même rapport  $m$ ; le rotor doit être mécaniquement bloqué.

L'ampèremètre mesure  $mI_{1D}$ , le voltmètre  $mU$ . On en déduit  $I_{1D}$ , tandis que le wattmètre permet de calculer le déphasage. On porte alors le vecteur  $I_{1D}$  et on construit le cercle.

On connaît A et D, le centre C du cercle est sur la normale à  $V_1$  et sur la médiatrice de AD (figure III.15).

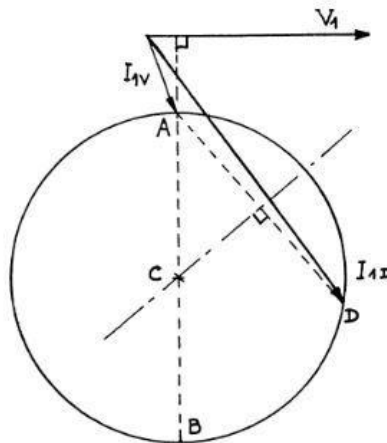


Figure III.15 – Construction du cercle suite aux deux essais à vide et à rotor bloqué

- On peut déterminer le cercle par trois points :  $g=0$ ,  $g=1$  et  $g=2$  ; ce dernier point est obtenu, sous tension réduite, en faisant tourner le moteur à la vitesse  $N_s$  en sens inverse du champ tournant.
- La détermination expérimentale, point par point, du cercle montre que son centre n'est pas exactement sur la normale à  $V_1$  et d'autre part que le point correspondant à  $g=\infty$  n'est pas diamétralement opposé à A. Ces différences proviennent en particulier de la résistance du stator négligée.

### III.4.2 Échelle de glissement/Puissances

La figure III.16 montre une construction simple permet de lire directement sur le diagramme le glissement correspondant à un point M.

La tangente de l'angle  $\alpha$  était, à  $R_2$  constante, proportionnelle au glissement. Pour matérialiser le glissement, il suffit de placer une droite (G) quelconque normale à AB. Le glissement est proportionnel au segment (og). Cette échelle étant linéaire, pour la graduer, il faut connaître deux points :

- $g=0$ , M est en A : o est l'origine de la graduation;
- $g=1$ , M est en D : BD coupe (G) en un point correspondant à un glissement  $g=1$ .

(G) étant graduée, on lira le glissement pour un point M à l'intersection de BM et de (G). On pourra suivre l'évolution de  $I_1$  et de  $\varphi_1$  en fonction de  $g$ , donc de la vitesse.

On peut joindre à ce diagramme des échelles de puissances (figure III.16). On projette le point M sur OP et OQ :

Puissance active absorbée :

$$P_a = 3V_1 I_1 \cos \varphi_1 = 3V_1 \overline{OH} \quad (\text{Eq. III-46})$$

Puissance réactive absorbée :

$$Q_a = 3V_1 I_1 \sin \varphi_1 = 3V_1 \overline{OK} \quad (\text{Eq. III-47})$$

En retranchant les pertes fer stator on fait apparaître la puissance électromagnétique  $P_e$  sur l'axe OP :

$$P_f = 3V_1 I_1 F = 3V_1 \overline{OA'} \quad (\text{Eq. III-48})$$

$$P_e = P_a - P_f \quad (\text{Eq. III-49})$$

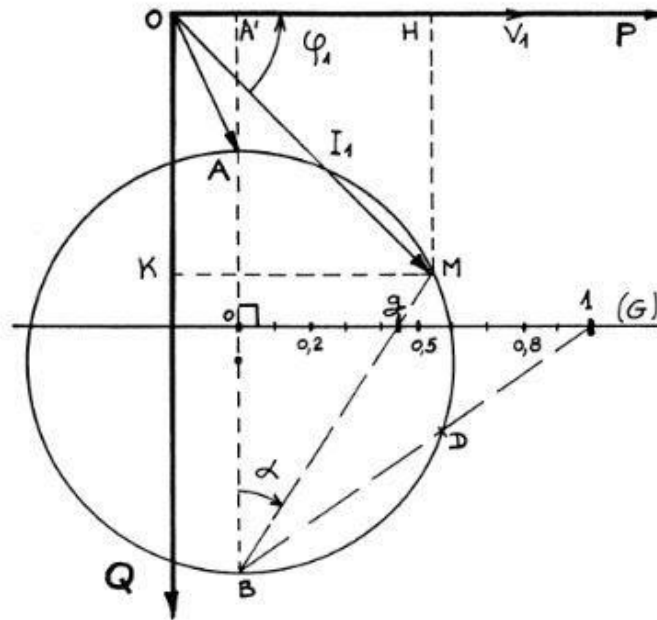


Figure III.16 – Échelle de glissement sur le diagramme du cercle

A'H, à la même échelle, mesure  $P_e$  et le couple. On peut déduire du diagramme la courbe couple-vitesse  $C_e = f(g)$  ou  $C_e = f(N)$ .

En joignant A à D, on peut séparer les pertes Joule rotor et la puissance mécanique  $P_m$ . Si x est l'intersection de AD et de mM, on a :

$$mx/mM = \tan \alpha / \tan \alpha_D \quad (\text{Eq. III-50})$$

$$mx/mM = g/1 = g \quad (\text{Eq. III-51})$$

Comme l'illustre la figure III.17, le graphe donne, pour un point M :

- le glissement (échelle G) ;
- le courant  $I_1$  ;
- le déphasage  $\varphi_1$  ;
- la puissance absorbée  $P_a$  ;
- la puissance électromagnétique  $P_e$  et le couple ;
- les pertes Joule rotor ;
- la puissance mécanique  $P_m$ .

On notera que la puissance mécanique est nulle en A ( $g=0$ ;  $N=N_s$ ;  $C_e=0$ ).

En D ( $g=1$ ;  $N=0$ ;  $C_e=C_{eD}$ ).



On peut tracer la courbe de la figure III.18.

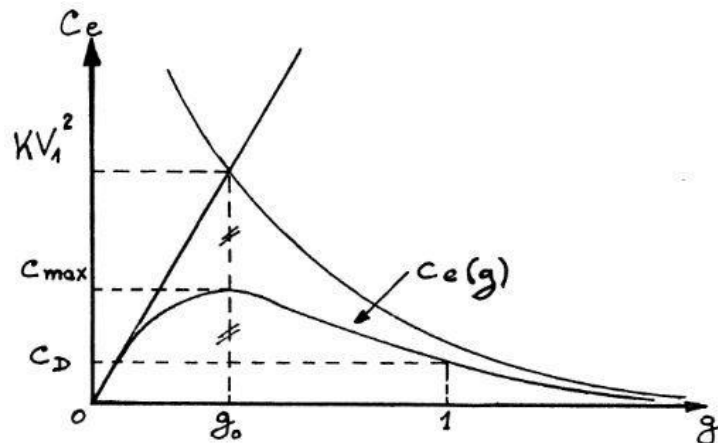


Figure III.18 – Caractéristique mécanique de la machine asynchrone en fonction du glissement

### III.5 Mise en œuvre de la machine asynchrone

#### III.5.1 Caractéristiques du moteur asynchrone / Couple électromagnétique

Le couple est proportionnel au carré de la tension et fonction du rapport  $R_2/g$ . Pour un même couple, si on augmente  $R_2$ , le glissement augmente dans le même rapport, le couple maximum reste inchangé (figure III.19).

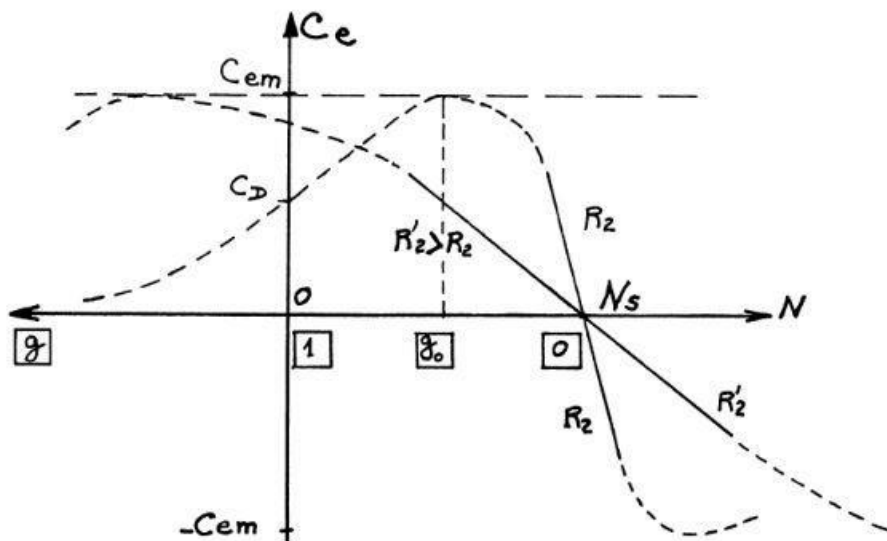


Figure III.19 – Caractéristique mécanique de la machine asynchrone en fonction de la vitesse du rotor  $C_e = \text{cst}$ ,  $g/R_2 = g'/R_2'$ .

Pour  $g$  fixé, le courant est proportionnel à la tension. Il est en fonction du rapport  $R_2/g$  (figure III.20).

La valeur du courant minimum est proche de celle du courant magnétisant  $I_{10}$  et elle correspond à un glissement négatif ( $N > N_s$ ).

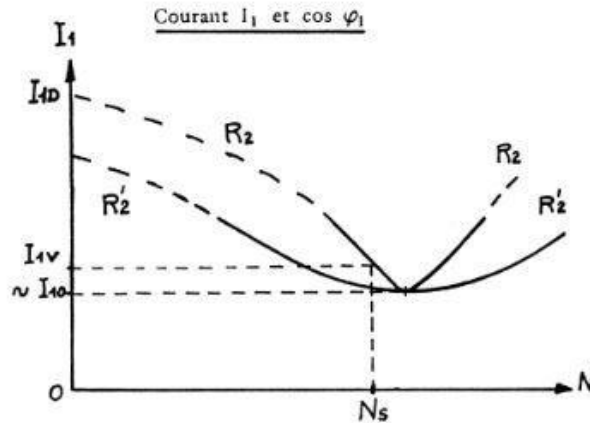


Figure III.20 – Courant absorbé par une machine asynchrone en fonction de la vitesse du rotor

### III.5.2 Démarrage du moteur asynchrone

On peut démarrer un moteur en le branchant directement à l'aide d'un contacteur sur le réseau. Le courant de pointe au démarrage,  $I_D$ , est alors de 6 à 7 fois le courant nominal.

#### a. Démarrage étoile-triangle

On utilise un moteur qui doit être normalement couplé en triangle sur le réseau. Un commutateur permet de brancher, pendant le démarrage, le stator en étoile. Chaque enroulement, placé sous la tension  $V = \frac{U}{\sqrt{3}}$  absorbe un courant divisé par  $\sqrt{3}$ .

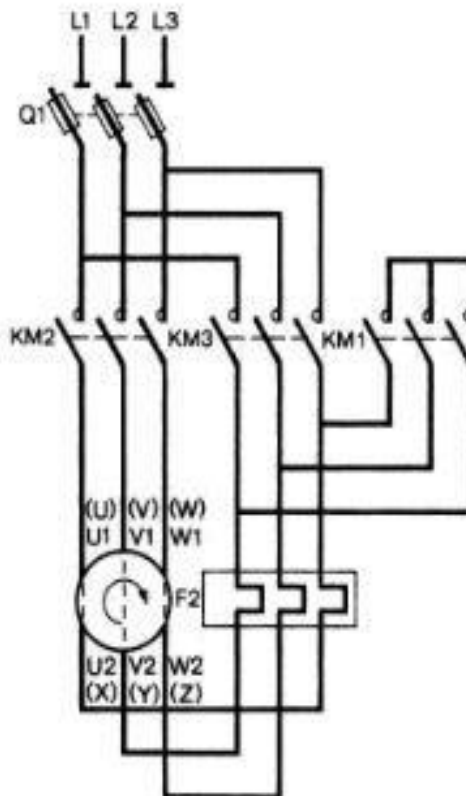


Figure III.21 – Démarrage étoile-triangle d'une machine asynchrone

Le couple est lui aussi divisé par 3 (figure III.22). Il faut que le couple obtenu au démarrage reste supérieur au couple résistant.

A la fin du démarrage en étoile, on obtient la vitesse  $N_y$  ; on commute les enroulements en triangle et la vitesse tend vers  $N_d$ . Ce mode de démarrage est très simple mais conduit à un faible couple au démarrage et à un brutal régime transitoire lors du passage d'étoile à triangle.

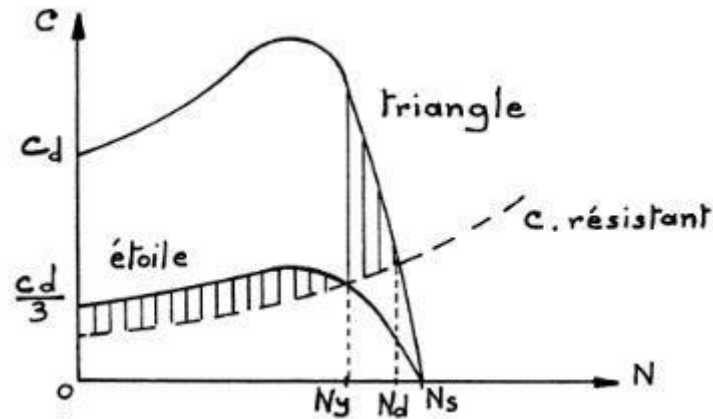


Figure III.22 – Caractéristique mécanique lors d'un démarrage étoile-triangle

### b. Démarrage par impédances statoriques

On réduit la tension stator en insérant, lors du démarrage, des résistances ou des inductances en série avec les enroulements du stator (figure III.23). Le couple au démarrage est réduit. Ce mode de démarrage est plus souple. On peut fractionner les impédances et les court-circuiter progressivement.

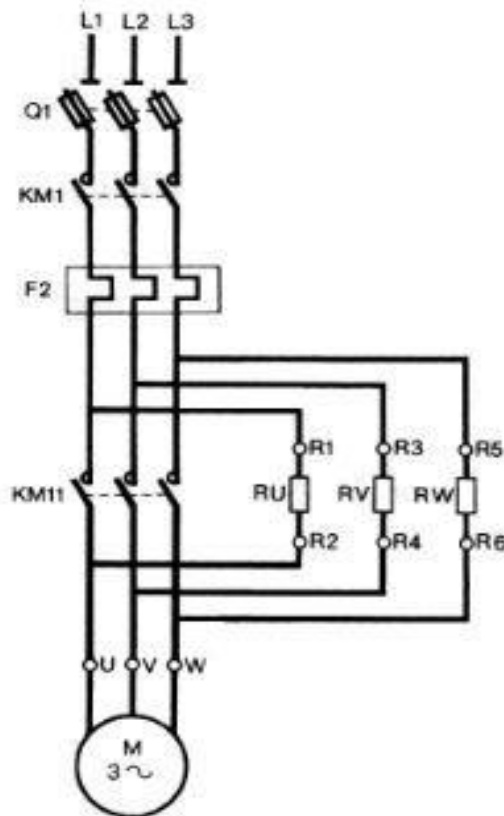


Figure III.23 – Démarrage par insertion de résistances statoriques

On peut aussi alimenter le moteur sous tension réduite par un autotransformateur (figure III.24). Le démarrage s'effectue en trois temps :

1. KM3 est ouvert et KM1, KM2 sont fermés ce qui permet d'alimenter le stator sous tension réduite par l'intermédiaire de l'auto-transformateur ;
2. KM1 est ouvert, KM3 est ouvert et KM2 fermé. L'auto-transformateur ne fonctionne plus mais les impédances situées en amont des prises sur l'auto-transformateur font chuter la tension ;
3. KM3 est fermé, le moteur est alimenté sous la tension du réseau.

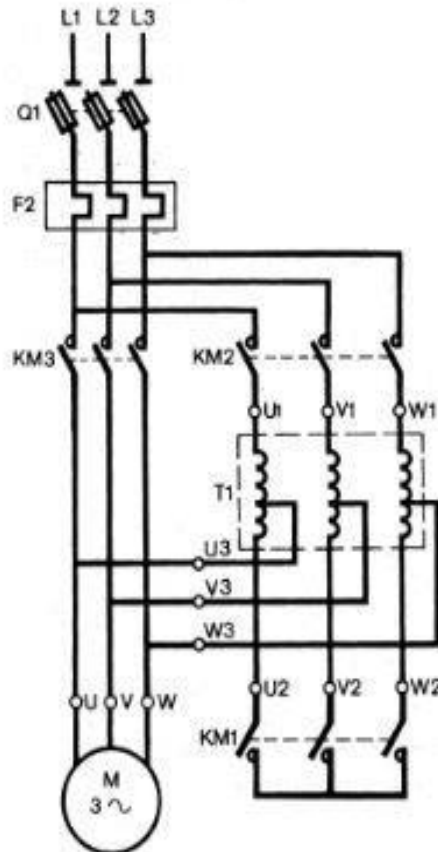


Figure III.24 – Démarrage par auto-transformateur

### c. Démarrage par résistances rotoriques

Les procédés précédents étaient utilisables, que le moteur soit à cage ou à rotor bobiné. Dans ce dernier cas, on peut utiliser un rhéostat rotorique qui agit sur le glissement. Si  $R_2$  augmente, on peut alors augmenter le couple au démarrage et réduire l'appel du courant (figure III.25).

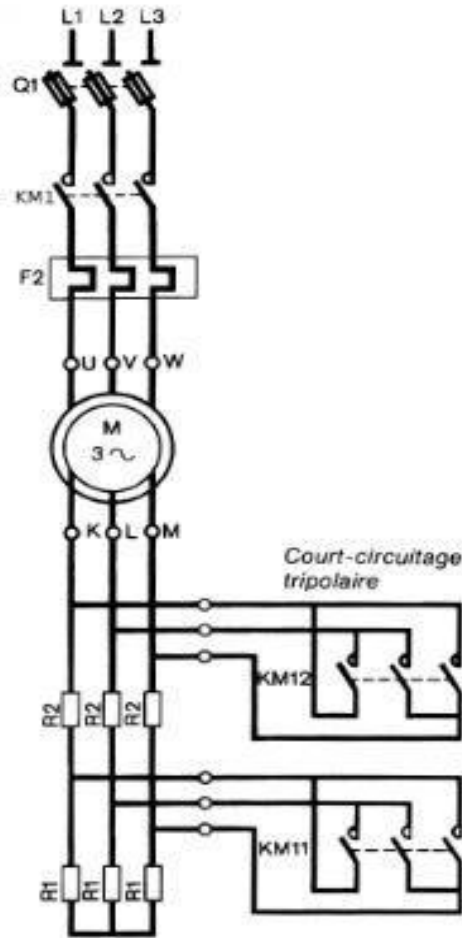


Figure III.25 – Démarrage en trois temps par insertion de résistances rotoriques

Les figures III.26 et III.27 montrent respectivement le dispositif de puissance d'un démarreur à insertion de résistances rotoriques à deux temps et la déformation de la caractéristique mécanique. Avec  $R_D$  on obtient la vitesse  $N_1$ . En court-circuitant  $R_2$  on atteint  $N_2$ . Dans le cas de la figure III.26, le démarrage direct n'aurait pas été possible car :  $C_{démarrage} < C_{résistant}$ .

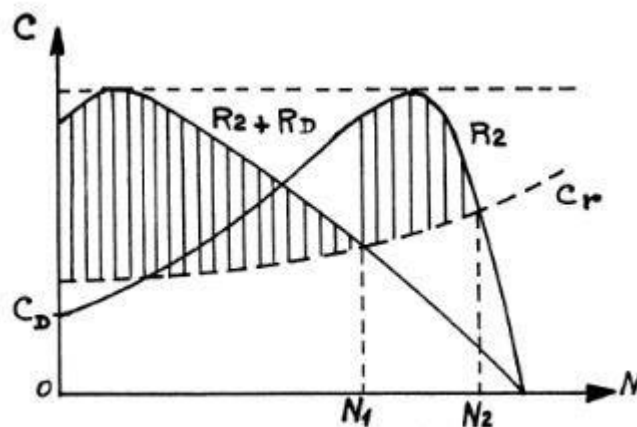


Figure III.26 – Caractéristique mécanique lors d'un démarrage par insertion de résistances rotoriques

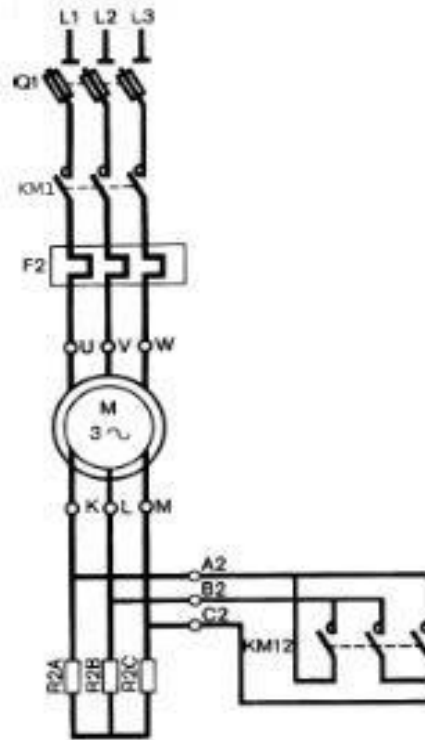


Figure III.27 – Démarrage en deux temps par insertion de résistances rotoriques

### III.5.3 Freinage

- En survitesse : si la charge tend à entraîner le rotor à une vitesse supérieure à  $N_s$ , on obtient un fonctionnement en génératrice, un freinage.
- Si on inverse deux phases au stator pour obtenir un champ tournant en sens inverse de la rotation du rotor, on obtient un couple de freinage. Si le rotor est bobiné, on peut régler l'intensité du freinage en modifiant la résistance rotorique (figure III.28).
- On peut aussi injecter du courant continu dans les enroulements statoriques.

On crée un champ de direction fixe dans la machine, le rotor est freiné par un couple d'autant plus élevé que  $N$  est importante. L'impédance d'une phase rotorique étant beaucoup plus faible en continu qu'en alternatif, on abaisse la tension à une valeur de 40 à 50V au moyen d'un transformateur avant de la redresser par un pont de diodes qui alimente deux phases du stator. Si on veut obtenir le blocage du rotor, il faut ajouter un frein mécanique.

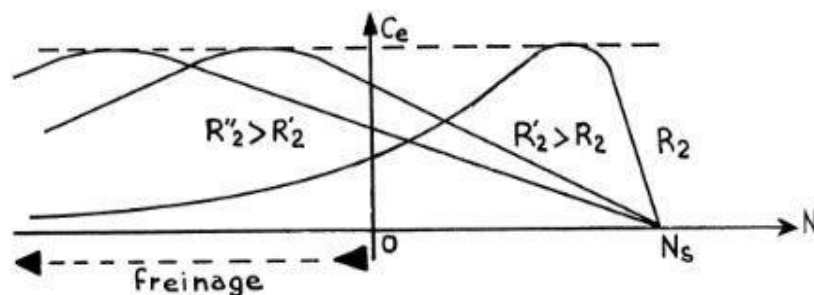


Figure III.28 – Dosage de l'intensité du freinage hypersynchrone d'une machine asynchrone à rotor bobiné par action sur la résistance rotorique

### III.6 Exercices sur les machines asynchrones

#### Exercice 1

Un moteur asynchrone tourne à 965 tr/min avec un glissement de 3,5 %.  
Déterminer le nombre de pôles du moteur sachant que la fréquence du réseau est  $f=50$  Hz.

#### Exercice 2

Les enroulements d'un moteur asynchrone triphasé sont couplés en triangle. La résistance d'un enroulement est  $R=0,5\Omega$ , le courant de ligne est  $I=10A$ .  
Calculer les pertes Joule dans le stator.

#### Exercice 3

Dans ce procédé de démarrage, le stator est couplé en étoile pendant le démarrage, puis triangle pour le fonctionnement normal.

- 1- Le couple utile du moteur est proportionnel au carré de la tension. Montrer que le couple utile est divisé par trois pendant la phase de démarrage.
- 2- Quel est l'avantage du démarrage étoile–triangle ? Quel est son inconvénient ?

#### Exercice 4

Les tensions indiquées sur la plaque signalétique d'un moteur triphasé sont :

$$400V / 690V \quad 50 \text{ Hz}$$

Cela signifie que la tension nominale aux bornes d'un enroulement est de 400V.  
Quel doit être le couplage du moteur sur un réseau triphasé 230V / 400V ? et sur un réseau triphasé 400V / 690V ?

### III.7 Corrigés des exercices sur les machines asynchrones

#### Exercice 1

Vitesse de synchronisme :  $n_s = n / (1 - g) = 965 / (1 - 0,035) = 1000$  tr/min

Nombre de paires de pôles :  $p = f / n_s = 50 / (1000 / 60) = 36$  pôles

#### Exercice 2

Les pertes Joule dans le stator :  $P_{jr} = RI^2 = 0,5 \times 10^2 = 50$  W

#### Exercice 3

Dans ce procédé de démarrage, le stator est couplé en étoile pendant le démarrage, puis en triangle pour le fonctionnement normal.

1 - Tension aux bornes d'un enroulement :

Couplage triangle : U

Couplage étoile : V

$$\frac{\text{couple utile}(Y)}{\text{couple utile}(\Delta)} = \frac{V^2}{U^2} = \frac{1}{3}$$

2 - L'avantage du démarrage étoile–triangle : on limite la surintensité pendant le démarrage.

Ce procédé ne permet pas toujours au moteur de pouvoir démarrer en charge.

#### Exercice 4

Avec un couplage étoile, la tension aux bornes d'un enroulement n'est que de 230V.

Avec un couplage triangle, la tension aux bornes d'un enroulement est trop importante, 690V.

# **Chapitre IV**

## **Machines à courant continu**

## IV.1 Introduction

Malgré le développement spectaculaire des machines à courant alternatif, lié aux progrès de l'électronique de puissance, la machine à courant continu (figure IV.1) garde des domaines d'application où elle demeure la solution la plus économique.

On la rencontre dans des applications très diverses, par exemple:

- moteur de jouer (très faible puissance, alimentation par pile),
- moteurs d'équipement automobile (démarreur, essuie-glace, ventilateur...),
- moteur d'entraînement à vitesse variable.

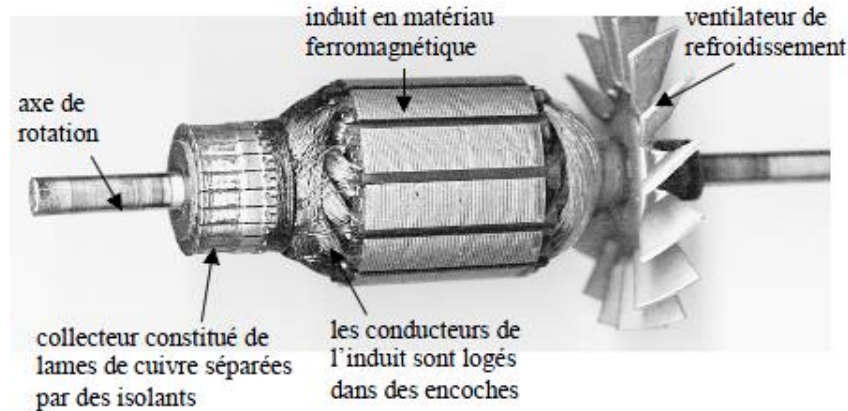


Figure IV.1 – Une petite machine à courant continu

Le moteur universel favori des équipements électroménagers et du petit outillage est également dérivé d'une machine à courant continu.

La machine à courant continu a pour rôle de convertir de l'énergie électrique en énergie mécanique (mouvement de rotation) ou, inversement de l'énergie mécanique en énergie électrique.

Dans le premier cas, on dit qu'elle fonctionne en moteur ; et dans le second cas en génératrice: c'est une machine réversible.

Voici les symboles employés pour représenter la machine à courant continu (figure IV.2).

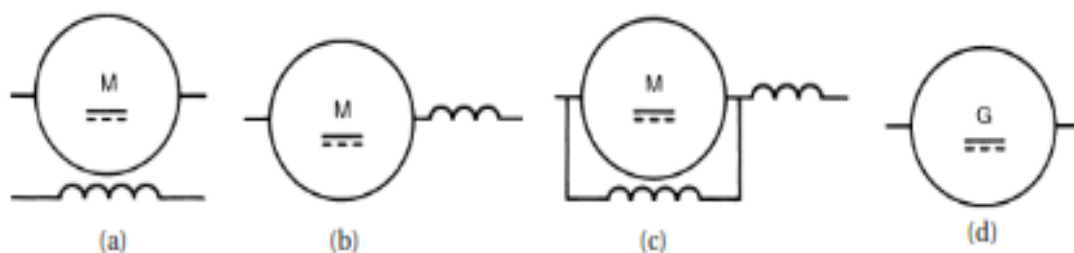


Figure IV.2 – Symboles de la machine à courant continu, (a) moteur à courant continu à excitation indépendante, (b) moteur à courant continu à excitation série, (c) moteur à courant continu à excitation composée, (d) dynamo, machine à courant continu fonctionnant en génératrice

## IV.2 Structure des machines à courant continu

Une machine à courant continu comprend quatre parties principales : l'inducteur, l'induit, le collecteur, les balais (figure IV.3).

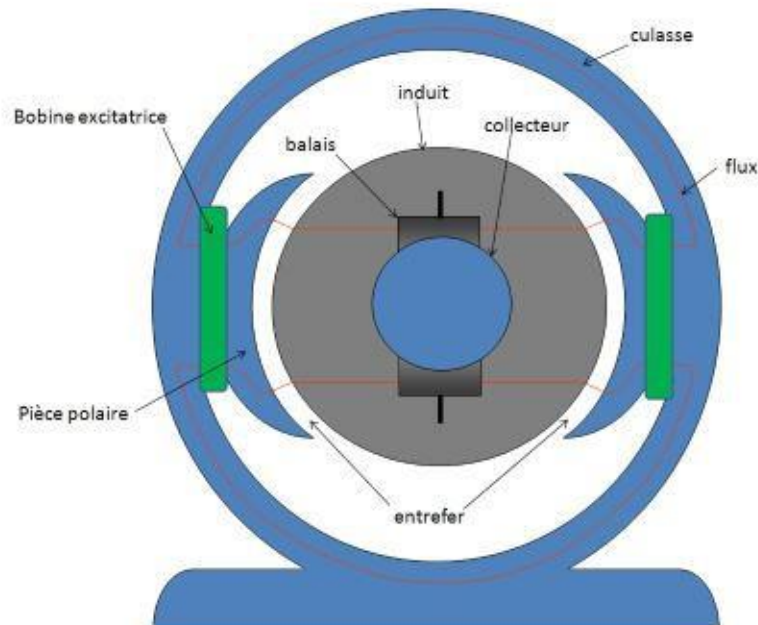


Figure IV.3 – Structure de la machine à courant continu

### IV.2.1 L'inducteur

Le bobinage inducteur, traversé par le courant inducteur, produit le flux magnétique dans la machine (figure IV.4). Il est constitué d'un électro-aimant qui engendre la force magnétomotrice (f.m.m) nécessaire à la production du flux. Dans les machines bipolaires (à deux pôles), deux bobines excitatrices sont portées par deux pièces polaires montées à l'intérieur d'une culasse. La culasse est généralement en fonte d'acier, tandis que les pièces polaires sont formées de tôles d'acier doux.

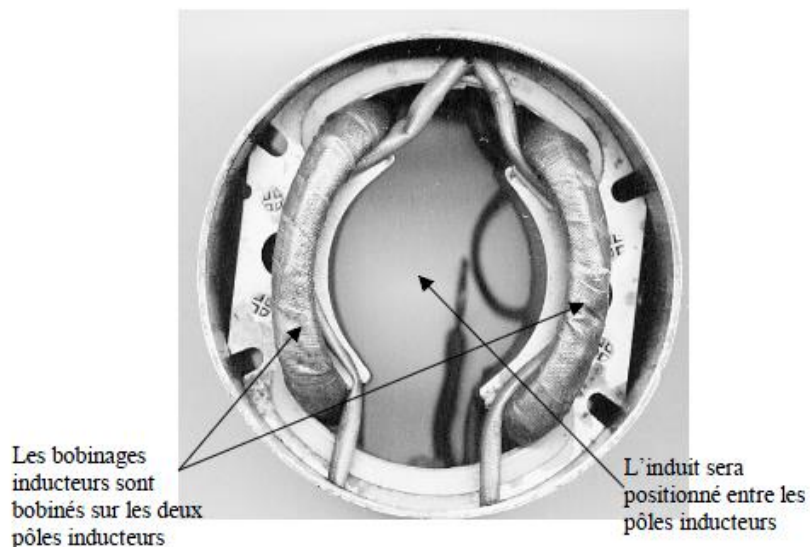


Figure IV.4 – L'inducteur d'une petite machine à courant continu

Les bobines excitatrices sont alimentées en courant continu, et le courant qui les traverse porte le nom de courant d'excitation. Ces bobines sont composées de plusieurs centaines de spires et sont traversées par un courant relativement faible. Dans certaines machines, les bobines et les pièces polaires sont remplacées par des aimants permanents.

Le champ magnétique créé par la f.m.m des bobines traverse les pièces polaires, la culasse, l'induit et l'entrefer. L'entrefer est l'espace d'air séparant la surface de l'induit de celle des pièces polaires.

Le nombre de pôles que porte l'inducteur d'une machine à courant continu dépend surtout de la grosseur de la machine.

Les bobines excitatrices d'un inducteur multipolaire sont connectées de façon à ce que les pôles adjacents soient de polarités magnétiques opposées.

### IV.2.2 L'induit

L'induit est composé d'un ensemble de bobines identiques réparties uniformément autour d'un noyau cylindrique. Il est monté sur un arbre et tourne entre les pôles de l'inducteur. L'induit constitue un ensemble de conducteurs qui coupent les lignes de champ magnétique. Les bobines 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.

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 conducteurs de l'induit sont parcourus par le courant absorbé ou débité par la machine. Ils sont isolés du noyau par des couches de feuilles isolantes.

### IV.2.3 Collecteurs et balais

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 sortant de chaque bobine de l'induit sont successivement et symétriquement soudés aux lames du collecteur.

Dans une machine bipolaire, deux balais fixes et diamétralement opposés appuient sur le collecteur. Ainsi, ils assurent le contact électrique entre l'induit et le circuit extérieur. La construction du collecteur relève de la mécanique de précision. Les machines multipolaires ont autant de balais que de pôles. Les balais permettent l'injection ou la collecte du courant sur le collecteur.

## IV.3 Équations des machines à courant continu

Il était possible d'obtenir une f.é.m. continue en mettant en série les conducteurs de l'induit et en recueillant cette f.é.m. par deux balais fixes par rapport à l'inducteur et placés sur la ligne neutre. La ligne neutre est l'axe de symétrie d'une machine bipolaire, perpendiculaire à une ligne joignant les pôles.

### IV.3.1 Formule générale de la force électromotrice

$$E = nN\Phi \quad (\text{Eq. IV-1})$$

Si l'inducteur comporte  $2p$  pôles, il revient au même de considérer une machine bipolaire avec un induit qui tourne  $p$  fois plus vite que dans la machine à  $2p$  pôles, soit  $N \rightarrow pN$ .

Certains enroulement d'induit permettent de répartir les  $n$  conducteurs en  $2a$  voies, soit :  $n \rightarrow n/a$  d'où la formule générale (Eq. IV-2) où  $p$ ,  $a$ ,  $n$ , sont des paramètres fixés par construction :

$$E = p/anN\Phi(I_e) \quad (\text{Eq. IV-2})$$

$$E = kN\Phi(I_e) \quad (\text{Eq. IV-3})$$

La caractéristique à vide de la machine est obtenue par l'essai à vide (figure IV.5). La machine est entraînée à vitesse constante  $N_0$  par un moteur auxiliaire.

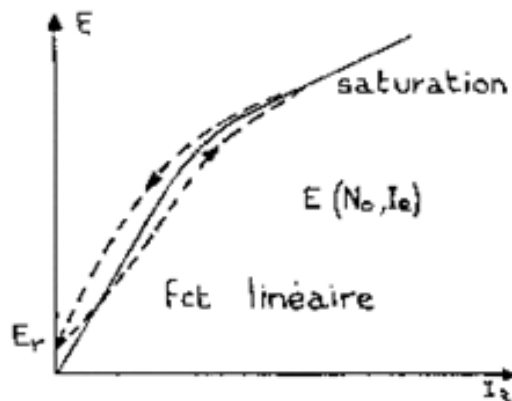


Figure IV. 5 – Essai à vide et caractéristique à vide d'une machine à courant continu

Pour les faibles valeurs de  $I_e$ , le fonctionnement est à peu près linéaire (Eq. IV-4) :

$$E = k'N_0I_e \quad (\text{Eq. IV-4})$$

Lorsque  $I_e$  augmente, le circuit magnétique se sature et la f.é.m augmente moins fortement. L'hystérésis introduit un dédoublement des courbes, fonction des cycles effectués. Il subsiste généralement une f.é.m rémanente  $E$  en l'absence du courant d'excitation  $I_e$ .

### IV.3.2 Couple électromagnétique

Lorsqu'un courant  $I$  circule dans l'induit, il apparaît un couple électromagnétique  $C_e$  créé par les forces de Laplace qui s'exercent sur les conducteurs de l'induit.

Ce couple ne dépend que de  $I$  et de l'induction  $B$  ou du flux  $\Phi$ . Le circuit d'induit, entre les deux balais, présente une f.é.m  $E$  et une résistance  $R$  égale à la résistance mesurée aux bornes lorsque  $E$  est nul.

Supposons que le courant  $I$  est absorbé par l'induit sous la tension  $U$ . La puissance  $P$  absorbée par l'induit peut s'écrire (Eq. IV-5):

$$P = U = (E + RI)I = EI + RI^2 \quad (\text{Eq. IV-5})$$

$RI^2$  représente l'échauffement par pertes Joule de l'induit et des balais.

$EI$  représente la puissance qui disparaît de la forme électrique pour réapparaître sous la forme mécanique.

$$P = EI = C_e \Omega = C_e 2\pi n \quad (\text{Eq. IV-6})$$

$$C_e = EI / 2\pi n \quad (\text{Eq. IV-7})$$

En remplaçant  $E$  :

$$C_e = k/2\pi I\Phi(I_e) \quad (\text{Eq. IV-8})$$

Le couple ne dépend que des courants. Son signe dépend du sens du courant.

### IV.3.3 Réaction d'induit

La circulation des courants dans l'induit s'accompagne de phénomènes parasites:

- **Résistance de l'induit et des contacts balais/collecteur** : cette résistance  $R$  est la résistance équivalente aux 2a voies d'enroulement mises en parallèle, en série avec la résistance des contacts balais/collecteur. Le phénomène est cependant plus complexe car le contact balais/collecteur se présente comme une résistance non linéaire. La chute de tension dans les contacts balais/collecteur restant faible, on négligera ce phénomène et on mesurera  $R$  pour des courants proches du courant nominal.
- **Réaction magnétique de l'induit** : le passage du courant  $I$  produit une force magnétomotrice perpendiculaire à l'axe des pôles qui modifie la topographie des lignes d'induction. L'induit constitue une bobine qui crée le flux de réaction d'induit  $\Phi_r$ . La ligne neutre est décalée en sens inverse de la rotation et les balais ne recueillent plus la f.é.m maximale. La réaction magnétique de l'induit entraîne une réduction de f.é.m en charge. Pour rendre cet effet négligeable devant la chute ohmique, on utilise des pôles auxiliaires, excités par le courant de l'induit et qui créent une force magnétomotrice opposée à celle de l'induit.
- **Commutation** : lorsque le balai passe d'une lame du collecteur à la suivante, il y a court-circuit momentané d'une section du bobinage induit et, pendant ce temps, le courant doit changer de sens dans les conducteurs en commutation; l'inductance de la section s'oppose à cette inversion et conduit à l'apparition d'étincelles (arcs) de commutation. Les pôles auxiliaires favorisent la commutation.

On en déduit la f.é.m à la vitesse  $N$  pour le même courant  $I_e$  :

$$E(N, I_e) = N/N_0 E(N_0, I_e) \quad (\text{Eq. IV-9})$$

On obtient de même une expression du couple en fonction de  $I_e$  et  $I$  :

$$C_e = E(N, I_e) / 2\pi N I = E(N_0, I_e) / 2\pi N I \quad (\text{Eq. IV-10})$$

## IV.4 Fonctionnement moteur

L'utilisateur d'un moteur s'intéresse en premier lieu à la caractéristique mécanique  $C_e = f(N)$  qui donne le couple produit en fonction de la vitesse. Il faut par ailleurs connaître le courant absorbé en fonction du couple demandé, c'est la caractéristique électromécanique  $C_e = f(I)$ . On utilise aussi la caractéristique de vitesse  $N = f(I)$ .

### IV.4.1 Démarrage d'un moteur

Si la vitesse du moteur est nulle, on applique une tension  $U$  aux bornes de l'induit, le courant circulant dans l'induit est alors (Eq. IV-11) puisque la f.é.m est nulle ( $N=0$ ).

$$I_D = U/R \quad (\text{Eq. IV-11})$$

Ce courant est très supérieur au courant nominal (10 à 100 fois), ce qui entraînerait:

- un échauffement instantané de l'induit très élevé ;
- une chute de tension inadmissible sur le réseau d'alimentation ;
- un couple de démarrage très supérieur au couple nominal.

Il faut limiter le courant d'induit en plaçant, lors du démarrage, une résistance  $R_D$  en série avec l'induit. Ce rhéostat de démarrage est court-circuité progressivement tandis que le moteur prend sa vitesse et que la f.é.m augmente.

$$I_D = U / (R + R_D) \quad (\text{Eq. IV-12})$$

On calcule  $R_D$  afin que  $I_D$  soit de 1 à 2 fois le courant nominal  $I_n$ . Pour que le démarrage soit rapide, il faut que le couple soit élevé donc que le flux soit alors maximum ( $I_e$  maximum).

#### IV.4.2 Moteur à excitation séparée

On alimente en parallèle sous la tension continue  $U$  l'induit et l'inducteur (figure IV.6). On étudiera les caractéristiques pour  $U = \text{cte}$  et  $I = \text{cte}$ . On charge le moteur en lui opposant un couple résistant et on étudie :  $C_r = f(I)$ ,  $N = f(I)$  et  $C_e = f(N)$ .

##### a. Couple

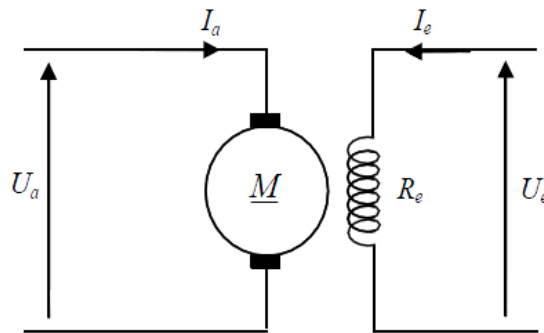


Figure IV.6 – Machine à courant continu à excitation séparée

$$C_e = k/2\pi I\Phi(I_e) = E(N_0, I_e) I / 2\pi N_0 \quad (\text{Eq. IV-13})$$

Au démarrage, le couple  $C_D$  est représenté par la formule suivante (Eq. IV-14):

$$C_D = k/2\pi I_D \Phi(I_e) = E(N_0, I_e) I_D / 2\pi N_0 \quad (\text{Eq. IV-14})$$

##### b. Vitesse

La loi d'Ohm appliquée à l'induit s'écrit :

$$U = E + RI \quad (\text{Eq. IV-15})$$

$$E = U - RI = kN\Phi(I_e) \quad (\text{Eq. IV-16})$$

D'où :

$$N = (U - RI) / k\Phi(I_e) \quad (\text{Eq. IV-17})$$

La caractéristique à vide :

$$N/N_0 = E(N, I_e) / E(N_0, I_e) = (U - RI) / E(N_0, I_e) \quad (\text{Eq. IV-18})$$

Pour un courant nul (un couple nul), on obtient la vitesse à vide  $N_V$ :

$$N_V = N_0 U / E(N_0, I_e) \quad (\text{Eq. IV-19})$$

En charge, la vitesse diminue légèrement,  $RI \ll RI_n \ll U$ .

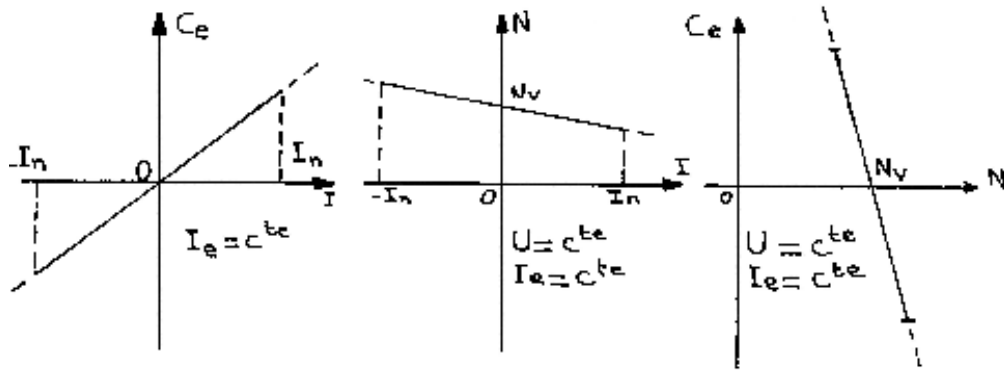


Figure IV.7 – Caractéristique mécanique d’une machine à courant continu à excitation séparée

**c. Caractéristique mécanique**

On élimine le courant :

$$N = U / k\Phi(I_e) - [R_2\pi / k\Phi(I_e) k\Phi(I_e)] C_e \tag{Eq. IV-20}$$

Pour chaque valeur de  $I_e$ , la vitesse est une fonction linéaire du couple. Le fonctionnement moteur correspond à  $C_e$  et  $N$  de même sens.

Lorsque  $C_e$  et  $I$  sont ici négatifs, il s'agit d'un freinage, la charge est alors motrice et le courant est envoyé vers le réseau.

- Si  $I_e$  augmente le flux augmente, la vitesse diminue.
- Si  $I_e$  diminue au contraire, la vitesse augmente et si  $I_e$  tend vers zéro, la vitesse à vide tend vers l’infini. En l’absence d’excitation, le moteur s’emballe. Il ne faut jamais couper ce circuit.
- Si la tension  $U$  augmente, la vitesse augmente proportionnellement.

**IV.4.3 Moteur à excitation série**

On utilise un moteur dont l’inducteur, réalisé en conducteur de forte section, peut-être mis en série avec l’induit (figure IV.8). Le courant  $I = I_e$ . On étudiera les caractéristiques sous tension constante  $U$ .

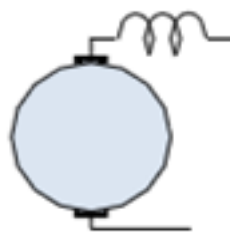


Figure IV.8 – Schéma d’une machine à courant continu à excitation série

**a. Couple**

$$C_e = k / 2\pi I \Phi(I) = E(N_0, I) / 2\pi N_0 \tag{Eq. IV-21}$$

Pour les faibles valeurs de  $I$ , le flux est proportionnel à  $I$  et le couple est proportionnel au carré du courant d’induit:

$$E(N_0, I) = k' N_0 I \tag{Eq. IV-22}$$

on a :

$$C_e = k' / 2\pi I^2 \tag{Eq. IV-23}$$

Lorsque I augmente, le circuit magnétique se sature, le flux croît moins fortement, de même que le couple.

Au démarrage :

$$C_{eD} = k/2\pi I_D \Phi(I_D) = E(N_0, I_D) I_D / 2\pi N_0 \quad (\text{Eq. IV-24})$$

Ce couple est très élevé ( $I_D > I_n$ ).

**b. Vitesse**

Rs la résistance de l'inducteur série, la loi d'Ohm s'écrit :

$$E = U - (R + R_s)I = kN\Phi(I) \quad (\text{Eq. IV-25})$$

D'où :

$$N = U - (R + R_s)I / k\Phi(I) \quad (\text{Eq. IV-26})$$

La caractéristique à vide est :

$$N/N_0 = E(N, I) / E(N_0, I) = U - (R + R_s)I / E(N_0, I) \quad (\text{Eq. IV-27})$$

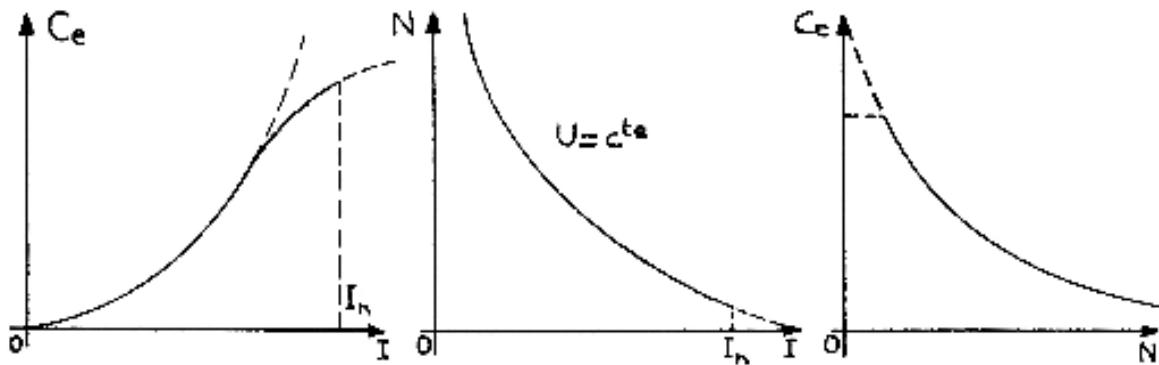


Figure IV.9 – Caractéristiques mécaniques d'une machine à courant continu à excitation série

Pour les faibles valeurs de I, on a :

$$E(N_0, I) = k'N_0I \quad (\text{Eq. IV-28})$$

$$N/N_0 = U - (R + R_s)I / k'N_0I \quad (\text{Eq. IV-29})$$

Lorsque I tend vers zéro pour le fonctionnement à vide,  $C_e = 0$ , la vitesse tend vers l'infini. Il s'agit d'un emballement à vide. La courbe présente une allure hyperbolique et la vitesse est nulle pour un courant :

$$I = U / (R + R_s) \quad (\text{Eq. IV-30})$$

**c. Caractéristique mécanique**

Il faut éliminer I entre les expressions du couple et de la vitesse. Pour un couple nul, on trouve un courant nul et une vitesse infinie, l'allure de la courbe est hyperbolique. On n'envisage pas  $C_e < 0$  car il faut passer par  $N = \infty$  pour atteindre ce domaine.

1. Si U augmente, le couple reste inchangé et la vitesse augmente proportionnellement à U.
2. Le moteur série peut être utilisé en courant alternatif car le couple est proportionnel au carré du courant, donc toujours de même signe. Le circuit magnétique doit être entièrement feuilleté pour réduire les pertes fer et le moteur utilisable en alternatif ou en continu porte le nom de moteur universel.

### IV.4.4 Moteur à excitation composée

Le moteur à excitation séparée (Figure IV.10) ne s'emballé pas à vide et répercute sur le courant  $I$  tout accroissement de couple.

Le moteur série s'emballé, mais réduit les appels de courant lors d'une augmentation de couple.

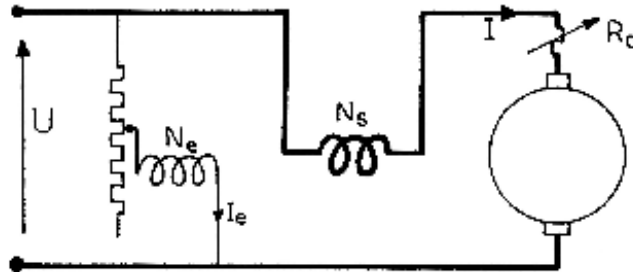


Figure IV.10 – Schéma d'une machine à courant continu à excitation composée

Pour concilier les avantages, on utilise un moteur comportant sur les pôles deux inducteurs :

- l'un dérivé, comportant  $N_e$  spires, branché en parallèle et parcouru par le courant  $I$  ;
- l'autre série, comportant  $N_s$  spires, branché en série, parcouru par le courant  $I$ .

La force magnétomotrice est donc  $N_e \pm N_s I$ , le signe dépendant des sens relatifs des enroulements : + montage additif, - montage soustractif.

Il est commode de considérer un courant fictif  $I_e'$ , qui, circulant seul dans l'inducteur dérivé produirait le même flux :

$$N_e I_e' = N_e I_e \pm N_s I \tag{Eq. IV-31}$$

soit :

$$I_e' = I_e \pm \alpha I \tag{Eq. IV-32}$$

$\alpha$  est le rapport d'équivalence.

Ce courant équivalent permet de toujours se ramener à la caractéristique à vide tracée en excitation séparée en fonction de  $I_e$  seul. On obtient le schéma équivalent, dans laquelle on inclut dans  $R'$  la résistance  $R_s$  de l'inducteur série :

$$R' = R_s + R \tag{Eq. IV-33}$$

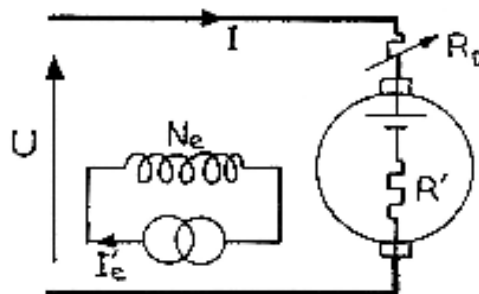


Figure IV.11 – Schéma équivalent d'une machine à courant continu à excitation composée

$U = \text{cst}$  et  $I_e = \text{cst}$ .

**a. Couple**

$$C_e = k/2\pi I \Phi(I_e') = E(N_0, I_e') I \quad (\text{Eq. IV-34})$$

On trace point par point la courbe de couple. Si le montage est additif,  $I_e'$  augmente avec  $I$  et le couple est supérieur à celui obtenu en excitation séparée seule.

**b. Vitesse**

$$E = U - R'I = kN\Phi(I_e') \quad (\text{Eq. IV-35})$$

Et

$$N/N_0 = U - R'I / E(N_0, I_e') \quad (\text{Eq. IV-36})$$

A vide, le couple et  $I$  sont nuls :

$$I_e' = I_e \quad (\text{Eq. IV-37})$$

On retrouve la même vitesse  $N_v$  qu'en excitation séparée (l'enroulement série est sans effet).

Si le montage est additif, le flux étant accru par le courant  $I$ , la vitesse est plus faible qu'en excitation séparée.

Si le montage est soustractif, la réduction de flux due au courant entraîne un accroissement de la vitesse en charge pouvant conduire à l'emballement. Le montage soustractif est à proscrire ( $N \rightarrow \infty$  si  $I_e' \rightarrow 0$ ).

**c. Caractéristique mécanique**

Les caractéristiques mécaniques d'une machine à courant continu à excitation composée sont données par la figure IV.12.

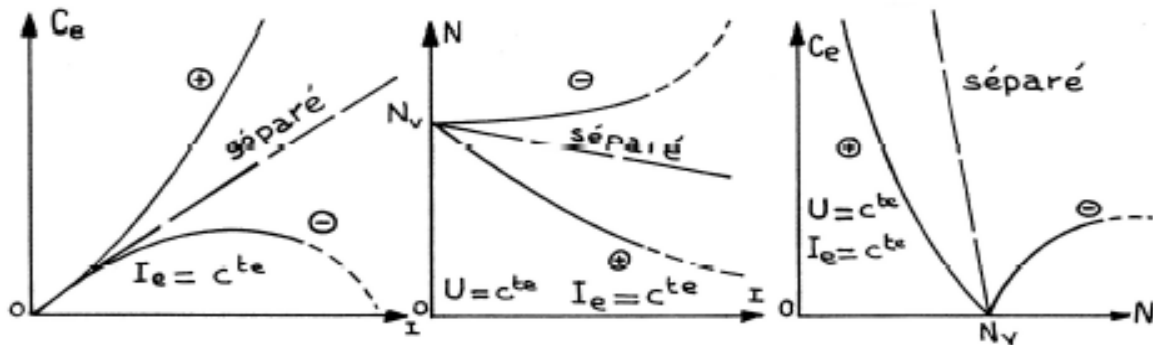


Figure IV.12 – Caractéristiques mécaniques d'une machine à courant continu à excitation composée

$\alpha$  est faible, il est inutile de comparer ces courbes à celles du même moteur en excitation séparée seule. La courbe  $C_e = f(N)$  du montage additif se rapproche de celle du moteur série sans en présenter l'inconvénient de l'emballement à vide. On bénéficie en outre du réglage de la vitesse à vide  $N_v$  par action sur  $I_e$ .

Le rendement  $\eta$  d'une machine s'exprime par l'expression (Eq. IV-38),  $C_f$  est le couple de frottement du moteur :

$$\eta = P_{\text{utile}} / P_{\text{absorbée}} = P_u / (P_u + P_{\text{pertes}}) \quad (\text{Eq. IV-38})$$

$$P_u = C_u \Omega = P_e - P_f - P_m = C_e \Omega - P_f - P_m \quad (\text{Eq. IV-39})$$

$$C_u = C_e - (P_f - P_m) / \Omega = C_e - C_f \quad (\text{Eq. IV-40})$$

## IV.5 Fonctionnement générateur

Les génératrices sont utilisées pour produire des tensions continues.

### IV.5.1 Freinage rhéostatique

L'induit du moteur est déconnecté du réseau et rebranché sur une résistance  $R_c$ . Le moteur est entraîné par sa charge à la vitesse  $N$  et sa f.é.m fait circuler un courant  $I$ , négatif, dans  $R_c$ .

On aura :

$$E + (R + R_c)I = 0 \quad (\text{Eq. IV-41})$$

$$E = kN\Phi(I_e) \quad (\text{Eq. IV-42})$$

En éliminant  $E$  et  $I$  en fonction de  $N$  et  $C$  :

$$C_e = -k^2 (\Phi(I_e))^2 N / 2\pi (R + R_c) \quad (\text{Eq. IV-43})$$

On peut régler ce couple de freinage opposé à  $N$ , en agissant sur  $R_c$  et  $I_e$ . La puissance provenant du freinage est dissipée dans  $R$  et  $R_c$ . On ne peut obtenir le blocage ( $N=0=C$ ) et il faut éventuellement, pour caler l'arbre, un frein mécanique.

Afin d'obtenir un freinage même en l'absence de distribution électrique, il est souvent préférable d'utiliser un montage auto excité de la dynamo (dynamo dérivée).

### IV.5.2 Génératrice tachymétrique

On peut utiliser une dynamo pour mesurer la vitesse de rotation. La f.é.m produite proportionnelle à la vitesse est ensuite introduite dans les chaînes d'asservissements.

On recherche en général une grande précision, on utilise une machine spéciale comportant des aimants permanents comme inducteur, et qui ne doit débiter qu'un courant négligeable de telle sorte que la tension obtenue soit sensiblement égale à la f.é.m.

### IV.5.3 Génératrice auto-excitée

Pour exciter une génératrice, il faut lui fournir un courant d'excitation  $I_e$ . On peut utiliser une source auxiliaire de courant continu (génératrice, ou moteur, à excitation séparée). La génératrice elle-même peut fournir son propre courant d'excitation.

La génératrice est dite auto-excitée et se trouve totalement autonome.

### IV.5.4 Génératrice à excitation dérivée

L'inducteur, en série avec un rhéostat d'excitation, est alimenté par la tension U.

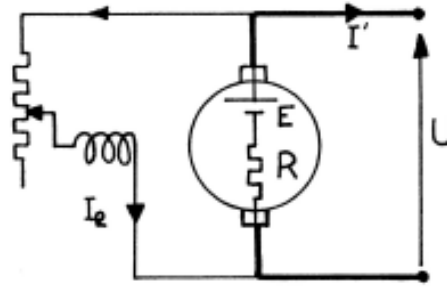


Figure IV.13 – Génératrice à excitation dérivée

Si  $R_e$  est la résistance du circuit d'excitation :

$$U = R_e I_e \tag{Eq. IV-44}$$

En appelant  $I'$  le courant débité :

$$U = E(N, I_e) - R(I' + I_e) \tag{Eq. IV-45}$$

La dynamo étant entraînée à vitesse constante, on peut, connaissant la caractéristique à vide, résoudre graphiquement ce système d'équations et trouver la tension  $U$  en fonction de  $I'$ .

La chute de tension est importante si  $I'$  augmente,  $U$  diminue à cause de la chute de tension dans  $R$  ;  $I_e$  décroît ainsi que  $E$  ce qui renforce la diminution de  $U$ .

On obtient expérimentalement la courbe de la figure IV.14.

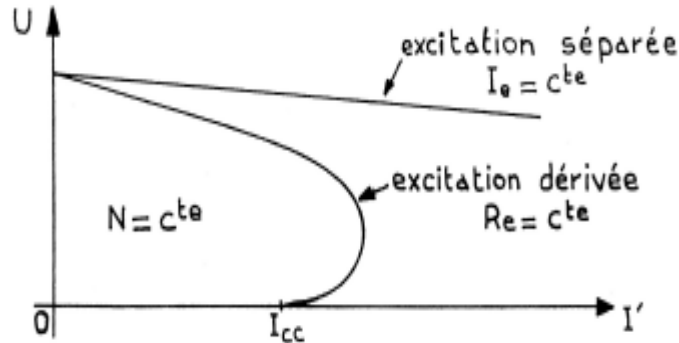


Figure IV.14 – Courbe tension/courant d'une génératrice à excitation dérivée

En court-circuit,  $U=0$  et  $I_e=0$  ; la f.é.m due au flux rémanent, engendre le courant de court-circuit. La caractéristique obtenue montre que ce générateur n'est pas linéaire.

### IV.5.5 Génératrice à excitation série

L'inducteur est parcouru par le courant débité  $I'$ .

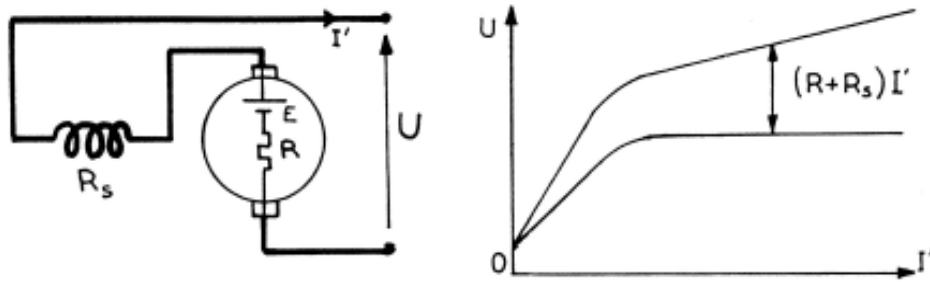


Figure IV.15 – Génératrice à excitation série

Si  $R$  est la résistance, on a :

$$U = E(N, I') - (R + R_s)I' \quad (\text{Eq. IV-46})$$

La dynamo fournissant le courant d'excitation, une tension ne peut apparaître que s'il subsiste un flux rémanent; sinon, pas de f.é.m et pas de courant inducteur. Le flux rémanent engendre une f.é.m rémanente qui fait circuler un petit courant inducteur. Suivant le sens de rotation de la dynamo et le sens des connexions de l'inducteur, deux cas sont possibles:

- le courant inducteur engendre un flux qui s'ajoute au flux rémanent : la f.é.m croît, le courant inducteur et le flux croissent ; la tension s'établit (amorçage) ;
- le courant inducteur engendre un flux opposé au flux rémanent : la f.é.m décroît et il ne peut y avoir amorçage. Il faut soit inverser les connexions de l'inducteur, soit changer le sens de rotation. Il faut enfin que la résistance du circuit inducteur ne soit pas trop élevée.

## IV.6 Exercices sur les machines à courant continu

### Exercice 1

Un moteur de puissance utile 3kW tourne à 1500 tr/min. Calculer le couple utile en Nm.

### Exercice 2

La force électromotrice d'une machine à excitation indépendante est de 210V à 1500 tr/min. Calculer la f.e.m pour une fréquence de rotation de 1000 tr/min, le flux étant constant.

### Exercice 3

1- Un moteur à excitation indépendante alimenté sous 220V possède une résistance d'induit de  $0,8\Omega$ . A la charge nominale, l'induit consomme un courant de 15A. Calculer la f.e.m E du moteur.

2- La machine est maintenant utilisée en génératrice (dynamo). Elle débite un courant de 10A sous 220V. En déduire la f.e.m.

### Exercice 4

Une génératrice à excitation indépendante fournit une f.e.m de 220V pour un courant d'excitation de 3,5A. La résistance de l'induit est de  $90m\Omega$ . Calculer la tension d'induit U lorsqu'elle débite 56A dans le circuit de charge.

### Exercice 5

La plaque signalétique d'un moteur à courant continu à excitation indépendante indique :

	1,12 kW	1200 tr/min
Induit	220 V	5,7 A
Excitation	220 V	0,30 A
	57 kg	

1- Calculer le couple utile nominal (en Nm).

2- Calculer le rendement nominal.

## IV.7 Corrigés des exercices sur les machines à courant continu

### Exercice 1

$$C_e = 3000 / (1500 \times 2\pi / 60) = 19,1 \text{ Nm}$$

### Exercice 2

$$E = kF\Omega$$

A flux constant, la f.e.m est proportionnelle à la vitesse de rotation.

$$E = 210 \times 1000 / 1500 = 140 \text{ V}$$

### Exercice 3

$$1- E = U - RI = 220 - 0,8 \times 15 = 208 \text{ V (} U > E \text{ en fonctionnement moteur).}$$

$$2- E = U + RI = 220 + 0,8 \times 10 = 228 \text{ V (} E > U \text{ en fonctionnement génératrice).}$$

### Exercice 4

$$U = E - RI = 220 - 0,090 \times 56 = 215 \text{ V (} U < E \text{ en fonctionnement génératrice).}$$

### Exercice 5

$$1- C_e = 1,12 \times 10^3 / (1200 \times 2\pi / 60) = 1120 / 125,7 = 8,9 \text{ Nm}$$

$$2- \eta = 1120 / (220 \times 5,7 + 220 \times 0,3) = 1120 / 1320 = 84,8 \%$$

## BIBLIOGRAPHIE

- M. Kostenko et L. Piotrovski, "*Machines Electriques : Machines à Courant Alternatif* ", Tome II, 3ème édition, Édition MIR, 1979.
- J. Chatelain, "*Machines électriques*", Volume X, 2ème édition, 1989.
- P. S. Bimbhra, "*Electrical Machinery*", 7ème édition, khanna Publishers, New Delhi, 1995.
- D. P. Kothari, I. J. Nagrath, "*Electric Machines*", Third Edition, 1995.
- G. Séguier, F. Notelet, "*Electrotechnique industrielle*", 3eme édition, 1994.
- B.P. Singh, S. Dwivedi, "*A state of art on different configurations of permanent magnet brushless machines*", IE(I) Journal–EL, pp. 63-73, vol87, June 2006.
- L. Gasc, "*Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple*", thèse de doctorat l'institut national polytechnique de Toulouse, 2004.
- R. Chauprade, "*Electronique de puissance I*", Eyrolles, Paris, 1984.
- K. Azeddine, "*Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents*", Ph, Québec, Canada, 2000.
- B. Multon, "*Les machines synchrones autopilotées*", école Normale Supérieure de Cachan, ISBN : 2-909968-63-4, 2004.
- J. Chenadec, "*Les machines synchrones-Technologies et différents modes d'alimentations*", 2001.
- D. Sator-Namane, "*Machines à courant alternatif*", édition ellipses, 2010.
- J. Caron, J. Hautier, "*Modélisation et commande de la machine asynchrone*", éditions techniq, 1995.
- P. Mayè, "*Moteurs électriques industriels*, 2005.