



ECOLE  
POLYTECHNIQUE  
DE BRUXELLES

UNIVERSITÉ LIBRE DE BRUXELLES

SYNTHÈSE

---

# Électricité appliquée ELEC-H3001

---

*Auteurs :*  
Nicolas ENGLEBERT  
Elisabeth GRUWÉ

*Professeur :*  
Jean-Claude MAUN

Année 2015 - 2016

# Appel à contribution

## Synthèse Open Source



Ce document est grandement inspiré de l'excellent cours donné par Jean-Claude MAUN à l'EPB (École Polytechnique de Bruxelles), faculté de l'ULB (Université Libre de Bruxelles). Il est écrit par les auteurs susnommés avec l'aide de tous les autres étudiants et votre aide est la bienvenue! En effet, il y a toujours moyen de l'améliorer surtout que si le cours change, la synthèse doit être changée en conséquence. On peut retrouver le code source à l'adresse suivante

<https://github.com/nenglebert/Syntheses>

Pour contribuer à cette synthèse, il vous suffira de créer un compte sur *Github.com*. De légères modifications (petites coquilles, orthographe, ...) peuvent directement être faites sur le site! Vous avez vu une petite faute? Si oui, la corriger de cette façon ne prendra que quelques secondes, une bonne raison de le faire!

Pour de plus longues modifications, il est intéressant de disposer des fichiers : il vous faudra pour cela installer  $\text{\LaTeX}$ , mais aussi *git*. Si cela pose problème, nous sommes évidemment ouverts à des contributeurs envoyant leur changement par mail ou n'importe quel autre moyen.

Le lien donné ci-dessus contient aussi un README contenant de plus amples informations, vous êtes invités à le lire si vous voulez faire avancer ce projet!

## Licence Creative Commons

Le contenu de ce document est sous la licence Creative Commons : *Attribution-NonCommercial-ShareAlike 4.0 International (CC BY-NC-SA 4.0)*. Celle-ci vous autorise à l'exploiter pleinement, compte- tenu de trois choses :



1. *Attribution* ; si vous utilisez/modifiez ce document vous devez signaler le(s) nom(s) de(s) auteur(s).
2. *Non Commercial* ; interdiction de tirer un profit commercial de l'œuvre sans autorisation de l'auteur
3. *Share alike* ; partage de l'œuvre, avec obligation de rediffuser selon la même licence ou une licence similaire

Si vous voulez en savoir plus sur cette licence :

<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/>

**Merci !**

# Table des matières

<b>1</b>	<b>Le triphasé</b>	<b>1</b>
1.1	Notations - Conventions . . . . .	1
1.1.1	Conventions . . . . .	1
1.1.2	Notations . . . . .	1
1.2	Rappel de quelques notions relatives aux courants alternatifs . . . . .	1
1.2.1	Représentation des fonctions sinusoïdale du temps . . . . .	1
1.2.2	Représentation de la puissance . . . . .	3
1.3	Caractéristiques d'un système polyphasé . . . . .	5
1.3.1	Modes de couplage des circuits polyphasés . . . . .	5
1.3.2	Cas particulier de couplage : le système triphasé . . . . .	7
1.3.3	Influence des harmoniques dans les circuits polyphasés . . . . .	8
1.3.4	Mesure de la puissance dans les circuits polyphasés . . . . .	9
1.3.5	Facteur de puissance . . . . .	9
1.3.6	Mesure de la puissance dans les circuits triphasés . . . . .	10
<b>2</b>	<b>Les machines électriques - Généralités</b>	<b>12</b>
2.1	Introduction . . . . .	12
2.1.1	Classification des machines électriques . . . . .	12
2.1.2	Intérêt des moteurs électriques . . . . .	12
2.1.3	Le moteur asynchrone . . . . .	12
2.1.4	Le moteur synchrone . . . . .	13
2.1.5	Les moteurs à courant continu . . . . .	13
2.1.6	Les autres types de machines électriques . . . . .	13
2.1.7	Associations moteurs - électronique . . . . .	13
2.2	Méthodes d'étude des machines électriques . . . . .	13
2.2.1	Généralités . . . . .	13
2.2.2	Choix du phénomène physique exploité . . . . .	14
2.3	Rappel des lois de l'électromagnétisme . . . . .	14
2.3.1	Loi de la force magnétomotrice (f.m.m.) . . . . .	14
2.3.2	Loi de Maxwell . . . . .	14
2.3.3	Loi de Laplace . . . . .	15
2.4	Principes de fonctionnement des machines électriques . . . . .	15
2.4.1	Éléments constitutifs des machines électriques . . . . .	15
2.4.2	Machines hétéropolaires . . . . .	15
2.5	Composants des machines électriques . . . . .	18
2.5.1	Circuit magnétique . . . . .	18
2.5.2	Circuit électrique . . . . .	19
2.5.3	Isolation des machines . . . . .	21
2.5.4	Refroidissement . . . . .	21

2.6	Grandeurs caractéristiques des machines électriques . . . . .	21
2.6.1	Grandeurs nominales . . . . .	21
2.6.2	Rendements des machines . . . . .	21
2.6.3	Caractéristiques des machines tournantes . . . . .	22
<b>3</b>	<b>Inductances et transformateurs</b>	<b>24</b>
3.1	Tensions appliquées et induites . . . . .	24
3.2	Le transformateur idéal . . . . .	24
3.3	Inductances . . . . .	25
3.3.1	Inductances monophasées dans l'air . . . . .	25
3.3.2	Inductances monophasées à noyau magnétique . . . . .	26
3.3.3	Inductance à circuit magnétique à entrefer . . . . .	28
3.3.4	Phénomènes transitoire de mise sous tension d'une bobine de fer . . . . .	28
3.4	Transformateurs monophasés . . . . .	29
3.4.1	Bobines à spires confondues, couplées dans l'air . . . . .	29
3.4.2	Transformateurs à bobines couplées dans l'air . . . . .	32
3.4.3	Transformateurs à noyau magnétique . . . . .	32
3.4.4	Grandeurs réduites en monophasé . . . . .	34
3.4.5	Pertes et rendement . . . . .	34
3.5	Transformateurs triphasés . . . . .	36
3.5.1	Constitution . . . . .	36
3.5.2	Fonctionnement en régime équilibre d'ordre direct . . . . .	36
<b>4</b>	<b>La machine à courant continu</b>	<b>37</b>
4.1	Génération d'une tension continue . . . . .	37
4.1.1	Effet d'un collecteur . . . . .	37
4.1.2	Machine multipolaire . . . . .	38
4.1.3	Types d'enroulement d'induit . . . . .	38
4.1.4	Tension à vide en régime statique . . . . .	38
4.1.5	Effet de décalage des balais . . . . .	41
4.1.6	Tension à vide - modèle mathématique . . . . .	41
4.2	Influence du courant d'armature . . . . .	43
4.2.1	Effet Joule (résistance $R_a$ ) . . . . .	43
4.2.2	Réaction transversale de l'armature infiniment divisée . . . . .	43
4.2.3	Le champ résultant . . . . .	44
4.2.4	Couple électromécanique - Couple extérieur . . . . .	45
4.2.5	Inconvénients de la réaction d'induit . . . . .	45
4.2.6	La commutation . . . . .	45
4.3	Étude de la dynamique des machines . . . . .	46
4.3.1	Modèles mathématiques - schémas équivalents . . . . .	46
4.4	Courbes caractéristiques des génératrices . . . . .	48
4.4.1	Les différents types de génératrices . . . . .	48
4.4.2	Caractéristiques à vide et en charge d'une machine à excitation indépendante . . . . .	49
4.5	Courbes caractéristiques des moteurs . . . . .	49
4.5.1	Caractéristique à vide en moteur $\Omega_r = f(i_e)$ . . . . .	49
4.5.2	Caractéristiques en charge - moteur à excitation indépendante . . . . .	50

<b>5</b>	<b>Le moteur asynchrone</b>	<b>53</b>
5.1	Principe de fonctionnement . . . . .	53
5.2	Champs fixes et champs tournant . . . . .	53
5.2.1	Champ fixe . . . . .	53
5.2.2	Champ tournant - Conventions . . . . .	54
5.2.3	Induction en un point fixe $X$ . . . . .	54
5.3	Les f.e.m. engendrées dans les enroulements ouverts . . . . .	55
5.3.1	Étoiles des encoches . . . . .	55
5.3.2	Étoiles des bobines - Raccourcissement du pas . . . . .	55
5.3.3	Étalage des encoches . . . . .	56
5.3.4	Obliquité des encoches . . . . .	56
5.3.5	Tension aux bornes d'une bobine . . . . .	57
5.4	Champ magnétique et inductance dans la machine linéaire à entrefer constant . .	57
5.4.1	Force magnétomotrice dans une machine à entrefer constant . . . . .	57
5.4.2	Titre beaucoup trop long . . . . .	57
5.4.3	Facteurs d'étalement, de raccourcissement, d'obliquité . . . . .	58
5.4.4	Inductance propre d'une bobine dans une machine à entrefer constant . .	58
5.4.5	Inductance mutuelle entre une bobine statorique et une bobine rotorique dans une machine à entrefer constant . . . . .	59
5.4.6	Inductance mutuelle entre deux bobines statoriques dans une machine à entrefer constant . . . . .	60
5.4.7	Matrice des coefficients d'inductance pour une machine linéaire à entrefer constant comportant 3 enroulement $ABC$ au stator et 3 enroulement $abc$ au rotor . . . . .	60
5.5	Champs pulsant et champs tournants . . . . .	61
5.5.1	Les champs créés par une bobine unique . . . . .	61
5.5.2	Cas particuliers . . . . .	61
5.6	La machine asynchrone à rotor bobiné en régime . . . . .	62
5.6.1	Alimentation symétrique d'ordre direct - machine à l'arrêt . . . . .	62
5.6.2	Alimentation symétrique d'ordre direct - machine en rotation imposée par l'extérieur . . . . .	64
5.6.3	Diagramme des courants (ou du cercle) . . . . .	67
5.6.4	Caractéristique mécanique $C_{em} = f(\Omega_r)$ ou $C_{em} = f(g)$ . . . . .	69
5.7	Le moteur asynchrone en cage d'écureuil en régime . . . . .	70
<b>7</b>	<b>La machine synchrone</b>	<b>71</b>
7.1	La machine synchrone à entrefer constant, en régime symétrique d'ordre direct .	71
7.1.1	Constitution - Rappels . . . . .	71
7.1.2	Le régime symétrique d'ordre direct . . . . .	72
7.1.3	La mesure des paramètres de la machine à entrefer constant . . . . .	75
7.1.4	Application : la caractéristique de régulation - méthode de Potier . . . . .	77



# Chapitre 1

## Le triphasé

### 1.1 Notations - Conventions

#### 1.1.1 Conventions

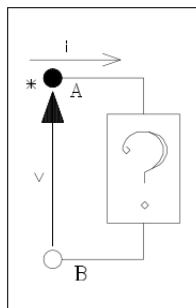


FIGURE 1.1

On utilisera la convention *récepteur* : la puissance est positive lorsqu'elle est absorbée par la machine. Pour une source de tension  $v$ , c'est le contraire : le courant, défini par les charges positives, sera dans le sens de la flèche.

L'astérisque ou un cercle plein marque la borne d'entrée d'un dipôle.

Dernière convention : la flèche de tension désigne la borne à laquelle il faut appliquer une tension positive pour faire circuler un courant positif.

#### 1.1.2 Notations

$a = a(t)$	: valeur instantanée
$\underline{a}(t)$	: valeur instantanée complexe ; vecteur tournant dont la projection sur un axe de référence fournit la valeur instantanée d'une grandeur sinusoïdale de pulsation $\omega$ ; $a(t) = \Re(\underline{a}(t))$
$\underline{A} = A\angle\alpha$	: nombre complexe de module $A$ et d'argument $\alpha$ .
$A_M$	: valeur de crête ou maximale dans le temps : $A_M = a\sqrt{2}$
$\overline{A}$	: vecteur spatial de module $A$
$A^M$	: valeur maximale d'une grandeur variant dans l'espace
$i_{ab}$	: courant circulant de $A$ vers $B$ ( $A \rightarrow B$ )
$v_{ba} = v_a - v_b$	: potentiel de $A$ par rapport à $B$ ( $B \rightarrow A$ )

### 1.2 Rappel de quelques notions relatives aux courants alternatifs

#### 1.2.1 Représentation des fonctions sinusoïdale du temps

Une telle grandeur, de pulsation  $\omega$  est représentée par :

$$\begin{aligned} v &= V_M \cos(\omega t + \xi_v) && \text{où } V_M \text{ est la valeur de crête} \\ &= V\sqrt{2} \cos(\omega t + \xi_v) && \text{où } V \text{ est la valeur efficace} \end{aligned} \quad (1.1)$$

Ceci peut s'écrire

$$\begin{aligned} v &= \Re(V\sqrt{2}\cos(\omega t + \xi_v) + jV\sqrt{2}\sin(\omega t + \xi_v)) \\ &= \Re(V\sqrt{2}e^{j(\omega t + \xi_v)}) \end{aligned} \quad (1.2)$$

La **valeur instantannée complexe**  $\underline{v}$  est définie par

$$\begin{aligned} \underline{v} &= V\sqrt{2}e^{j(\omega t + \xi_v)} \\ &= V e^{j\xi_v} \sqrt{2}e^{j\omega t} \end{aligned} \quad (1.3)$$

où le **phaseur**  $\underline{V}$  est

$$\underline{V} = V e^{j\xi_v} \quad (1.4)$$

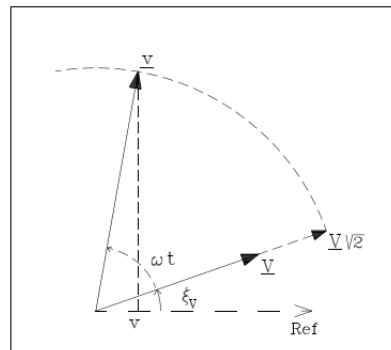


FIGURE 1.2

Dans le plan de Gauss  $\underline{V}$  a un module valant la valeur efficace de la grandeur et un argument valant  $\xi_v$ , c'est un vecteur FIXE. La valeur instantannée complexe  $\underline{v}$  a un module  $V\sqrt{2}$  et est décalée de  $\omega t$  par rapport à  $\underline{V}$  : c'est un vecteur TOURNANT (à vitesse  $\omega$ ). On obtient la valeur instantannée en projetant la valeur instantannée complexe sur l'axe réel :  $v = \Re(\underline{v})$ .

Pour une même pulsation, les déphasages entre grandeurs de nature différente sont constants : on définit l'**angle de charge**  $\varphi$  comme argument de la tension par rapport à un courant  $\underline{I}$  pris comme référence.

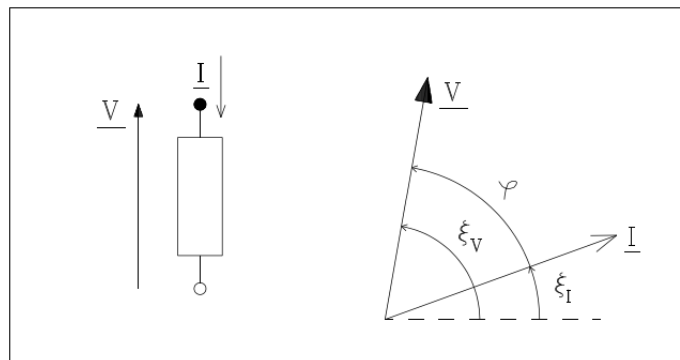


FIGURE 1.3

Si l'on applique la tension  $\underline{V} = V\angle\xi_v$  à une impédance  $\underline{Z} = R + jX = Z\angle\xi$ , le courant vaut

$$\underline{I} = \frac{\underline{V}}{\underline{Z}} = \frac{V}{Z} \angle \xi_v - \xi \quad (1.5)$$

On remarque avec l'argument du courant qu'une impédance inductive ( $X > 0, \xi > 0$ ) déphase le courant en arrière par rapport à la tension ( $\xi_I < \xi_v$ ) et l'inverse pour une impédance capacitive.



## 1.2.2 Représentation de la puissance

### Puissance active

Cherchons à calculer la puissance de  $A$  vers  $B$  au point  $X$ . Nous avons  $v = V_M \cos(\omega t + \xi_V)$  et  $i = I_M \cos(\omega t + \xi_I)$ . La valeur instantanée de la puissance vaut :

$$\begin{aligned}
 p &= v i \\
 &= V_M I_M \cos(\omega t + \xi_V) \cos(\omega t + \xi_I) \\
 &= \frac{V_M I_M}{2} (\cos(\xi_V - \xi_I) + \cos(2\omega t + \xi_V + \xi_I)) \\
 &= \underbrace{VI \cos \varphi}_1 + \underbrace{VI \cos(2\omega t + \xi_V + \xi_I)}_2
 \end{aligned} \tag{1.6}$$

Cette expression contient deux termes :

1. La puissance active, c'est la valeur moyenne de  $p$ .
2. Un terme de moyenne nulle sur un nombre entier de périodes pouvant causer des vibrations indésirables.

La **puissance utile** est celle correspondant à un travail effectué, donc la puissance active :

$$P = VI \cos \varphi \tag{1.7}$$

### Puissance apparente

Par définition (attention à  $I^*$  qui est le complexe conjugué)

$$\begin{aligned}
 \underline{S} &\equiv \underline{VI}^* \\
 &= VI \angle \xi_V - \xi_I \\
 &= VI \angle \varphi
 \end{aligned} \tag{1.8}$$

Si la tension est constante, la puissance apparente est proportionnelle au courant.

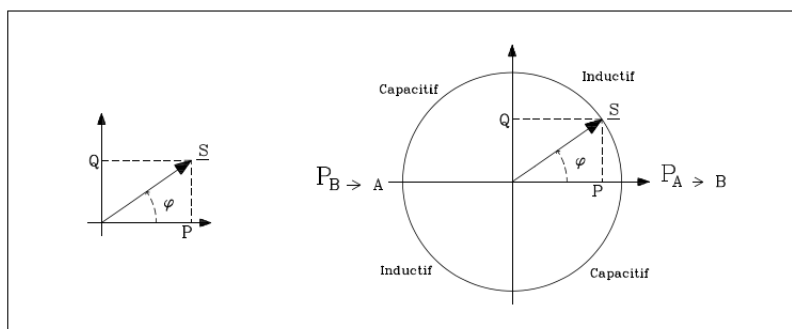


FIGURE 1.4

### Puissance réactive

Dans l'expression,  $P = VI \cos \varphi = \Re(\underline{S})$ . On définit alors la **puissance réactive** :

$$Q = VI \sin \varphi = \Im(\underline{S}) \tag{1.9}$$

tel que  $\underline{S} = P + jQ$ .

Si  $P > 0, Q > 0$  si  $\varphi > 0$  c'est à dire que la charge est inductive.

Si  $P > 0, Q < 0$  si  $\varphi < 0$  c'est à dire que la charge est capacitive.

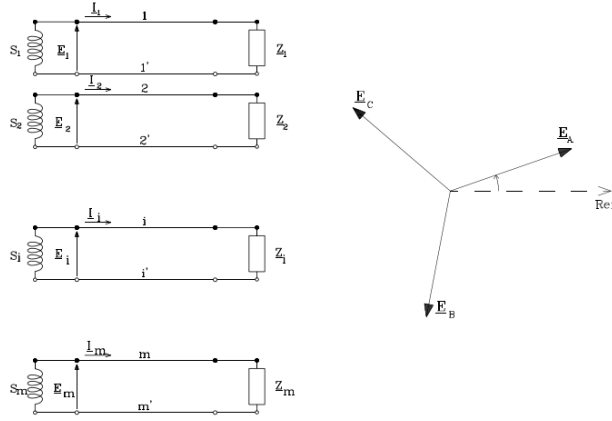
La puissance réactive ne correspond à aucun travail effectif et est une notion difficile à saisir. Retenons juste que sa circulation amène des pertes et des chutes de tension. Cette puissance n'apparaît que si la charge est réactive, c'est-à-dire peut stocker de l'énergie. Pour une image plus intuitive, reprenons l'expression (1.6) et jouons avec

$$\begin{aligned}
p &= \frac{V_M I_M}{2} (\cos(\xi_V - \xi_I) + \cos(2\omega t + \xi_V + \xi_I)) \\
&= VI(\cos \varphi + \cos(2\omega t + 2\xi_V - \phi)) \\
&= VI(\cos \varphi + \cos \varphi \cos(2\omega t + 2\xi_V) + \sin \varphi \sin(2\omega t + 2\xi_V)) \\
&= P(1 + \cos(2\omega t + 2\xi_V)) + Q \sin(2\omega t + 2\xi_V)
\end{aligned} \tag{1.10}$$

On voit que le terme qui affecte **P** est toujours positif. Son produit avec P représente la puissance qui s'écoule toujours dans le même sens. Alors que le terme qui affecte **Q** est alternative. Son produit avec Q représente la puissance alternativement échangée dans les deux sens entre la source et la charge.

## 1.3 Caractéristiques d'un système polyphasé

### 1.3.1 Modes de couplage des circuits polyphasés



Soit  $m$  sources électrique indépendantes  $S_1, S_2, \dots, S_m$  dont les tensions ont la même valeur efficace et sont déphasées de  $2\pi/m$  : système  $m$ -phasé équilibré d'ordre direct :

$$\underline{E}_i = E_1 \angle - (i - 1) \frac{2\pi}{m} \quad (1.11)$$

CONVENTION : la phase 2 est située en arrière de la phase 1 et ainsi de suite (en arrière dans le temps).

FIGURE 1.5

Ci-dessus, un schéma de principe pour un tel système. Chacun des enroulements d'induit est raccordé par deux fils, il faudrait donc  $2m$  conducteurs. Il existe deux moyens d'économiser le métal conducteur :

#### a. Couplage en étoile avec fil neutre

L'idée est d'utiliser un conducteur de retour commun à tous les circuits en réunissant les extrémités. On appelle  $O$ , le fil neutre parcouru par la somme des courants débités par toutes les sources. Nécessitant  $m + 1$  fil de ligne, il s'agit du couplage *étoilé avec fil neutre*.

La **tension simple** (ou de **phase**) d'un conducteur est la différence de potentiel entre le conducteur et le neutre. Par exemple :  $\underline{V}_1 = \underline{V}_1 - \underline{V}_0$ . La **tension composée** (ou **entre phases**) est la différence de potentiel entre deux conducteurs. Par exemple :  $\underline{U}_{12} = \underline{V}_2 - \underline{V}_1$ .

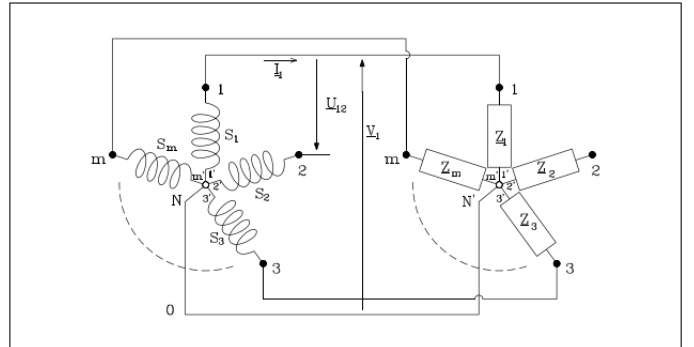


FIGURE 1.6

#### b. Couplage en étoile sans fil neutre

Si toutes les impédances sont identiques, le circuit est équilibré et la somme des courants de ligne est nulle (voir le montage comme des phaseurs de courant en étoile) :  $\sum_{i=1}^m i_i = 0$ . Comme le neutre n'est plus parcouru, on peut le supprimer. Le point  $N'$ , neutre, possède le même potentiel que le point  $N$  par symétrie :  $N$  est un point neutre artificiel. Cette installation comporte  $m$  fils.

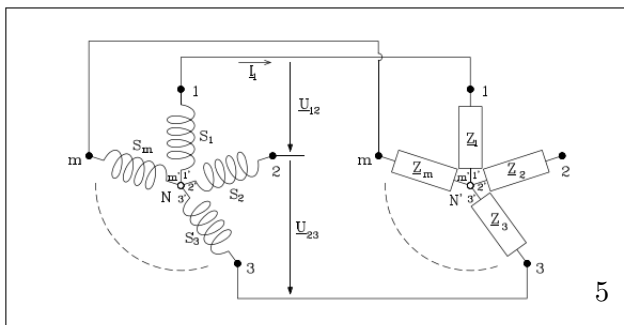


FIGURE 1.7

Spoil : si les charges sont déséquilibrées on peut conserver ce montage mais la tension de  $N' \neq N$ . Cherchons maintenant les relations liant tension et phase.

Soit  $\underline{V}_1, \underline{V}_2$  les tensions mesurées entre neutre de phase consécutives 1 et 2. Par

symétries, elle sont égales en tension efficace mais déphasées de  $2\pi/m$  radians. Si  $\underline{V}_1$  est la référence :

$$\begin{aligned}\underline{V}_1 &= V \angle 0 \\ \underline{V}_2 &= V \angle -\frac{2\pi}{m}\end{aligned}\quad (1.12)$$

Le phaseur de la tension mesurée entre les phases 1 et 2 s'écrit

$$\underline{U}_{12} = \underline{V}_2 - \underline{V}_1 \quad (1.13)$$

On voit que<sup>1</sup>

$$\begin{aligned}U_{12} &= 2V_1 \sin \frac{\pi}{m} \\ \underline{U}_{12} &= 2\underline{V}_1 \sin \frac{\pi}{m} e^{-j(\frac{\pi}{m} + \frac{\pi}{2})}\end{aligned}\quad (1.14)$$

La puissance transportée par une ligne équilibrée vaudra alors

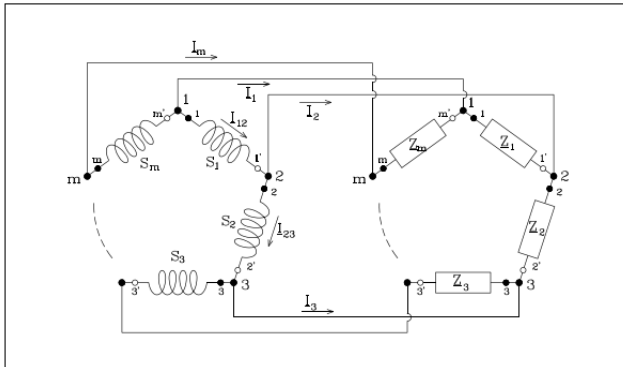
$$P = \Re(m\underline{V}_1 \underline{I}_1^*) = mV_1 I_1 \cos \varphi \quad (1.15)$$

Si le point neutre n'est pas accessible, la seule tension mesurable est  $U_{12}$ . En remplaçant dans  $P$ , la valeur  $V_1$  tirée de  $U_{12}$  :

$$P = \frac{m}{2 \sin \frac{\pi}{m}} U_{12} I_1 \cos \varphi \quad (1.16)$$

**Attention :**  $\varphi$  est le déphasage entre tension **simple** et courant et rien d'autre !

### c. Couplage en polygone



On peut connecter la sortie de chacune des phases du générateur à l'entrée de la phase contiguë et de même pour le récepteur. La somme des f.e.m. alternatives équilibrées engendrées dans les phases du générateurs étant nulles, on peut les connecter pour former un **polygone fermé** (le courant ne circulera pas). On aura pour ça besoin de  $m$  conducteurs distincts.

FIGURE 1.8

Soit  $\underline{I}_{12}$  et  $\underline{I}_{23}$  les courants qui circulent dans deux phases consécutives du générateur et  $\underline{I}_2$ , le courant traversant la ligne commune. Par Kirchoff :

$$\underline{I}_2 = \underline{I}_{12} - \underline{I}_{23} \quad (1.17)$$

Or  $\underline{I}_{12}$  et  $\underline{I}_{23}$  sont égaux en grandeur et entre eux se trouve un angle de  $2\pi/m$ . Par les relations vectorielles :

$$\underline{I}_2 = \underline{I}_{12} \sin \frac{\pi}{m} e^{-j(\frac{\pi}{m} - \frac{\pi}{2})} \quad (1.18)$$

Les tensions entre phases  $U_{12}, \dots$  sont bien sûr égales entre elles, ainsi que les tensions simples  $V_1, \dots$

1. D'abord, se souvenir que  $\sin = \text{opposé/hypoténuse}$ . Ensuite, pour l'exponentielle, retrouver l'angle formé entre  $V_1$  et  $U_{12}$  en se souvenant que la somme des angles dans un triangle vaut  $180^\circ$ .

#### d. Puissance électrique transportée par une ligne

Cette puissance s'exprime par

$$P = \Re(m \underline{U}_{12} \underline{I}_{12}^*) = m U_{12} I_{12} \cos \varphi = \frac{m}{2 \sin \frac{\pi}{m}} U_{12} I_1 \cos \varphi \quad (1.19)$$

La puissance transmise est bien indépendante du mode de couplage du générateur / récepteur.

#### 1.3.2 Cas particulier de couplage : le système triphasé

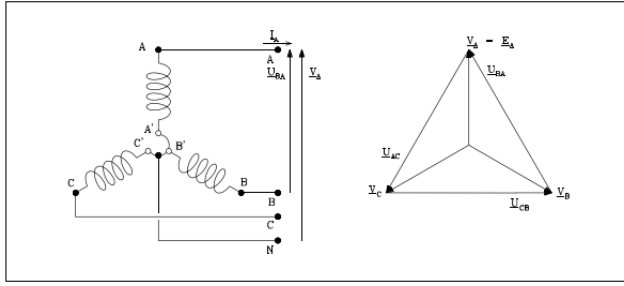
Les trois tensions seront égales, mais décalées de  $2\pi/3$ . On pourra les exprimer :

$$\begin{aligned} e_A &= E\sqrt{2} \cos(\omega t + \xi_V) \\ e_B &= E\sqrt{2} \cos(\omega t + \xi_V - \frac{2\pi}{3}) \\ e_C &= E\sqrt{2} \cos(\omega t + \xi_V + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (1.20)$$

Soit  $\underline{E}_A = E \angle \xi_v$ , définissons l'opérateur de déphasage  $\underline{\alpha} = \angle \frac{2\pi}{3} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$  tel que  $\underline{E}_B = \underline{\alpha}^2 \underline{E}_A$  et  $\underline{E}_C = \underline{\alpha} \underline{E}_A$ .

Des relations intéressantes sont reprises en (1.3-19). Notons juste que la somme des tensions est bien nulle :  $1 + \underline{\alpha} + \underline{\alpha}^2 = 0$ .

#### Couplage en étoile



On peut relier  $A', B', C'$  en un point neutre  $N$  et  $A, B, C$  sont les sorties de l'alternateur raccordées aux fils de lignes. Les tensions sont égales aux f.e.m. engendrées et sont dès lors également un système triphasé équilibré. Les courants de ligne correspondent aux courants de phase. Pour les tensions composées, on les obtient par

composition vectorielle :

FIGURE 1.9

$$\begin{aligned} \underline{U}_{BA} &= \underline{V}_A - \underline{V}_B = \underline{V}_A(1 - \underline{\alpha}^2) = \underline{V}_A \sqrt{3} \angle \frac{\pi}{6} \\ \underline{U}_{CB} &= \underline{V}_B - \underline{V}_C = \underline{V}_A(\underline{\alpha}^2 - \underline{\alpha}) = \underline{V}_A \sqrt{3} \angle -\frac{\pi}{2} \\ \underline{U}_{AC} &= \underline{V}_C - \underline{V}_A = \underline{V}_A(\underline{\alpha} - 1) = \underline{V}_A \sqrt{3} \angle \frac{5\pi}{6} \end{aligned} \quad (1.21)$$

$\Rightarrow U = V\sqrt{3}$ . La puissance est donnée par  $P = 3VI \cos \varphi$ .

#### Couplage en triangle

La borne  $C'$  de la phase  $C$  est reliée à la borne  $A$  de la phase  $A$  de la ligne :

$$\underline{U}_{BA} = \underline{E}_A, \quad \underline{U}_{CB} = \underline{E}_B, \quad \underline{U}_{AC} = \underline{E}_C. \quad (1.22)$$

Le centre de gravité du triangle des tensions peut représenter le potentiel d'un neutre fictif  $N$  pour définir un système de tension simple. Pour les résultats, voir page 1.23. Spécifions néanmoins qu'on retrouve les tensions  $V$  par relations vectorielles sur base des  $U$ . Il en est de même pour les courants de ligne puisque les courants de phase constituent un système triphasé équilibré, donc construction vectorielle. La puissance est donné par

$$P = 3U_{BA} I_{BA} \cos \varphi \quad (1.23)$$

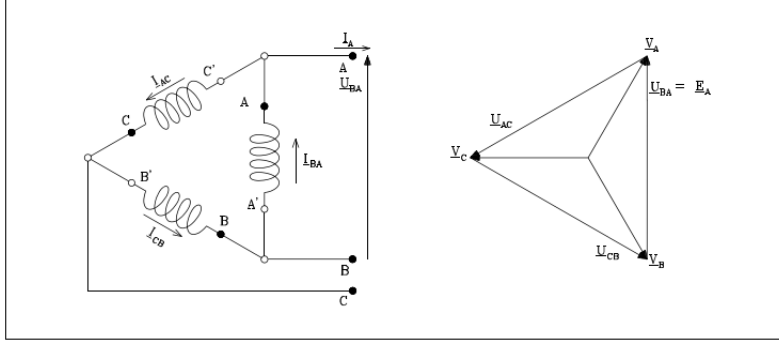


FIGURE 1.10

### 1.3.3 Influence des harmoniques dans les circuits polyphasés

Les tensions ne sont pas toujours sinusoïdales. On peut décomposer une courbe périodique en une somme de sinusoïdes. Ici, les fonctions du temps présentent deux **alternances identiques**, c'est-à-dire superposables par retournement :

$$f(t + \frac{T}{2}) = -f(t) \quad (1.24)$$

Une fonction qui satisfait ceci n'a que des coefficients de Fourier impairs dans son développement. Intéressons-nous au cas du triphasé.

Soit la f.e.m.  $e_A$  sous la forme d'une série de Fourier :

$$e_A = \sum_{i=1}^{\infty} A_i \cos(i\omega t + \xi_i) \quad (1.25)$$

avec  $i$  impair. Les f.e.m. développées par les phases  $e_B$  et  $e_C$  s'obtiennent en remplaçant  $\omega t$  par  $\omega t - 2\pi/3$  et  $\omega t + 2\pi/3$ .

#### Couplage triangle

Les tensions entre phase dans ce montage correspondent bien sûr aux forces électromotrices. La tension recueilli est la somme de ces tensions

$$\sum_{i=1}^{\infty} A_i \left( \cos(i\omega t + \xi_i) + \cos(i(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \xi_i) + \cos(i(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \xi_i) \right) \quad (1.26)$$

En passant par simpson, on peut la réécrire sous la forme

$$\sum_{i=1}^{\infty} A_i \cos(i\omega t + \xi_i) \left( 1 + 2 \cos(i\frac{2\pi}{3}) \right) \quad (1.27)$$

On remarque que cette somme est nulle pour toutes les valeurs de  $i$  non multiple de 3 en raison du dernier cos. Pour les valeurs de  $i$  multiple de 3, le dernier cos valant 1, la somme vaut

$$\sum_{i=1}^{\infty} 3A_i \cos(i\omega t + \xi_i) \quad i \text{ multiple de } 3 \quad (1.28)$$

Ceci a pour conséquence qu'un voltmètre introduit en série dans le couplage en triangle mesure trois fois la valeur efficace résultant de la somme des harmoniques 3 et multiple de 3. Il en résulte que le courant entre phase est aussi d'harmonique 3. Ces courants sont étouffés par les courant induits provenant de la loi de Lenz.

## Couplage étoile

Cette fois, proposons-nous de trouver la tension entre phase  $e_{BC} = e_C - e_B$  qu'on écrit, après passage par Simpson

$$e_{BC} = - \sum_{i=1}^{\infty} 2A_i \left( \sin(i\omega t + \xi_i) \sin(i\frac{2\pi}{3}) \right) \quad (1.29)$$

Cette fois, ce sont les valeurs de  $i$  multiple de 3 qui annulent cette somme. Le couplage en étoile annule donc les composantes d'harmonique 3 et multiple de 3.

### 1.3.4 Mesure de la puissance dans les circuits polyphasés

#### Méthode des $m$ wattmètres - Circuit sans fil neutre

Soit un circuit polyphasé à  $m$  phases sans fil neutre disposé en étoile au neutre accessible. Pour mesurer la puissance, on introduit dans chaque ligne un wattmètre (connecté entre la phase et le neutre). La puissance totale est alors la somme des  $m$  mesures. Si le système est équilibré, tous les wattmètres indiqueront la même puissance. La puissance débitée vaut alors

$$p = \sum_{j=1}^m W_j = \sum_{j=1}^m (v_j - v_n) i_j = \sum_{j=1}^m v_j i_j - v_n \sum_{j=1}^m i_j \quad (1.30)$$

Si le neutre n'est pas connecté, la somme des courants est nulle et le potentiel de  $N$  peut être remplacé par celui d'un point quelconque. Les indications de chaque wattmètre seront modifiées, mais pas leur somme.

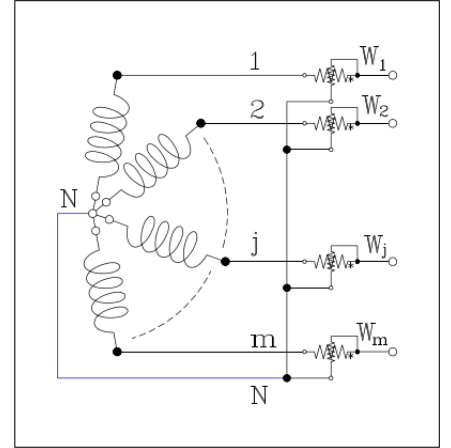


FIGURE 1.11

#### Méthode des $m - 1$ wattmètres

Comme on peut choisir  $N'$  quelconque, portons le retour des wattmètres sur la  $m^{\text{ème}}$  phase. Le wattmètre  $m$  ne sert plus à rien car la tension à ses bornes est annulée : il ne faut plus que  $m - 1$  wattmètres.

### 1.3.5 Facteur de puissance

Il faut avant tout un équilibre des phases et dans ce cas, ce facteur n'est autre que  $\cos \varphi$  de l'un des circuit :

$$P_A = V_A I_A \cos \varphi \quad (1.31)$$

La puissance totale débitée vaut alors  $P = mP_A$ . Quand les phases sont déséquilibrés, on peut toujours écrire

$$P = \sum_{j=1}^m V_j I_j \cos \varphi_j \quad (1.32)$$

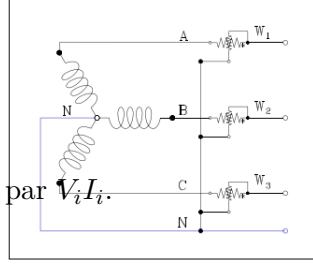
Comme cette fois  $\varphi_j$  peut être différent dans chacune des phases : on ne peut plus définir un  $\cos \varphi$  global mais un facteur de puissance :

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad (1.33)$$

Notons que  $\tan \varphi = \frac{Q}{P}$ .

### 1.3.6 Mesure de la puissance dans les circuits triphasés

#### a. Circuit triphasé étoile avec fil neutre



Soit un alternateur triphasé connecté en étoile avec un neutre  $N$  débitant sur un circuit triphasé étoile ou triangle. Quel que soit le déséquilibre, la puissance sera donnée par la somme des valeurs des trois wattmètres. Le facteur de puissance est alors le rapport entre la puissance totale mesurée et la puissance apparente donnée

FIGURE 1.12

#### b. Circuit triphasé sans fil neutre

Cette fois-ci on n'a pas de neutre. On peut utiliser la méthode des trois wattmètres : la borne d'entrée de chaque wattmètre est connectée à chacun des fils de lignes et toutes les bornes de sorties sont connectées ensemble de façon à former un point neutre artificiel  $N'$ . Si les wattmètres sont identiques, alors  $N' = N$ . Sinon, le potentiel de  $N'$  est quelconque mais la puissance totale est la somme de tous les wattmètres. Si le circuit est équilibré, une seule mesure est suffisante.

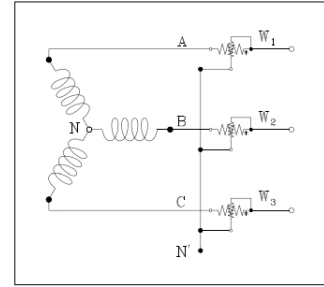


FIGURE 1.13

#### MÉTHODE DES DEUX WATTMÈTRES

On insère les wattmètres en  $A$  et  $B$  et leur sortie, commune en  $C$ .

Si le circuit est parfaitement équilibré d'ordre *direct*, la tension de la phase  $C$  retarde de  $2\pi/3$  sur celle de  $B$  qui elle-même retarde de  $2\pi/3$  sur celle de  $A$ . On a alors

$$\begin{aligned}
 \underline{V}_A &= V \angle 0 \\
 \underline{V}_B &= V \angle -\frac{2\pi}{3} \\
 \underline{V}_C &= V \angle \frac{2\pi}{3} \\
 \underline{I}_A &= I \angle -\varphi \\
 \underline{I}_B &= I \angle -\varphi - \frac{2\pi}{3} \\
 \underline{I}_C &= I \angle -\varphi + \frac{2\pi}{3} \\
 \underline{U}_{CA} &= \underline{V}_A - \underline{V}_C = V\sqrt{3} \angle -\frac{\pi}{6} \\
 \underline{U}_{CB} &= \underline{V}_B - \underline{V}_C = V\sqrt{3} \angle -\frac{\pi}{2}
 \end{aligned} \tag{1.34}$$

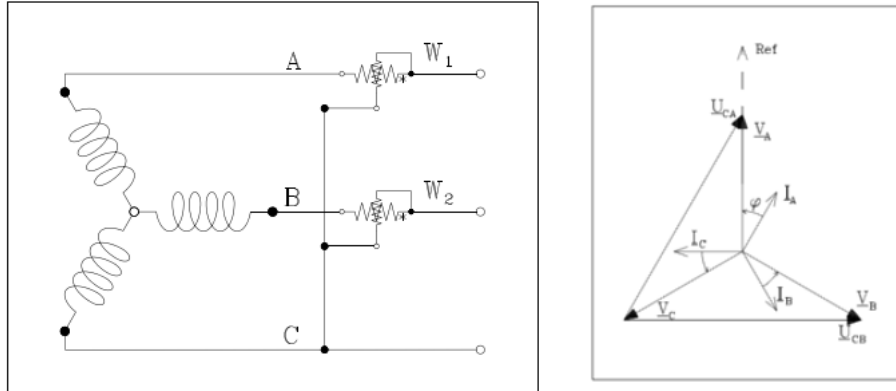


FIGURE 1.14



Les indications des deux wattmètres vaudront alors forcément

$$\begin{aligned} W_1 &= \Re(\underline{U}_{CA} \underline{I}_A^*) = UI \cos(-\frac{\pi}{6} + \varphi) \\ W_2 &= \Re(\underline{U}_{CB} \underline{I}_B^*) = UI \cos(-\frac{\pi}{2} + \varphi + \frac{2\pi}{3}) \\ &= UI \cos(\frac{\pi}{6} + \varphi) \end{aligned} \quad (1.35)$$

La puissance totale vaut évidemment (conformément aux résultats précédents)

$$P = W_1 + W_2 = \sqrt{3}UI \cos \varphi \quad (1.36)$$

## Chapitre 2

# Les machines électriques - Généralités

### 2.1 Introduction

#### 2.1.1 Classification des machines électriques

Tout se base sur l'interaction des courants électriques et des champs magnétiques. On classe ces bêtes en trois catégories :

1. *Les machines génératrices.* Elles se basent sur l'induction d'un courant électrique dans un circuit conducteur par **déplacement relatif** de celui-ci et d'un champ magnétique. La dynamo (circuit qui tourne dans un champ fixe) et l'alternateur (champ qui tourne dans un circuit fixe) sont de ce type.
2. *Les moteurs électriques.* Ils sont basés sur l'obtention d'un effort mécanique par l'action d'un champ magnétique sur un circuit traversé par un courant extérieur (pouvant donner lieu à un champ magnétique). Nous pouvons parler ici du moteur à courant continu ou alternatif. L'alternatif peut être de type *synchrone* ou *asynchrone*.
3. *Les machines transformatrices.* Leur rôle est de modifier la grandeur des courants et tensions alternatifs par l'induction d'un courant dans un conducteur à l'aide d'un champ magnétique variable dans le temps mais fixe dans l'espace. Le transformateur est le grand classique.

#### 2.1.2 Intérêt des moteurs électriques

Ceux-ci ont pas mal d'avantages sur les moteurs thermiques : moins polluants, moins bruyants, démarrent seuls, facilité d'emploi, régularité du couple utile, possibilité de l'inversion du sens de rotation, fort couple vitesse à faible vitesse et même à l'arrêt, ... Le dernier point est très important car cela les affranchit, par exemple, de boîte à vitesses. En effet, les moteurs thermiques ne disposent pas de cette jouissante propriété et possèdent tout un dispositif mécanique à engrenages, dissipant de l'énergie.

#### 2.1.3 Le moteur asynchrone

C'est **le** moteur le plus utilisé. Il fonctionne directement en tension alternative. Celle-ci génère un courant circulant dans le **stator** constituant la seule source externe de champ magnétique, le rotor n'a pas à être relié à une source d'énergie. Cependant, il existe des courants rotoriques mais ceux-ci sont **induits** : on parle parfois de **moteur d'induction**. Ce moteur équipe la quasi

totalité des machines-outils classique (tours, fraiseuses, ...). On l'utilise lorsqu'on se soucie peu de la constance de la vitesse et qu'on ne fait pas varier celle-ci dans de larges proportions. Lorsqu'on charge le moteur, la vitesse varie un peu mais ceci est négligeable. Le démarrage se fait directement pour les unités de petite puissance. Par contre, pour ceux de forte puissance on démarre sous tension réduite pour éviter un **appel de courant trop élevé**. Gamme des puissances en triphasé : 1 kW à 10 MW. En dessous de 1 kW on reste dans du monophasé.

#### 2.1.4 Le moteur synchrone

Afin de les utiliser, il faut d'abord les faire "roter" à leur **vitesse nominale** avant de les coupler au réseau, nécessitant un moteur auxiliaire. Ceci se fait à l'aide de l'électronique de puissance. En effet, les onduleurs à thyristors fournissent des courants triphasés de fréquence variable en tenant compte de la vitesse de rotation du rotor (auto-pilotés). La seule différence avec le moteur asynchrone se situe dans la conception du rotor. Ce-dernier est constitué d'aimants (ou alimenté en courant continu). Après le démarrage, le moteur tourne en synchronisme avec le champ tournant. Ces moteurs ne dépendent donc que du réseau qui les alimente et sont ainsi utilisés lorsqu'une rotation uniforme est primordiale.<sup>1</sup>

#### 2.1.5 Les moteurs à courant continu

Ils sont les champions dans les très faibles puissances (jouets, essuie-glaces...). Leur atout majeur est de posséder une remarquable capacité de variation de vitesse. Ceci se fait grâce à la variation de la tension d'alimentation ou intervient de nouveau l'électronique de puissance. Ils jouent un rôle important dans la traction électrique et sont alors des moteurs "série". On utilise également ces moteurs pour les asservissement de vitesse très performants.

#### 2.1.6 Les autres types de machines électriques

##### LES MOTEURS UNIVERSELS

On les trouve dans les robots ménagers, ventilateurs, ... C'est le moteur de la vie domestique. Leur vitesse chute rapidement lorsqu'un couple trop important leur est demandé. Usage limité aux puissances inférieures au kW.

##### LES MOTEURS PAS À PAS

Utilisés dans les dispositifs à positionnement précis et ont l'avantage d'être très simple à la conception mais nécessairement associé à de l'électronique de puissance. Les autres machines maintenant une position précise via un frein, cette machine à un aimant au rotor venant se placer devant des bobines qui sont alimentées à tour de rôle en courant continu.

#### 2.1.7 Associations moteurs - électronique

Les moteurs à faible puissance, ou les synchrones auto-pilotés pour les fortes sont souvent associés à des équipement électroniques. Même l'asynchrone est combiné pour pouvoir profiter d'une vitesse variable.

## 2.2 Méthodes d'étude des machines électriques

### 2.2.1 Généralités

Pour étudier les machines, deux méthodes s'offrent à nous :

---

1. Différence à plus expliciter plz

1. *La méthode de Kirchhoff.* On écrit les équations des circuits, la conservation de l'énergie et on déduit le reste. Le dispositif décrit par les équations se présente comme une boîte noire s'incluant dans une chaîne de régulation. C'est l'optique de l' **automaticien**.
2. *La méthode de Maxwell.* On part des grandeurs physiques et on calcule le reste. C'est l'optique du **constructeur**.

Si l'on se base sur le critère de l'utilité pratique, en Belgique (activité réduite en construction de grosses machines électriques), il est plus intéressant de choisir la méthode de Kirchhoff. D'un point de vue formation, cette méthode est également plus "simple" (car systématique). La préférence va ainsi pour Kirchhoff, mais n'oublions pas pour autant la seconde !

### 2.2.2 Choix du phénomène physique exploité

On peut concevoir des moteurs capacitifs (loi de Coulomb) ou inductif (Laplace). Quasi tous les moteurs sont de type inductif car la densité d'énergie potentielle magnétique ( $1/2B^2/\mu_0$ ) est 10,000 fois supérieure à la densité d'énergie potentielle électrique ( $1/2\epsilon_0 E^2$ ).

Le dispositif magnétique le plus simple est l'électro-aimant dont la force est donnée par  $f_{em} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(x)}{dx}$  où  $i$  est le courant parcourant le circuit. Les machines électriques sont donc des machines magnétiques.

## 2.3 Rappel des lois de l'électromagnétisme

### 2.3.1 Loi de la force magnétomotrice (f.m.m.)

Elle intervient dans le calcul des ampère-tours nécessaires pour magnétiser un circuit magnétique. Sous sa forme locale

$$\text{rôt } \vec{H} = \vec{J}_t \quad (2.1)$$

où  $\vec{H}$  est le champ magnétique local et  $\vec{J}_t$  la densité de courant. La forme intégrale est

$$\mathcal{F} = \oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = \sum i \quad (2.2)$$

où  $\mathcal{F}$  est la force électromotrice le long d'un contour fermé embrassant un faisceau de conducteurs parcourus par des courants  $i$ .

### 2.3.2 Loi de Maxwell

Elle exprime la force électromotrice induite dans un **circuit**. Sous sa forme locale

$$\text{rôt } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.3)$$

Sous sa forme intégrale

$$e = ri = \oint \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{d\Phi}{dt} \quad (2.4)$$

La f.e.m. induite  $e$  fait alors circuler un courant  $i$ . Un accroissement du flux fait ainsi circuler un courant négatif de la trigonométrie. Si le circuit est fixe et l'induction variable on parle de f.e.m. **induite**. Si le circuit est mobile, on dira **engendrée**. Dans ce dernier cas, on écrit alors la loi sous la forme

$$de = -[\vec{B} \times \vec{v}] \cdot d\vec{l} \quad (2.5)$$

où  $\vec{v}$  est la vitesse relative par rapport à un champ d'induction  $\vec{B}$  d'un élément de longueur  $d\vec{l}$  du circuit électrique considéré.

### EXEMPLE

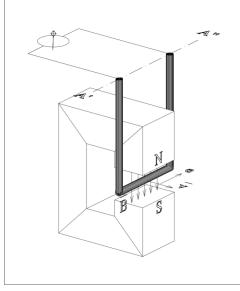


FIGURE 2.1

Soit un conducteur linéaire de longueur  $l$  se déplaçant à vitesse constante  $\vec{v}$  dans un champ d'induction  $\vec{B}$  uniforme. Cette loi devient

$$e = -[\vec{B} \times \vec{v}] \cdot \vec{l} \quad (2.6)$$

Si le déplacement se fait normalement à son axe et à la direction du champ (en valeur absolue) :  $e = Blv$ .

REMARQUE : l'existence de la f.m.e induite n'a de sens que lorsque  $l$  fait partie d'un **circuit**.

### 2.3.3 Loi de Laplace

Elle donne l'expression de la force sur un conducteur parcouru par un courant plongé dans un champ d'induction  $\vec{B}$  par la formule

$$d\vec{F} = -[\vec{B} \times i d\vec{l}] \quad (2.7)$$

## 2.4 Principes de fonctionnement des machines électriques

### 2.4.1 Éléments constitutifs des machines électriques

Quasi toutes contiennent un organe fixe dénommé **stator** et un organe mobile, le **rotor**, séparés par un entrefer. L'**inducteur** est l'organe destiné à créer le flux magnétique, par des aimants permanents ou par des courants électriques. Alors que l'organe siège des forces électromotrices est appelé l'**induit**.

### 2.4.2 Machines hétéropolaires

#### Principes de fonctionnement

Hétéropolaire signifie que  $\vec{B}$  n'a pas le même signe partout dans l'entrefer. Considérons le dispositif suivant, constitué d'un stator métallique portant un circuit inducteur de  $N_S$  spires parcourues par un courant continu  $i_s$  et un rotor lisse composé de la spire 11' constituée de deux conducteurs diamétralement opposés. Les bornes 1 et 1' sont connectées à de disques conducteurs.

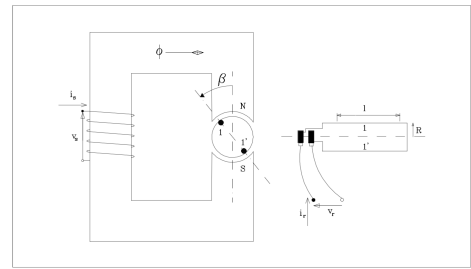


FIGURE 2.2

#### MÉTHODE DES CHAMPS

Considérons  $i_r = 0$ . On suppose le fer parfait, de perméabilité infinie impliquant que tous les ampère-tours se concentrent dans l'entrefer<sup>2</sup>. En considérant un contour fermé traversant l'entrefer<sup>3</sup> et par (2.2)

$$N_S i_S = 2H\delta(\beta) \quad (2.8)$$

2. En effet,  $H_{fer} = B/\mu$  où  $\mu = \infty$ . On peut donc négliger le champ dans le fer.

3. Le contour choisi est le circuit entier, le  $H_{fer}$  négligé, on a que le  $H_{air}$  à calculer. L'entrefer est situé entre le bloc de fer du rotor et celui canalisant le flux. Le chemin passe par 2 entrefer d'où le  $2\delta(\beta)$ .

où  $\delta(\beta)$  est la largeur de l'entrefer (le  $\vec{dl}$  de la formule). On a donc <sup>4</sup>

$$B(\beta) = \mu_0 H = \mu_0 \frac{N_S i_S}{2\delta(\beta)} \quad (2.9)$$

Si le rotor tourne à vitesse  $\Omega_r$  constante, il apparaît une f.e.m. aux bornes du conducteur valant (2.6)

$$e_1 = Blv = B(\beta)lR\Omega_r \quad (2.10)$$

où  $R$  est le rayon du rotor. Comme  $e_{1'} = -e_1$ , on a

$$e_r = e_1 - e_{1'} = 2lRB(\beta)\Omega_r \quad (2.11)$$

On retrouvera cette relation pour tous les types de machines : la f.e.m. engendrée est  $\propto$  flux\*vitesse :  $e_r = c^{te} B(\Omega_r t)$  où  $e_r(t)$  est une fonction périodique qui reproduit dans le temps la répartition spatiale de l'induction.

Notons que pour éviter les problèmes de glissements, on peut échanger les emplacement de l'inducteur et de l'induit avec un structure à pôles lisses ou saillants.

### MÉTHODE DES CIRCUITS

Définissons  $\psi$  le flux totalisé coupé par un enroulement comportant  $N$  spires

$$\psi = \sum_{i=1}^N \Phi_i \quad (2.12)$$

Si la dispersion est négligeable,  $\psi = N\Phi$  et si le système est linéaire on note

$$\begin{cases} \psi_r = L_r i_r + M i_s \\ \psi_s = M i_r + L_s i_s \end{cases} \quad (2.13)$$

La mutuelle dépend forcément de  $\beta$ , sinon  $-\frac{d\Phi}{dt}$  serait nul en raison des courants continus. Considérons le fonctionnement à vide  $i_r = 0$ , on a

$$\psi_s = L_s i_s = cst \quad et \quad \psi_r = M i_s \quad (2.14)$$

puisque  $i_s$  est continu et  $L_s = cst$  (rotor lisse). On donc  $v_s = R i_s$  qui est continue. Pour le rotor on procède comme suit

$$e_r = -\frac{d\Phi_r}{dt} = -i_s \frac{dM}{dt} = -i_s \frac{\partial M(\beta)}{\partial \beta} \Omega_r \quad (2.15)$$

Insistons sur le fait que la répartition dans le temps de  $e(t)$  reproduit exactement la répartition spatial de l'induction  $B(\beta)$  si la rotation est constante.

### Répartition sinusoïdale

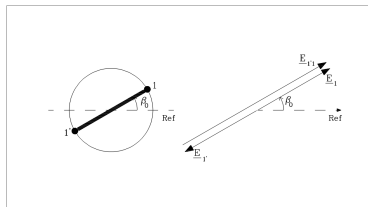


FIGURE 2.3

Si la répartition spatiale de l'induction est sinusoïdale, la répartition temporelle de la f.e.m l'est aussi. En effet, si  $B(\beta) = B^M \cos \beta$ , on a d'après (2.10) et  $\beta_1 = \Omega_r t + \beta_0$

$$\begin{aligned} e_1 &= Blv = B^M l R \Omega_r \cos(\Omega_r t + \beta_1) \\ &= E_M \cos(\Omega_r t + \beta_1) \\ &= E\sqrt{2} \cos(\Omega_r t + \beta_1) \end{aligned} \quad (2.16)$$

4. Le changement de signe du champ  $B$  est dû au changement de pôle. On peut aussi voir le signe comme caché dans  $\delta(\beta)$ .

En phaseur, on l'exprime

$$\underline{E}_1 = E\sqrt{2}\angle\beta_0 = E\sqrt{2}e^{j\beta_0} \quad (2.17)$$

Le conducteur de retour d'une spire diamétrale est décalé de  $\pi$

$$\underline{E}_{1'} = E\angle\beta_0 - \pi = -\underline{E}_1 \quad \Rightarrow \underline{E}_{11'} = 2\underline{E}_1 \quad (2.18)$$

### Spire non diamétrale

Si 1' est décalé de  $\theta_1$  par rapport à 1'' d'une spire diamétrale, la connexion d'extrémité est plus courte (bien) mais la tension à ses bornes est plus faible (bof).

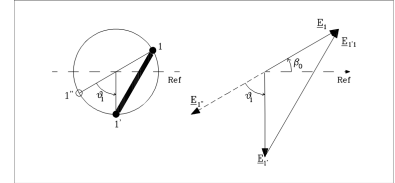


FIGURE 2.4

### Enroulement

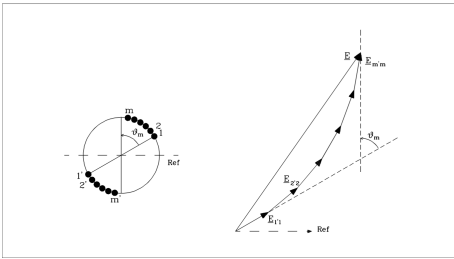


FIGURE 2.5

D'un point de vue économique, il est préférable de considérer plusieurs spires. Soit 22', une spire décalée de  $\theta_1$  par rapport à 11'; le phaseur à ses bornes est lui aussi déphasé de  $\theta_1$  :

$$\underline{E}_{2'2} = \underline{E}_{1'1}e^{j\theta_1} \quad (2.19)$$

**Attention !** On peut mettre ces deux spires en série, mais pas en parallèle<sup>5</sup>.

On peut ajouter  $m$  spires sur un arc  $\theta_m$  du rotor. Néanmoins, il n'est pas économique de dépasser  $\theta_m = \pi/3$ , l'accroissement de tension étant faible. Pour  $\theta_m = \pi/3$ , le rotor peut accueillir trois enroulements indépendants aux bornes desquels on peut obtenir une f.e.m. d'amplitudes égale, mais décalée de  $2\pi/3$  : c'est le système **triphasé équilibré**. Une telle machine a la particularité de posséder l'induit sur le stator. Il s'agit d'une machine synchrone à rotor lisse à une paire de pôles (non-étudié ici).

Au premier chapitre, nous avons vu comment connecter les enroulements pour garantir une distribution économique de l'énergie. Si des impédances égales sont branchées sur les enroulements, le système est triphasé équilibré : un moteur synchrone connecté à ce réseau entraînera une vitesse constante.

### Machine à courant continu

Les extrémités de la spire sont connectées à un secteur conducteur tournant, isolé du précédent. Sur ces secteurs appelés *lames de collecteur* reposent deux balais fixes diamétralement opposés. La commutation est le passage d'un balai d'un secteur à un autre. En bref, si un conducteur en forme de spire, parcouru par un courant, est placé dans un champ magnétique, il est soumis à des forces de Laplace. Ces forces créent un couple de rotation qui fait tourner la spire sur son axe. Quand la spire a fait un demi tour, il faut inverser la polarité pour inverser le sens des forces et continuer le mouvement. ce sera le rôle du collecteur.

5. Pq ?

## Machine à plusieurs paire de pôles

Simple généralisation : la période d'induction n'est plus de  $2\pi$  mais de  $2\pi/p$ . Pour en tenir compte on définit des angles électriques multiples des mécaniques

$$\beta_{\text{él}} = p\beta_{\text{méca}} \quad \omega = \Omega_{r,\text{él}} = p\Omega_{r,\text{méca}} \quad (2.20)$$

## 2.5 Composants des machines électriques

Pour canaliser le champ magnétique on utilise du fer : on forme un circuit magnétique. Le circuit électrique est généralement en cuivre. Pour séparer les composants, un isolant est utilisé. Comme ça chauffe, il sera nécessaire de refroidir toute machine électrique.

### 2.5.1 Circuit magnétique

Son rôle est de conduire le flux qui devra agir sur les courants circulant dans le circuit électrique placé au milieu de l'entrefer. Ce circuit est constitué d'un solide de forte perméabilité magnétique imposant<sup>6</sup> le trajet des lignes de champs d'où le nom *circuit magnétique* par analogie à l'électrique.

#### Dispersion magnétique

Si le fer possède une perméabilité  $\mu_{\text{fer}}$  de l'ordre de 1000 fois plus grand que l'air, il y a quand même un flux qui passe en dehors du fer : c'est le **flux de dispersion**. Considérons un circuit magnétique entouré d'un circuit électrique (inducteur). On a

$$\Phi_{\text{tot}} = \Phi_{\text{magné}} + \Phi_{\text{dispers}} = v\Phi_{\text{magné}} \quad \text{avec} \quad v = 1 + \frac{\Phi_{\text{dispers}}}{\Phi_{\text{magné}}} \quad (2.21)$$

$v$  est le **coefficient de Hopkinson**.

#### Pertes dans le fer

Le fer actif des machines est soumis à un cycle d'inversion d'aimantation périodique soit parce que le flux a une amplitude constante mais que la position varie soit inversement.

#### PERTES HYSTÉRÉTIQUES

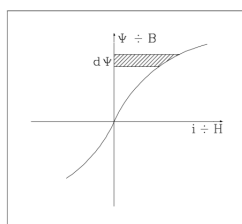


FIGURE 2.6 Sur la Figure 2.6 on peut voir cette expression par l'air hachuré pour  $\Delta\psi$ . Si la relation entre  $\psi$  et  $i$  est biunivoque, l'énergie sera tantôt absorbée tantôt redistribuée tel que l'intégrale est nulle après une période. Par contre, si ce n'est pas le cas, l'énergie absorbée en une période est proportionnelle à l'aire du cycle d'hystérèse B-H. Pour réduire cette perte, on cherchera le matériau d'hystérèse la plus étroite.

L'énergie absorbée par le circuit est

$$dW = Pdt = vidt = id\psi \quad (2.22)$$

#### PERTES PAR COURANT DE FOUCAULT

6. Une partie parvient tout de même à s'échapper : le flux de dispersion magnétique.



Considérons une tôle d'épaisseur  $e$  et prenons un élément de surface ABCD au sein de celui-ci, de hauteur  $h$ , longueur  $l$  et constitué d'un tube d'épaisseur  $dx$ . La f.e.m induite sera d'après la loi de Faraday  $e = \int \vec{E} \cdot d\vec{l} = - \int \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{S}$

$$\sqrt{2}E_{ABCD} = 2\pi f B_M 2xh \quad (2.23)$$

La résistance du circuit et par Ohm, le courant sont

$$R = \rho \frac{2h}{l dx} \quad \text{et} \quad dI = \frac{\sqrt{2}\pi f B_M l x dx}{\rho} \quad (2.24)$$

La perte de puissance vaut alors

$$dP_{pF} = EdI = \frac{(\sqrt{2}\pi f B_M)^2 2l x^2 dx}{\rho} \quad (2.25)$$

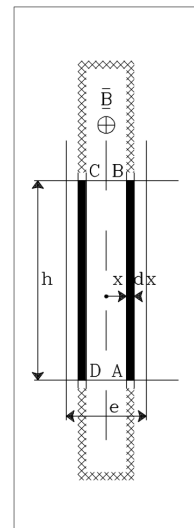


FIGURE 2.7

Après intégration de la puissance de 0 à  $e/2$  et sachant que <sup>7</sup>  $V = \sqrt{2}\pi f N B_M S$ , on a

$$P_{pF} = \text{volume} \frac{V^2 e^2}{12\rho N^2 S^2} \quad (2.26)$$

où  $S$  est supposé constant et  $V$  est la valeur efficace de la tension au borne d'un circuit sans résistance. On conclue que les pertes par Foucault sont proportionnelles au carré de la fréquence alors que les pertes par hystérèse sont directement proportionnelle à la fréquence.

En pratique on réalise de tels circuits par empilage de tôles de petites épaisseur ( $e^2$  dans l'équation) et les pertes globales sont de l'ordre de  $3.5 W/kg$ .<sup>8</sup>

## Matériau utilisé

L'acier, la fonte, le fer, ... Le plus important est la loi qui lie l'induction au champ magnétique. Ce n'est pas quelque chose de linéaire : la perméabilité  $\mu_r$  d'un matériau varie en fonction du champ qui lui est appliqué. Pour représenter ça, on regarde les *courbes de magnétisation*. On y observe le phénomène de saturation.

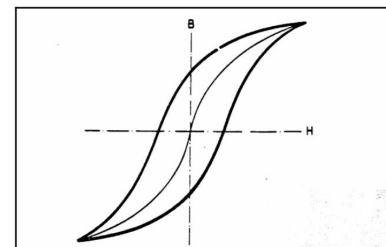


FIGURE 2.8

### 2.5.2 Circuit électrique

**RAPPEL.** L'**inducteur** est chargé de créer le flux utile et l' **induit** chargé de créer les f.e.m (génératrices) ou couples (moteurs).<sup>9</sup>

## Disposition des enroulements

### INDUCTEUR

Il peut être situé au rotor. On utilise des aimants permanents pour les petites puissances. On distingue les inducteurs à pôles saillants (enroulement autour d'aimant) et ceux à pôles lisse (conducteurs déposés dans les encoches).

7. Démontré plus tard dans le cours.

8. Ramené à  $1 W/kg$  avec du silicium.

9. Wiki : L'inducteur est un organe électrotechnique, généralement un électroaimant, ayant comme fonction d'induire un champ électromagnétique dans un induit servant à chauffer toutes sortes de conducteurs comme des métaux de toutes sortes.

## INDUIT

Les conducteurs sont généralement isolés entre eux. On utilise souvent un bobinage creux pour le refroidissement, déposé dans une encoche fermée par des cales (meilleure résistance mécanique et réduction de l'entrefer).

## Groupeement des conducteurs

L'association des conducteurs d'une machine est le **bobinage**.

**Conducteurs.** On peut utiliser un conducteur (massif ou creux) ou plusieurs conducteurs en parallèle pour véhiculer un courant  $I$  de densité allant de 2.5 à 5 A/mm<sup>2</sup>.

**Spire.** Constituée de deux conducteurs avec les tensions déphasées de 180°.

**Bobine.** Lorsqu'il y a plusieurs conducteurs par encoche.

**Phase.** Un groupe de bobines associées en série ou en parallèle.

## Pertes joules dans les conducteurs

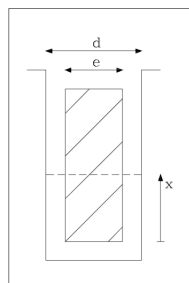


FIGURE 2.9

Étudions la densité de courant dans un conducteur d'encoche. Les courants circulants engendrent des pertes ( $P_J = RI^2$  où  $R = \rho l/S$  en continu). Si le conducteur est massif, en continu, la densité de courant  $J = I/S$  est constante. Démontrons par l'absurde que ce n'est pas le cas en alternatif.

Soit un conducteur massif dans une encoche et supposons  $J = \text{cste}$  :

$$\begin{aligned} H(x)d + 0 &= \int_0^x J e dx \\ \Leftrightarrow H(x) &= \frac{J e}{d} x \end{aligned} \quad (2.27)$$

où  $H$  varie linéairement avec  $x$ . Le flux embrassé par le circuit constitué par cette partie du conducteur et le retour à l'infini vaut, par unité de longueur :

$$\begin{aligned} \frac{\Delta\phi(x)}{\Delta l} &= \text{cste} - \int_0^x B(x) dx \\ &= \text{cste} - \mu_0 \int_0^x H(x) dx \\ &= \text{cste} - \frac{\mu_0 J e}{d} \frac{x^2}{2} \end{aligned} \quad (2.28)$$

La chute de tension inductive par unité de longueur du conducteur dépend de la position du filet de courant (et de la fréquence) : il n'est pas correct de supposer  $J = \text{cste}$  : la densité de flux est plus importante à la "surface".

La fréquence augmente également les pertes (résistance plus importante). On peut utiliser des barres de Roebel obligeant le courant à passer à la surface et en profondeur de l'encoche pour contrer au maximum cet effet.

## Matériau utilisé

Les matériaux les plus utilisés sont le cuivre et l'aluminium. Considérons deux conducteurs de sections différentes mais de résistance et longueur égale. On a

$$\rho_{Al} \frac{l}{S_{Al}} = \rho_{Cu} \frac{l}{S_{Cu}} \quad \Rightarrow S_{Al} = 1.6 S_{Cu} \quad (2.29)$$

On voit donc que la surface d'Al est plus grande que celle du Cu, mais la masse volumique de l'Al étant inférieure à celle de Cu, l'Al est plus avantageux<sup>10</sup>.

### 2.5.3 Isolation des machines

#### Loi de Montsinger - Vieillessement des isolants

La température détériore la qualité de l'isolant. Une loi expérimentale décrit cet effet

$$t = ab^{-\theta} \quad (2.30)$$

où  $t$  est la durée de vie,  $a, b$  des constantes pour un isolant donné et  $\theta$  la température. On peut l'écrire :

$$\log t = \log a - \theta \log b \quad (2.31)$$

où  $\log t$  est une fonction linéaire de  $\theta$ . Ainsi, élever la température de 6 à 10° réduit la durée de vie de moitié!

### 2.5.4 Refroidissement

#### Agents de refroidissement

Le plus courant est d'utiliser l'air, un ventilateur. Des ventilations intérieures ou extérieures (enceinte close) pour une atmosphère fort polluée existent également. L'hydrogène (conductibilité thermique ») peut également refroidir en le faisant circuler dans les conducteurs. Les diélectriques liquides sont également une option.

## 2.6 Grandeurs caractéristiques des machines électriques

### 2.6.1 Grandeurs nominales

Une grandeur physique est dite  *nominale*  lorsque l'appareil peut fonctionner indéfiniment à celle-ci sans subir d'usure (avec un coefficient de sécurité).

La *puissance nominale* est plus subtile, il faut savoir de quoi on parle :

- Pour une génératrice à courant continu, c'est la puissance électrique développable (en kW) à ses bornes
- Pour un alternateur, c'est la puissance électrique apparente développable (en kVA)
- Pour un moteur, il s'agit de la puissance mécanique disponible (en kW)

### 2.6.2 Rendements des machines

Par définition, on définit le rendement

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} \quad (2.32)$$

où  $P_u$  est la puissance utile à la sortie et  $P_a$  la puissance absorbée. On peut écrire cette formule

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_a - p}{P_a} = \frac{P_u}{P_u + p} \quad (2.33)$$

où  $p$  est la perte. Celles-ci ont un terme fixe et un terme variable avec la puissance apparente  $S$ . On utilisera la dernière égalité, plus précise<sup>11</sup>. Les pertes peuvent être mécaniques, due aux

10. Mais encombrements et résistance mécanique moindre dans les machines.

11. Pour les machines génératrices,  $P_a$  est mécanique et  $P_u$  électrique. C'est l'inverse pour une machine motrice

fer, ...

Pour le cuivre, les pertes sont variable en fonction de  $I$  :  $P_{p,Cu} = 3RI^2$ . Comme la tension est supposée constante :  $P_{p,Cu} = kV^2I^2 = kS^2$ . Les pertes totales s'expriment ainsi de la forme  $p = a + bS^2$  et, par exemple, on peut écrire l'expression du rendement :<sup>12</sup>

$$\eta = \frac{P_a - p}{P_a} = \frac{S \cos \varphi - a - bS^2}{S \cos \varphi} \quad (2.34)$$

Dans le cas où  $\cos \varphi$  est constant, la valeur maximale du rendement est donnée par

$$\frac{d\eta}{dS} = 0 \quad \Leftrightarrow \quad S = \sqrt{\frac{a}{b}} \quad (2.35)$$

pour lequel, les pertes constantes sont égales aux pertes variables.

Pour le cas de  $\cos \varphi$  variable, on doit tracer des courbes de rendement. La forme de la courbe rendement souhaitée dépend des conditions d'utilisation.

Pour mesurer le rendement, il est plus intéressant de mesurer les pertes que de mesurer la puissance électrique et mécanique. On peut le faire en mesurant l'échauffement ou en mesurant chaque perte une à une, par essai.

### 2.6.3 Caractéristiques des machines tournantes

#### Moteurs

La caractéristique fondamentale d'un moteur est la relation entre le couple moteur et la vitesse de rotation. Pareillement pour la charge, on définit le couple résistance

$$C_m = f(N) \quad C_r = f(N) \quad (2.36)$$

Le fonctionnement de l'ensemble moteur + charge est fixé par la position relative des deux caractéristiques.

#### MISE EN VITESSE

Les phénomènes transitoire mécanique ont des constantes de temps plus élevées que les phénomènes électriques (établissement de flux). De ce fait, on suppose le régime électrique établi. Pour que la machine démarre, il faut que  $C_{md} > C_{r0}$ <sup>13</sup>. De plus, il ne faut pas que l'écart entre les deux grandeurs soit trop grand pour éviter une trop grande accélération. On définit le **couple accélérateur**

$$C_m - C_r = J \frac{d\Omega_r}{dt} \quad (2.37)$$

où  $J$  est le moment d'inertie. Il faut que le temps de démarrage soit court, mais d'autre part il faut éviter l'échauffement. Pour la durée, reprenons l'équation et intégrons membre à membre

$$\int_0^{\Omega_n} \frac{d\Omega_r}{C_m - C_r} = \frac{1}{J} \int_0^{t_d} dt = \frac{t_d}{J} \quad (2.38)$$

Par difficulté d'exprimer les couples, on procède à des intégrations numériques.

#### VITESSE NORMALE

La vitesse de régime est atteinte lorsque  $\frac{d\Omega_r}{dt} = 0$  donc quand les deux couples sont égaux<sup>14</sup>.

12. La puissance absorbée correspond à la puissance active.

13. Couple moteur de démarrage plus grand que couple résistance initial.

14. Les vitesses de rotation ne sont égaux que dans le cas d'accouplement direct.

Il faut dès lors que l'équilibre soit stable. Si ce n'est pas le cas, soit on a un emballement du moteur, soit la machine cale et s'arrête progressivement (dans le cas d'un couple résistant pour lequel les courbes caractéristiques ne se croisent pas).

#### GÉNÉRATRICE

C'est la caractéristique externe qui nous intéresse dans ce cas, pour  $\cos \varphi$  et  $N = cst$  on a  $U_g = f(I)$  et  $U_r = f(I)$  (circuit de consommation). Le point de fonctionnement  $U_g = U_r$ ,  $I_g = I_r$  sera stable si le système revient à son état initial quand on fait varier  $I$ .

## Chapitre 3

# Inductances et transformateurs

### 3.1 Tensions appliquées et induites

Si un circuit circulaire fermé est traversé par un flux variant, une f.e.m. induite se créera dans le même sens que le courant  $i$  qu'elle génère :  $e = -\frac{d\phi}{dt}$ . Par la convention récepteur, la tension qui équilibre cette force doit avoir un sens opposé au courant. On a donc

$$\begin{aligned} v &= Ri - e \\ &= Ri + \frac{d\phi}{dt} \end{aligned} \quad (3.1)$$

On considérera que  $e$  est définie dans le même sens que  $v$  (on la voit comme une tension appliquée).

### 3.2 Le transformateur idéal

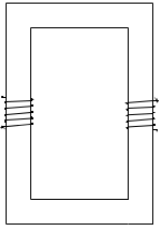


FIGURE 3.1

Soit l'illustration ci-contre avec  $N_1$  et  $N_2$  spires à gauche et à droite. Supposons que la résistivité du fer soit nulle : tout le flux va passer dans le fer et le flux perçu par les deux bobines sera identique. On définit alors le **flux totalisé**  $\Psi$  comme le flux enserré par l'ensemble des  $N$  spires d'un enroulement :

$$\Psi = N\varphi \quad (3.2)$$

où  $\varphi$  est le flux d'une spire. La loi de Maxwell ((3.1) où  $R = 0$ ) devient  $v = \frac{d\Psi}{dt} = N\frac{d\varphi}{dt}$ . Comme  $\varphi$  est le même dans les deux enroulements

$$\frac{\Psi_1}{\Psi_2} = \frac{N_1}{N_2}, \quad \frac{v_1}{v_2} = \frac{N_1}{N_2} = \mu. \quad (3.3)$$

où  $\mu$  est le rapport théorique des tensions. La loi des f.m.m donne

$$N_1 i_1 + N_2 i_2 = \underbrace{\oint_l \vec{H} \cdot d\vec{l}}_{=0 \Leftrightarrow \mu_{Fe} = \infty} \quad (3.4)$$

On sait que  $\mu_0 \ll \mu_{Fe}$ . Poussons le bouchon un peu plus loin :  $\mu_{Fe} = \infty$ . Imposer  $v_1$  au montage donne un champ d'induction fini, mais un champ magnétique tendant vers 0 : dans un fer parfait, il faut une très petite force magnétomotrice ( $\sum i$ ) pour faire circuler un flux. On a alors

$$N_1 i_1 + N_2 i_2 = 0 \quad \Leftrightarrow \quad \frac{i_1}{i_2} = -\frac{N_2}{N_1} = -\frac{1}{\mu} \quad (3.5)$$

Ceci décrit le transformateur idéal.

## 3.3 Inductances

### 3.3.1 Inductances monophasées dans l'air

#### Cas d'une seule spire

Le flux passant à travers une spire est donné par  $\phi = LI$  où  $L$  est l'inductance du circuit.

EXEMPLE : CALCUL DE  $L$ . Si la spire est constituée de deux conducteurs infini de rayon  $a$ , distant de  $d$ , véhiculant un courant  $i$ , on peut calculer l'inductance de ce circuit

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = \sum i \Rightarrow \begin{cases} H_A = \frac{i}{2\pi x} \\ H_{A'} = \frac{i}{2\pi(d-x)} \end{cases} \quad (3.6)$$

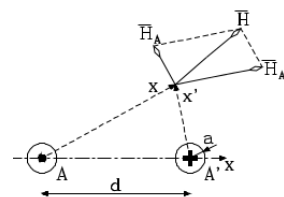


FIGURE 3.2

Comme  $\int \vec{B} \cdot d\vec{S} = \phi = \mu_0 \int \vec{H} \cdot d\vec{S}$  :

$$\phi = \frac{\mu_0}{2\pi} \int_a^{d-a} \left( \frac{1}{x} + \frac{1}{d-x} \right) i \, dx = \frac{\mu_0}{\pi} \ln \frac{d-a}{a} i \quad (3.7)$$

L'inductance **par unité de longueur** vaut alors (par identification avec  $\phi = Li$ )

$$l = \frac{\mu_0}{\pi} \ln \frac{d-a}{a} \approx \frac{\mu_0}{\pi} \ln \frac{d}{a} \quad (3.8)$$

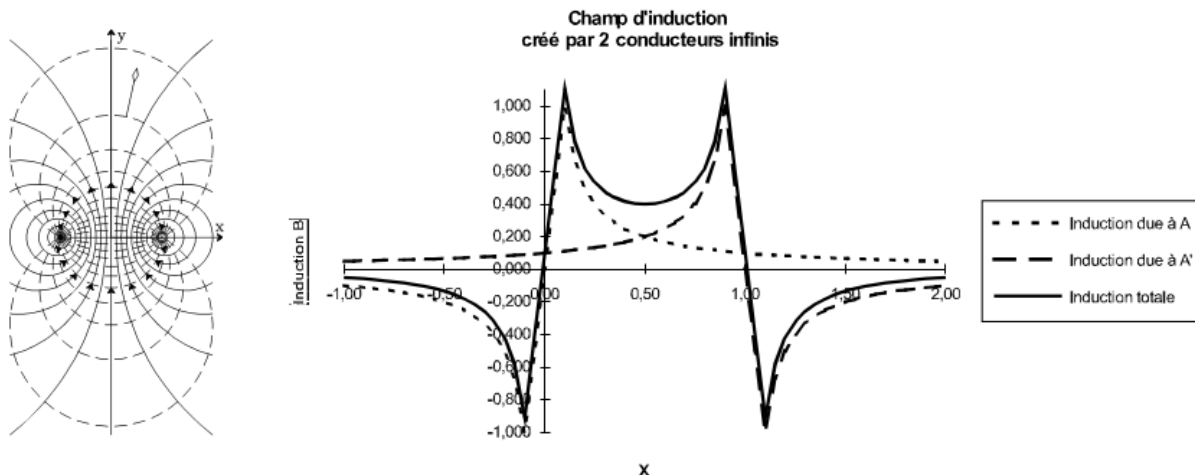


FIGURE 3.3

Les lignes de champ sont perpendiculaires au plan du conducteur. Les cercles interrompus délimitent une même distance de la source ; il s'agit d'équipotentielle magnétique. Sur une de ces lignes, à n'importe quel point, la consommation en ampère-tour est la même

$$\int \vec{H} \cdot d\vec{l} = I = \text{identique} \quad (3.9)$$

Les lignes de champ se bouclent toujours, ou divergent à l'infini ( $\text{div } \vec{B} = 0$ ). Sur le schéma de droite ci-dessus est représenté  $B$  en fonction de la distance par rapports aux conducteurs  $A$  et  $A'$ , placés là où  $B = 0$ . L' (champ) induction totale n'est que la somme des inductions. On suppose également que le conducteur a un certain rayon dans lequel on observe une croissance linéaire. Pour retrouver  $L$  à partir de ce graphique, il faut l'intégrer (aire sous la courbe) et diviser par  $I$ .

## Cas de plusieurs spires - Notions de flux totalisé

La généralisation à  $N$  spires est immédiate :  $\Psi = N\phi$  où  $\phi$  est le flux d'une seule spire. Maxwell se généralise de la même façon :

$$v = \frac{d\Psi}{dt} = N \frac{d\phi}{dt} \quad \left( \begin{array}{l} e_{\text{spire}} = \frac{d\phi}{dt} \\ e_{\text{bobine}} = N \frac{d\phi}{dt} = \frac{d\Psi}{dt} \end{array} \right) \quad (3.10)$$

Le milieu restant linéaire  $\Psi = Li$ . Grâce aux notions du circuit magnétique et à la relation des Ampère-tours, on peut écrire  $Ni = \mathfrak{R}\phi$  où  $\mathfrak{R}$  est la **réductance** du circuit d'induction. La valeur de l'inductance se calcule alors<sup>1</sup>

$$\Psi = Li = N\phi \quad \Leftrightarrow \quad L = \frac{\Psi}{i} = N \frac{\phi}{i} \quad (3.11)$$

Or,  $Ni = \mathfrak{R}\phi$  :

$$\frac{\phi}{i} = \frac{N}{\mathfrak{R}} \quad \longrightarrow \quad L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}} = N^2 \mathcal{P} \quad (3.12)$$

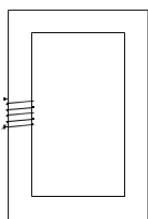
où  $\mathcal{P} = 1/\mathfrak{R}$  est la perméance du circuit.

△ Si les spires ne sont pas confondues la relation  $\Psi = N\phi$  n'est **plus** valable ! En effet, le flux ne sera pas le même pour chaque spire : on appelle flux de dispersion le flux non-commun. Bonne nouvelle : on est encore dans une phase linéaire. En effet, nous sommes toujours dans l'air qui est un milieu linéaire dans lequel on peut appliquer le principe de superposition : flux  $\propto I$ . La relation  $\Psi = Li$  reste valable (et  $L$  est constant tant que rien ne bouge).

Petit rappel de vocabulaire : le flux "commun" sera dit de **magnétisation** alors que le flux "non-commun" est dit de **dispersion**.

### 3.3.2 Inductances monophasées à noyau magnétique

#### Flux et inductance



Soit un circuit magnétique fermé de longueur  $l$  et de section constante  $S$ , constitué de  $N$  spires. On suppose que le flux reste entièrement canalisé dans le fer<sup>2</sup> de sorte que  $\Psi = N\phi$  reste valable<sup>3</sup>.

Le souci vient de l'imperfectibilité du fer : la relation entre  $\Psi$  et  $i$  n'est plus linéaire :  $\Psi = N\phi = BNS$  et  $i = Hl/N$ . Cette dernière relation est obtenue par la courbe d'hystérèse magnétique qui n'est ni linéaire, ni univoque.

FIGURE 3.4  
— Referred  
sur lui-même  
pour avoir une  
inductance

Appliquons une tension sinusoïdale ALTERNATIVE  $v = V_M \cos \omega t = V\sqrt{2} \cos \omega t$  à l'enroulement. Le flux résultant sera sinusoïdal car  $v = d\psi/dt$ . En première approximation, notre tension vaut (toujours vrai) :

$$v = Ri + \frac{d\Psi}{dt} \quad (3.13)$$

---

1. On retrouve les mêmes formules, mais avec  $\Psi$ .  
 2. Très bonne approximation  
 3. On fait l'hypothèse que l'on a le même flux dans chaque spires, même si celles-ci ne sont pas au même endroit.



Si la résistance est non-nulle, il faut résoudre un système à deux inconnues<sup>4</sup> (dont une équation est donnée par le cycle d'hystérèse, Oh joie), la présence de  $i$  compliquant l'ED. Par contre, si  $R = 0$  :

$$\phi = \frac{\Psi}{N} = \frac{1}{N} \int_0^t v \, dt + \text{cste} \quad (3.14)$$

ce qui vaut<sup>5</sup>  $\phi = \frac{V_M}{N\omega} \cos(\omega t - \frac{\pi}{2})$ . Le phaseur  $\phi$  est déphasé de  $-\frac{\pi}{2}$  par rapport à  $\underline{V}$ . Grâce à la relation  $\phi = Li$ , on peut voir ça intuitivement comme " $I$  est en retard sur  $V$  et on pourra modéliser ça par... une self!

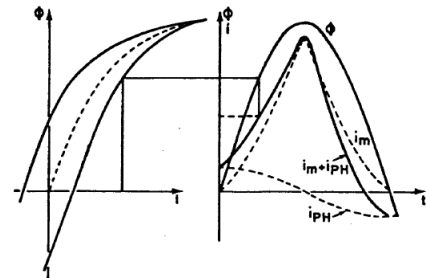
Comme  $V_M = N\omega\phi_M$  :<sup>6</sup>

$$\phi_M = \frac{\sqrt{2}}{2\pi f N} V \quad (3.15)$$

Si la tension appliquée est sinusoïdale, la tension et donc l'induction le sera également, mais le courant absorbé par la bobine ne l'est pas. On remarque que la valeur maximale de l'induction ne dépend pas des propriétés du matériau.

### Courant absorbé

Sur le schéma ci-contre,  $i_m$  est le courant obtenu en ne considérant que la courbe d'aimantation moyenne auquel il faut ajouter  $i_{pH}$ , le courant de pertes hystériques pour donner le courant total  $i$  (trait plein).



### Pertes hystériques et par courants de Foucault

Si on place  $i_{pH}$ , le courant des pertes par hystérèse, sur un graphe on va remarquer que sa courbe est en phase sur celle de la tension : on va pouvoir le modéliser par une résistance pure. Nous avons vu que  $B^2 \propto V^2$ . On en déduit que la résistance sera à peu près constante et donc les pertes par hystérèse aussi.

FIGURE 3.5 – Savoir expliquer ce graphique !

Compte-tenu de ceci, comment modéliser le courant ? On va simplement mettre une inductance en parallèle avec une résistance pour retrouver la somme de courant  $i_p + i_m$  ! Le courant inductif sera plus grand que le courant résistif car  $R > L$  et comme on est en parallèle le courant a plus de difficulté à circuler dans l'inductance que dans la résistance. De plus, le fait d'être en parallèle implique que le schéma équivalent sera, globalement, une inductance corrigée par une résistance.

### Schéma équivalent

Le courant absorbé par la bobine est composé d'un courant magnétisant  $I_m$  et un courant de pertes par hystérèse et par Foucault  $I_p$ . On a vu que les pertes  $\propto V^2$  et qu'elles peuvent être représentées par une résistance  $R_p$  de sorte que

$$\underline{V} = R_p \underline{I_p} \quad (3.16)$$

4.  $\begin{cases} v = Ri + \frac{d\phi}{dt} \\ Ni \approx HL \end{cases}$

5. Q : Supposez qu'on ai une bobine comme ça et que l'on met 12V. Si le courant est alternatif c'est un courant alternatif. Représentez le ? Si on met du courant continu, on détruit la bobine (ça fume, savoir expliqué).

6. ??

Le courant magnétisant n'est pas sinusoïdal (car relation non-linéaire) mais on peut définir un *courant magnétisant sinusoïdal équivalent* déphasé de  $\pi/2$  sur la tension. L'idée est de remplacer  $I_p$  par un courant sinusoïdal de même valeur efficace

$$I_m = \sqrt{I_v^2 - I_p^2} \quad (3.17)$$

où  $I_v = \sqrt{I_1^2 + I_3^2 + I_5^2 + \dots}$ . Dans cette expression,  $I_j$  est la valeur efficace de l'harmonique  $j$  du courant. Il est en effet habituel de définir un courant sinusoïdal équivalent de même valeur efficace que le courant  $i$  :  $I_v = I$ .

Pour le fun, on peut définir une réactance de magnétisation  $X_m$  :  $\underline{V} = jX_m \underline{I}_m$ , réactance qui dépend de l'état de magnétisation du circuit. Ces constatations nous donnent le schéma équivalent représenté ci-contre.

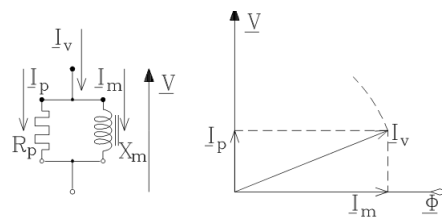


FIGURE 3.6

### 3.3.3 Inductance à circuit magnétique à entrefer

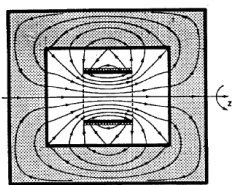


FIGURE 3.7

La réluctance d'un tube de flux d'air d'1mm est équivalent à la réluctance d'un tube de flux de 5000mm d'épaisseur dans le fer : l'inductance est essentiellement déterminée par l'entrefer : on peut le voir comme un blindage magnétique.

### 3.3.4 Phénomènes transitoire de mise sous tension d'une bobine de fer

Si on applique brusquement en  $t = 0$  la tension  $v = V\sqrt{2} \cos(\omega t + \xi_v)$  aux bornes d'une bobine idéale, le flux vaut <sup>7</sup> (si l'on néglige le rémanent)

$$\begin{aligned} \phi &= \int_0^t \frac{V\sqrt{2}}{N} \cos(\omega t + \xi_v) dt \\ &= \frac{V\sqrt{2}}{\omega N} [\cos(\omega t + \xi_v - \frac{\pi}{2}) - \cos(\xi_v - \frac{\pi}{2})] \end{aligned} \quad (3.18)$$

En tenant compte des résistances/pertes, le flux rejoint progressivement sa valeur de régime sinusoïdal, de même pour le courant. Si l'enclenchement se fait quand la tension est maximale ( $\xi_v = 0$ ), le flux est directement en régime

$$\phi = \frac{V\sqrt{2}}{\omega N} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.19)$$

Mais si on enclenche quand la tension est nulle ( $\xi_v = -\frac{\pi}{2}$ ) :

$$\phi = \frac{V\sqrt{2}}{\omega N} [1 - \cos \omega t] \quad (3.20)$$

ce qui montre que le flux atteint deux fois la valeur de régime : le fer peut se saturer (Voir explication labo avec l'aire sous la courbe).

7. Par intégration de  $v = N \frac{d\phi}{dt}$ .

### 3.4 Transformateurs monophasés

#### 3.4.1 Bobines à spires confondues, couplées dans l'air

##### Introduction

Soit deux bobines de  $N_1$  et  $N_2$  spires. Le point  $\bullet$  marque la borne d'entrée afin d'avoir une mutuelle positive. Comme le système est linéaire (toujours dans l'air) la mutuelle  $M$  est la même.

$$\begin{aligned}\Psi_1 &= L_1 i_1 + M i_2 \\ \Psi_2 &= M i_1 + L_2 i_2\end{aligned}\quad (3.21)$$

En utilisant notre fameuse formule toujours vraie

$$\begin{aligned}v_1 &= R_1 i_1 + \frac{d\Psi_1}{dt} = R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} \\ v_2 &= R_2 i_2 + \frac{d\Psi_2}{dt} = R_2 i_2 + M \frac{di_1}{dt} + L_2 \frac{di_2}{dt}\end{aligned}\quad (3.22)$$

Ou encore

$$\begin{aligned}v_1 &= R_1 i_1 + (L_1 - M) \frac{di_1}{dt} + M \frac{d(i_1 + i_2)}{dt} \\ v_2 &= R_2 i_2 + (L_2 - M) \frac{di_2}{dt} + M \frac{d(i_1 + i_2)}{dt}\end{aligned}\quad (3.23)$$

Cette équation peut directement être déduit du schéma suivant.

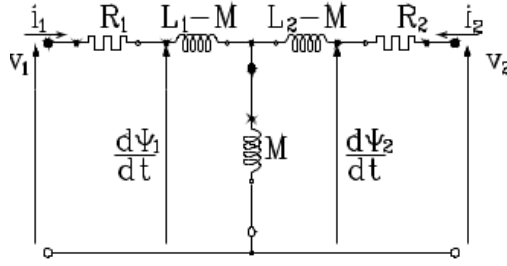


FIGURE 3.9

Hélas, on n'utilisera pas ce schéma car il peut conduire à des  $L < 0$ . Mathématiquement, tout est correct mais ce n'est physiquement pas interprétable. Pour y remédier, on va introduire la notion de flux **commun** et de **dispersion**.

##### Coefficients de couplage et de dispersion

▷ Si  $i_1$  (et  $i_2 = 0$ ) parcourt la bobine 1, le flux se décompose en deux :

1.  $\phi_{21}|_{i_2=0}$  est créée par 1 et coupée par 2
2.  $\phi_{d1}|_{i_2=0}$  est créé par 1, mais ne coupe par 2 : c'est le *flux de dispersion*

Par définition, le coefficient de couplage  $k_1$  est la fraction de flux créer par une bobine qui atteint une autre :

$$k_1 \equiv \frac{\phi_{21}|_{i_2=0}}{\phi_1|_{i_2=0}} \leq 1 \quad (3.24)$$

où  $k < 1$  sauf si les bobines sont confondues ( $k = 1$ ).

Reprenons nos équations fétiches :

$$\begin{aligned}\Psi_1|_{i_2=0} &= N_1 \phi_1|_{i_2=0} &= L_1 i_1 \\ \Psi_2|_{i_2=0} &= N_2 \phi_{21}|_{i_2=0} = N_2 k_1 \phi_1|_{i_2=0} &= M i_1\end{aligned}\quad (3.25)$$

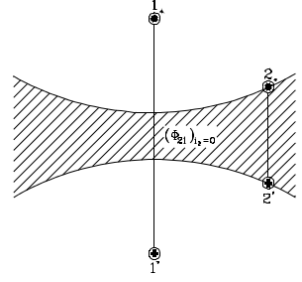


FIGURE 3.8 – Tout le flux créé par 1 n'arrive pas à 2

En effectuant le rapport

$$\left\{ \begin{array}{l} (\phi_1)_{i_2=0} = \frac{L_1 i_1}{N_1} \\ N_2 k_1 (\phi_{21})_{i_2=0} = M i_1 \end{array} \right. \implies M = \frac{N_2}{N_1} k_1 L_1 \quad \Leftrightarrow k_1 = \frac{N_1}{N_2} \frac{M}{L_1} \quad (3.26)$$

▷ Si  $i_1 = 0$ , un raisonnement similaire nous permet à partir de

$$k_2 = \frac{(\phi_{12})_{i_1=0}}{(\phi_2)_{i_1=0}} \quad (3.27)$$

d'obtenir

$$M = \frac{N_1}{N_2} k_2 L_2 \quad \text{ou} \quad k_2 = \frac{N_2}{N_1} \frac{M}{L_2} \quad (3.28)$$

Par définition, le couplage des deux bobines vaut

$$k = \sqrt{k_1 k_2} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (3.29)$$

Dans l'air,  $k < 0.5$ . Par contre dans le fer  $k \approx 0.998$ .

Le coefficient de Blondel est le rapport entre le flux de dispersion et le flux total

$$\sigma_1 = \frac{(\phi_{dl})_{i_2=0}}{(\phi_1)_{i_2=0}} = 1 - k_1 \quad \rightarrow \text{facteur de dispersion de 1} \quad (3.30)$$

### Couplage parfait

Comme on l'a dit :  $k_1 = k_2 = 1 \Rightarrow \phi_1 = \phi_2$ . On est dans le cas du transformateur parfait (voir plus haut)

### Schéma équivalent

Si  $k_1 > \frac{N_1}{N_2} \rightarrow M > L$  (via (3.26)) et une inductance négative serait introduite : pas top, il va falloir procéder autrement. Remarquons que le flux coupé par 1 est la somme des flux qu'il crée lui même et d'une fraction du flux créé par 2 :

$$\Psi_1 = N_1(\phi_1)_{i_2=0} + N_1(\phi_{12})_{i_1=0} \quad (3.31)$$

On peut décomposer  $(\phi_1)_{i_2=0}$  en un flux de dispersion  $(\phi_{dl})_{i_2=0}$  et un flux coupé par l'enroulement 2  $(\phi_{21})_{i_2=0}$ . Le flux commun est le flux coupé par les deux enroulements :

$$\phi_C = (\phi_{21})_{i_2=0} + (\phi_{12})_{i_1=0} \quad (3.32)$$

En considérant la décomposition proposée :

$$\Psi_1 = N_1((\phi_{dl})_{i_2=0} + (\phi_{21})_{i_2=0}) + N_1(\phi_{12})_{i_1=0} \quad (3.33)$$

On peut alors réécrire  $\Psi_1$  :

$$\Psi_1 = N_1(\phi_{dl})_{i_2=0} + N_1\phi_C \quad (3.34)$$

Reprenons la première équation de la section :  $\Psi_1 = L_1 i_1 + M i_2$  et décomposons le premier terme du second membre en :<sup>8</sup>

- Flux de dispersion :  $N_1(\phi_{dl})_{i_2=0} = (1 - k_1)L_1 i_1$ .
- Flux commun :  $N_1(\phi_{21})_{i_2=0} = k_1 L_1 i_1$ .

---

8.  $N_1 \phi = \Psi$ .

Cette relation devient ainsi

$$\Psi_1 = (1 - k_1)L_1 i_1 + (k_1 L_1 i_1 + M i_2) = N_1(\phi_{dl})_{i_2=0} + N_1 \phi_C \quad (3.35)$$

Comme  $k_1 = \frac{N_1}{N_2} \frac{M}{L_1} = \mu \frac{M}{L_1}$ , on obtient

$$\Psi_1 = (L_1 - \mu M) i_1 + \mu M \left( i_1 + \frac{i_2}{\mu} \right) \quad (3.36)$$

On peut faire le même raisonnement pour l'enroulement 2 (attention à la définition de  $k_2$ !)

$$\mu \Psi_2 = \mu^2 \left( L_2 - \frac{M}{\mu} \right) \frac{i_2}{\mu} + \mu M \left( i_1 + \frac{i_2}{\mu} \right) \quad (3.37)$$

Les deux dernières relations obtenues nous permettent de construire le schéma équivalent suivant où  $D$  est un opérateur dérivatif. Pour construire ce schéma, il faut avant tout remarquer que le dernier terme de ces deux équations est identique : il existe une "branche" commune.

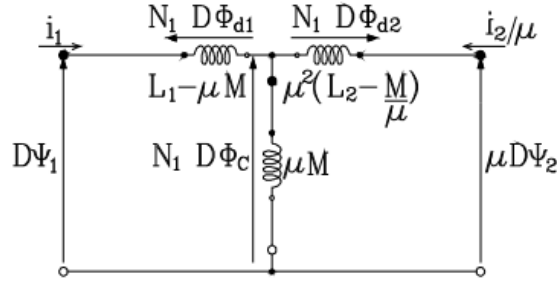


FIGURE 3.10

Le flux  $\Psi_2$  et la tension  $v_2$  secondaire sont **ramenés** (permet l'interprétation physique) au primaire par multiplication de  $\mu$ , alors que le courant doit être divisé par  $\mu$ . On ramène les impédances au primaire par multiplication de  $\mu^2$ . Si l'on tient compte des résistances des enroulement, on obtient le schéma complet, où

- $L_{dl} = L_1 - \mu M$  inductance de dispersion du primaire
- $L_{d2} = L_2 - \frac{M}{\mu}$  inductance de dispersion du secondaire
- $L'_{d2} = \mu^2 L_{d2}$  inductance de dispersion ramenée au primaire
- $\mu M$  inductance de magnétisation vue du primaire

Toutes ces grandeurs peuvent être ramenée au secondaire en multipliant les courants par  $\mu$ , les tensions par  $1/\mu$  et les impédances par  $1/\mu^2$  comme le suggère le schéma ci-dessous.

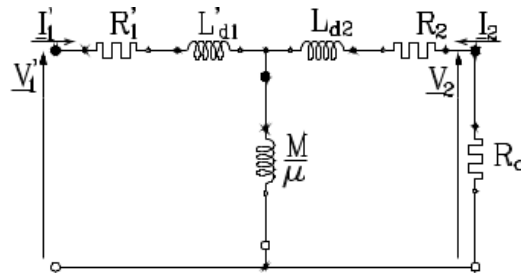


FIGURE 3.11

## Applications du schéma équivalent

Avec lui, on peut calculer le comportement statique et dynamique du transformateur avec  $R$  et  $L$ . Le rapport de transformation à vide, par exemple, vaut <sup>9</sup>

$$\left(\frac{v_1}{v_2}\right)_{i_2=0} = \mu \frac{R_1 + L_1 D}{\mu M D} \quad (3.38)$$

Ce rapport vaut  $\mu/k$  si  $R$  est négligeable. Pour le cas parfait, on retrouve bien  $\mu$ . Plus il y aura de la dispersion, plus ce rapport s'écartera de  $\mu$ . La page 3.23 détaille la recherche de la courbe de réponse en fréquence d'un transformateur (important). En gros, pour les basses fréquences, on peut négliger les réactances devant les résistances (filtre passe-haut) et en haute fréquence le contraire (filtre passe-bas).

### 3.4.2 Transformateurs à bobines couplées dans l'air

Le système étant linéaire, on peut écrire

$$\begin{aligned} \Psi_1 &= L_1 i_1 + M i_2 \\ \Psi_2 &= M i_1 + L_2 i_2 \end{aligned} \quad (3.39)$$

mais  $\Psi_1 = N_1 \phi_1$  n'est plus valable car les flux coupés par chaque spire d'un enroulement sont différents, on devra utiliser les coefficients de couplages mesurés ou calculés.

### 3.4.3 Transformateurs à noyau magnétique

#### Transformateur sans dispersion

Par hypothèse, tout le flux passe dans le fer. les flux coupés par les deux enroulements sont identiques :

$$\frac{\Psi_1}{\Psi_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad \text{et} \quad \frac{v_1}{v_2} = \frac{N_1}{N_2} = \mu \quad (3.40)$$

Ce flux étant imposé par la tension, il est indépendants des courants :

$$V = \underbrace{Ri}_{\approx 0} + \frac{d\Psi}{dt} \Rightarrow \Psi = f(V) \quad (3.41)$$

Le flux sera donc le même qu'à vide ( $i_2 = 0$ ). Par la loi des f.m.m.

$$N_1 i_1 + N_2 i_2 = \oint_l \vec{H} \cdot d\vec{l} \quad (3.42)$$

où  $l$  est une ligne d'induction dans le fer. Comme on l'a dit, le flux est le même qu'à vide et donc  $\vec{H}$  est aussi le même qu'à vide :  $\oint_l H dl = N_1 i_v$  où  $i_v$  est le courant consommé au primaire, à secondaire ouvert lorsque la tension appliquée ( $v_m$ ) est la même qu'en charge :  $v_1 = v'_2$ . On peut voir ce courant comme représentant à la fois la magnétisation via la bobine et les pertes via la résistance.

---

9.  $v_1 = R_1 i_1 + (L_1 - \mu M) D i_1 + \mu M D (i_1 + i_2)$ .

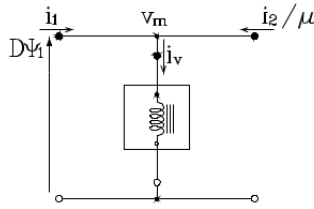


FIGURE 3.12

Comme nous avons la relation

$$i_1 + \frac{i_2}{\mu} = i_v \quad (3.43)$$

il faut nécessairement introduire une bobine consommant  $i_v$  sous la tension  $v_m$ .

Si l'on rajoute les résistances des impédances mais également une résistance modélisant les pertes par hystérèse et courant de Foucault, on trouve le schéma du transformateur non parfait standard.

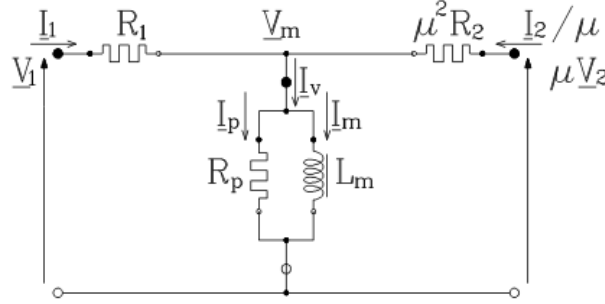


FIGURE 3.13 –  $L_m$  est l'inductance de dispersion

### Transformateurs à spires concentrées

Dans ce cas on peut définir un flux commun  $\phi_c$  et des flux de dispersions  $\phi_{d1}, \phi_{d2}$  qui seront modélisés par des bobines. Comme ceux-ci sont très faible, on considère que le flux total est le flux commun. La Figure 3.13 reste valable si l'on remplace le flux total par le flux commun, c'est-à-dire si on pose  $v_m = D\Psi_C = N_1 D\phi_C$ . Pour le premier enroulement

$$\begin{aligned} v_1 &= R_1 i_1 + D\Psi_1 \\ &= R_1 i_1 + D(\Psi_{d1} + \Psi_C) \\ &= R_1 i_1 + N_1 D(\phi_{d1} + \phi_C) \end{aligned} \quad (3.44)$$

Comme le flux de dispersion est dans l'air, un milieu linéaire,  $\phi = Li_1$ . Donc

$$v_1 = R_1 i_1 + L_{d1} Di_1 + N_1 D\phi_C \quad (3.45)$$

Pour le second enroulement

$$v_2 = R_2 i_2 + L_{d2} Di_2 + N_2 D\phi_C \quad (3.46)$$

En ramenant le tout au primaire (comme fait précédemment)

$$\mu v_2 = \mu^2 R_2 \frac{i_2}{\mu} + \mu^2 L_{d2} D \frac{i_2}{\mu} + N_1 D\phi_C \quad (3.47)$$

Et l'on trouve le schéma équivalent ci-contre.

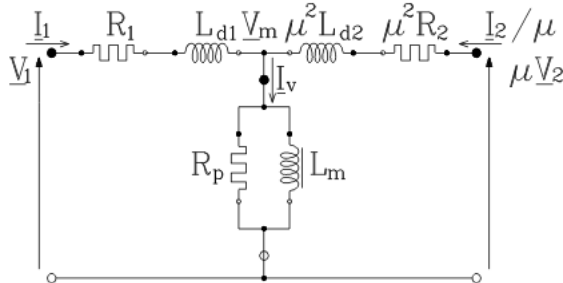


FIGURE 3.14

Petit exercice de réflexion ? Supposons  $R_1 \ll \mu' R_2$ . Cela signifierait qu'une des résistances conduit à beaucoup plus de pertes : ce n'est pas logique, l'ingénieur à mal fait son job.

Notons que si on connaît les six impédances et  $\mu$ , on connaît tout !

Les ordres de grandeurs sont important dans un tel schéma. Les voici classées par ordre d'importance

1. L'impédance la plus grande est dans la branche verticale ( $R_p \approx 3L_m$ )
2. Les impédances de dispersions sont faibles mais plus grandes que les résistances joules ( $L_d \approx 10R_1$ ).
3. Si  $\mu = 10$ , la tension est 10 fois plus faible mais le courant dix fois plus fort (conservation de la puissance). Comme les dissipations doivent être les mêmes de chaque côté (sinon mauvais ingénieur) :  $R_1 \approx \mu^2 R_2, L_1 \approx \mu^2 L_2$ .

## Transformateurs réels

Dans le cas  $\mathbb{R}$ , les spires ne sont plus concentrées mais supposer que  $\phi_c = \phi_{Fe}$  reste valable de sorte que l'on puisse utiliser nos schémas équivalents.

## Applications

La mesure de  $R_p/L_m$  se fait à vide, car  $R_1$  est négligeable devant  $R_p$ . Pour mesurer le reste des impédances, on fait un court-circuit au secondaire pour que  $I_v \approx 0$ .

### 3.4.4 Grandeurs réduites en monophasé

Les grandeurs réduites (typiquement l'utilisation de  $\mu$ ) permettent de ramener les valeurs du circuit à des mêmes ordre de grandeurs, vu par rapport au premier ou deuxième. C'est un changement de base dans laquelle les valeurs sont exprimées.

### 3.4.5 Pertes et rendement

La puissance au primaire est égale à la somme de la puissance dans la charge, des pertes magnétiques et joules

$$P_1 = P_c + P_{pFe} + P_{pCu} \quad (3.48)$$

- Les pertes magnétiques sont indépendantes de la charge et se mesure à vide, car les pertes joules à vide sont très faibles.
- Les pertes joules se mesurent en court-circuit, car la tension est faible et dès lors les pertes magnétiques sont souvent négligeables.

Le rendement est donné par <sup>10</sup> :

$$\eta = \frac{P_c}{P_1} = \frac{P_c}{P_c + P_{pFe} + P_{pCu}} \quad (3.49)$$

Après analyse, le rendement maximal est atteint pour une charge  $P_c$  telle que  $P_{pFe} = P_{pCu}$ . Les transformateurs utilisés en centrale auront leur rendement maximal pour un fonctionnement nominale alors que ceux pour la distribution, ce sera pour un fonctionnement à faible charge.

---

10. "Ne pas trop s'embêter avec les calculs"



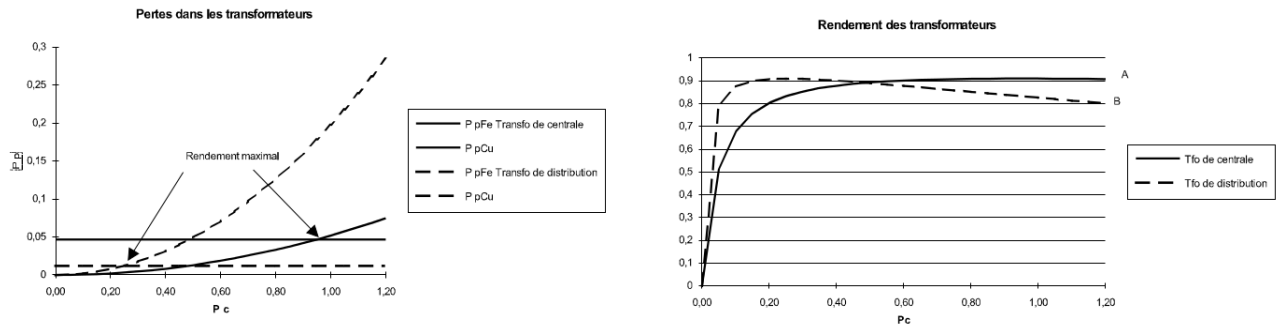


FIGURE 3.15

Les pertes du transformateurs se divisent en deux

1. Les pertes augmentent avec le carré de la puissance, il s'agit de pertes quadratiques
2. L'hystérèse et les courants de Foucault sont les pertes dans le fer même. Celles-ci dépendent de la tension appliquée et non pas de la puissance.

## 3.5 Transformateurs triphasés

### 3.5.1 Constitution

Il existe plusieurs façon de faire, la plus "classique" (dans ce cours) est de considérer trois transformateurs monophasés indépendants dont les enroulements sont connectés généralement en étoile (Y) ou en triangle ( $\Delta$ ). Voyons, ci-contre, quelques dispositions particulières. La première chose à remarquer est qu'il y a chaque fois six bornes au primaire et au secondaire (chaque fois deux accès). Dans le couplage en triangle, rien n'empêche de permuter  $a, b$  et  $c$  : le déphasage ne sera juste plus de  $30^\circ$  mais de  $120^\circ, -30^\circ, \dots$ . Cela dépend donc de l'ordre dans lequel on connecte les bobines. Toujours dans le triangle, la somme des tensions étant forcément nulle, il n'y a pas de courant qui y circule (mais il en circule bien dans chaque bobine). Le secondaire en zig-zag, c'est juste un truc d'hipster.

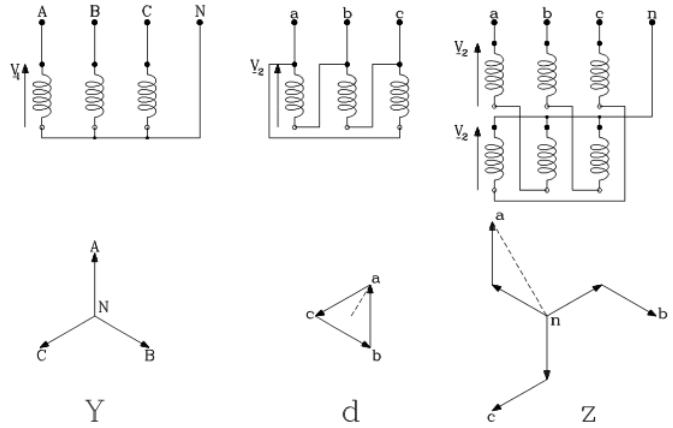


FIGURE 3.16 – Transformateur primaire couplé en étoile, transformateur secondaire en triangle et (droite) en zig-zag

### 3.5.2 Fonctionnement en régime équilibre d'ordre direct

#### Trois unités indépendantes

Soit un transformateur  $Yd$  auquel la tension primaire simple  $\underline{V}_1$  correspond la tension secondaire composée  $\underline{V}_2$ .

Considérons la tension simple de la phase  $A$  du primaire et  $a$  du secondaire. On obtient  $V_a$  en divisant  $\underline{V}_2$  par  $\sqrt{3}$  ainsi qu'en effectuant une rotation du phaseur de  $30^\circ$ . Le rapport de tension va devenir  $\mathbb{C}$  :

$$\mu \approx \frac{V_A}{V_a} = \frac{N_1}{N_2} \sqrt{3} \angle -30^\circ \quad (3.50)$$

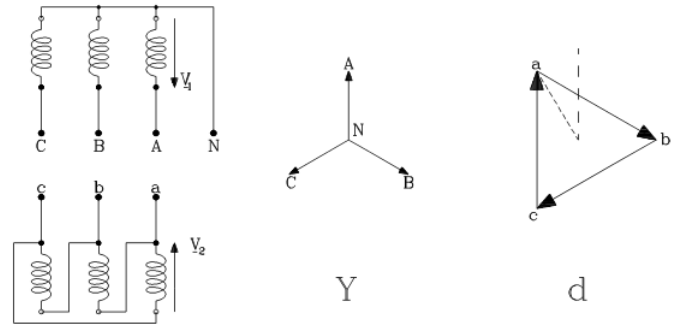


FIGURE 3.17

#### Indice horaire $H$

Le déphasage primaire/secondaire dépend du couplage : on le caractérise par l'indice horaire  $H$ , où  $\underline{V}_A$  est placé à midi. Si  $\underline{V}_a$  est déphasé de  $+30^\circ$ , cela correspond à 11h. Un primaire en étoile, un secondaire en triangle avec un déphasage de  $30^\circ$  sera alors noté  $Yd11$ .

En conclusion, le cas est identique au monophasé : il faut juste tenir compte du facteur  $\sqrt{3}$  et du déphasage.

## Chapitre 4

# La machine à courant continu

Ces machines ne sont plus utilisées comme génératrices de puissances mais leur capacité de réglage de vitesse nous pousse à les étudier. **Dynamo** est le nom donné à une génératrice à courant continu.

### 4.1 Génération d'une tension continue

#### 4.1.1 Effet d'un collecteur

Pour avoir une f.e.m. continue, il faut

1. Un collecteur
2. Augmenter le nombre de conducteurs actifs

Le **collecteur** est un commutateur ayant pour but de redresser la f.e.m. alternative<sup>1</sup>.

**Petit plus (Source : Wikipedia) :** *Ce collecteur commutateur rotatif consiste en un anneau conducteur de l'électricité sectionné en un nombre pair de parties isolées entre elles, fixé avec une entretoise isolante sur l'axe de la machine. La connexion électrique est créée entre les parties conductrices et la partie fixée sur le stator (bornier), par une ou plusieurs paires de balais positionnées respectivement à  $180^\circ$ . On alimente en électricité le bobinage du rotor par ces contacts (fonctionnement en moteur) ou au contraire on récupère l'électricité produite par le bobinage du rotor (fonctionnement en générateur).*

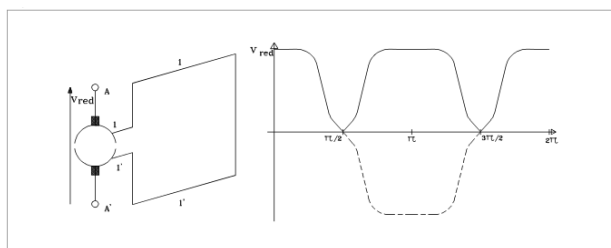


FIGURE 4.1

L'idée de l'espacement de  $\pi$  est que le sens du courant dans l'anneau conducteur va s'inverser, permettant au rotor de continuer à tourner comme on peut le voir sur l'illustration ci-contre.

On obtiendra aux balais une f.e.m. unidirectionnelle et dans le circuit extérieur un courant unidirectionnel. Cependant, la grandeur de cette f.e.m. et du courant qui en résulte ne sont pas constantes.

1. "En électrotechnique, un collecteur commutateur rotatif est un organe permettant de créer une connexion électrique entre une partie fixe (stator) et une partie tournante (rotor), avec une fonction de commutation pendant la rotation. On trouve ce genre de collecteur dans les machines à courant continu et les moteurs électriques universels."

Considérons un exemple "réel". Cette machine est constituée de

- Un inducteur, sur le stator possédant  $p$  paires de pôles saillants. La répartition de l'induction dans l'entrefer a une forme trapézoïdale avec comme axe de symétrie l'axe *longitudinal*  $d$ . L'axe électriquement  $\perp$  à celui-ci est l'axe *transversal*,  $q$ .
- Un induit, disposés sous la forme d'enroulements de conducteurs placés dans les encoches du cylindre rotorique. On connecte via les faces latérales du cylindre ces conducteurs pour former un *enroulement en tambour*.

C : carcasse

P : pôles

D : denture

E : encoche

B : bobine

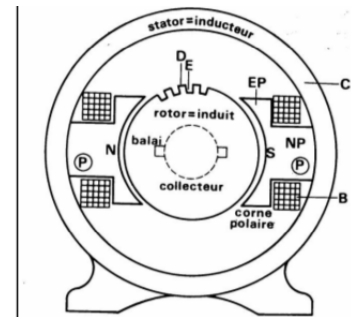


FIGURE 4.2

Les conducteurs actifs réunis par ces liaisons sont situés sous les pôles opposés, d'où il résulte une addition des f.e.m. induites. Le point médian de chaque conducteur est relié à une lame du collecteur. La **commutation** d'une lame à l'autre se fait donc au moment où un conducteur actif passe d'un pôle à l'autre. Il faut voir que la somme des f.e.m est nulle dans toute la machine, ce n'est qu'au niveau des balais où on somme d'une part toutes les f.e.m positives et sur l'autre les négatives. Ces groupes de conducteurs actifs sont appelé **dérivations**.

#### 4.1.2 Machine multipolaire

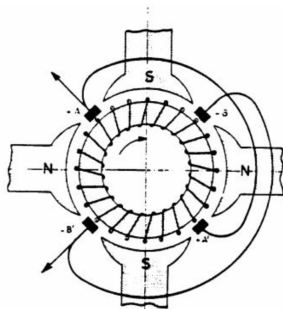


FIGURE 4.3

On considérait jusqu'ici des machines à deux pôles inducteurs, soyons fous et plaçons-en maintenant quatre. Par symétries, les f.e.m. seront égales en grandeurs puisqu'on somme une tension soit positive soit négative entre deux balais<sup>2</sup>. Si l'on connecte les balais opposés entre eux ( les deux négatifs ensemble, de même pour les positifs) on obtient une dynamo multipolaire à *enroulement parallèles*.

#### 4.1.3 Types d'enroulement d'induit

Problème complexe non abordé ici. Sachez juste que pour l'enroulement en tambour, on peut avoir l'enroulement *imbriqué* ou l'enroulement *ondulé*.

#### 4.1.4 Tension à vide en régime statique

Soit un enroulement en tambour (l'armature,  $a$ ) de  $N_C$  conducteurs répartis uniformément en deux couches. Le nombre de spires  $N_S = N_C/2$ . On va supposer l'induit infiniment divisé de sorte à avoir une densité linéique de spires  $N_S/(2\pi R)$ . On suppose un rotor lisse.

#### Méthode des champs

2. Enes se représente la situation du sens des courants en utilisant  $q\vec{v} \times \vec{B}$  qui donne des courants entrant aux pôles N et des courants sortant aux pôles S. Sachant que  $v = \frac{d\phi}{dt} = \frac{d}{dt} \int \vec{B} d\vec{S}$  et que la convention d'Haelterman disait que le  $d\vec{S}$  est donné par la règle de la main droite quand on tourne avec le courant, on peut voir que le produit scalaire de B et dS est positif avant les balais + et négatif avant les balais -. C'est comme ça qu'il expliquerai la sélection des balais positif et négatif.

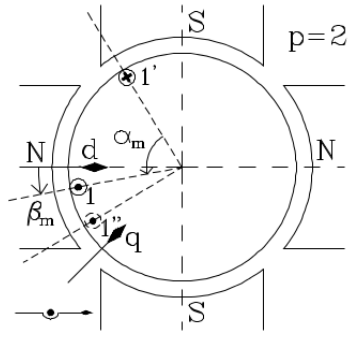


FIGURE 4.4

Soit une spire constituée d'un conducteur d'entrée 1 et de sortie 1'. Nous avons

$\beta_m$  : la coordonnée angulaire mécanique de l'entrée 1

$\beta_m - \alpha_m$  : la coordonnée mécanique de sortie 1'

La f.e.m. engendrée dans la spire vaut (voir figure ci-contre pour la convention de signe (conducteur entrant et sortant))

$$\begin{aligned} e_{spire} &= B(\beta_m)lv - B(\beta_m - \alpha_m)lv \\ &= (B(\beta_m) - B(\beta_m - \alpha_m))lv \end{aligned} \quad (4.1)$$

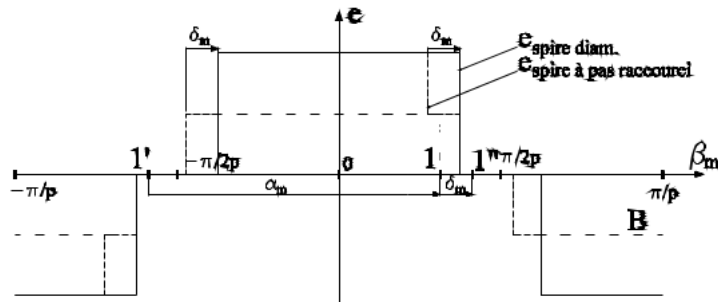
Si  $\alpha_m = \pi/p$  la spire est *diamétrale*. Le "sens" du champ  $B$  sera donc exactement opposé

$$\begin{aligned} B(\beta_m - \alpha_m) &= -B(\beta_m) \\ \hookrightarrow e_{spire} &= 2B(\beta_m)lv \end{aligned} \quad (4.2)$$

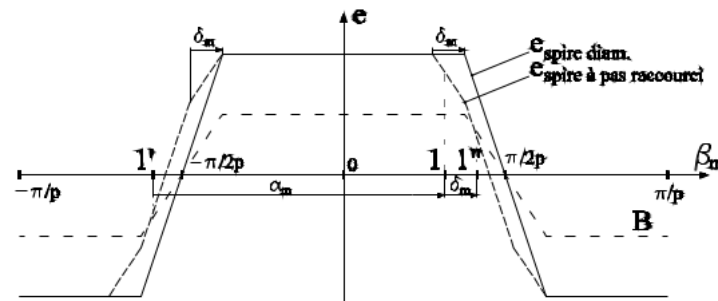
Si  $\alpha_m < \pi/p$  on parle de spire à *pas raccourci* : on définit 1" déphasé de  $\pi/p$  en avant par rapport à 1' et donc déphasé de  $\delta_m = \pi/p - \alpha_m$  par rapport à 1. Par symétrie<sup>3</sup>

$$\begin{aligned} B(1') &= -B(1'') \quad \text{ou} \quad B(\beta_m - \alpha_m) = -B(\beta_m - \alpha_m + \frac{\pi}{p}) \\ &= -B(\beta_m + \delta_m) \end{aligned} \quad (4.3)$$

Impliquant que  $e_{spire} = e_1 - e_{1'} = e_1 + e_{1''}$ , en considérant  $B > 0$  sous la pôle nord. On peut alors avoir une répartition rectangulaire de l'induction



ou trapézoïdale



## FORCES ÉLECTROMOTRICE ENTRE BALAIS

3. ??

$$\begin{aligned}
e &= p \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} e_{spire} \cdot \text{densité de spire} \\
&= p \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} (2B(\beta_m)lv) \frac{N_s}{2d\pi} d\beta_m \\
&= \frac{p}{d} N_s \frac{\Omega_r}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} B(\beta_m) lR d\beta_m \\
&= \frac{p}{d} N_s \frac{\Omega_r}{\pi} \Phi
\end{aligned}$$

(4.4)

Supposons un enroulement à spires diamétrales tel que  $e_{spire} = 2B(\beta_m)lv$ . La f.e.m. entre balais est constante si l'induit est infiniment divisé. Considérons un enroulement ondulé à  $2d$  dérivation : une dérivation comporte  $N_s/(2d)$  spires. Celle-ci est constituée par des spires dont les conducteurs d'entrée et de sorties sont sous des pôles de même signe, il y a donc  $(N_s/2d) \cdot (1/\pi)$  spires appartenant à une dérivation par rad. mécanique. Pour obtenir la tension aux bornes de la dérivation, il faut intégrer les tensions de chaque spire de la dérivation. Comme il y a  $p$  paires de pôles, il convient de multiplier le résultat d'un pôle par  $p$ . De façon générale :

**À retenir :**

$$e = K \Omega_r \Phi \quad (4.5)$$

où  $\Phi$  est le flux utile (coupé par une spire diamétrale d'axe longitudinal de l'induit) par pôle,  $\Omega_r$  en rad/s et  $K$ , une constante qui dépend des données de l'enroulement.

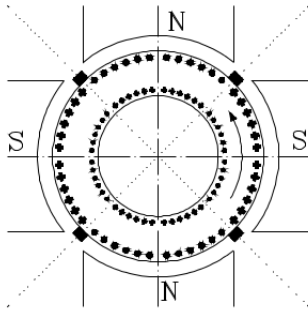


FIGURE 4.5

La f.e.m. (tension à vide) d'une dynamo est  $\propto$  au flux utile par les pôles et la vitesse de rotation. Cette formule reste valable pour une machine en charge ( $i_a \neq 0$ ) si on considère que  $\Phi$  pourrait être modifié par  $i_a$ .  $\Phi$  dépend de  $i_e$  de façon non-linéaire (cf. labo).

Ci-contre, la répartition des f.e.m. engendré pour une dynamo à induit infiniment divisé de spires diamétrales. La tension entre deux balais est la somme ( $\int$ ) de toutes les f.e.m. sous un même pôle. Ce schéma confirme que la f.e.m. est bien alternative mais constante en un point fixe : **pseudo-stationnaire** du à l'effet redresseur du collecteur.

## Méthode des circuits

Soit deux enroulements : un d'excitation parcouru par  $i_e$  et un induit pseudo-stationnaire à vide. A bornes du balais, on a donc

$$v_a = R_a i_a + D\Psi_a \quad (4.6)$$

où  $\Psi_a$  est le flux coupé par l'enroulement induit, flux créé par le courant d'excitation. On peut écrire

$$\Psi_a = M(\beta_m, i_e) i_e \quad (4.7)$$

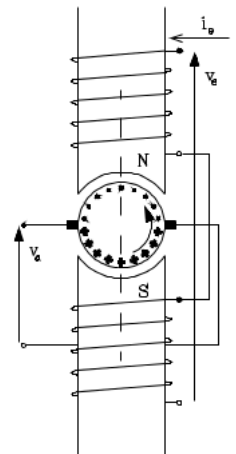


FIGURE 4.6

où  $M$  est l'inductance mutuelle entre les enroulement  $e$  et  $a$ , mutuelle fonction de  $\beta$ , l'angle de décalage entre  $N$  et l'axe d'enroulement. En faisant les math ;

$$\begin{aligned}
(v_a)_{i_a=0} &= D\Psi_a \\
&= D(Mi_e) \\
&= DM i_e + M Di_e \\
&= \frac{\partial M}{\partial \beta_m} D\beta_m i_e + \frac{\partial M}{\partial i_e} Di_e i_e + M Di_e \\
&= G(\beta_m, i_e) \Sigma_r i_e + \left( M + \frac{\partial M}{\partial i_e} i_e \right) Di_e
\end{aligned} \tag{4.8}$$

On définit alors la valeur locale (ou différentielle) de la mutuelle :  $M' = M + \frac{\partial M}{\partial i_e} i_e$ , qui sera nulle si les balais sont calés sur l'axe neutre ( $\beta = \pi/2$ ) car  $a \perp e$ .

On définit également la **fonction d'excitation**

$$G(i_e) = \frac{\partial M(\beta_m, i_e)}{\partial \beta_m} = \frac{(\partial \Psi_a / \partial \beta_m)}{i_e} \quad \text{si} \quad \beta = \frac{\pi}{2}, i_e = \text{cste} \tag{4.9}$$

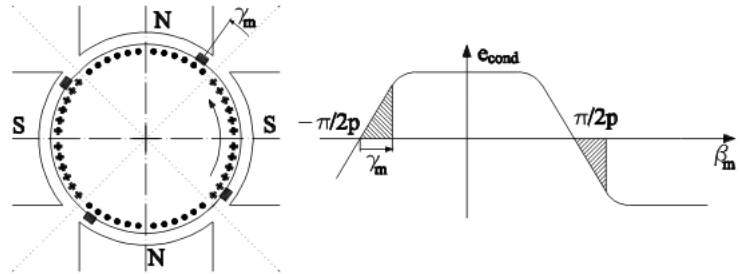
La f.e.m. vaut alors  $e = (v_a)_{i_a=0} = G(i_e) i_e \Omega_r$  qui ressemble à notre belle formule encadré plus haut ! On peut dès lors écrire

$$G(i_e) i_e = K\Phi \tag{4.10}$$

La connaissance de la caractéristique à vide qui conduisait immédiatement à la détermination de  $K, \Phi$  en fonction de  $i_e$ , il en est de même pour  $G$  en fonction de  $i_e$ .

#### 4.1.5 Effet de décalage des balais

Dans l'expression de la tension à vide, on a maintenant comme limites  $-\frac{\pi}{2}p + \gamma_m$  et  $\frac{\pi}{2}p + \gamma_m$  (à la place de  $-\frac{\pi}{2}p$  et  $\frac{\pi}{2}p$ ), réduisant la valeur de celle-ci par rapport à leurs positions sur les axes neutres. Il faut encore rajouter à ça un effet de mutuelle.



#### 4.1.6 Tension à vide - modèle mathématique

FIGURE 4.7

Trois remarques sur ce qu'est un bon modèle

1. Adapté au but poursuivi, ça ne sert à rien de faire trop.
2. Il doit être simple, sinon avouez que tu ne le liras pas.
3. Il doit être homogène, si on applique une hypothèse il faut toujours l'appliquer.

#### EXEMPLE - DYNAMO À VIDE

Définitions comme variables de commande  $v_e$  la tension aux bornes du circuit d'excitation,  $\Omega_r$  la vitesse de rotation et  $e$ , la tension à vides aux bornes des balais comme variable de sortie. Connaissant deux expressions pour  $e$ , il suffit d'en prendre une et de la compléter par l'équation du circuit d'excitation pour obtenir le modèle recherché :  $v_e = R_e i_e + D\Psi_e$ .

## Modèle non-linéaire

Il suffit d'utiliser une relation non-linéaire entre  $\Psi_e$  et  $i_e$  pour compliquer le tout :  $\Psi_e = L_e(i_e)i_e$  où  $L_e$  est l'inductance propre du circuit d'excitation, fonction non-linéaire. Si l'on considère que  $\Psi_e$  est variable d'état : ré-écrivons notre équation sous la forme d'une ED :

$$D\Psi_e = v_e - R_e i_e(\Psi_e) \quad (4.11)$$

Si cette fois on choisit  $i_e$  comme variable d'état, on peut écrire

$$\frac{\partial \Psi_e}{\partial i_e} D i_e = v_e - R_e i_e \implies D i_e = \frac{v_e - R_e i_e}{L'_e} \quad (4.12)$$

où  $L'_e(i_e)$  est la valeur différentielle de l'inductance propre du circuit  $e$ . Notons qu'elle est aussi égale à  $L_e + (\partial L_e / \partial i_e) i_e = \partial \psi_e / \partial i_e$ . Sachant que  $e = (v_a)_{i_a=0} = G(i_e) i_e \Omega_r$ , le calcul de  $e$  est immédiat si l'on a  $i_e$ .

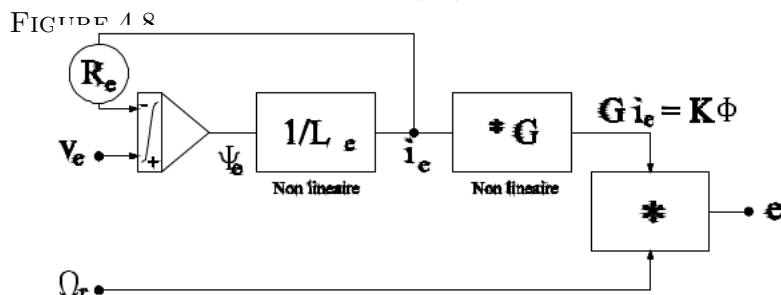
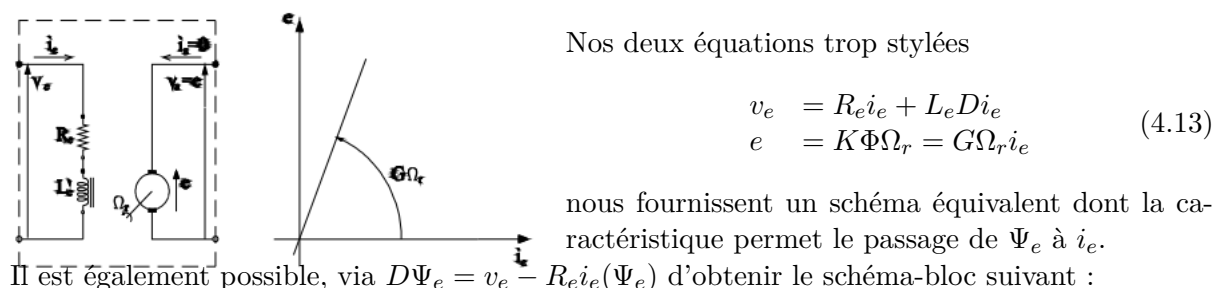


FIGURE 4.9

## Modèle linéaire

On peut l'obtenir en considérant de "petits mouvements" et en substituant les courbes par leurs tangentes. Supposons que  $L_e = L'_e = L_{e,ns} = \text{cste}$  et  $G = G_{ns} = \text{cste}$ . Notre précédente relation devient alors

$$D i_e = \frac{v_e - R_e i_e}{L_e} \xleftrightarrow{\mathcal{L}} I_e(p) : \frac{1}{1 + p T_e} \frac{V_e(p)}{R_e} \quad (4.14)$$

où  $T_e = L_e / R_e$  est la constante de temps du circuit d'excitation (valeur assez élevée comme beaucoup d'enroulements). Cette relation obtenue via Laplace est assez évidente à vue du schéma équivalent, car ce-dernier est constitué de  $R_e$  et  $L_e$ . La grandeur de sortie vaut toujours

$$e = G i_e \Omega_r \quad (4.15)$$

et dépend linéairement de  $i_e$  si la vitesse est constante. Le système global est du premier ordre

$$E(p) = G \Omega_r I_e(p) = G \Omega_r \frac{1}{1 + p T_e} \frac{V_e}{R_e} \quad (4.16)$$



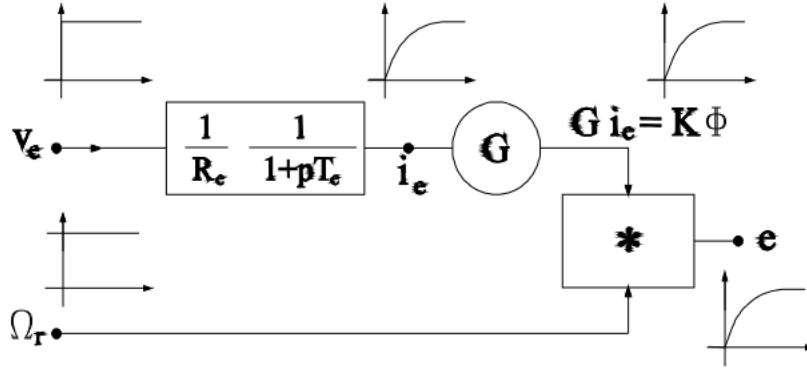


FIGURE 4.10

## 4.2 Influence du courant d'armature

En effet, ça on sent que la machine en charge comportera en plus d'une source de tension une résistance  $R_a$  et une inductance  $L_a$ .

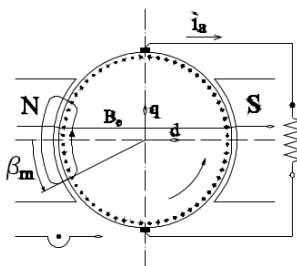
### 4.2.1 Effet Joule (résistance $R_a$ )

On les trouve dans l'enroulement ainsi que dans le balais/collecteur, dépendant de plusieurs paramètres tel que la température et la valeur du courant. Mesurer la résistance globale n'est pas aisé, la résistance n'étant pas la même quand la machine est en fonction ou non : en rotation, elle est perturbée par la f.e.m. rémanente. En gros, les chutes sont

$$\Delta V_{R_a} = \Delta V_b \text{sign}(i_a) + R_a i_a \quad (4.17)$$

où  $\Delta V_b$  représente la chute balais collecteur (fonction du sens de rotation) et  $R_a$  la résistance entre enroulements. Par **convention**, la chute est fixée à 2V pour les balais en carbone et 0.6V pour les métalliques.

### 4.2.2 Réaction transversale de l'armature infiniment divisée



Soit une génératrice avec un courant infiniment divisé qui circule dans l'induit, même sens que la f.e.m. Les courants induits créent à leur tour un champ créant un flux perpendiculaire au flux inducteur. En désignant  $\beta_m$  l'abscisse angulaire d'un point, calculons les ampères-tours dans un contour d'induction fermé :

$$\frac{N_c i_a}{2\pi} \frac{2\beta_m}{2d} \quad (4.18)$$

FIGURE 4.11 Par symétrie par rapport à l'axe des pôles, la moitié des A.t. est attribué à la moitié du chemin. Par abus, on attribue des A.t. la ou le chemin traverse l'entrefer. Si ce dernier est constant et le fer parfait

$$H(\beta_m) = \frac{N_c i_a \beta_m}{2\pi 2d \delta} \quad (4.19)$$

$H$  est max si  $\beta_m = \pi/2p$  :

$$H\left(\frac{\pi}{2p}\right) = \frac{N_c i_a \pi}{2\pi 2d 2p\delta} = \frac{N_c i_a}{8\delta pd} = \frac{N_s i_a}{4\delta pd} \quad (4.20)$$

Si le fer est réel il suffit de multiplier par  $\mu_0$ . Tout ceci est bien indépendant de la vitesse de rotation : la situation est la même que si une bobine était alignée sur l'axe neutre.

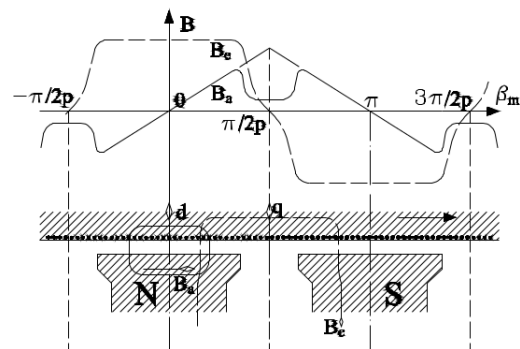
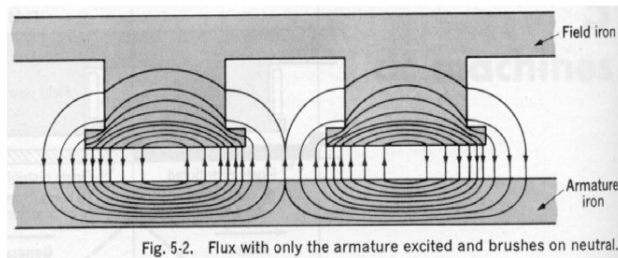


FIGURE 4.12

Pour calculer  $L_a$  on considère un enroulement fictif dont toutes les spires ont par axe celui du balai : le flux vaudra l'intégrale de l'induction entre  $\beta_m$  et  $\pi - \beta_m$ . Grâce au flux totalisé :  $L_a = \Psi_a / i_a$ .

### 4.2.3 Le champ résultant

#### Sans saturation

On peut appliquer le principe de superposition. Pour une dynamo, une fois la réaction d'induit est magnétisante (corne d'entrée) et une fois démagnétisant (corde de sortie). La figure ci-contre montre comment obtenir  $B$  par la somme de l'induction de l'inducteur  $B_e$  et la réaction d'induit  $B_a$ .

Notons que le flux par pôle n'a pas changé, la f.e.m. en charge est la même qu'à vide. Cependant, l'induction est tantôt plus grande tantôt plus faible par endroit, donc certaines spires supportent plus de tensions et il y a risque de claquage entre les lames du collecteur.

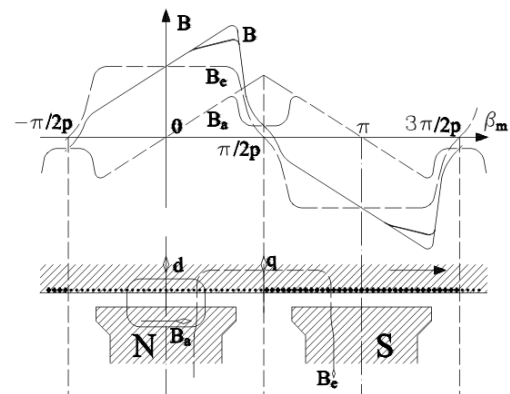


FIGURE 4.13

#### Avec saturation

L'induction en charge est plus petite que la somme de l'excitation et la réaction d'induit. Le flux longitudinal est plus faible, causant une f.e.m. plus faible  $\rightarrow$  La réaction d'induit possède une composante longitudinale à cause de la saturation.. Pour décrire l'effet démagnétisant, trois hypothèses :

1. Lignes de forces radiales dans l'entrefer.
2. L'induction nulle en dehors des pôles.
3. Démonstration faite pour  $p = d = 1$ .

A vide, juste avec le courant d'excitation  $i_e$  on a  $A.t.e = N_e i_e$ . Si la spire n'est pas sous le pôle sa tension est nulle. Si par contre elle est sous le pôle elle sera  $\propto B_e$ . La courbe à vide donne le lien entre  $e$  et  $N_e i_e$  mais aussi la f.e.m. à une constante près.

Les courants induits causent également des A.t. de réactions d'induits qui varient linéairement entre la corne de sortie  $-A$  et d'entrée  $+A$  de la sorte :

$$A = \frac{N_c i_a}{2\pi} \frac{b_i}{2} \frac{1}{4\pi R} \quad (4.21)$$

Les A.t. varient ainsi linéairement de  $N_e i_e - A$  à  $N_e i_e + A$  ( $OP_1$  à  $OP_2$  sur le schéma page 4.33). Lire le texte sur cette page, c'est assez confus. Enes confirme.

#### 4.2.4 Couple électromécanique - Couple extérieur

La loi de Laplace ( $F + i l B$ ) permet de calculer la somme sur chaque conducteur pour ensuite les sommer, mais il est plus simple d'utiliser la conservation de la puissance : la somme de la puissance appliquée électriquement et de la puissance appliquée mécaniquement est nulle<sup>4</sup> :

$$\underbrace{[P_{\text{électrique}} - (P_{pJoule} + P_{pmagn})]}_{P_{\text{électromécanique}}} + [P_{\text{mécane}} - P_{\text{meca}}] = 0 \quad (4.22)$$

où les pertes joules  $P_{pJ} = 0$  si  $\hat{i}_a = 0$ . Par contre les pertes magnétiques existent tout de même (hystérèse, Foucault, ...). Les pertes méca sont dues aux frottement (fonction de  $\Omega_r$ ). La puissance mécanique appliquée à un moteur est négative. On peut calculer le couple électromécanique  $P_{em} = C_{em} \Omega_r$ . D'autre part,

$$\begin{aligned} P_{em} &= P_{\text{électrique}} - P_{pJ} \\ &= v_a i_a - \Delta V_b i_a - R_a i_a^2 \\ &= e i_a \end{aligned} \quad (4.23)$$

En utilisant (4.5), on trouve que

$$C_{em} = K \Phi i_a = G i_e i_a. \quad (4.24)$$

En moteur, la réaction d'induit change de signe : magnétisante sous la corne polaire d'entrée.

#### Réécriture de Nicolas Englebert

#### 4.2.5 Inconvénients de la réaction d'induit

Cette réaction cause trois effets néfastes :

1. Déplacement de la ligne neutre ( $B = 0$ ) gênant la commutation
2. Augmente l'indiction : risque de claquage entre les lames
3. Cause de l'inductance du rotor, s'opposant aux variations rapides du courant induit et donc du couple

#### 4.2.6 La commutation

La commutation concerne tous les phénomènes inversant le signe du courant par court-circuit/circuit ouvert avec les balais. Comme il y a frottement, il peut y avoir étincelles !

**Causes mécaniques** Certaines lames bombées, vibrations, mauvais équilibrage, ...

**Causes électriques** Théoriquement très compliqué

Détaillons légèrement ce point *compliqué* avec la théorie de ARNOLD. On se débarrasse d'abord de toute imperfections mécaniques en trois hypothèses : état mécanique parfait, résistivité balais/collecteur constante, égalité de la largeur d'un balai et d'une lame.

---

4. ? (en convention récepteur)

Le souci est inductif. Au moment de la commutation, l'inductance à tendance à ne pas laisser passer le courant. Plus mathématiquement, à cet instant la dérivée du courant subit une discontinuité causant une surtension importante : rupture de l'isolation et risque de claquage.

Au cours oral, le prof a dit qu'il ne poserait pas de question de démonstration sur cette partie. Lire et comprendre le phénomène au travers les équations peut s'avérer utile.

LE REMÈDE DE GRAND-MÈRE.

L'idée est de créer un phénomène d'amplitude contraire et même encore plus fort (pour être sûr) pour contrecarrer cet effet. On crée alors une fem opposée, favorable à la variation de courant afin de permettre la variation de courant en fin de commutation. On crée cette fem grâce à un flux d'axe neutre (transversal) au sens opposé à la réaction d'induit. On a dès lors l'intégration de pôles de commutation avec des enroulements de compensation.

On pourrait aussi se dire "*Pourquoi ne pas prendre un entrefer plus grand ?*" Effectivement, l'inductance diminue mais le flux d'excitation également ce qui est moins avantageux.

## 4.3 Étude de la dynamique des machines

### 4.3.1 Modèles mathématiques - schémas équivalents

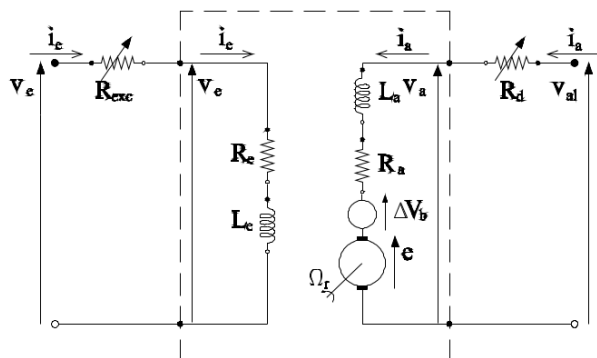


FIGURE 4.14

Reprenons ce qui a été vu précédemment et synthétisons le sur le schéma ci-contre. On va supposer que le modèle magnétique, les pertes, ... sont linéaires. On trouve

$R_e$  ; Résistance du circuit inducteur

$L_e$  ; Inductance du circuit inducteur

$R_a$  ; Résistance du circuit d'induit

$\Delta V_b$  ; Chute de tension du contact balais-collecteur

$L_a$  ; Inductance du circuit d'induit

$e$  ; Force électromotrice engendrée =  $G i_e \Omega_r$

Notre tension d'excitation  $V_e$  pourra être éventuellement réglable :  $V_x$ . La zone en pointillé représente la machine, tandis que la partie de droite représente le rotor, possédant une fem  $e$  due à sa rotation.

Lors de l'allumage, il faut fournir énormément de flux. Pour limiter ce courant, on introduit des rhéostas :

**$R_d$  : rhéostat de démarrage** ; Sert à limiter le courant à la mise sous tension  $V_{al}$  car à vitesse nulle,  $e = 0$  et le courant est juste limité par  $R_a$  et  $L_a$  de faible valeur.

**$R_{exc}$  : rhéostat d'excitation** ; Règle le courant d'excitation  $i_e$  pour une tension d'excitation  $v_x$  donnée.

Les équations de ce modèle sont, pour rappel :

$$\begin{aligned} v_x &= (R_e + R_{exc}) i_e + L_e \frac{di_e}{dt} \\ v_{al} &= e + \Delta V_b + (R_a + R_d) i_a + L_a \frac{di_a}{dt} \\ e &= k \phi \Omega_r = G i_e \Omega_r \end{aligned} \quad (4.25)$$

Cette fois-ci, on doit ajouter l'équation de mouvement :

$$j \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} + C_r \quad (4.26)$$

avec  $C_r$ , le couple résistant du moteur (pertes magnétiques et mécanique). Il doit être vu comme négatif, diminuant le couple appliqué par le moteur à l'arbre,  $C_{em}$ .

Il s'agit d'un modèle dynamique (dérivée). En laboratoire, tout peut être mis comme étant constant. Sous la forme canonique, on obtient :

$$\begin{aligned} Di_e &= \frac{1}{L_e} [v_x - (R_e + R_{exc}i_e)] \\ Di_a &= \frac{1}{L_a} [v_{al} - \Delta V_b - Gi_e\Omega_r - (R_a + R_d)i_a] \\ D\Omega_r &= \frac{1}{J} [Gi_e i_a - C_r(\Omega_r)] \end{aligned} \quad (4.27)$$

Avec ces équations, il est facile d'obtenir le schéma bloc ci-dessous.

- Notre sortie est bien la vitesse de rotation, définie par le couple moteur.
- La première équation est représenté à gauche sur la branche  $V_x$  : on calcule  $i_e$  à partir de  $V_x$ .
- La grandeur d'entrée de la deuxième équation est la tension d'alimentation. Il faut ainsi partir de  $V_{al}$ , soustraire  $Gi_e\Omega_r, \dots$ . Le  $Gi_e$  avait déjà été calculé,  $\Omega_r$  est à la sortie. Le rectangle central correspond ainsi à une partie de cette deuxième équation
- Pour la troisième équation, nous avons  $K\phi i_a$  et il faut rentrer le couple résistant : on peut dire que le couple résistant dépend de la vitesse de rotation

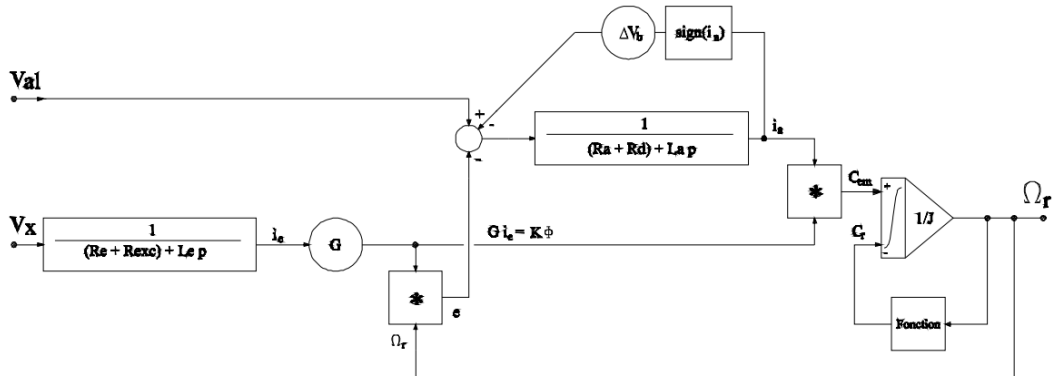


FIGURE 4.15

Supprimons la dernière rétroaction. Mettons notre pied sur l'intégrale pour avoir un couple constant. Le couple moteur étant constant, la vitesse ne change pas directement (du à la grande inertie)(nous étions en situation de régime, on vient de briser cet équilibre). Mais maintenant, on sait que la vitesse va diminuer. Sachant cela, le carré avec (\*) au milieu va être affecté. Comme  $i_e$  est constant, la fem  $e$  va diminuer : déséquilibre le rond avec  $\pm$ .

A l'examen oral, je peux négliger le bras tout en haut en affirmant que c'est un effet correcteur pas très important, que l'ordinateur peut se charger de le calculer.

Ceci étant dit, La valeur  $V - e$  va commencer à être positive, le courant va alors augmenter. Le couple moteur va alors lui aussi augmenter pour retrouver le couple appliqué par mon pied et on retrouvera un nouveau point d'équilibre, avec une vitesse plus faible mais un courant plus important (car couple plus important).

Si la vitesse diminue de 1%, la vitesse fait-elle de même ? Le courant augmentera en réalité plus rapidement que cette diminution. Pour savoir à quel point, il faut annuler toutes les dérivées pour se rendre compte que le terme  $1/R_a$  est très important : le couple va vite réagir à une petite variation.

En faisant une analyse semblable, on peut voir que si on augmente  $V_x$ , le moteur va tourner moins vite. L'augmentation de  $V_d$  cause par contre une augmentation de la vitesse.

## 4.4 Courbes caractéristiques des génératrices

### 4.4.1 Les différents types de génératrices

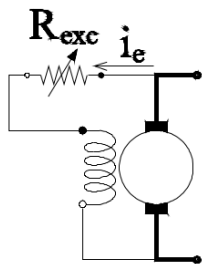


FIGURE 4.16

On a toujours considéré que le courant d'excitation était fourni par une source extérieure. Or, à cause du rémanent, une tension existe lors de la rotation entre les balais de la machine pour un courant d'excitation nul. L'idée est d'utiliser ce courant pour exciter la machine<sup>5</sup>.

S'il n'y a pas de charge,  $i_e$  est très petit et on considère que la tension aux bornes est la fem. Pour  $\Omega_r$  donné, on a deux caractéristiques :

1. Caractéristique à vide  $e = f(i_e)$ .
2. Loi d'Ohm du circuit d'excitation  $e = (R_{exc} + R_e)i_e$ .<sup>6</sup>

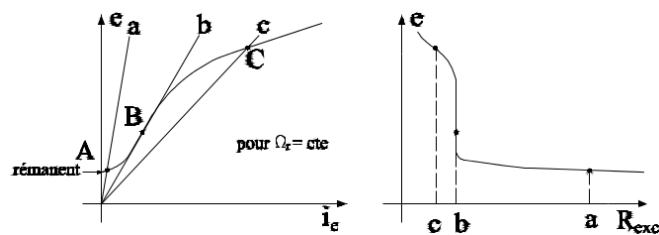


FIGURE 4.17

L'intersection donne le point de fonctionnement. On voit qu'il existe une valeur de  $R_{exc}$  au delà de laquelle la tension aux bornes est très faible (a). Si on inverse les bornes, la machine ne s'amorce pas et si la machine est linéaire, le seul point de fonctionnement est  $e = 0, i_e = 0$  sauf si  $R_{exc} + R_e = G\Omega_r$ .

En pratique, on rencontre trois types de génératrices :

**Excitation dirigée / shunt** Beaucoup de spires pour avoir beaucoup d'ampères-tours avec peu de flux

**Excitation série** Ce type de moteur est caractérisé par le fait que le stator (inducteur) est raccordé en série avec le rotor (induit) : le même courant traverse le rotor et le stator. Cela offre une faible résistance, et le nombre de spire nécessaire est moins important ( $\approx 100$  fois moins qu'en shunt).<sup>7</sup>

**Compoundage** Les deux en même temps.

5. Oh oui elle est chaude !

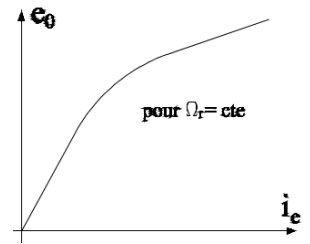
6. En régime, il n'y a que les résistances : la self se comporte comme un fil.

7. On fait tourner le moteur : entre les balais on obtient  $e$ . Pour avoir le flux, on passe tout le courant dans l'excitation.

#### 4.4.2 Caractéristiques à vide et en charge d'une machine à excitation indépendante

##### Fem à vide

Négligeons l'hystérèse. Ici on place le voltmètre sur les balais pour mesurer la fem à vide. Le courant  $i_e$  comprend le rhéostat et le rémanent n'est pas représenté. Initialement la courbe est "droite" puis on arrive à saturation.



##### Fem et tension en charge

La tension aux bornes de la machine est donnée par (courant de charge fixé) :

$$v_a = e - R_a i_a - \Delta V_b$$

FIGURE 4.18 (4.28)

où  $e$  vaut la fem à vide correspondant à  $i'_e = i_e - i_{eri}$  où  $i_{eri}$  est le courant d'excitation correspondant aux A.t. démagnétisant de la réaction d'induit.

△ Si le flux est perpendiculaire, cela n'influe pas sur d'autres flux.

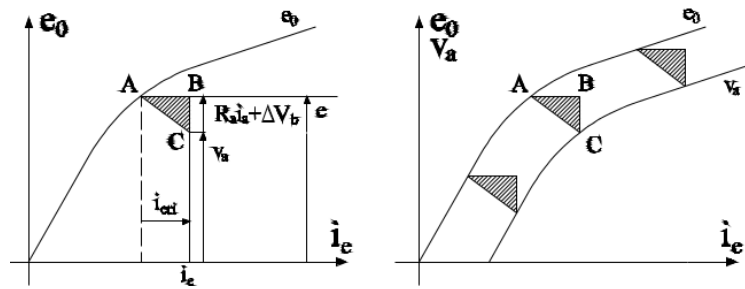


FIGURE 4.19

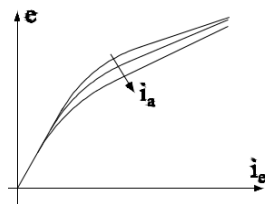


FIGURE 4.20

On déduit la caractéristique en charge de celle à vide en décalant chaque point du triangle des pertes  $ABC$  où  $AB$  vaut  $i_{eri}$  et  $BC$  vaut  $R_a i_a + \Delta V_b$ . En supposant que pour  $i_a$  fixé,  $R_a / i_{eri} = cste$ , on déduit la caractéristique en charge par translation  $AC$ .

En pratique,  $i_{eri} = cste$  si  $i_a = cste$  n'est vérifiée que pour un petit domaine, les courbes ne sont pas des parfaites translation. On remarque sur la courbe réelle, qu'au début, il n'y a pas de réaction d'induit. Ces courbes sont également commune "à la fin" à cause de la saturation.

#### 4.5 Courbes caractéristiques des moteurs

On cherche à caractériser le courant consommé par le moteur,  $i_a$  et  $-C$  le couple net appliqué à la charge tel que

$$-C = C_{em} - C_{pmeca} - C_{pmagn} \quad (4.29)$$

##### 4.5.1 Caractéristique à vide en moteur $\Omega_r = f(i_e)$

Supposons  $V_{al}$  constante,  $R_d = 0$  (en régime),  $R_a$  constante (pas d'effet thermique) et négligeons  $\Delta V_b$ . On suppose que la caractéristique à vide, en génératrice, prise à la vitesse de référence  $\Omega_g$

est connue :

$$e_{0g} = f(i_e) \quad (4.30)$$

Mais aussi la famille des courbes des f.e.m. en charge :

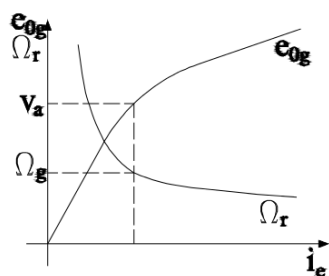
$$e_g = f(i_e, i_a) \quad \forall i_a \quad (4.31)$$

La caractéristique à vide du moteur lie  $\Omega_r = f(i_e)$  pour  $V_a = \text{cste}$  et couple moteur nul. Le couple EM sert alors juste à compenser les pertes mécaniques : courant absorbé très faible<sup>8</sup>, tension aux bornes  $\approx$  fem à vide :

$$v_a = e + R_a i_a + \Delta V_B \approx e \approx e_0 \quad (4.32)$$

On sait que (en moteur)  $e_0 = K\Phi(i_e)\Omega_r \implies \Omega_r = \frac{e_0}{K\Phi(i_e)}$ . Pour la même valeur du courant d'excitation, la caractéristique à vide (en génératrice) donne  $e_{0g} = K\Phi(i_e)\Omega_g$ . On a donc :

$$\Omega_r = \frac{e_0}{K\Phi(i_e)} \quad \text{feat.} \quad \left\{ \begin{array}{l} v_a \approx e_0 \\ \frac{1}{K\Phi(i_e)} = \frac{\Omega_g}{e_{0g}(i_e)} \end{array} \right. \implies \Omega_r = \Omega_g \frac{v_a}{e_{0g}(i_e)} \quad (4.33)$$



On remarque que la caractéristique à vide en moteur est, à une constante près, l'inverse de celle en génératrice. On voit que la vitesse **diminue** quand  $i_e$  **augmente**<sup>9</sup>. Il faut démarrer le moteur à pleine excitation ( $i_e = i_{max}$ ) pour avoir le couple moteur maximal. On voit également que si on diminue trop l'excitation (coupe un fil) la vitesse augmente : danger mécanique  $\rightarrow$  le courant n'est plus limité que par la résistance d'induit et peut atteindre dix fois le courant nominal. Les disjoncteurs se chargent de protéger la machine.

FIGURE 4.21

#### 4.5.2 Caractéristiques en charge - moteur à excitation indépendante

On peut voir le "en charge" comme un freinage, charge dont le couple résistif est connu. La puissance mécanique va changer et il y aura des effets sur la vitesse et la consommation (le courant d'alimentation change même si la tension d'alimentation est constante).

On suppose que  $i_e = \text{cste}$  et  $v_a = \text{cste} = V_{al}$ . On sait que :

**À retenir :**

$$\begin{aligned} v_a &= e + \Delta V_b + R_a i_a \\ e &= K\Phi\Omega_r \\ C_{em} &= K\Phi i_a \\ -C &= C_{em} - C_p \\ e_g &= f(i_e, i_a) \quad \text{à } \Omega_g \text{ donné} \\ K\Phi &= \frac{e}{\Omega_r} = \frac{e_g}{\Omega_g} \end{aligned} \quad (4.34)$$

avec  $C_p$  le couple des pertes (frottement, Foucault, ...). L'ensemble des courbes mesurées en génératrice est donnée par  $e_g$ . Comme le flux est difficile à mesurer, on le calculera via  $e_g/\Omega_g$  avec  $\Delta V_b$  négligé (dernière équation). Notons qu'il n'y a ici pas de dérivée : nous sommes en régime.

8. Car le moteur n'entraîne rien

9. Comme vu précédemment sur le schéma bloc à cause de la rétroaction !



Nous avons donc

$$\begin{aligned}
 \Omega_r &= \frac{e}{K\Phi} \\
 &= \frac{v_a - \Delta V_b \text{sign}(i_a) - R_a i_a}{\frac{e_g}{\Omega_g}} \\
 &= \Omega_g \frac{v_a - \Delta V_b - R_a i_a}{e_g}
 \end{aligned} \tag{4.35}$$

a.  $\Omega_r = f(i_a)$

Supposons la réaction d'induit négligeable :  $e_g(i_e, i_a) = e_{0g}(i_e)$ . D'où

$$\Omega_r = \Omega_g \frac{v_a - \Delta V_b \text{sign}(i_a)}{e_{0g}(i_e)} - \Omega_g \frac{R_a i_a}{e_{0g}(i_e)} \tag{4.36}$$

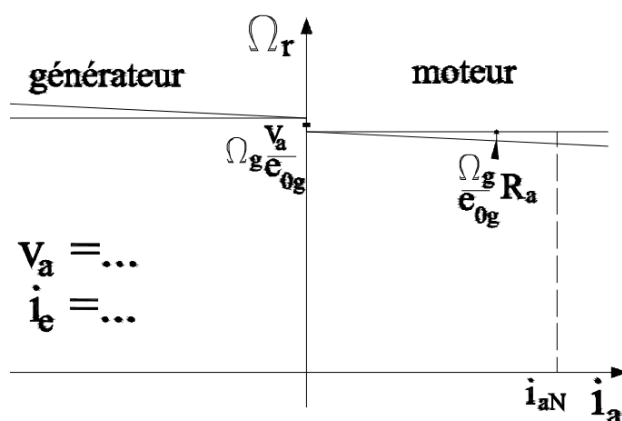


FIGURE 4.22

Comme  $R_a$  est très petit, notre terme sera presque une droite horizontale : à  $V_a, i_e = \text{cste}$ , la vitesse de rotation à excitation indépendante dépend peu de la charge. C'est rassurant, car nous avons vu que la vitesse n'allait que peu changer quand on dépose son pied ! Le "saut" à l'intersection avec l'ordonnée correspond à la variation de signe au niveau des balais. Quand on augmente  $i_e$ ,  $e_{0g}$  augmente aussi<sup>10</sup> et la vitesse à vide diminue : déplacement caractéristique (idem si  $V_a$  diminue).

Avec une réaction d'induit, pour  $i_e$  fixé, la fem en charge  $e_g$  diminue quand  $i_a$  augmente : augmentation de la vitesse de rotation en moteur aux valeurs élevée du courant.

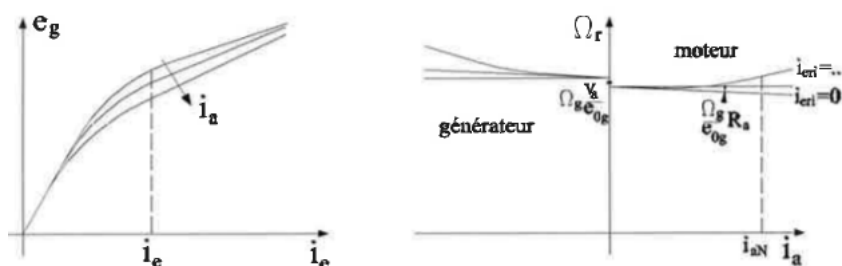


FIGURE 4.23 – Pour l'oral, ceci est un bon complément au schéma bloc vu plut haut ! Donne une explication plus matheuse.

10. Nos fameuses courbes  $e_0$  en fonction de  $i_e$  (sans tenir compte de  $i_a$  ici).

**b.**  $-C = f(i_a)$

Dans ce cas-ci on a :

$$C_{em} = K\Phi i_a = \frac{g(i_e, i_a)}{\Omega_g} i_a \quad (4.37)$$

avec  $-C = C_{em} - C_p$ . Attention,  $C_{em}$  n'est pas le couple mécanique net utile ! Pour  $e_g(i_e, i_a)$  on utilise la courbe en génératrice et  $\Omega_g$  est constante en génératrice.

Si la réaction d'induit est négligeable avec  $i_e$  constant et  $e_g = e_{0g}$  constant,  $C_{em}$  est linéaire en fonction du courant absorbé  $i_a$ . Comme la vitesse ne varie que peu, il en est de même pour le couple de perte : le couple moteur est aussi linéaire en fonction de  $i_a$ .

## Chapitre 5

# Le moteur asynchrone

### 5.1 Principe de fonctionnement

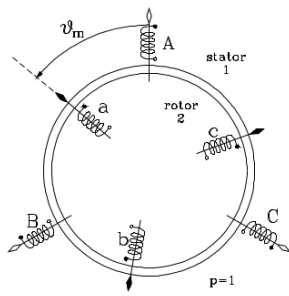


FIGURE 5.1

Alimentons les phases du stator<sup>1</sup> par une source de tension triphasée équilibrée d'ordre direct. Le rotor, lui, n'est relié à **aucune** source de tension (en fonctionnement normal, on parle de court-circuit) : il est fermé sur lui même. Le couple moteur résultera d'un champ tournant et on peut montrer que la vitesse de rotation du rotor  $\Omega_r$  ne vaut jamais la vitesse de rotation du champ tournant statorique  $\Omega_s$  ; **asynchrone**.

Ci-contre,  $\vartheta_m$  représente l'angle entre le rotor et le stator.

### 5.2 Champs fixes et champs tournant

#### 5.2.1 Champ fixe

Comme pour la MCC, l'inducteur est dans le stator. Si la répartition de l'induction est sinusoïdale dans l'entrefer, définissons le vecteur spatial fixe  $\vec{B}$  d'amplitude  $B^M$  vaut le maximum d'induction, c'est-à-dire l'orientation NS. L'induction au point  $X$  repéré par la coordonnée angulaire  $\beta_m$  vaut

$$\begin{aligned} B_X &= B^M \cos(p\beta_m) \\ &= B^M \cos \beta \end{aligned} \quad (5.1)$$

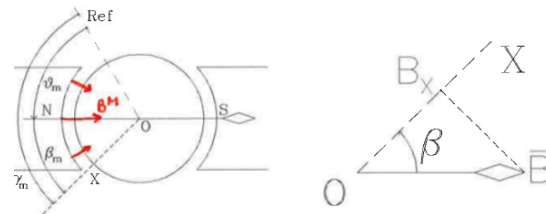


FIGURE 5.2

On multiplie l'angle par  $p$  pour avoir l'angle électrique :  $\beta_m = \gamma_m - \vartheta_m$ . Si  $\beta_m \neq f(t)$ , l'induction est constante en chaque  $X$ . On peut alors obtenir la valeur de  $B$  en  $X$  décalé de  $\beta_M$  par rapport à l'axe NS par projection de  $\vec{B}$  sur un axe décallé  $\beta = p\beta_m$ .

1. Analogie à celui d'une MS, Cf. ch7.

### 5.2.2 Champ tournant - Conventions

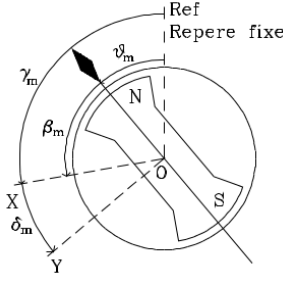


FIGURE 5.3

Cette fois-ci, on définit un vecteur spatial  $\vec{B}$  qui n'est plus fixe mais **tournant** amenant la notion de champ sinusoïdal tournant. Par contre le rotor voit un champ fixe, mais sinusoïdal dans l'espace. Notons

- Le sens positif de rotation est le sens trigo.
- $\gamma_m$  repère  $X$  par rapport à un axe statorique fixe : coordonnée statorique.
- $\beta_m$  repère  $X$  par rapport à l'axe  $N$  de l'inducteur : coordonnée rotorique
- $\theta_m$  repère l'axe  $N$  de l'inducteur par rapport à l'axe statorique de référence.
- Induction  $N \rightarrow S$  est positive.

### 5.2.3 Induction en un point fixe $X$

Comme précédemment, si la répartition spatiale de l'induction est sinusoïdale, sa valeur en  $X$  vaut

$$B_X = B^M \cos(p\beta_m) = B^M \cos \beta \quad (5.2)$$

sauf qu'ici,  $\beta_m \neq cste$ . Si le rotor tourne à vitesse constante  $\Omega_r$  :

$$\theta_m = \Omega_r t + \theta_{m0} \quad \text{où } \theta_{m0} \text{ est la position du rotor en } t = 0 \quad (5.3)$$

On a donc

$$\theta = p\theta_m = p\Omega_r t + p\theta_{m0} = \omega t + \theta_0 \quad (5.4)$$

où  $\omega = p\Omega_r$ ,  $\theta_0 = p\theta_{m0}$ . Jouons avec les phaseurs et nos deux angles  $\theta, \gamma$  défini ci-dessous<sup>2</sup> :

$$\begin{aligned} B_X &= \Re(\vec{B} \cdot \vec{1}_x^*) = \Re(B^M e^{j(\theta-\gamma)}) \\ &= \Re(B^M e^{j(\omega t + \theta_0 - \gamma)}) = B^M \cos(\omega t + \theta_0 - \gamma) \end{aligned} \quad (5.5)$$

Le champ  $B_x$  varie donc sinusoïdalement dans le temps. On peut encore l'écrire

$$B_X = \Re(B^M e^{j(\theta_0 - \gamma)} e^{j\omega t}) \equiv \Re(\underline{B} \sqrt{2} e^{j\omega t}) \quad (5.6)$$

avec

$$\underline{B} = \frac{B^M}{\sqrt{2}} e^{j(\theta_0 - \gamma)} \quad (5.7)$$

Un observateur rotorique verra une répartition spatiale de l'induction alors qu'un observateur statorique (fixe) voit passer un champ tournant. Un observateur statorique placé à un autre endroit voit le même champ tournant, de même amplitude mais déphasé. L'illustration ci-dessus montre deux moyens d'obtenir  $B_X$  et  $B_Y$ .

---

2.  $p\theta - \gamma$  ?

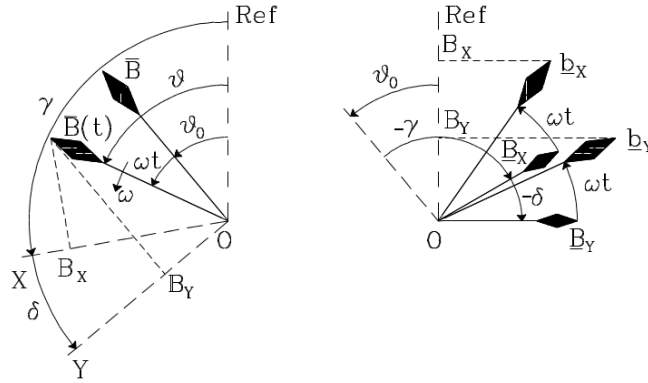
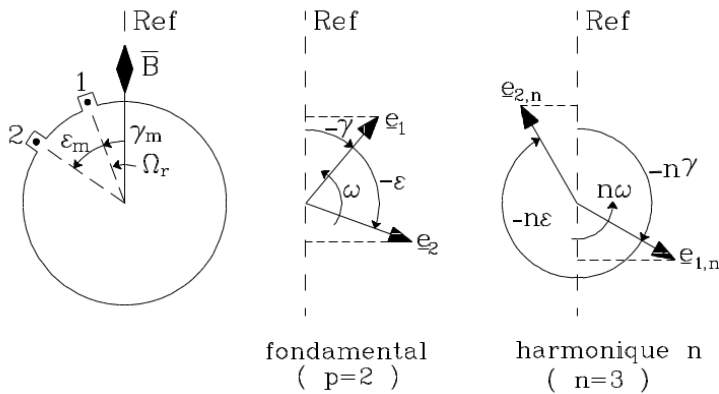


FIGURE 5.4 – Ces deux représentations donnent les mêmes infos : l'une est un champ qui tourne "physiquement" et l'autre est repris en phaseurs.

### 5.3 Les f.e.m. engendrées dans les enroulements ouverts

#### 5.3.1 Étoiles des encoches



Le calcul des phaseurs de tension pour un conducteur 1, décalé de  $\gamma_m$  s'obtient via  $e = Blv$ .

1 et 2 sont deux conducteurs fixes dans des encoches.  $\Omega_r$  est la vitesse de rotation mécanique. Comme  $e = Blv$ , la tension  $\propto B \rightarrow$  les phaseurs de  $B$  et  $e$  ont la même direction. Le  $-\epsilon$  signifie que  $e_2$  est en retard par rapport à  $e_1$ .

FIGURE 5.5

#### 5.3.2 Étoiles des bobines - Raccourcissement du pas

Soit une spire composée d'un conducteur aller 1 et retour 1'. Si les spires sont diamétrales (électriquement opposé,  $\angle 11' = \pi/p$ ), la tension à ses bornes est simple :  $e_{(1)} = e_1 - e_{1'}$ .

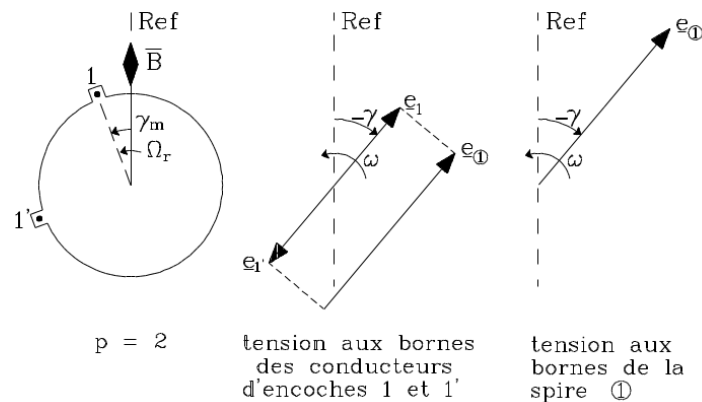


FIGURE 5.6

Si la spire (11') n'est **pas** diamétrale, les choses changent. Considérons le conducteur 1" tel que la spire 11" soit diamétrale : la tension en 1' est déphasée de  $np\delta_m = n\delta$  par rapport à celle en 1" valant l'opposé de celle en 1. La f.e.m.  $e_{(1)} = e_1 - e_{1'}$  est décalée de  $n\delta/2$  par rapport à  $e_1$ .

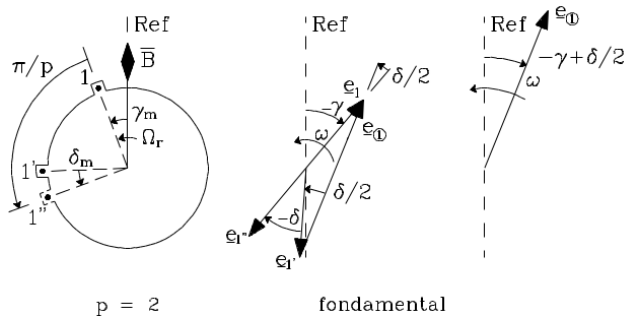


FIGURE 5.7

par le **facteur de raccourcissement de pas**

$$k_R = \cos \frac{n\delta}{2} = \cos \frac{np\delta_m}{2} \quad (5.8)$$

où  $n$  est le numéro de l'harmonique.

### 5.3.3 Étalage des encoches

On considère maintenant  $q$  spires diamétrales en série décalée d'un angle mécanique  $\epsilon_m$  l'une par rapport à l'autre. Toutes les spires (22', 33', ...) ont la même amplitude que 11'. Vu qu'elles sont en série, on prend la tension aux bornes des (ici) quatre spires, les tensions vont s'additionner mais la tension totale ne vaudra pas quatre fois celle de la spire 11' : **facteur d'étalement** que l'on peut calculer avec la règle des sinus :

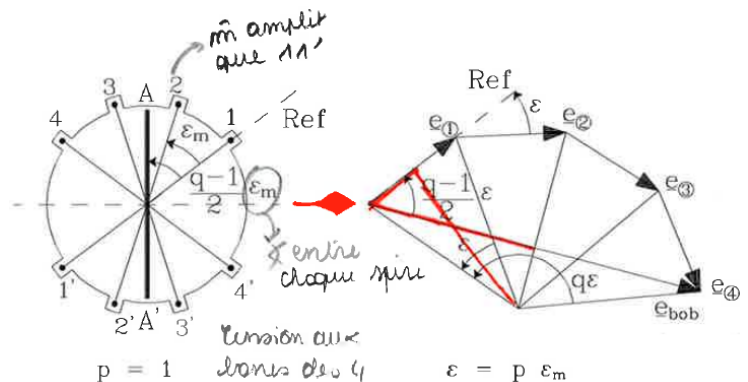


FIGURE 5.8

$$k_E = \frac{\sin \left( \frac{nq\epsilon}{2} \right)}{q \sin \left( \frac{n\epsilon}{2} \right)} \quad (5.9)$$

### 5.3.4 Obliquité des encoches

Si les encoches sont *un peu de travers*, l'amplitude de la tension réelle est obtenue en multipliant la tension aux bornes du conducteur par le **facteur d'obliquité** :

$$k_O = \frac{\sin np/2}{np/2} \quad (5.10)$$

On peut utiliser cette technique pour supprimer les harmoniques des dentures.

### 5.3.5 Tension aux bornes d'une bobine

"En résumé, la tension aux bornes d'une bobine est obtenue en multipliant la tension aux bornes d'une bobine constituée d'un même nombre de spires diamétrales dont l'axe est celui de la bobine réelle, par le produit des facteurs d'obliquité, d'étalement et de raccourcissement de pas."

## 5.4 Champ magnétique et inductance dans la machine linéaire à entrefer constant

On cherche à obtenir les coefficients d'inductance propre et mutuelles entre les enroulements comme pour le transformateur.

### 5.4.1 Force magnétomotrice dans une machine à entrefer constant

Soit une bobine d'axe  $Y$  avec  $N_1$  spires confondues. La largeur (angulaire) de ces spires vaut  $\sigma_m$ . On repère le point  $X$  par sa coordonnée  $\beta_m$  par rapport à l'axe de la bobine. La différence de potentiel magnétique entre stator et rotor dans l'axe  $A - B$  vaut

$$\Delta V_0 = H_{(0)}\delta \equiv \mathcal{F}_0 \quad (5.11)$$

souvent dit *force magnétomotrice*  $\mathcal{F}_0$  par abus de langage. Par convention la f.m.m. au point  $X$  ( $\mathcal{F}_{(\beta_m)}$ ) désigne la f.m.m. entre les points  $A$  et  $B$  le long d'un chemin traversant l'entrefer au point  $X$ . La loi des f.m.m. donne (Ampère)<sup>3</sup> :

$$\begin{aligned} \mathcal{F}_{(\beta_m)} - \mathcal{F}_0 &= 0 \text{ si } |\beta_m| < \sigma_m/2 \\ &= -Ni \text{ si } |\beta_m| > \sigma_m/2 \end{aligned} \quad (5.12)$$

Par symétrie,  $\mathcal{F}_0 = Ni/2$ . Si le fer est parfait et l'entrefer constant, le champ magnétique vaut

$$\begin{aligned} H_{(\beta_m)} &= \frac{Ni}{2\delta} \text{ si } |\beta_m| < \sigma_m/2 \\ &= -\frac{Ni}{2\delta} \text{ si } |\beta_m| > \sigma_m/2 \end{aligned} \quad (5.13)$$

et l'induction

$$B_{(\beta_m)} = \mu_0 H_{(\beta_m)} \quad (5.14)$$

La figure ci-dessous représente l'effet de bobines concentriques à même nombre de spires parcourues par le même courant. On voit que cela ressemble fortement à un beau sinus

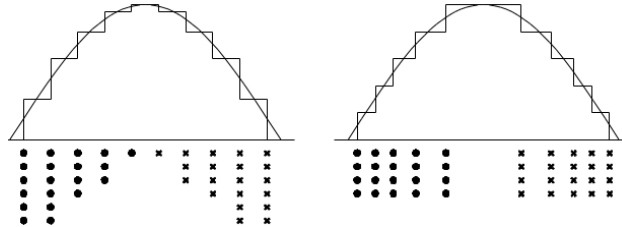


FIGURE 5.10

### 5.4.2 Titre beaucoup trop long

Pour une sous-section dont il a seulement dit quelque chose ?

---

3. ??

### 5.4.3 Facteurs d'étalement, de raccourcissement, d'obliquité

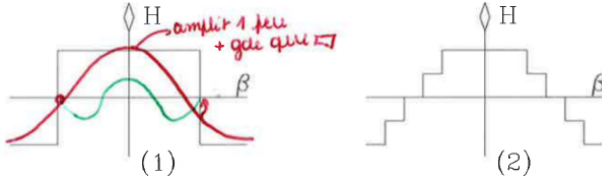


FIGURE 5.11

Ci-contre, à gauche quatre spire diamétrales et à droite quatre spires étalées. En configuration étalée, le champ est bien plus sinusoïdal et il peut l'être complètement avec un choix judicieux (hypothèse pour le reste du cursus).

Limité à son fondamental, le champ à pour expression

$$H_{(\beta)} = k_E k_R k_O \frac{N_f i_f}{2\delta p} \frac{4}{\pi} \cos \beta \quad (5.15)$$

Dans un cas *confondu*,  $N_f/p$  représente les spires en dessous de la première paire de pôle. Dans le cas *réparti*, on ne prend plus que le fondamental. Le facteur de "correction rectangle" pour n'obtenir que le fondamental est  $4/\pi$ . Après, les facteurs d'obliquité, ... sont présents pour effectuer les différentes corrections.

Pour rendre ça tout smooth, on définit le **nombre effectif de spires**

$$N_{sf} \equiv \frac{4}{\pi} k_E k_R k_O N_f \quad (5.16)$$

Ce nombre de spire donne le même "fondamental". On peut alors écrire

$$H_{(\beta)} = \frac{N_{sf} i_f}{2\delta p} \cos \beta \quad (5.17)$$

On note aussi souvent  $k_f = k_E k_R k_O$  pour rendre ça  $e^{\text{smooth}}$ .

### 5.4.4 Inductance propre d'une bobine dans une machine à entrefer constant

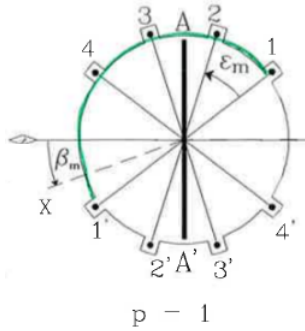


FIGURE 5.12

Soit  $q$  spires décalées de  $\epsilon_m$  l'une de l'autre. Avec le courant  $i_f$ , le **fondamental** du champ vaut au point  $X$  de coordonnée  $\beta_m$  :

$$H_{(\beta)} = k_E \frac{N_f i_f}{2\delta p} \frac{4}{\pi} \cos \beta \quad (5.18)$$

L'induction se déduit directement :  $B_{(\beta)} = \mu_0 H_{(\beta)}$ . Le flux coupé par la spire (1) vaut

$$\Phi_{(1)} = \int_{-\frac{\pi}{2p} - \frac{q-1}{2}\epsilon_m}^{\frac{\pi}{2p} - \frac{q-1}{2}\epsilon_m} B_{(\beta_m)} l R d\beta_m = \frac{\mu_0 l R}{p^2 \delta} \left( \frac{4}{\pi} k_E N_f \right) i_f \cos \frac{q-1}{2} \epsilon \quad (5.19)$$

On peut voir  $\Phi_{(1)}$  comme la valeur de la projection de la spire du flux  $\Phi_{\perp}$  coupé par une spire identique mais dont l'axe serait celui de la bobine ou le flux coupé par la spire diamétrale après qu'on ai inversé les axes de la bobine et de la spire.

$$” \Phi_{\perp} \cos \frac{q-1}{2} \epsilon ” \quad (5.20)$$



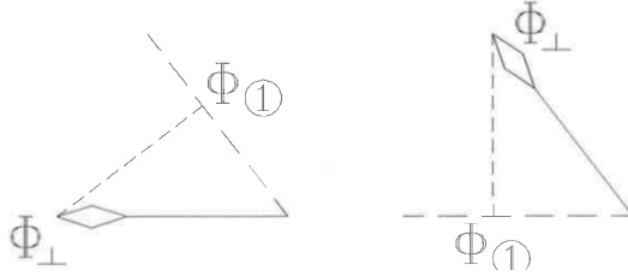


FIGURE 5.13

On a alors

$$\Phi_{\perp} = \frac{\mu_0 l R}{p^2 \delta} \left( \frac{4}{\pi} k_E N_f \right) i_f \quad (5.21)$$

Ceci est le flux dans une des spires. L'avantage c'est que maintenant on peut tout sommer brutalement, même les spires qui ne sont pas dans la même direction !

Le flux totalisé pour  $N_f/p$  spires d'une paire de pôles s'obtient comme on l'avait fait avant, en tenant compte de  $k_E$  :

$$\Psi_{2 \text{ pôles}} = k_E \frac{N_f}{p} \Phi_{\perp} = \frac{1}{p} (k_E N_f) \frac{\mu_0}{p^2 \delta} l R \left( \frac{4}{\pi} k_E N_f \right) i_f \quad (5.22)$$

Et donc pour  $p$  paires de pôles :

$$\Psi = \left( \frac{4}{\pi} k_E N_f \right)^2 \frac{\pi}{4} \frac{\mu_0 l R}{p^2 \delta} i_f \quad (5.23)$$

On peut faire le même raisonnement avec  $k_O$  et  $k_R$ . On obtiendrait alors :

$$\Psi = i_f N_{sf}^2 \mathcal{P}_m \quad (5.24)$$

où  $N_{sf}$  est le nombre effectif de spires et  $\mathcal{P}_m$  est la perméance du circuit magnétique (mise en série de  $2p$  entrefers). Ceci ne concerne que le flux dans l'entrefer (flux utile, commun) sans le traverser (le flux reste dans le stator).

On en déduit l'inductance **linéaire** de la bobine pour le fondamental du champ

$$L_f = l_f + N_{sf}^2 \mathcal{P}_m \quad (5.25)$$

Expression semblables à celle des transfo et non-influencée par la position du rotor.

#### 5.4.5 Inductance mutuelle entre une bobine statorique et une bobine rotorique dans une machine à entrefer constant

Soit un enroulement statorique  $A$  et un rotorique  $f$  dont les axes sont décalés de  $\chi$ . Il faut suivre un raisonnement similaire au chapitre précédent. Le flux coupé par une spire diamétrale d'axe  $f$  pour un courant statorique  $i_a$  vaut

$$\Phi_{\chi} = \Phi_{\perp} \cos \chi \quad (5.26)$$

Rebelote (après quelques calculs) :

$$\Psi_{fA} = l_f N_f \Phi_{\chi} = i_A N_{sf} N_{sA} \mathcal{P}_m \cos \chi \quad (5.27)$$

On trouve que le flux d'entrefer (commun) créé et coupé par  $A$  vaut

$$\Psi_{AA} = i_A N_{sA}^2 \mathcal{P}_m \quad (5.28)$$

L'expression de la mutuelle entre les deux enroulements est alors

$$M_{fA} = N_{sf} N_{sA} \mathcal{P}_m \cos \chi \quad (5.29)$$

où les  $N_i$  représentent les nombres de spires rotor/stator,  $\mathcal{P}_m$  est nécessaire car les flux traversent l'entrefer,  $\chi$  est l'angle électrique si l'on a  $p$  paires de pôles et la présence du cos intervient alors lorsque ceux-ci ne sont pas alignés.

#### 5.4.6 Inductance mutuelle entre deux bobines statoriques dans une machine à entrefer constant

On peut déduire cette expression dans un système triphasé avec la formule précédente, si  $\chi = 2\pi/3$ . Il faut cependant rajouter un terme supplémentaire provenant du flux de dispersion d'une phase qui, même s'il ne traverse pas l'entrefer, arrive à l'autre phase :

$$M_{AB} = l'_A + N_1^2 \mathcal{P}_m \cos \frac{2\pi}{3} = l'_A - \frac{1}{2} N_1^2 \mathcal{P}_m \quad (5.30)$$

On obtient des expressions semblables pour le rotor.

#### 5.4.7 Matrice des coefficients d'inductance pour une machine linéaire à entrefer constant comportant 3 enroulement $ABC$ au stator et 3 enroulement $abc$ au rotor

La page 5.28 reprends la définition des différentes phases, il faut ensuite tout injecter dans une matrice beaucoup trop grande pour que je la mette ici. Rien de compliquer, c'est vraiment appliquer les formules trouvées plus haut.

A l'examen, on peut demander un moyen de calculer les inductances via différents nombre de spires effectives et des facteurs d'états,...

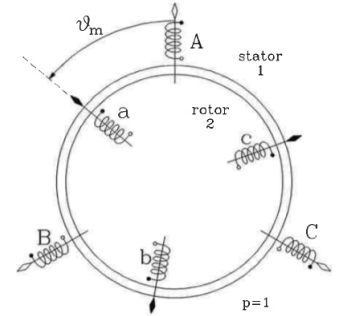


FIGURE 5.15

On obtient une belle matrice d'inductances qui permet de calculer tous les flux en fonction des courants (et pleins de paramètres, évidemment). Rappelons que pour avoir un sens, il ne faut pas prendre en tête les hypothèses suivantes :

1. Harmoniques spatiaux de  $B$ ,  $H$  et de la f.m.m. négligés
2. Entrefer constant
3. Non-linéarités magnétiques négligées

De plus, ces expressions sont valables en valeurs **instantanées**.

## 5.5 Champs pulsant et champs tournants

### 5.5.1 Les champs créés par une bobine unique

La f.m.m. d'une bobine d'axe  $f$  parcouru par un courant  $i_f$  réduit à son fondamental vaut (on reprend les notations précédemment définies)

$$\mathcal{F}_{(\beta)} = \frac{N_f i_f}{2p} \frac{4}{\pi} \cos \beta \quad (5.31)$$

Le vecteur  $\vec{\mathcal{F}}$  est aligné selon l'axe électrique de la bobine. Rappelons que le facteur  $4/\pi$  vient des spires diamétrales (la surface étant de ce facteur plus grand que le cas rectangulaire) Son amplitude vaut

$$\mathcal{F}^M = \frac{N_f i_f}{2p} \frac{4}{\pi} \quad (5.32)$$

$\mathcal{F}^M \propto$  valeur **instantanée** de  $i_f$ . On définit alors un **vecteur** courant  $\vec{i}_f = i_f e^{i\theta}$

### 5.5.2 Cas particuliers

▷ Si la bobine est **fixe** et le courant **constant** alors f.m.m. est constante dans le temps et se répartit sinusoidalement. On trouve la valeur de cette f.m.m. en un point  $X$  par projection de  $\vec{\mathcal{F}}$  sur  $OX$ . Avec  $\vec{\mathcal{F}}$  et  $\vec{i}_f$ , on trouve :

$$\mathcal{F}_{(x)} = \Re(\vec{\mathcal{F}} \cdot \vec{i}_f^*) = \mathcal{F}^M \cos(\theta_0 - \gamma) \quad (5.33)$$

On peut voir cette projection comme la f.m.m. consommée en ce point.

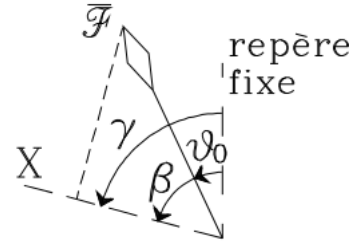


FIGURE 5.16

▷ Si la bobine est **tournante** et le courant est **constant**, la f.m.m. est dite **tournante**. Nous avons cette fois-ci :

$$\vec{\mathcal{F}} = \frac{4}{\pi} \frac{N_f i_f}{2p} e^{j(\omega_r t + \theta_0)}, \quad \vec{i}_f = i_f e^{j(\omega_r t + \theta_0)} \quad (5.34)$$

Au point  $X$ , notre f.m.m sera sinusoidale dans le temps (normal, vu que ça tourne), de pulsation  $\omega_r$ .

$$\mathcal{F}_{(X)} = \mathcal{F}^M \cos(\omega_r t + \theta_0 - \gamma) \quad (5.35)$$

▷ Si la bobine est **fixe** et le courant est **sinusoidal**  $i_f = I_{Mf} \cos(\omega t + \xi_f)$ , la f.m.m. est dite **pulsante** et, à chaque endroit, elle est sinusoidale dans le temps<sup>4</sup>.

En développant les calculs on peut montrer que *tout champ pulsant est la somme de deux champs tournants de même amplitude, de même vitesse mais de sens contraire. Celui dans le sens positif est dit "direct" et "indirect pour l'autre". Leur amplitude vaut la moitié de celle du champ pulsant. Leurs vitesses de rotation est celle du courant.*

Pour la machine synchrone, nous allons réaliser un stator à trois enroulements parcouru par un courant triphasé. Chacune des bobines crée un champ pulsant. La recombinaison de ces trois champs donne un champ tournant.

---

4. ??

## 5.6 La machine asynchrone à rotor bobiné en régime

En régime équilibré, la somme des courants est nulle à tout instant. En développant la matrice vue plus haut, le flux totalisé se compose de trois termes :

$$\Psi_A = l_1 i_A + \frac{3}{2} N_1^2 \mathcal{P}_m i_a + M^M[\dots] \quad (5.36)$$

Le premier terme est le flux de dispersion, le second le flux commun d'entrefer dû au stator et le dernier le flux commun d'entrefer dû au rotor.

### 5.6.1 Alimentation symétrique d'ordre direct - machine à l'arrêt

#### Alimentation par le stator - rotor ouvert

Le stator est alimenté par un système de trois tension équilibré et comme le rotor est ouvert  $i_2 = 0 (= i_a = i_b = i_c)$ . On obtient alors

$$\begin{aligned} \Psi_A &= l_1 i_A + \frac{3}{2} N_1^2 \mathcal{P}_m i_A \\ v_a &= r_1 i_A + (l_1 + \frac{3}{2} N_1^2 \mathcal{P}_m) \frac{di_a}{dt} \end{aligned} \quad (5.37)$$

Comme nous avons un système de tensions équilibrés au stator, il circule un système de tensions équilibrés d'ordre direct au stator :

$$\underline{V}_1 = (r_1 + j\omega l_1) \underline{I}_1 + j(\omega \frac{3}{2} N_1^2 \mathcal{P}) \underline{I}_1 \quad (5.38)$$

avec  $\underline{V}_1$  le phaseur de la composante directe de tension,  $\underline{I}_1$  le phaseur de la composante directe de courant,  $x_1 = \omega l_1$  la réactance de dispersion statorique. En définissant  $\underline{z}_1 = r_1 + jx_1$  et  $X_{1m} = 3/2\omega N_1^2 \mathcal{P}_m$  la réactance de magnétisation statorique (dont la valeur dépend de l'état magnétique), on peut écrire

$$\underline{V}_1 = (r_1 + jx_1) \underline{I}_1 + jX_{1m} \underline{I}_1 \quad (5.39)$$

conduisant au schéma équivalent ci-contre.

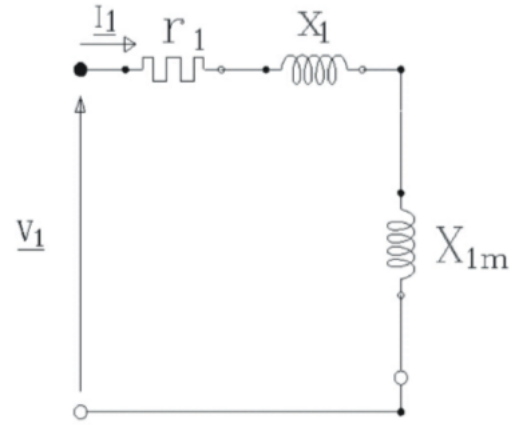


FIGURE 5.17

La phaseur de la composante directe du **flux rotorique** vaut

$$\underline{\Psi}_2 = M^M [\underline{I}_A \cos \theta + \underline{I}_B \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \underline{I}_C \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})] \quad (5.40)$$

En explicitant les phaseurs du courant en fonction de  $\underline{I}_A$  et en exprimant les cosinus grâce aux exponentielles complexes (détail page 5.43) on peut écrire

$$\underline{\Psi}_2 = \frac{3}{2} N_1 N_2 \mathcal{P}_m \underline{I}_1 e^{-j\theta} \quad (5.41)$$

La tension appliquée au rotor vaut donc

$$\begin{aligned} \underline{V}_2 &= j\omega \underline{\Psi}_2 = j\omega \frac{3}{2} N_1 N_2 \mathcal{P}_m \underline{I}_1 e^{-j\theta} \\ &= j \left[ \frac{N_2}{N_1} \right] X_{1m} \underline{I}_1 e^{-j\theta} \end{aligned} \quad (5.42)$$

Posons  $\mu = N_1/N_2$  le rapport de transformation stator-rotor. On a donc, comme pour les transfo :

$$\mu \underline{V}_2 = jX_{1m} \underline{I}_1 e^{-j\theta} \quad (5.43)$$

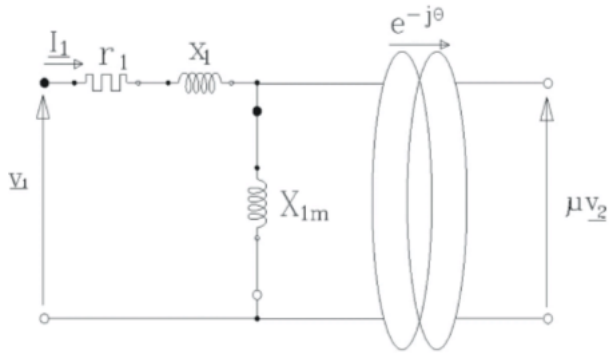


FIGURE 5.18

On obtient alors le schéma équivalent d'une machine d'induction à l'arrêt, rotor ouvert. On voit que le champ tournant induit au rotor un système symétrique de tension **déphasée en arrière** de  $\theta$  car la phase  $a$  du rotor est décalée en avant de  $\theta_m$  par rapport à la phase  $A$  du stator.

### Alimentation par le rotor - Stator ouvert

Ici, le rotor crée un champ tournant et la tension est induite dans le stator (qui ne tourne bien évidemment pas). On obtient exactement le schéma, mais dans l'autre sens :  $-\theta \rightarrow \theta, 1 \rightarrow 2, \mu \rightarrow 1/\mu$ . Par un raisonnement identique, on obtient le schéma équivalent dans lequel on trouve

$$X_{2m} = \frac{3}{2} \omega N_2^2 \mathcal{P}_m = \frac{X_{1m}}{\mu^2} \quad (5.44)$$

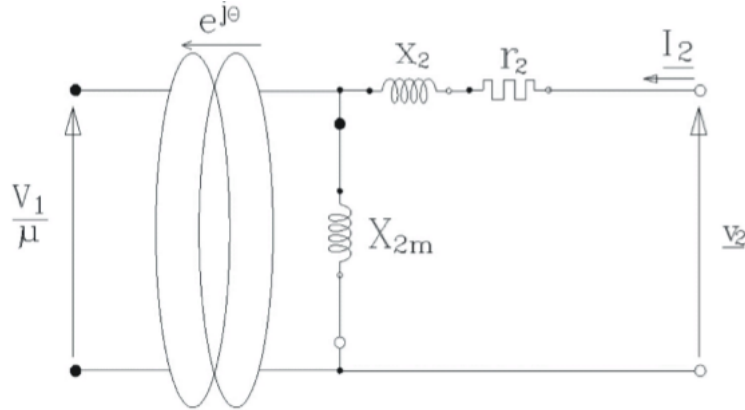


FIGURE 5.19

avec  $X_2$  la réactance de dispersion,  $r_2$  la résistance de la bobine 2,  $X_{2m}$  la réactance de magnétisation. On peut transformer ce schéma en multipliant les tensions par  $\mu$ , les courants par  $1/\mu$ , les impédances par  $\mu^2$  et en inversant le sens du déphaseur

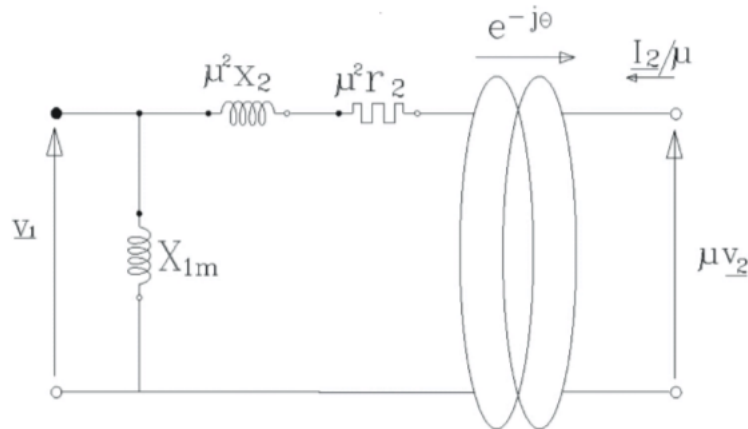


FIGURE 5.20

### Alimentation par le stator et le rotor

Le schéma équivalent d'une machine d'induction **à l'arrêt** s'obtient en superposant l'effet des courants statoriques et rotoriques. Il va falloir procéder à une mise à échelle. En effet  $X_{1m} = N_1^2 \mathcal{P}_m \neq X_{2m} = N_2^2 \mathcal{P}_m$  (l'une restant en grande partie dans le stator). Pour mettre à l'échelle, on retrouve notre  $\mu^2$  pour les impédances, le  $\mu$  pour les tensions et le  $1/\mu$  pour le courant. Le schéma ci-dessous est très semblable à celui d'un transformateur

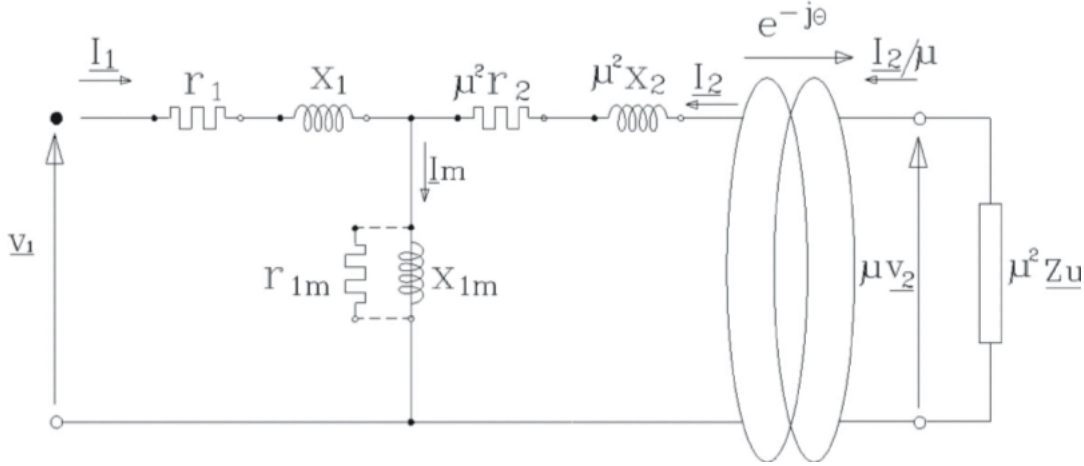


FIGURE 5.21

Notons que la réactance de magnétisation est beaucoup plus faible ici que dans le transformateur (dû au grand entrefer dans le transfo). Sur notre schéma équivalent, deux flux tournants vont s'additionner et on obtiendra le flux commun dans l'entrefer. Ce flux commun passe par le fer du rotor et du stator, il subit des pertes par hystérèses et courants de Foucault (représenté par la résistance mise en parallèle).

On a créé ici le circuit parfait pour déphasé du triphasé.

### Couple à l'arrêt

Soit les résistances/réactances statoriques ( $r_1, x_1 = 0$ ) négligeables et le rotor en court-circuit. Si on applique  $\underline{V}_1$ , cela va induire dans le rotor un courant déphasé en arrière par rapport à  $\underline{V}_1$ . Ces courants rotoriques, couplés au champ tournant, créent un couple.

### 5.6.2 Alimentation symétrique d'ordre direct - machine en rotation imposée par l'extérieur

#### Alimentation par le stator - Rotor ouvert

Comme les courants rotoriques sont nuls (rotor ouvert) il n'y a pas de couple moteur. Entraînons le rotor à la vitesse  $\Omega_r$ . Par rapport au rotor, le champ tourne à vitesse **électrique**  $= \omega - p\Omega_R = \omega - \omega_r$ . Les tensions engendrées au rotor ont une pulsation  $\omega - \omega_r$ .

On définit le **glissement** de la façon suivante :

$$g = \frac{\omega - \omega_R}{\omega} \quad (5.45)$$

où  $\omega_R$  est la vitesse de rotation électrique. Si celui-ci vaut 1, la machine est à l'arrêt. S'il est nul, c'est qu'il n'y a plus de tension dans la bobine. S'il vaut 2, le rotor tourne à la même vitesse que le champ tournant mais en sens inverse. En général,  $g$  est petit. Ce facteur exprime que le

rotor tourne un peu en arrière par rapport au champ généra d'où l'asynchronisme.

Le calcul de  $\Psi_1$  est identique au cas précédent (où le rotor était à l'arrêt) : la rotation du rotor ne change rien. Le schéma équivalent est donc le même.

Pour  $\Psi_2$  :

$$\underline{\Psi}_2 = \frac{3}{2} N_1 N_2 \mathcal{P}_m \underline{i}_1 e^{-j\theta} = \frac{X_{1m}}{\mu\omega} \underline{i}_1 e^{-j\theta} \quad (5.46)$$

C'est ici que les choses changent. Nous avons en effet

$$\begin{aligned} \theta &= \theta_0 + \omega_r t \\ \underline{i}_1 &= I_1 \sqrt{2} e^{j(\omega t + \xi_I)} \end{aligned} \quad (5.47)$$

Il en vient que

$$\underline{\Psi}_2 = \frac{X_{1m}}{\mu\omega} I_1 \sqrt{2} e^{j(g\omega t + \xi_I - \theta_0)} \quad (5.48)$$

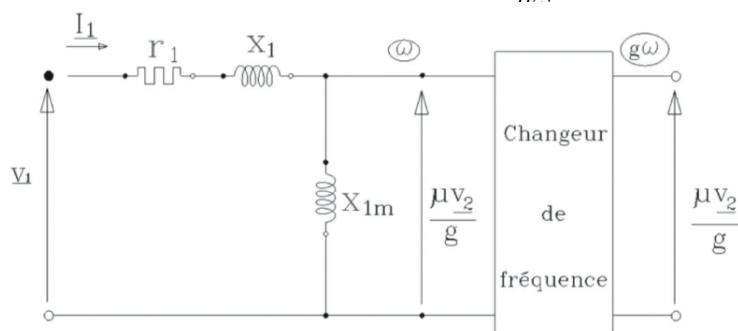


FIGURE 5.22

On peut déduire la tension correspondante

$$\underline{v}_2 = jg \frac{X_{1m}}{\mu} I_1 \sqrt{2} e^{j(g\omega t + \xi_I - \theta_0)} \quad (5.49)$$

La pulsation des tensions rotoriques vaut  $g\omega$ . La machine est un **changeur de fréquence**. On définit alors le phaseur  $\underline{V}_2$  :

$$\underline{V}_2 = jg \frac{X_{1m}}{\mu} \underline{I}_1 \quad \Leftrightarrow \quad \frac{\mu \underline{V}_2}{g} = j X_{1m} \underline{I}_1 \quad (5.50)$$

et on en déduit le schéma équivalent. Le changeur de fréquence modifie la fréquence de la tension, mais sans changer son amplitude.

△ Au synchronisme  $\omega_r = \omega \Rightarrow g = 0$ , le champ est fixe par rapport au stator : il ne peut y avoir de f.e.m. induite !

### Alimentation par le rotor - Stator ouvert

Raisonnement similaire ! Notons que la pulsation des tensions et courants rotorique doit valoir  $g\omega$ . Si c'est le cas, on obtient le schéma ci-dessous.

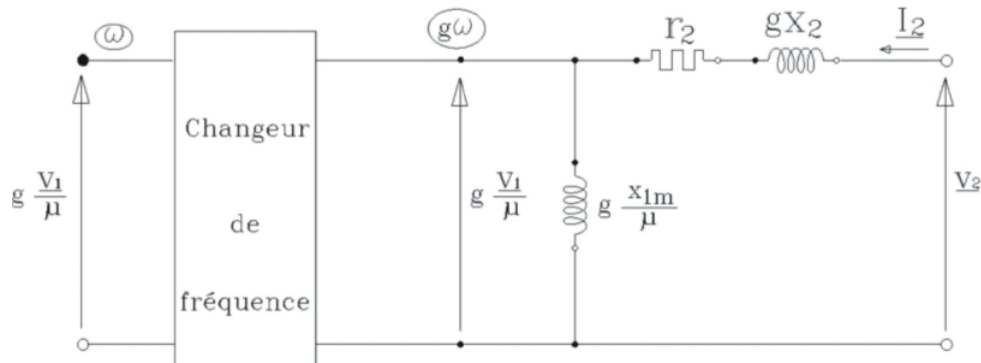


FIGURE 5.23

On peut transformer ce schéma en le schéma suivant, en multipliant les tensions par  $\mu/g$ , les courants par  $1/\mu$ , les impédances par  $\mu^2/g$  et en déplaçant le changeur de fréquence.

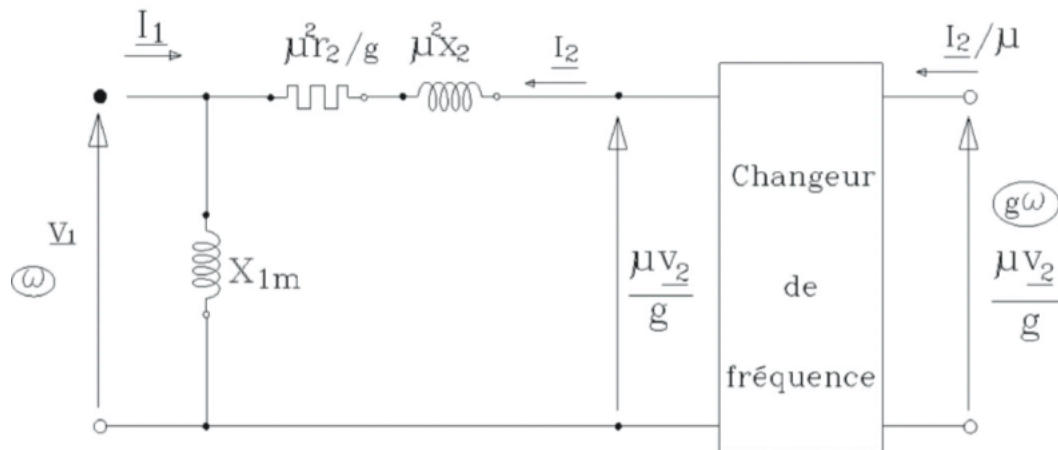


FIGURE 5.24

### Alimentation par le stator et le rotor

En superposant l'effet des courants statoriques et rotoriques, on obtient le **schéma équivalent d'une machine asynchrone en rotation**.

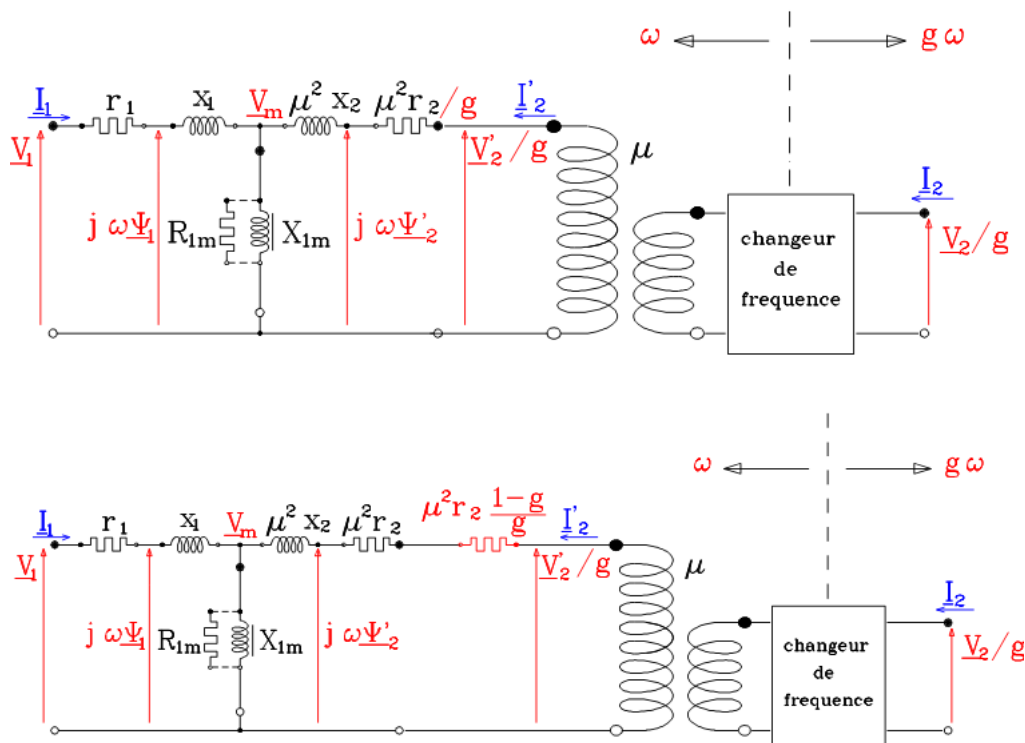


FIGURE 5.25

Deux grandes différences par rapport au schéma équivalent de la machine à l'arrêt : le déphaseur est remplacé par un changeur de fréquence et une résistance supplémentaire apparaît au rotor (voir plus bas).



## Couples mécaniques

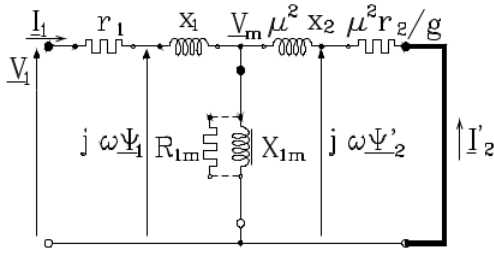


FIGURE 5.26

Souvent, on court-circuite le rotor (moteur à cage) et l'on obtient le schéma équivalent ci-contre ; La puissance électrique appliquée au stator se décompose en trois :

1. Pertes Joule au stator :  $P_{pJ1} = 3r_1 I_1^2$ .
2. Pertes magnétiques :  $P_{pm} = 3V_m^2 / R_{1m}$ .
3. Puissances transmises par l'entrefer au rotor :  $P_{entr}$ .

On peut décomposer  $P_{entr}$  en pertes Joules au rotor ( $P_{pJ2} = 3r_2 I_2^2$ ) et en puissance électromagnétique brute à l'arbre ( $P_{em} = C_{em} \Omega_r$ ). L'analyse du schéma équivalent montre que cette puissance électromagnétique brute doit valoir les pertes Joule dans la résistance supplémentaire  $\mu^2[(1-g)g]r_2$ .

Après quelques calculs (page 5.52), on trouve pour le couple électromécanique brut :

$$C_{em} = \frac{p}{\omega} \frac{3r_2 I_2^2}{g} \quad (5.51)$$

Ce couple est proportionnel aux pertes Joule du rotor. Au synchronisme ( $g = 0$ ) nous savons que  $I_2 = 0$  et donc  $C_{em} = 0$ . La machine n'est utilisable qu'en dehors du synchronisme : machine **asynchrone**.

## 5.6.3 Diagramme des courants (ou du cercle)

### Préliminaires

Considérons un circuit  $RX$ , faisons varier  $R$  et 0 à  $\infty$  et notons la tensions  $V$  en fonction du courant. Lorsque  $R$  varie, l'extrémité du phaseur  $\underline{I}$  décrit un lieu géométrique : demi-cercle.

### Diagramme du cercle

Il indique la variation du courant **statorique** en fonction du **glissement** lorsque la tension statorique est maintenue **constante**. On maintient les impédances constantes<sup>5</sup>

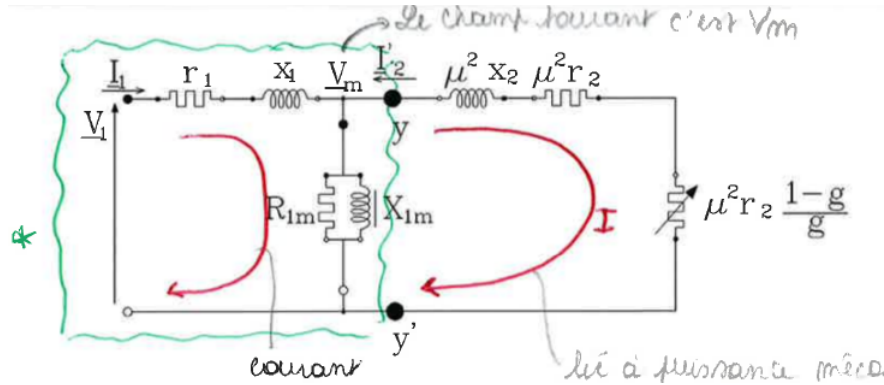


FIGURE 5.27

5. Attention néanmoins,  $X_{1m}$  dépend de l'état magnétique ( $V_m$ ) et  $r_2$  est fonction de la fréquence des courants rotoriques (effet pelliculaire).

A droite, le courant magnétisant, à gauche le courant lié à la puissance mécanique. Le champ tournant est bien  $V_m$ . On verra plus tard que la partie entourée de vert peut être vu comme un équivalent de Thévenin.

Sur ce schéma, posons :

- $\underline{Z}_{1m} = R_{1m} // X_{1m}$ ; impédance de magnétisation vue du stator
- $\underline{z}_1 = r_1 + jx_1$ ; impédance de dispersion du stator
- $\underline{z}_2 = r_2 + jx_2$ ; impédance de dispersion du rotor
- $\underline{z}_2' = \mu^2 r_2 + j\mu^2 x_2 = r_2' + jx_2'$ ; impédance de dispersion du rotor vue du stator.

Avec ces nouvelles définitions, on peut écrire l'équation de maille :

$$\underline{V}_1 = \underline{z}_1 \underline{I}_1 + \underline{Z}_{1m} (\underline{I}_1 + \underline{I}_2') \quad (5.52)$$

Et donc

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{V}_1}{\underbrace{\underline{z}_1 + \underline{Z}_{1m}}_{(*)}} + \underline{k}_1 (-\underline{I}_2') \quad (5.53)$$

où  $(*)$  est le courant consommé au synchronisme (car  $I_2 = 0, g = 0$ ). En posant

$$\underline{k}_1 = \frac{\underline{Z}_{1m}}{\underline{z}_1 + \underline{Z}_{1m}} = k_1 \angle \epsilon_1 \quad (5.54)$$

le coefficient de couplage **généralisé** dont son module est proche de l'unité et son argument faible (mais positif). Regardons le graphique de notre dernière relation.  $\underline{OA}_0$  représente  $\underline{I}_0$ , le courant statorique absorbé au synchronisme (pas tout à fait  $-90^\circ$  (car sert essentiellement à la magnétisation, donc inductif) à cause des pertes Joules). Son amplitude est inversement proportionnel (voir  $(*)$ ) à la réactance de magnétisation. Pour améliorer le facteur de puissance du courant, il faut réduire  $I_0$  au maximum  $\rightarrow$  augmenter  $X_{1m} \rightarrow$  réduire l'entrefer.

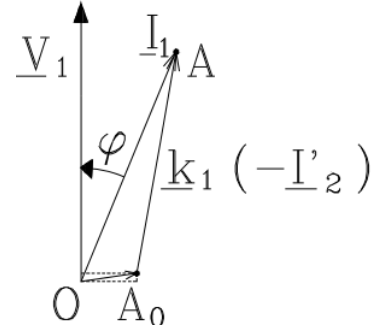


FIGURE 5.28

Le phaseur  $\underline{A_0A}$  est proportionnel au courant secondaire : il faut connaître la variation en fonction du glissement. On applique Thévenin comme dit plus haut. On peut successivement obtenir, après changements de variables

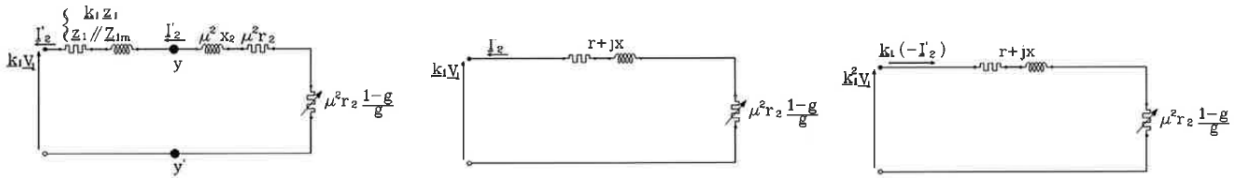


FIGURE 5.29

Sur le dernier schéma, en première approximation ( $k_1 \approx 1$ )  $\underline{z}$  vaut

$$\underline{z} = (r_1 + \mu^2 r_2) + j(x_1 + \mu^2 x_2) \quad (5.55)$$

On construit alors le lieu du point  $A$  :



## 5.7 Le moteur asynchrone en cage d'écureuil en régime

# Chapitre 7

## La machine synchrone

### 7.1 La machine synchrone à entrefer constant, en régime symétrique d'ordre direct

#### 7.1.1 Constitution - Rappels

Au niveau du stator, pas de grande différence avec celui du moteur asynchrone : enroulements ouverts constituant les trois phases. Le rotor est lisse : entrefer constant. Il est cependant muni d'encoches dans lesquelles sont placés les enroulement d'excitation parcouru en régime par un courant **continu**.

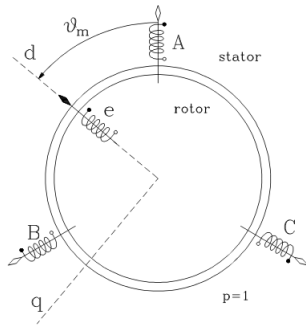


FIGURE 7.1

Le but est qu'à l'aide de courants statorique équilibré à fréquence  $\omega$ , on crée un champ tournant à vitesse  $\omega$ . Ce champ tournant entraîne le rotor à vitesse

$$\Omega = \frac{\omega}{p} \quad (7.1)$$

Le seul courant pouvant circuler dans l'enroulement d'excitation  $e$  est du à une source extérieure, ici continue.

Ci-contre, les trois enroulement statorique et l'enroulement rotorique décalé de  $\vartheta_m$  par rapport à l'axe de la phase A. On dirige l'axe de l'enroulement  $e$  selon la maximum d'induction qu'il crée : l'axe longitudinal  $d$ . L'axe transversal  $q$  est décalé de  $90^\circ$  en avant par rapport à lui.

On peut écrire pour la machine de la Figure 7.1 :

$$\begin{pmatrix} \Psi_A \\ \Psi_B \\ \Psi_C \\ \Psi_D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_A & M_{AB} & M_{AB} & M^M \cos \theta \\ M_{AB} & L_A & M_{AB} & M^M \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_{AB} & M_{AB} & L_A & M^M \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ M^M \cos \theta & M^M \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M^M \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & L_e \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_e \end{pmatrix} \quad (7.2)$$

On observe la même inductance mutuelle entre les enroulements statoriques et rotorique. De façon condensée :

$$[\Psi_{Ae}] = [L_{Ae}][i_{Ae}] \quad (7.3)$$

L'inductance propre d'une phase statorique vaut (p7, ch3) <sup>1</sup>

$$L_A = l_a + N^2 \mathcal{P}_m \quad (7.4)$$

1. Inductance de dispersion + inductance de magnétisation

L'inductance mutuelle entre des phases statoriques vaut

$$M_{AB} = l'_A - \frac{1}{2}N^2\mathcal{P}_m \quad (7.5)$$

L'inductance propre de l'enroulement d'excitation vaut

$$L_e = l_e + N_e^2\mathcal{P}_m \quad (7.6)$$

L'inductance mutuelle entre la phase  $A$  du stator et l'enroulement  $e$  du rotor vaut

$$M_{Ae} = NN_e\mathcal{P}_m \cos \theta = M^M \cos \theta \quad (7.7)$$

avec  $M^M = NN_e\mathcal{P}_m$ .

Compte-tenu de ces expressions, on peut tout remplacer dans la matrice pour obtenir  $\Psi_A, \dots$ , expressions non reprises ici.

### 7.1.2 Le régime symétrique d'ordre direct

Lorsqu'elle fonctionne en générateur, elle porte le doux nom d'*alternateur* qui est bien une source de puissance électrique.

#### Fonctionnement à vide d'un alternateur

On ouvre le stator  $i_A = i_B = i_C = 0$  et on excite le rotor par un courant continu  $I_e = I_E$ . Pour la rotation, on considère  $\theta = \theta_0 + \omega t$  avec  $\Omega_r = \omega/p$ .

L'expression de  $\Psi_e$  sous ces conditions (en débattant la matrice, ahah!) :

$$\Psi_e = l_e i_e + N_e^2 \mathcal{P}_m i_e = cste \quad (7.8)$$

La tension appliquée à l'excitation est alors forcément constante :

$$v_e = r_e i_e + \underbrace{\frac{d\Psi_e}{dt}}_{=0} \quad (7.9)$$

Les flux dans chacune des phases statoriques sont donnés par :

$$\begin{aligned} \Psi_A &= NN_e \mathcal{P}_m \cos \theta i_e \\ \Psi_B &= NN_e \mathcal{P}_m \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) i_e \\ \Psi_C &= NN_e \mathcal{P}_m \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) i_e \end{aligned} \quad (7.10)$$

Il est possible d'obtenir ces flux de deux autres façons (voir paragraphe 5.1.3 et Figure 7.2) :

1. Par projection sur l'axe de chacune des phases du vecteur  $\bar{\Psi}$  (amplitude  $NN_e\mathcal{P}_m I_e$  et déphasage de  $\theta = \theta_0 + \omega t$  par rapport à la phase  $A$ )
2. Dédit du système direct de phaseurs  $\sqrt{2}\bar{\Psi} = NN_e\mathcal{P}_m I_e e^{j\theta}$ .

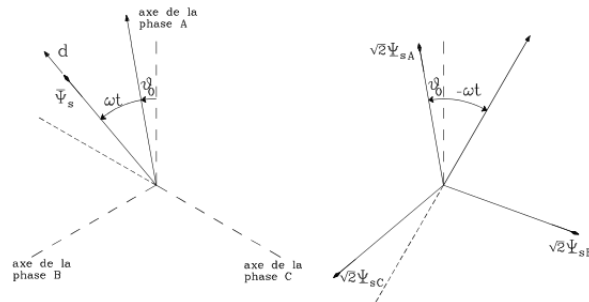


FIGURE 7.2

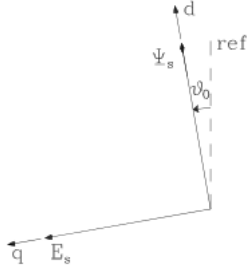


FIGURE 7.3  
est alignée selon  $q$ .

On peut voir sur Figure 7.2 qu'en  $t = 0$  les deux diagramme se superposent pour la phase  $A$ . En parlant de la phase  $A$ , voici la tension qu'elle engendre (on considère que l'alignement de  $\underline{\Psi}_s$  est aussi l'alignement de l'axe longitudinal  $d$  (en  $t = 0 + k2\pi/\omega$ )) :

$$v_A = \frac{d\Psi_A}{dt} \quad \text{ou} \quad \underline{E}_s = j\omega\underline{\Psi}_s \quad (7.11)$$

On peut représenter ça en diagramme des phaseurs (flux/tension efficace). Si  $\underline{\Psi}_s$  est aligné sur  $d$ , la tension  $\underline{E}_s$  étant déphasée de  $90^\circ$  elle

On peut montrer qu'un alternateur à vide est une source de trois tensions sinusoïdale symétrique d'ordre direct et de valeur efficace :

$$\begin{aligned} \underline{E}_s &= \omega N N_e \mathcal{P}_m \frac{I_e}{\sqrt{2}} \\ &= \omega \frac{L_m}{X_m} \frac{I_e}{\sqrt{2}} \\ &= \frac{\mu_p}{\sqrt{2}} \frac{I_e}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (7.12)$$

où  $\mu = \frac{3}{2} \frac{N}{N_e}$  est le rapport de transformation de Potier et  $X_m = \omega L_m$  est la réactance de magnétisation. Le phaseur  $\underbrace{\underline{E}}_s$  est ainsi la composante symétrique directe du système de trois tensions, aligné sur l'axe  $q$ .

### Fonctionnement sous charge symétrique

Si les impédances de chaque phases sont égales, les courants débités formeront toujours un système symétrique d'ordre direct de pulsation  $\omega$ .

On passe en **moteur** si le déphasage du courant absorbé sur la tension appliquée est, en valeur absolue, inférieur à  $90^\circ$ .<sup>2</sup> Soit le système de courants statoriques (absorbés) :

$$\begin{aligned} i_A &= I\sqrt{2} \cos(\omega t + \xi_I) \\ i_B &= I\sqrt{2} \cos(\omega t + \xi_I - \frac{2\pi}{3}) \\ i_C &= I\sqrt{2} \cos(\omega t + \xi_I + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (7.13)$$

avec un courant rotorique  $i_e = I_e$  constant. Les courants statoriques créent un champ tournant à vitesse  $\omega$ . Prouvons que le flux total enserré par l'enroulement d'excitation est constant. Après quelques opérations trigonométriques, on trouve

$$\Psi_e = l_e I_e + N_e^2 \mathcal{P}_m I_e + N N_e \mathcal{P}_m I \sqrt{2} \frac{3}{2} \cos(\theta_0 - \xi_I) \quad (7.14)$$

Il s'agit d'une constante : ceci prouve que le flux coupé par  $e$  est bien constant dans le temps car le champ tournant est fixe par rapport au rotor (vu qu'ils tournent de façon synchrone, il le voit constant). Du coup :

$$v_e = r_e i_e \quad (7.15)$$

---

2. ??

De façon similaire, le flux totalisé coupé par l'enroulement  $A$  vaut :

$$\Psi_A = li_a + \frac{3}{2}N^2\mathcal{P}_m i_A + NN_e\mathcal{P}_m \cos(\omega t + \theta_0)I_e \quad (7.16)$$

On trouve pareil pour  $\Psi_B$  et  $\Psi_C$  : on peut en déduire une composante symétrique d'ordre direct de ces trois flux :

$$\underline{\Psi} = \underline{\Psi}_d + \underline{\Psi}_I + \underline{\Psi}_s \quad (7.17)$$

avec  $\underline{\Psi}_d$  le flux de dispersion statorique qui ne traverse pas l'entrefer,  $\underline{\Psi}_i$  le flux de réaction d'induit (flux d'entrefer dû aux courants statoriques),  $\underline{\Psi}_s$  le flux d'entrefer dû à l'enroulement d'excitation et  $\underline{\Psi}_r = \underline{\Psi}_I + \underline{\Psi}_s$  le flux d'entrefer **résultant**  $\propto$  l'induction dans l'entrefer.

La composante symétrique d'ordre direct des tensions statorique a pour valeur <sup>3</sup>

$$\underline{V} = r\underline{I} + jx\underline{I} + jX_m\underline{I} + \underline{E}_s \quad (7.18)$$

On a posé

$$\underline{E}_s = j\omega\underline{\Psi}_s = j\frac{X_m}{\mu_P}\frac{I_e}{\sqrt{2}}e^{j\theta_0} \quad (7.19)$$

Ce phaseur représente la fem **synchrone** : la tension engendrée par le courant d'excitation dans les enroulements d'armature. Par le th. de Thévenin, il vaut la fem à vide.

On peut également définir un phaseur "courant d'excitation" :

$$\underline{I}_e = \frac{I_e}{\sqrt{2}}e^{j\theta_0} \quad (7.20)$$

n'ayant aucune réalité physique mais étant aligné sur le même axe que  $\underline{\Psi}_s$  on peut écrire

$$\underline{E}_s = j\frac{X_m}{\mu_P}\underline{I}_e \quad (7.21)$$

en posant  $X_m = \frac{3}{2}\omega N^2\mathcal{P}_m$ , la réactance de magnétisation. On trouve :

- $x = \omega l$  la réactance de dispersion (peu influencée par l'état magnétique de la machine)
- $r$  la résistance d'une phase statorique (souvent négligeable)
- $z = r + jx$  l'impédance de dispersion
- $\underline{Z}_s = z + jX_m$  l'impédance synchrone.

On peut alors définir

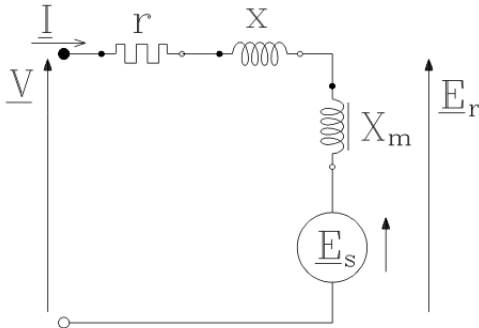


FIGURE 7.4

$$\begin{aligned} \underline{E}_r &= j\omega\underline{\Psi}_r \\ &= j\omega(\underbrace{\underline{\Psi}}_I + \underline{\Psi}_s) \\ &= jX_m\underline{I} + \underline{E}_s \end{aligned} \quad (7.22)$$

où l'on retrouve le flux d'entrefer dû aux enroulements statoriques et le flux d'entrefer dû à l'enroulement d'excitation.

$\underline{E}_r$  est la **fem résultante**, proportionnelle au flux résultant dans l'entrefer : normal, c'est lui qui **fixe l'état magnétique de la machine**. A l'aide de (7.18) on peut obtenir le schéma équivalent ci-contre.



### Calcul du courant d'excitation (fonctionnement moteur)

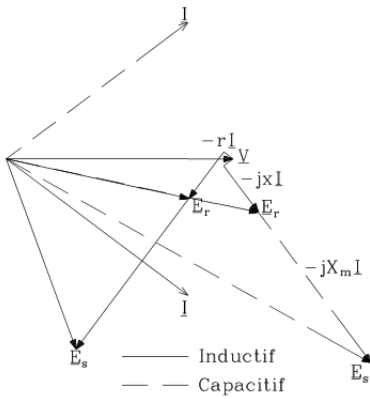


FIGURE 7.5

Si l'on a  $\underline{V}, \underline{I}$ , on peut se demander quel est le courant d'excitation correspondant. A partir de l'extrémité de  $\underline{V}$  on peut tracer <sup>4</sup>

$$-(r + jx)\underline{I} \quad (7.23)$$

Pour obtenir  $\underline{E}_r$ . Ensuite :

$$-jX_m \underline{I} \quad (7.24)$$

pour obtenir  $\underline{E}_s$ . La valeur  $I_e$  se déduit de  $E_s$ .

### Fonctionnement en alternateur

Il "suffit" de considérer un courant **débité**  $-\underline{I}$  pour respecter les conventions. Ci-dessous à droite, la figure pour déterminer  $E_s$  et  $I_e$ .

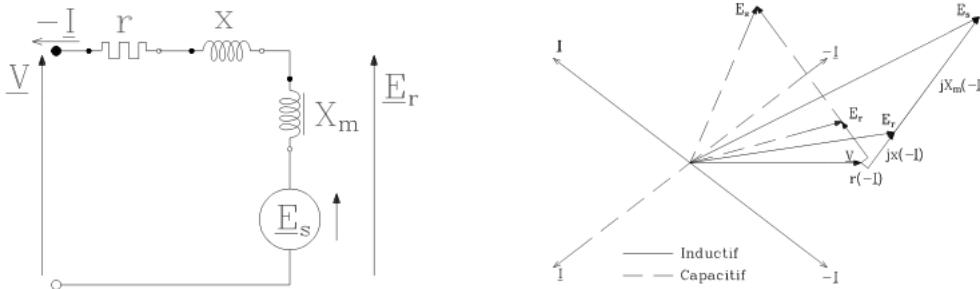


FIGURE 7.6

### 7.1.3 La mesure des paramètres de la machine à entrefer constant

#### Caractéristique à vide

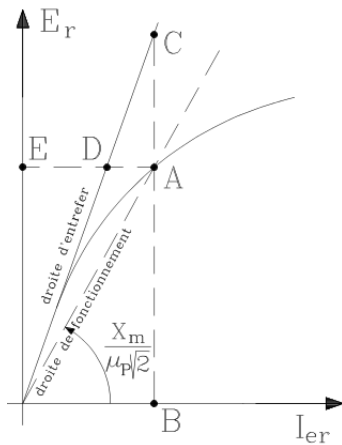


FIGURE 7.7

La perméance  $\mathcal{P}_m$  et la réactance  $X_m$  sont influence par la saturation. Supposons que  $X_m$  soit fonction du flux résultant, ou en fonction de  $E_r$  ou encore du courant d'excitation résultant  $I_{er} = I_e + \mu_p I$ .

Ainsi, si on connaît  $E_r = f(I_{er})$  (soit la fem résultante en fonction du courant d'excitation résultant) on peut retrouver  $X_m$  pour un point A : la pente joignant l'origine au point A valant (voir (7.12))

$$\frac{X_m}{\mu_P \sqrt{2}} \quad (7.25)$$

La courbe de la Figure 7.7 est la **caractéristique à vide** tracée pour une vitesse de rotation donnée. Elle donne la variation de

4. Comment ? Le  $-jI$  donne qqch de  $\perp \underline{I}$  no ?

tension aux bornes en fonction du courant d'excitation à vide car  $\underline{V} = \underline{E}_r, I_e = I_{er}$ .

Cette caractéristique est "assez linéaire" comme l'entrefer est assez grand : il s'agit de la *droite d'entrefer*.

### Choix de la base rotorique (pour $I_e$ )

Résultat à admettre : base d'excitation :

$$I_{eB} = \mu_P \sqrt{2} I_B \quad (7.26)$$

L'équation (7.12) devient alors

$$\frac{E_s}{V_b} = \frac{\frac{X_m}{\mu_P \sqrt{2}} \frac{I_e}{I_B}}{\frac{Z_B}{\mu_P \sqrt{2} I_B}} = \frac{X_m}{Z_B} \frac{I_e}{\mu_P \sqrt{2} I_B} \quad (7.27)$$

Partie à connaître ? Pas super drôle.

### Droite de court-circuit

Soit un court circuit triphasé aux bornes de la machine. On a donc

$$0 = \underline{V} = z \underline{I}_{cc} + \underline{E}_r \quad (7.28)$$

Avec le schéma de la Figure 7.6, on peut calculer le courant

$$\underline{I}_{cc} = - \frac{\underline{E}_s}{\underline{z} + j X_{m,ns}} \quad (7.29)$$

Avec Figure 7.4, on peut écrire

$$\underline{I}_{cc} = - \frac{j X_{m,ns}}{\underline{z} + j X_{m,ns} \mu_P} \frac{\underline{I}_e}{\mu_P} \quad (7.30)$$

La relation  $I_{cc} = f(I_e)$  est linéaire : c'est la **droite de court-circuit** dont la pente vaut (on isole et on prend le module) :

$$\frac{1}{\sqrt{2} \mu_P} \frac{X_{m,ns}}{x + X_{m,ns}} \quad (7.31)$$

En pratique, on utilise souvent le **rapport de court-circuit** (cf. labo).

### Caractéristique en déwatté - Triangle de POTIER

On souhaite tracer la caractéristique en déwatté inductif, alternateur :

$$V = f(I_e) \quad \text{pour } (-I) = \text{cste} \quad \text{et } \phi = +\frac{\pi}{2} \quad (\cos \phi = 0) \quad (7.32)$$

Si  $r = 0$ ,  $\underline{V}, \underline{E}_r, \underline{E}_s$  sont alignées selon l'axe  $q$  et les courants  $\underline{I}, \underline{I}_e, \underline{I}_{er}$  selon  $d$ . Cela permet, via le diagramme, de calculer la tension  $V$  correspondant à  $I_e$  pour une valeur donnée de  $I$  sachant que

$$I_{er} = I_e - \mu_P I \sqrt{2} \quad (7.33)$$

?? (Page 22) ??  $\Rightarrow$  Qu'est ce qu'on déduit de 7.1-17 ?

La caractéristique en déwatté (pour  $I$  donné) se déduit de la caractéristique à vide par simple translation :

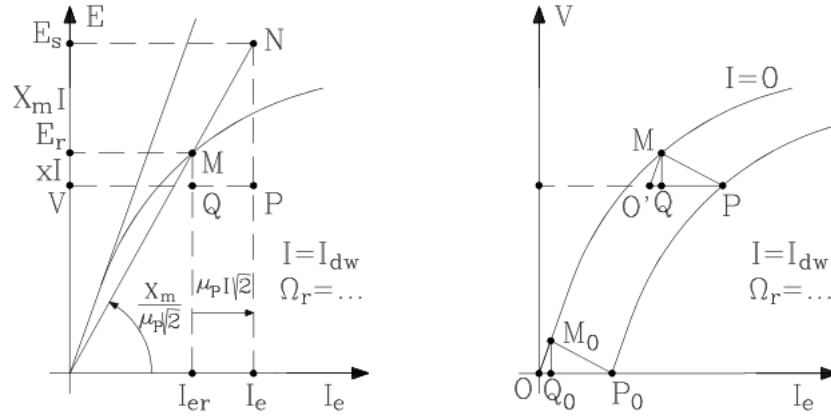


FIGURE 7.8 – La triangle  $QMP$  est constant pour une valeur de  $I$

Dans le cas d'un court-circuit ( $V = 0$ ) on peut obtenir deux relations intéressantes (math non détaillées ici) :

$$OP_0 = I_e = Q_0 P_0 \frac{x + X_{m,ns}}{X_{m,ns}} \quad (7.34)$$

$$OQ_0 = \frac{x}{X_{m,ns}} Q_0 P_0 \quad (7.35)$$

L'intérêt est de pouvoir donner la caractéristique **complète** en déwatté par déplacement vertical  $MQ$  et horizontal  $QP$ . Voir page 7.23 pour les détails

#### 7.1.4 Application : la caractéristique de régulation - méthode de Potier

Compléter après labo