

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR  
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE**



**UNIVERSITE DE MASCARA**

**Faculté des Sciences et de la Technologie**

*Département de sciences et techniques*

**SPECIALITE : ELECTROTECHNIQUE**



**Polycopié du cours**

**MACHINES ELECTRIQUES A COURANT ALTERNATIF**

**Dans le cadre du programme pédagogique**

**de la formation LMD**

**1ère année Master**

**Option**

**Ingénierie des Systèmes Electriques**

Préparé par:

**Dr Abdelfettah KERBOUA**

Année universitaire 2014-2015

# AVANT PROPOS

L'électrotechnique est une discipline qui étudie les questions relatives à l'énergie électrique. Issue de travaux principalement développés au XIX<sup>ème</sup> siècle, elle constitue aujourd'hui encore un bagage de base nécessaire pour des études supérieures et des activités professionnelles dans de nombreux secteurs. En effet, l'énergie électrique est de plus en plus présente dans les systèmes toujours plus sophistiqués et plus nombreux qui facilitent nos activités quotidiennes.

L'énergie électrique de notre réseau électrique est du type alternatif triphasé. La majorité de cette énergie est générée à l'aide des gros convertisseurs électromécaniques à courant alternatif et consommée par d'autres moins puissants. La différence entre ces machines vient de la façon dont sont créés ses champs magnétiques et de la manière dont on les fait agir l'un sur l'autre.

"**Machine électrique à courant alternatif**" est une matière essentielle de l'unité fondamentale I. Elle s'adresse aux étudiants de master au premier semestre de la spécialité ingénierie des systèmes électriques du régime (LMD) ou généralement pour toute formation approfondie en électrotechnique. L'objectif est de développer les principes fondamentaux et les caractéristiques des machines électriques en régime permanent.

Le contenu de ce polycopié est déjà enseigné au département de *sciences et techniques* de la *Faculté des Sciences et de la Technologie* à l'*Université de Mascara*. Il est présenté avec un style très simple qui permet aux étudiants une compréhension très rapide.

Ce polycopié traite les machines à courant alternatif triphasées qui sont basées sur le concept du champ tournant. C'est pour cette raison que le premier chapitre de ce polycopié est consacré aux "**Concepts fondamentaux sur les machines à courant alternatif**". A travers ce chapitre l'étudiant doit comprendre la notion du champ tournant et ses caractéristiques et savoir identifier les principales structures de convertisseurs électromécaniques à champ tournant. Puisque les machines électriques sont classées suivant deux grandes classes selon le principe de fonctionnement, les six chapitres suivant de ce polycopié sont divisés en deux parties.

La première partie réservée à la **machine synchrone**. Cette classe de machines à courant alternatif regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre mécanique est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Après avoir donné le principe de fonctionnement et les diagrammes propres à cette machine en régime permanent, nous montrons depuis ces caractéristiques comment elle est principalement utilisée dans le domaine de la production d'énergie électrique. Ensuite, il est abordé la problématique de mise en parallèle des machines synchrones car dans le secteur de production d'énergie électrique, ces machines doivent, le plus souvent, fonctionner en parallèle avec le réseau électrique.

La deuxième partie réservée à la **machine asynchrone**. Cette classe de machines à courant alternatif regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre mécanique est différente de la vitesse de rotation du champ tournant. A travers le principe de fonctionnement, schéma équivalent, diagramme de cercle et caractéristiques mécaniques propres à cette machine en régime permanent, nous montrons comment elle est la machine la moins onéreuse pour obtenir l'énergie mécanique depuis l'énergie électrique à courant alternatif.

# CHAPITRE I

## Concepts fondamentaux sur les machines à courant alternatif

## I. Introduction

Les machines à courant alternatif sont les machines employées le plus fréquemment dans l'industrie. Elles possèdent en effet plusieurs avantages par rapport aux machines à courant continu : simplicité, robustesse, prix peu élevé et entretien facile. Les forces d'attraction ou de répulsion au sein des machines électriques sont dues à l'interaction de deux champs magnétiques, l'un créé par l'enroulement du stator et l'autre par l'enroulement du rotor. La différence entre les types des machines venant de la façon dont sont créés ces champs magnétiques et de la manière dont on les fait agir l'un sur l'autre.

Pour les machines *synchrones et asynchrones*, il est créé un champ magnétique, tournant dans l'espace du stator. Dans le présent chapitre, nous étudierons les principes fondamentaux de ces deux types de machines à courant alternatif triphasés lorsqu'ils fonctionnent à fréquence fixe.

## II. Principe de fonctionnement de machines à courant alternatif

Les machines électriques à courant alternatif (alternateurs, moteurs synchrones et asynchrones) reposent en grande majorité sur le principe du **champ tournant**, il est donc impératif de bien comprendre cette notion et ses caractéristiques avant d'aborder les différents types.

La première idée qui vient pour créer un champ tournant dans l'air est de prendre un aimant en fer à cheval et de l'entraîner en rotation autour de son axe vertical (figure I.1). Entre les pôles nord et sud de cet aimant nous observons que le champ magnétique est lui-même entraîné en rotation.

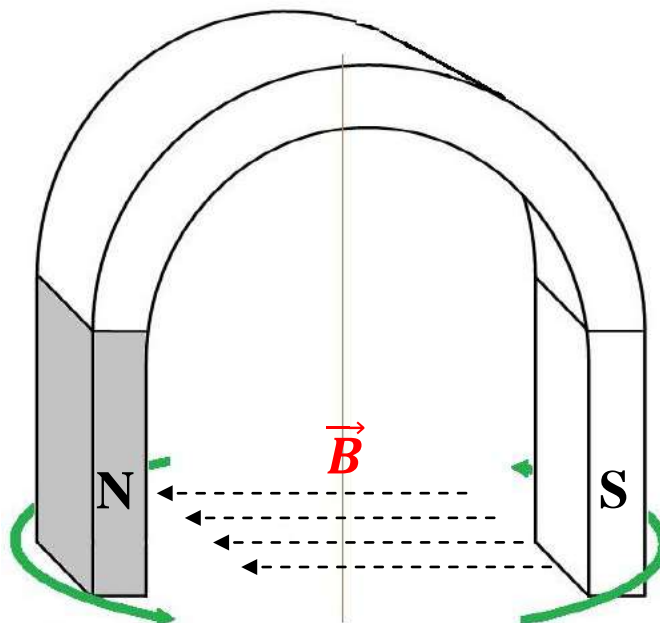


Figure I.1. Exemple d'un champ tournant dans l'air

## II. 1. Action d'un champ tournant sur une aiguille aimantée

Soit une aiguille aimantée (pouvant tourner autour d'un pivot) est soumise au champ magnétique de l'aimant en fer à cheval comme il est montré par la figure I.2. En faisant tourner l'aimant avec un dispositif d'entraînement, l'aiguille tournera elle aussi à la même vitesse que l'aimant. Chaque pôle de l'aiguille suit le pôle inverse de l'aimant (Il y a attraction mutuelle des pôles de noms contraires: développement d'un couple moteur). Si l'aiguille est soumise à un couple résistant, elle continuera à tourner à la même vitesse que l'aimant mais avec un retard.

Ainsi, un champ tournant peut entraîner à la même vitesse que lui (vitesse dite de synchronisme) une aiguille aimantée, un aimant permanent ou un électro-aimant. Ceci est le principe de la machine synchrone.

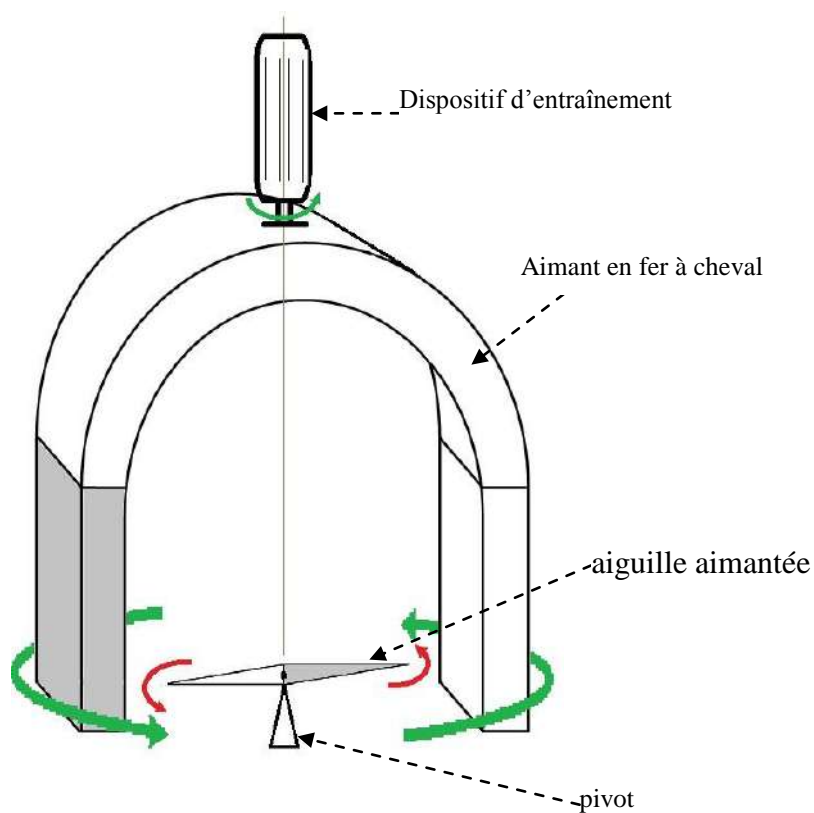


Figure I.2. Action d'un champ tournant sur une aiguille aimantée

## II. 2. Action d'un champ tournant sur un disque métallique

Dans ce cas, nous remplaçons l'aiguille aimantée par un disque métallique en cuivre ou en aluminium (pouvant tourner aussi autour d'un pivot) comme il est montré par la figure I.3.

Supposant que le disque est fixe. La variation du champ de l'aimant produit dans la masse pleine du disque des courants dits de Foucault d'après Lenz doivent s'opposer à la cause qui leur a donné naissance. Cette cause est le déplacement relatif de l'aimant par rapport au disque.

Ces courants induits ne peuvent empêcher la rotation réelle de l'aimant. Ils entraînent le disque dans un mouvement permettant de diminuer le déplacement relatif du champ, soit une rotation. Un couple moteur est donc créé entre les pôles de l'aimant et les pôles créés par les courants induits. Si le disque est soumis à un couple résistant, il continuera à tourner dans le même sens mais à une vitesse plus réduite par rapport au cas sans couple résistant.

Le disque ne peut jamais tourner à la même vitesse de l'aimant (vitesse de synchronisme). Car dans ce cas, le disque est relativement immobile par rapport à l'aimant. Donc, il n'y aura plus des courants dits de Foucault l'origine du mouvement du disque.

Ainsi, un champ tournant peut entraîner un disque métallique à une vitesse différente à celle de l'aimant en fer à cheval. Ceci est le principe de la machine asynchrone.

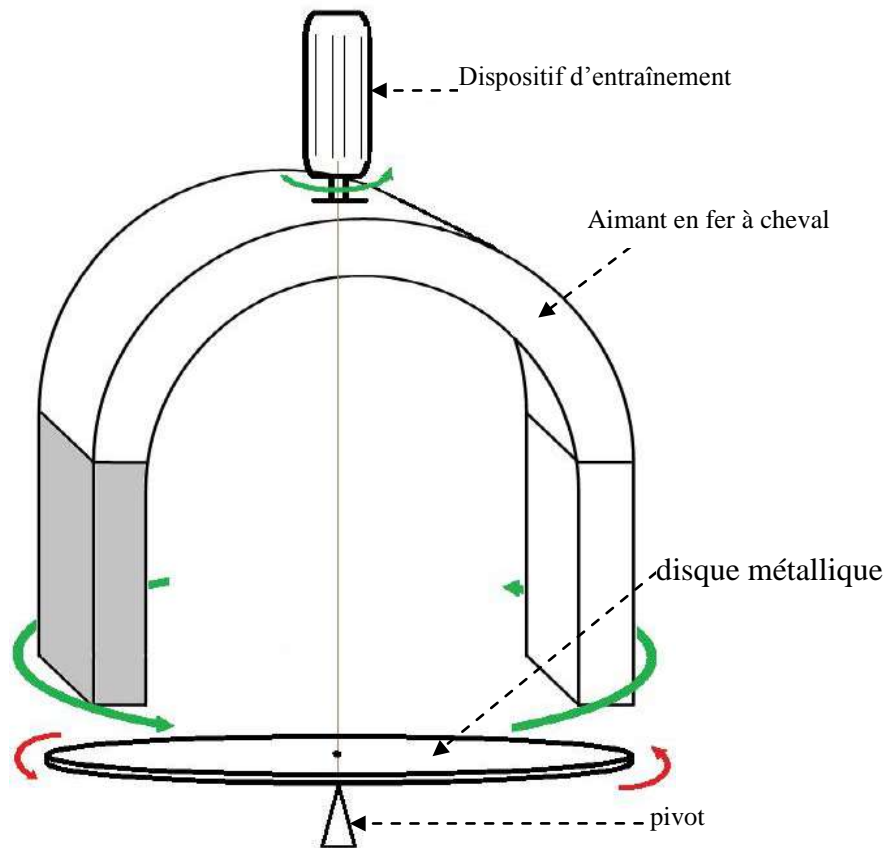


Figure I.3. Action d'un champ tournant sur un disque métallique

**Remarque :**

Un champ tournant peut être créé par un aimant permanent ou un électroaimant alimenté en continu en utilisant un dispositif d'entraînement ou un bobinage polyphasé alimenté en alternatif.

### III. Force électromotrice produite par un champ tournant

Faisons tourner un aimant droit ou un électroaimant en face d'une surface délimitée par le contour d'une spire (figure I.4), tel que le pôle nord de l'aimant soit au début perpendiculaire à la surface de la spire ( $\theta = 0$ ) puis parallèle de sorte que le pôle nord sera en face au conducteur AA' ( $\theta = \frac{\pi}{2}$ ). Ensuite le pôle sud qui sera perpendiculaire à la surface ( $\theta = \pi$ ) puis parallèle de sorte que le pôle nord sera en face au conducteur BB' ( $\theta = \frac{3\pi}{2}$ ). Ensuite, l'aimant revient à son état initial ( $\theta = 2\pi$ ).

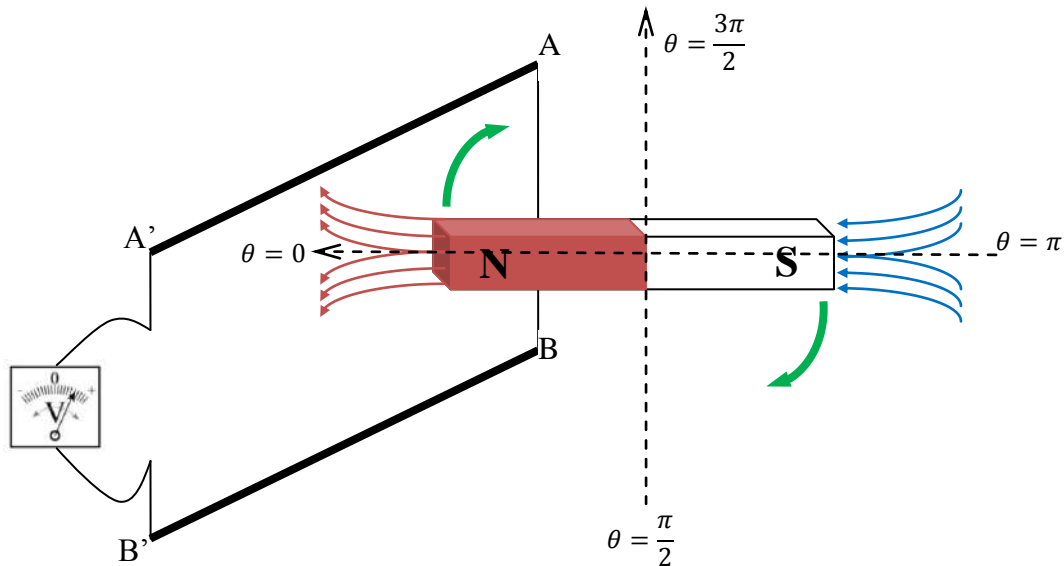


Figure I.4. Création d'une force électromotrice

En supposant que la vitesse de rotation de l'aimant est constante, le flux traversant la surface droite de la spire est alternatif et possède la forme donnée par la figure I.5.

La variation du champ magnétique de l'aimant applique une force sur les électrons de la bobine créant ainsi une tension électrique dite force électromotrice. D'après Faraday, tout circuit soumis à une variation de flux, voit apparaître à ses bornes une force électromotrice donnée comme suit :

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

La forme d'onde de la f.é.m est donc aussi alternative et est en quadrature arrière par rapport au flux comme le montre la figure I.6.

**Remarque :**

Les machines industrielle sont conçues afin que leurs f.é.m soit sensiblement sinusoïdale. Nous supposons donc par la suite que la répartition du flux est sinusoïdale et sa pulsation  $\omega$  est constante comme suit :

$$\phi = \phi_{\max} \cos(\omega t) \quad (\text{I.2})$$

Avec  $\omega = 2\pi n$  et  $n$  est la fréquence de rotation de l'aimant en [tr/s].

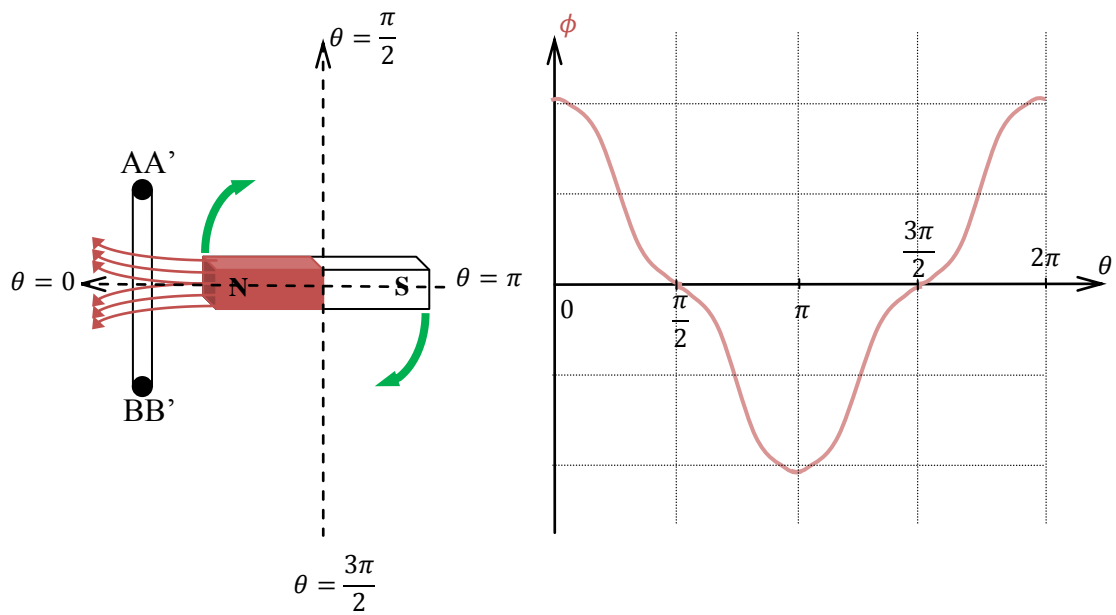


Figure I.5. Forme d'onde du flux traversant la spire

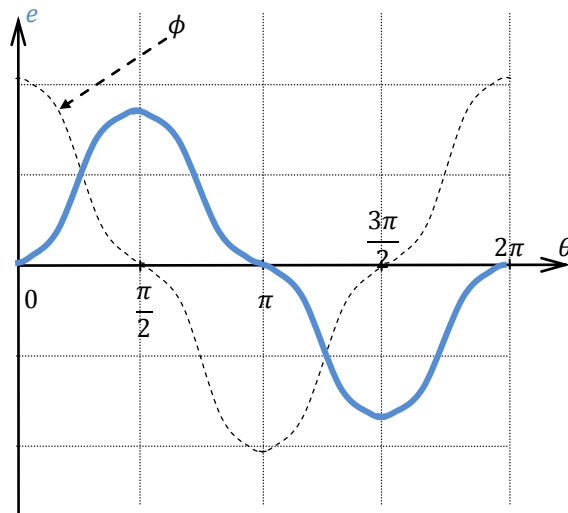


Figure I.6. Forme d'onde de la f.é.m entre les bornes de la spire

Ceci rend la f.é.m égale à :

$$e = \phi_{max} \omega \sin(\omega t) \quad (I.3)$$

D'où

$$e = E_{max} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (I.4)$$



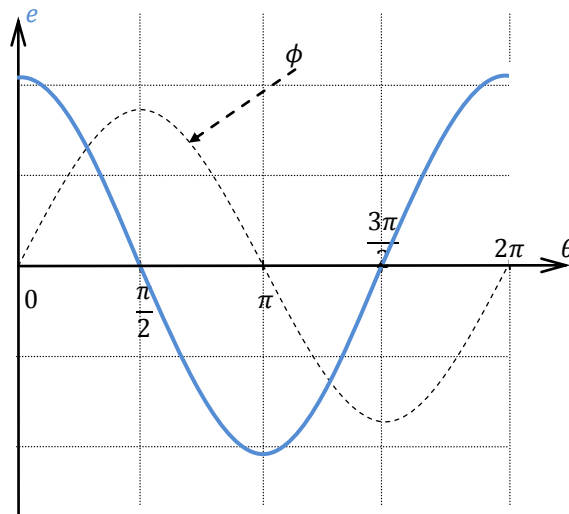


Figure I.7. Forme sinusoïdale de la f.é.m entre les bornes de la spire par rapport au flux

#### IV. Champ tournant produit par des courants alternatifs

##### IV. 1. Cas du monophasé

Nous exposons une aiguille aimantée en regard d'une bobine à noyau de fer alimentée par une source de tension alternative  $u(t)$  de fréquence fixe  $f$  (figure I.8)

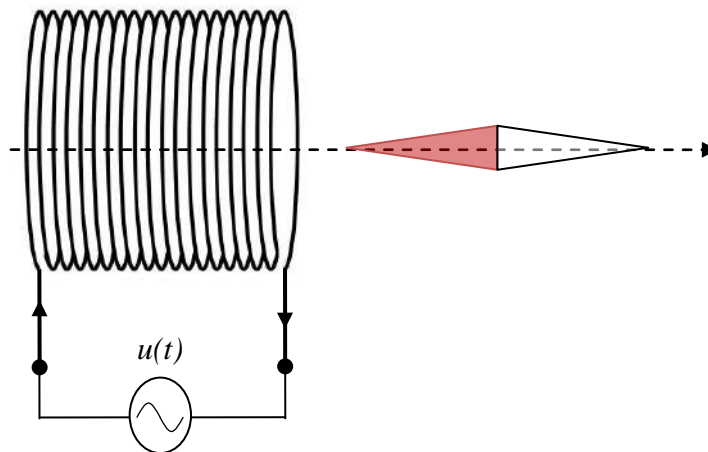


Figure I.8. Action d'un champ monophasé sur une aiguille aimantée

En présence du courant alternatif, l'aiguille vibre mais ne tourne pas d'elle-même. Si nous lançons l'aiguille aimantée dans un sens, elle continue à tourner dans ce sens à une vitesse égale la fréquence  $f$  de la source de tension. Dans le cas d'un disque métallique au lieu d'une aiguille aimantée. Il reste également au repos. Lancé dans un sens, il continu à tourner dans ce sens à une vitesse inférieure à la fréquence  $f$ .

#### IV. 2. Cas du triphasé

Alimentons par une source de tension triphasée ( $u_1, u_2, u_3$ ) équilibrée de fréquence fixe  $f$ , trois bobines identiques dont les axes sont à  $120^\circ$  l'un de l'autre (figure I.9)

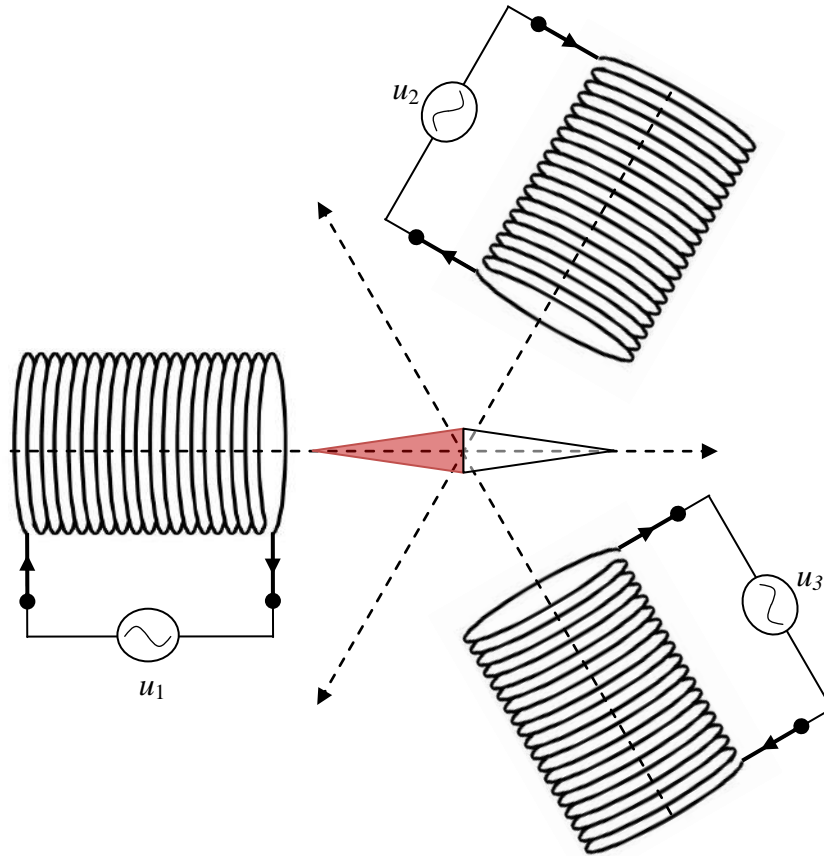


Figure I.9. Action d'un champ triphasé sur une aiguille aimantée:

L'aiguille aimantée se met à tourner spontanément et atteint une fréquence de rotation égale à la fréquence d'alimentation  $f$  ( $n=f$ ). De même que pour le cas d'un disque métallique au lieu de l'aiguille aimantée, le disque se met à tourner à une fréquence de rotation inférieure à la fréquence d'alimentation  $f$ .

#### IV. 3. Théorème de LEBLANC

Un champ magnétique produisant une induction sinusoïdale de direction fixe ( $b(t) = B_{max} \cos(\omega t)$ ) est équivalent à deux champs tournants en sens inverse l'un par rapport à l'autre à la vitesse angulaire  $\omega$  et d'induction qui a pour valeur  $\frac{B_{max}}{2}$ .

Nous pouvons vérifier ce théorème par projection sur les axes vertical et horizontal de l'équation vectorielle suivante :

$$\overrightarrow{b(t)} = \overrightarrow{b^1} + \overrightarrow{b^2} \quad (I.5)$$

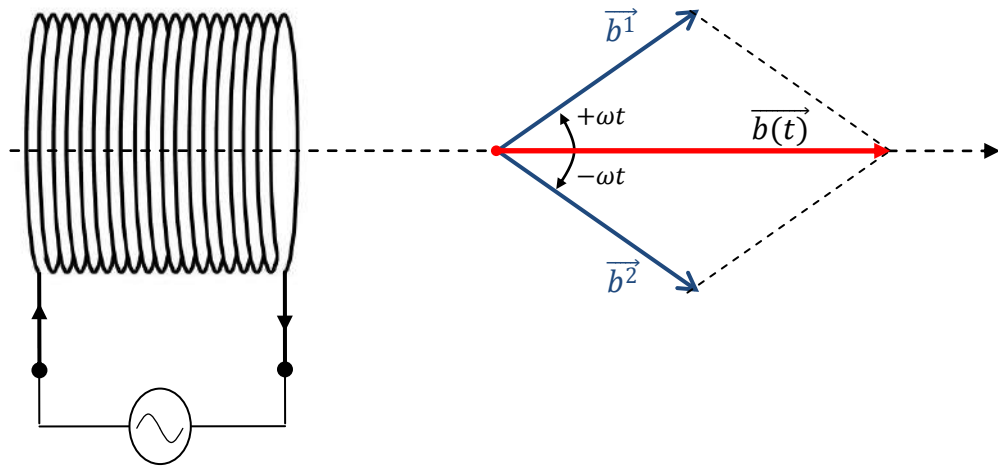


Figure I.10. Décomposition du champ monophasé

#### IV. 4. Application du Théorème de LEBLANC dans le cas du triphasé

Soit un système triphasé de trois bobines identiques décalées l'une de l'autre d'un angle  $120^\circ$  et alimenté par un système de tension triphasé équilibré directe. Les inductions produites par chaque bobine sont alignées sur leurs axes et de valeurs instantanées respectivement :

$$\begin{aligned} b_a(t) &= B_{max} \cos(\omega t) \\ b_b(t) &= B_{max} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ b_c(t) &= B_{max} \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (I.6)$$

Représentons la décomposition de LEBLANC de chaque induction au centre des trois bobines à un instant donné (Figure I.11.a, b, c).

La somme des trois vecteurs d'induction sinusoïdales  $\vec{b}_a(t)$ ,  $\vec{b}_b(t)$  et  $\vec{b}_c(t)$  égale à la somme des six vecteurs  $\vec{b}_a^1$ ,  $\vec{b}_a^2$ ,  $\vec{b}_b^1$ ,  $\vec{b}_b^2$ ,  $\vec{b}_c^1$  et  $\vec{b}_c^2$  qui sont tournants et ayant la même amplitude  $\frac{B_{max}}{2}$ .

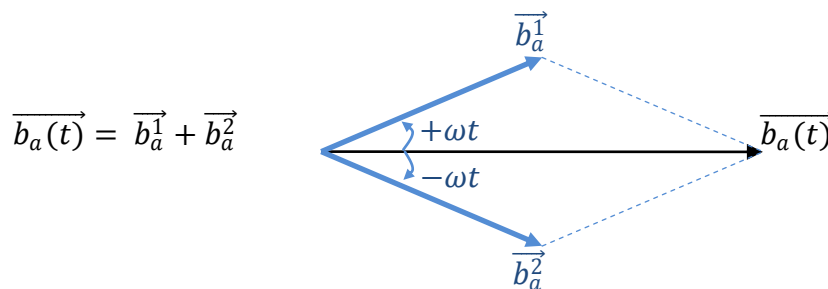


Figure I.11.a. Décomposition du champ de la phase 1

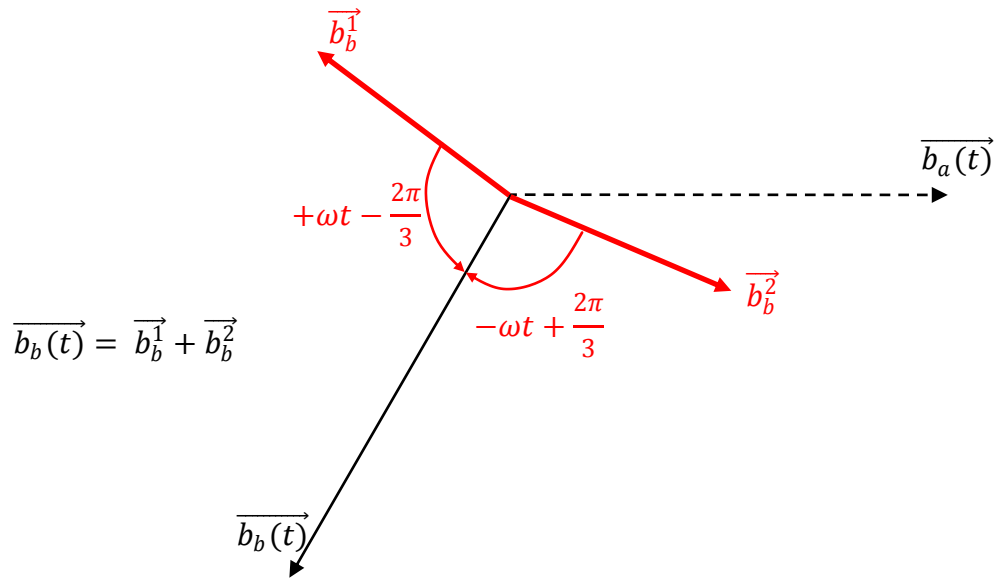


Figure I.11.b. Décomposition du champ de la phase 2

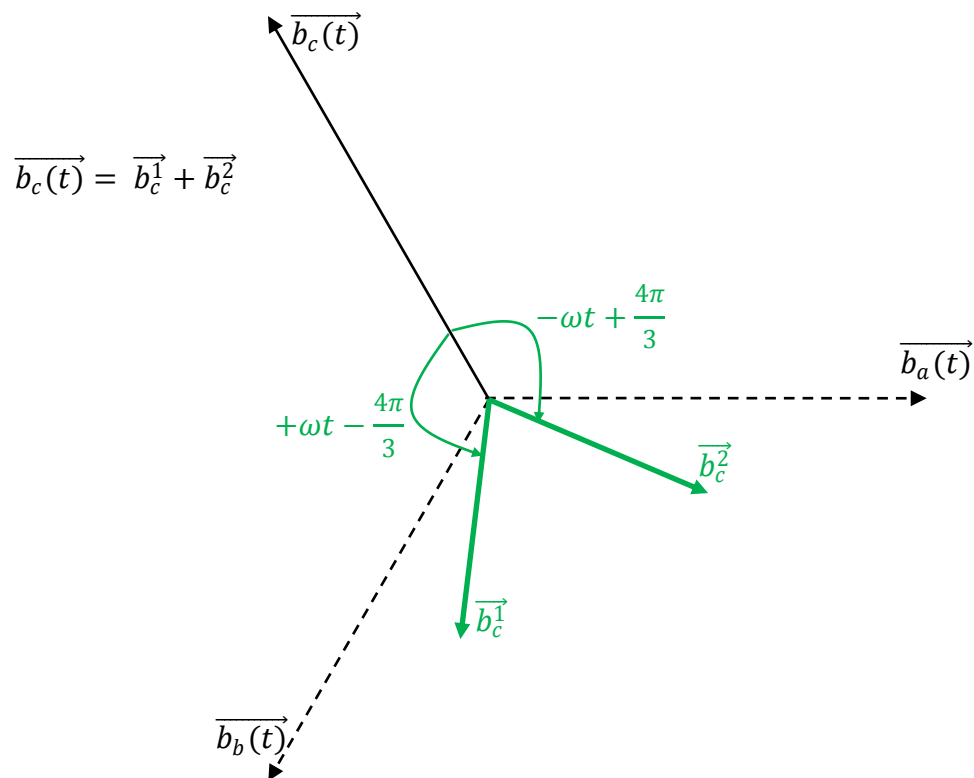


Figure I.11.c. Décomposition du champ de la phase 3

La somme instantanée des vecteurs  $\vec{b_a^1}$ ,  $\vec{b_b^1}$  et  $\vec{b_c^1}$  est nulle car ils sont de même amplitude et forment un angle de  $120^\circ$  l'un de l'autre à tout instant (figure I.12).

Alors que les vecteurs  $\vec{b}_a^2$ ,  $\vec{b}_b^2$  et  $\vec{b}_c^2$  sont tous confondus et forment un vecteur tournant à la fréquence de rotation  $n = \frac{\omega}{2\pi}$  dans le sens direct (exactement comme le sens du système triphasé d'induction) et d'amplitude  $\frac{3B_{max}}{2}$ .

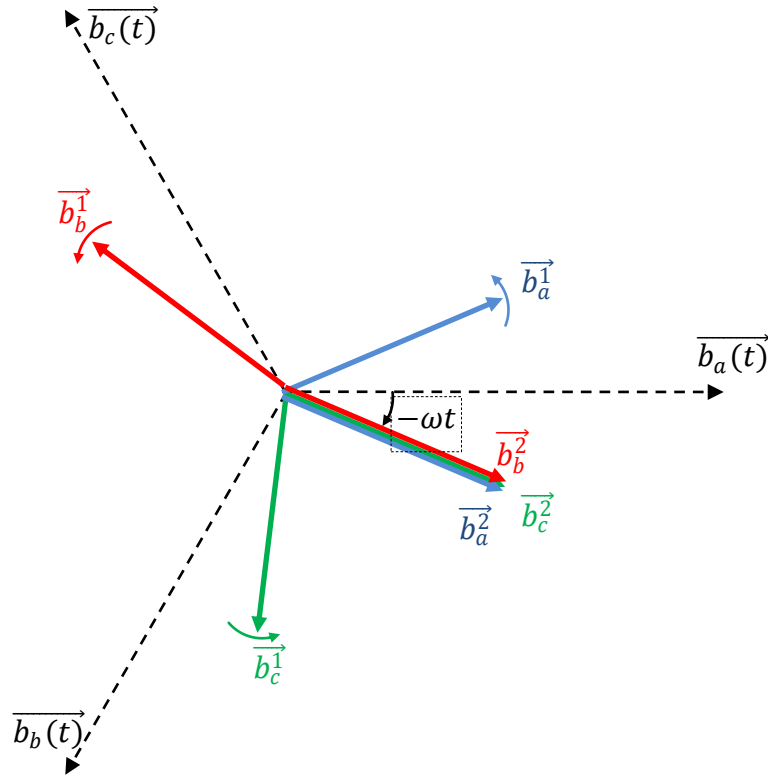


Figure I.12. L'ensemble des décompositions des champs des 3 phases

#### Remarque

Si le système de tension d'alimentation était triphasé équilibré inverse, on obtient un vecteur tournant à la même vitesse de rotation mais dans le sens inverse.

#### IV. 5. Champ tournant en diphasé

Les deux bobines des deux phases sont décalées géométriquement de  $90^\circ$  l'une de l'autre, alors que leurs champs sont en quadrature comme suit :

$$\begin{aligned} b_a(t) &= B_{max} \cos(\omega t) \\ b_b(t) &= B_{max} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \end{aligned} \quad (I.7)$$

Représentons la décomposition de LEBLANC de chaque induction à l'intersection des axes des deux bobines à un instant donné (Figure I.13).

Nous voyons immédiatement que  $\vec{b}_a^2$  et  $\vec{b}_b^2$  s'ajoutent et forment un vecteur de module constant ayant pour valeur  $B_{max}$  tournant à la fréquence de rotation  $n = \frac{\omega}{2\pi}$  dans le sens direct. Alors que les deux autres vecteurs  $\vec{b}_a^1$  et  $\vec{b}_b^1$  s'annulent.

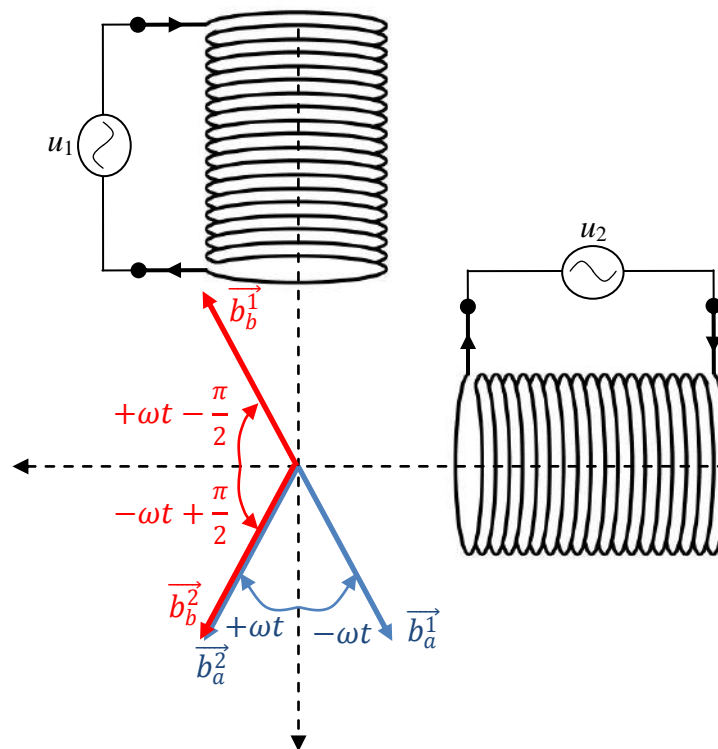


Figure I.13. Décomposition d'un champ diphasé selon le théorème de Leblanc

#### IV. 6. Système multipolaire

Faisons tourner un aimant permanent à quatre pôles (Nord-Sud Nord-Sud successivement) en face d'un cadre à une spire comme le cas de la figure I.4.

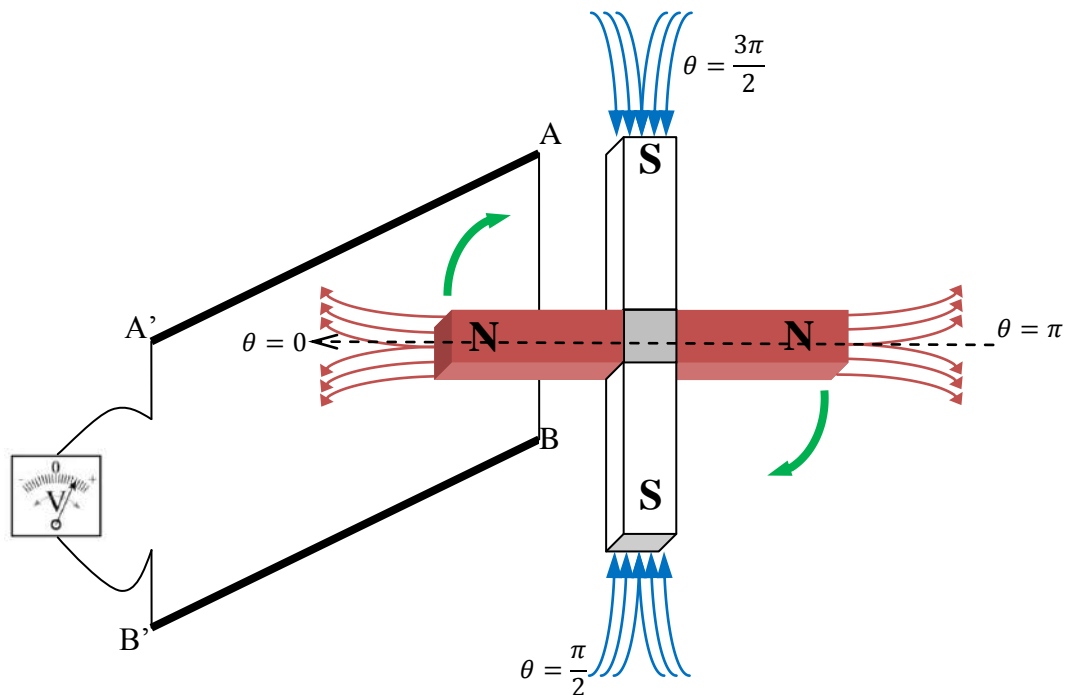


Figure I.14.a Création d'une force électromotrice pour un système quadripolaire

Le flux à travers la surface de la spire passe par son maximum chaque demi-tour. Sa fréquence par rapport à fréquence de rotation sera multipliée par deux (Le nombre de paire de pôle).

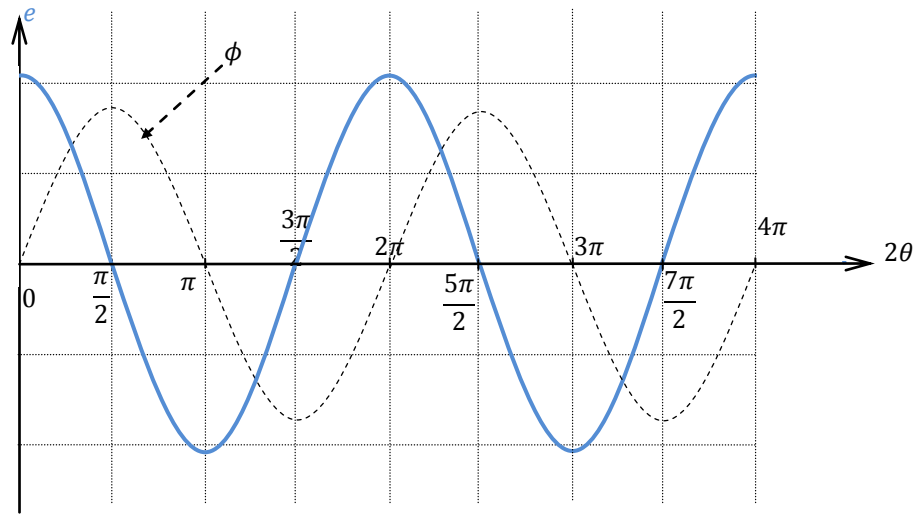


Figure I.14.b Forme d'onde de la f.é.m. entre les bornes de la spire pour un système quadripolaire

**Remarques :**

- Afin d'augmenter la f.é.m., on ajoute une autre bobine dans le même axe que la première de sorte que si le premier pôle nord est en face à la première bobine, le deuxième pôle nord est en face à la deuxième bobine. Le câblage se fait de sorte que les f.é.m. des deux bobines s'ajoutent (figure I.15.a).
- Si la partie tournante comporte  $2p$  pôles, la fréquence de la f.é.m. et le flux sera la fréquence de rotation de l'aimant multipliée par  $p$  (nombre de paires de pôles).

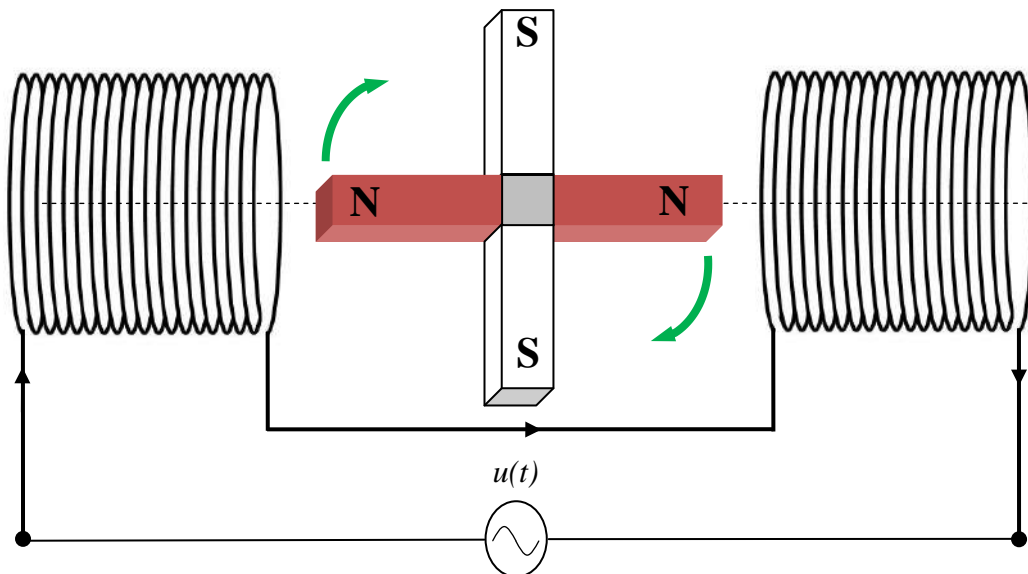


Figure I.15.a. Disposition des deux bobines en monophasé pour un système quadripolaire

- En triphasé, la disposition et le branchement deux à deux des six bobines se déduit du montage monophasé comme suit :

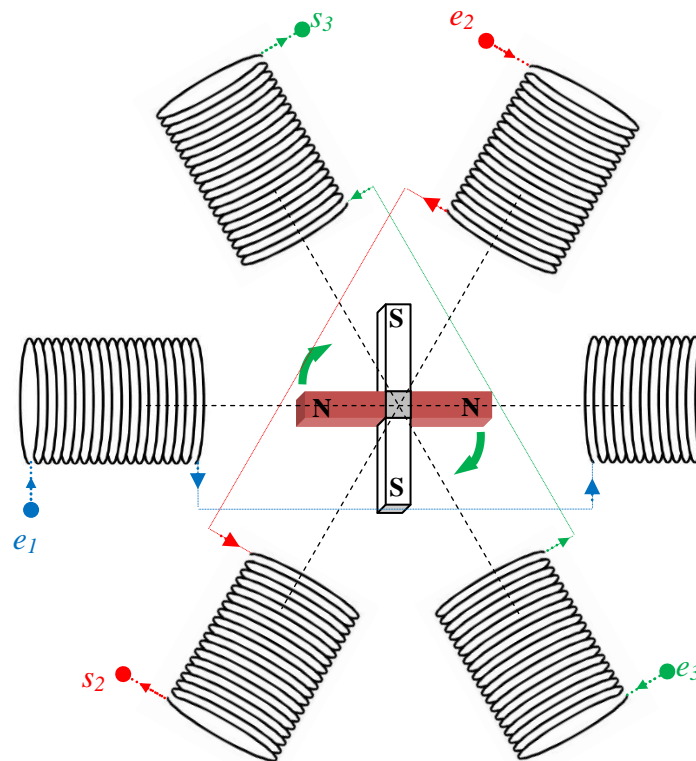


Figure I.15.b. Disposition des six bobines en triphasé pour un système quadripolaire

- La relation entre la fréquence de rotation et la fréquence de la f.é.m, le flux, l'induction et le courant reste la même fréquence  $f = p \cdot n = p \cdot \frac{\omega}{2\pi}$ .

## V. Enroulement des machines à courant alternatif

### V. 1. Enroulement de machine triphasé

Ce qui caractérise essentiellement le bobinage, c'est le nombre ' $m'$ ' d'encoche par pôle et par phase ( $m = N/6 \cdot p$ ), avec ' $N$ ' est le nombre total d'encoche. Donc, on a ' $6m'$ ' pas dentaires correspondant à une double distance polaire (un angle de  $360^\circ$  électrique). Chaque phase couvre ' $2m'$ ' pas dentaires pour chaque double distance polaire. Les bobines des trois phases sont identiques mais décalées l'une par rapport à l'autre d'un angle de  $120^\circ$  électrique (donc d'une distance de ' $2m'$ ' pas dentaires). L'ouverture d'une bobine (la distance entre les faisceaux de l'allée et les faisceaux du retour d'une phase) est de  $180^\circ$  donc de ' $3m'$ ' pas dentaires.

Le développement panoramique de l'enroulement est réparti comme suit :

- ' $m'$ ' encoche des faisceaux de l'allée de la phase 1 :  $0^\circ$
- ' $m'$ ' encoche des faisceaux du retour de la phase 3 :  $60^\circ$
- ' $m'$ ' encoche des faisceaux de l'allée de la phase 2 :  $120^\circ$



- ' $m'$ ' encoche des faisceaux du retour de la phase 1 :  $180^\circ$
  - ' $m'$ ' encoche des faisceaux de l'allée de la phase 3 :  $240^\circ$
  - ' $m'$ ' encoche des faisceaux du retour de la phase 2 :  $300^\circ$
- Ceci est réalisé pour une paire de pôle. Il faut répéter ceux-ci ' $p - 1$ ' fois.

On distingue deux types d'enroulement à savoir concentrique et enchevêtré.

### V. 1. 1. Enroulement Concentrique

L'enroulement est dit concentrique lorsqu'on relie les sections d'une bobine de telle sorte qu'ils auront le même axe mais de sections différentes (figure I.16.a).

### V. 1. 2. Enroulement enchevêtré

L'enroulement est dit enchevêtré lorsqu'on relie les sections d'une bobine de telle sorte qu'ils auront la même section mais d'axes différents (figure I.16.b).

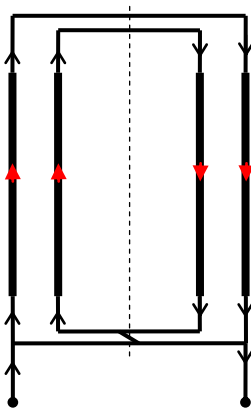


Figure I.16.a. Enroulement concentrique

Pour ' $m = 2$ '

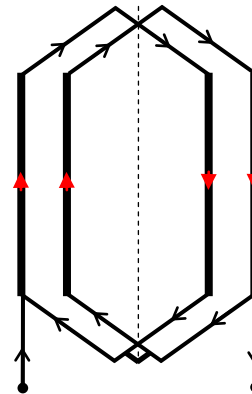


Figure I.16.b. Enroulement enchevêtré

On distingue aussi la façon dont sont connectés les faisceaux allée et les faisceaux retour d'une phase. On dit que l'enroulement est par pôle si chaque phase compte une bobine ou un groupe de section par pôle (figure I.17.a). On dit que l'enroulement est à pôle conséquent si chaque phase compte une bobine ou un groupe de section par paire de pôle (figure I.17.b).

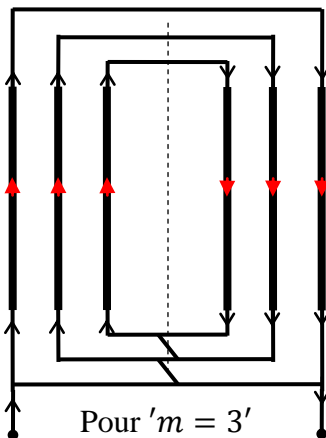


Figure I.17.a. Enroulement à pôle conséquent

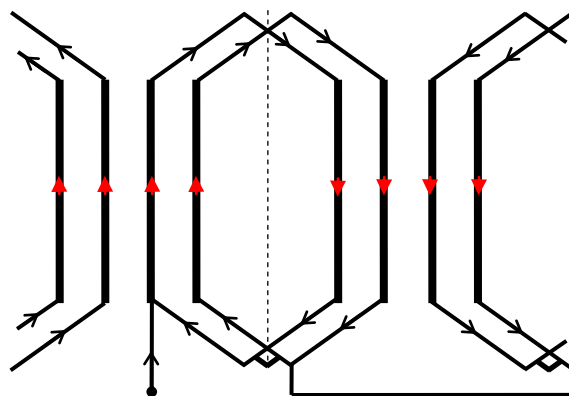


Figure I.17.b. Enroulement par pôle

**Exemple :**

Faire le développement panoramique d'un enroulement triphasé pour ' $m = 4$ ' pour les quatre cas possibles d'une machine quadripolaire.

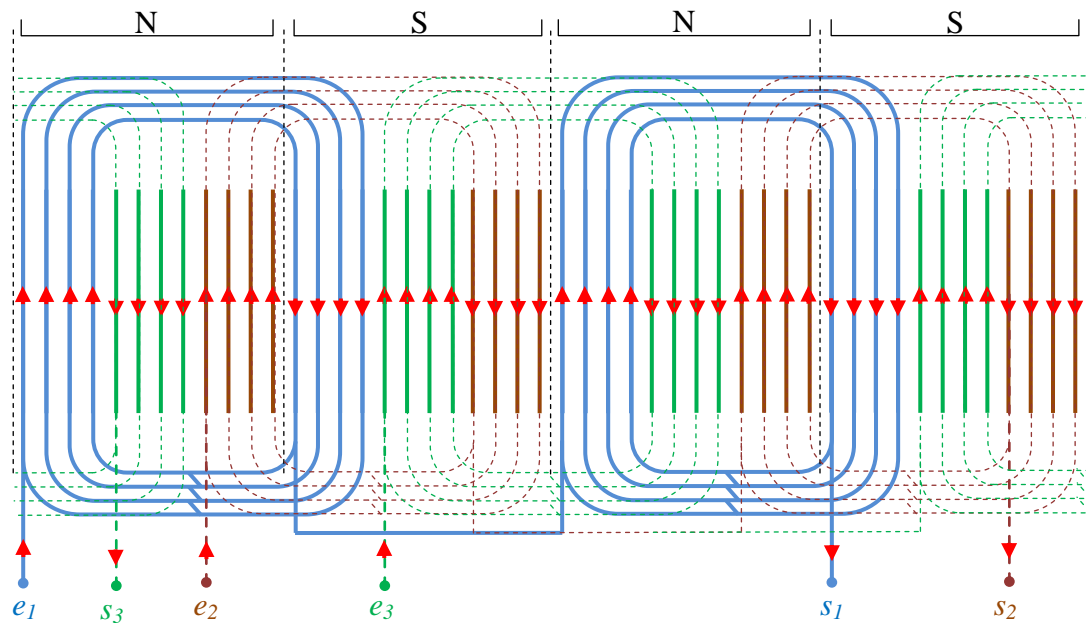


Figure I.18.a. Enroulement concentrique à pôle conséquent pour  $m = 4$  et  $p = 2$

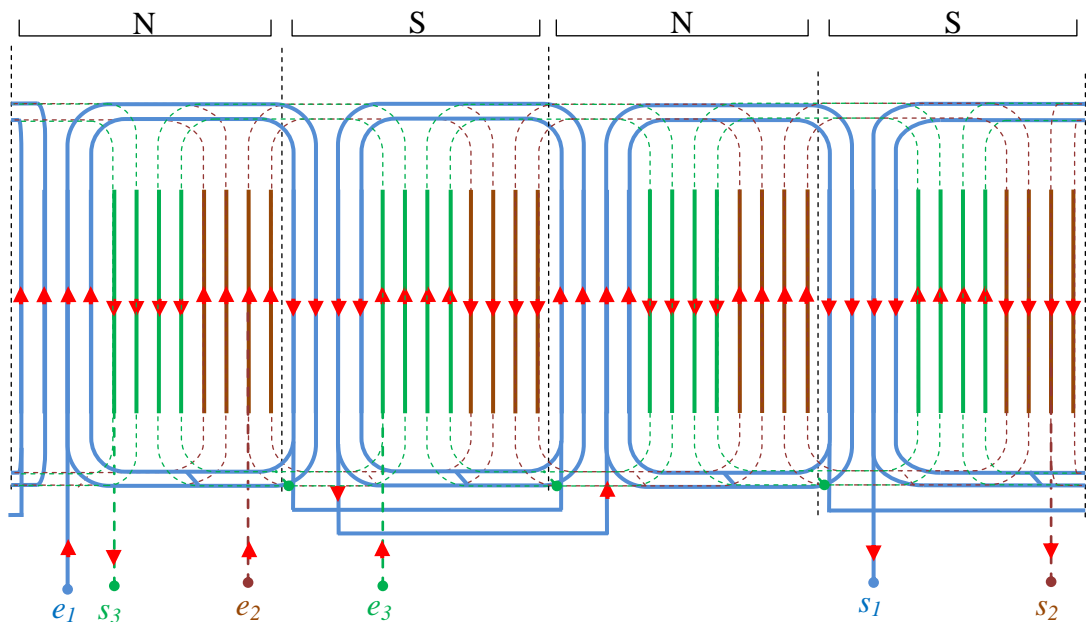
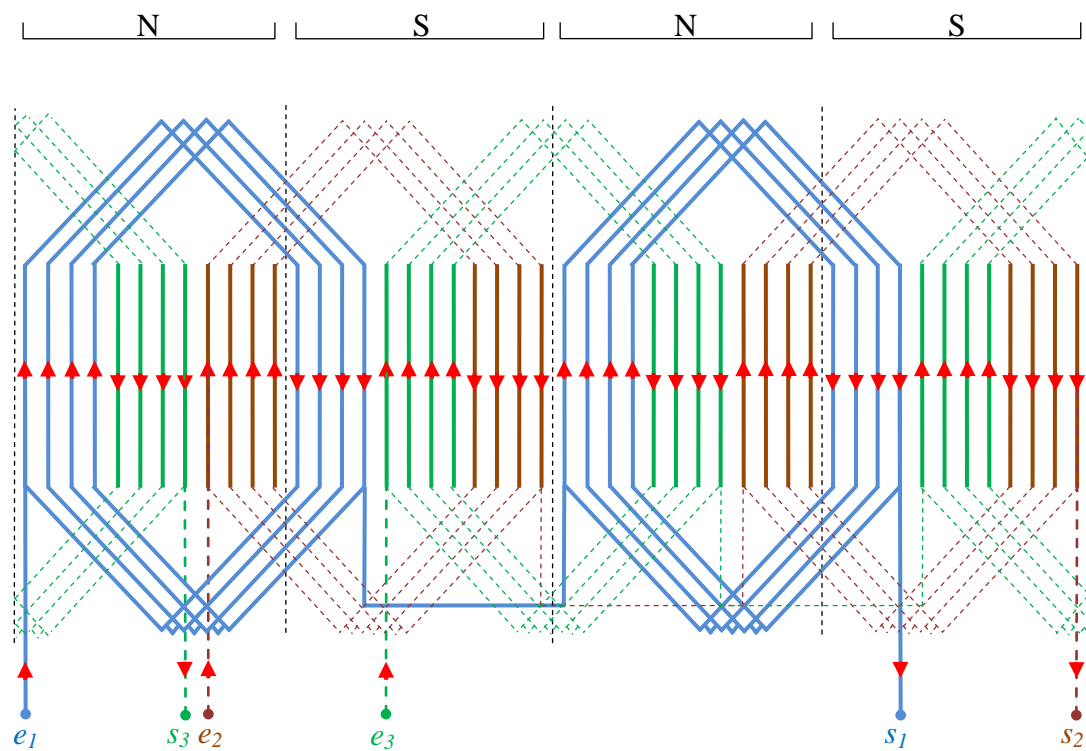
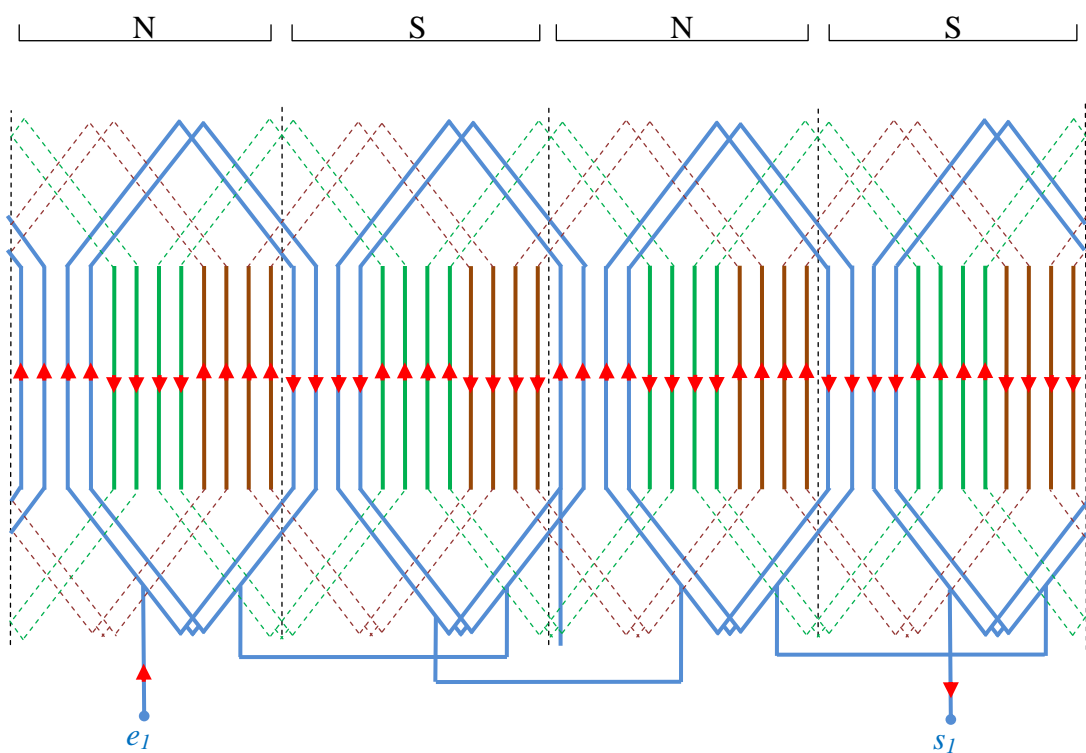


Figure I.18.b. Enroulement concentrique par pôle pour  $m = 4$  et  $p = 2$

Figure I.18.c. Enroulement enchevêtré à pôle conséquent pour  $m = 4$  et  $p = 2$ Figure I.18.d. Enroulement enchevêtré par pôle pour  $m = 4$  et  $p = 2$

### V. 2. Enroulement de machine monophasé

Il est de même que pour les enroulements triphasés, mais on utilise que les deux tiers des encoches. C'est pour améliorer le facteur de bobinage, on utilise généralement des enroulements en section par pôles. On donne un exemple d'un enroulement à ' $m = 4$ ' et ' $p = 2$ '.

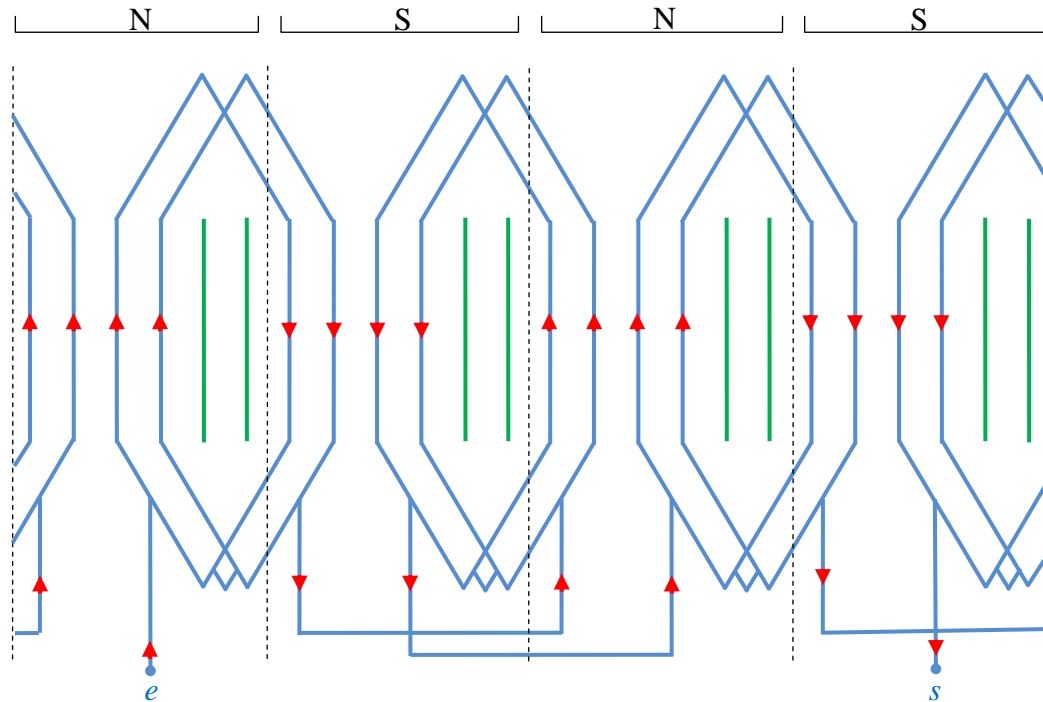


Figure I.18.a Enroulement monophasé enchevêtré par pôle pour  $m = 4$  et  $p = 2$

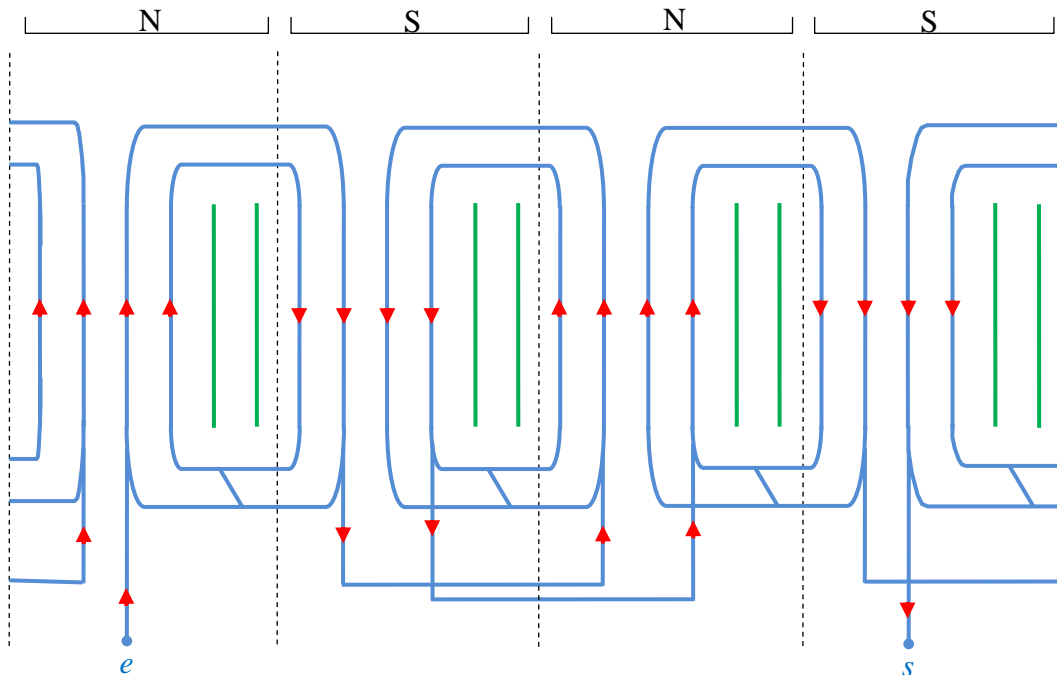


Figure I.18.b. Enroulement monophasé concentrique par pôle pour  $m = 4$  et  $p = 2$

## VI. Force magnétomotrice des enroulements à courant alternatif

Dans toutes les machines électriques à courant alternatif, les flux statoriques et rotoriques tournent. Il est important donc de montrer comment un enroulement fixe peut créer une force magnétomotrice (f.m.m) tournante.

### VI. 1. Force magnétomotrice d'une bobine

On suppose une machine à enroulement triphasé le plus simple à  $'m = 1'$  et  $'p = 1'$ . Chaque phase ne comporte qu'une bobine de  $'N'$  spires occupant deux encoches diamétralement opposées. Les trois phases sont identiques mais décalées entre elles de  $120^\circ$  (figure I.19.a). Chaque bobine est formée d'un faisceau pour l'allée et un autre pour le retour. Pour représenter cet enroulement on le développe dans le plan face à l'entrefer comme le montre la figure I.19.b. La figure I.19.c représente une vue frontale de l'enroulement développée dans ce plan.

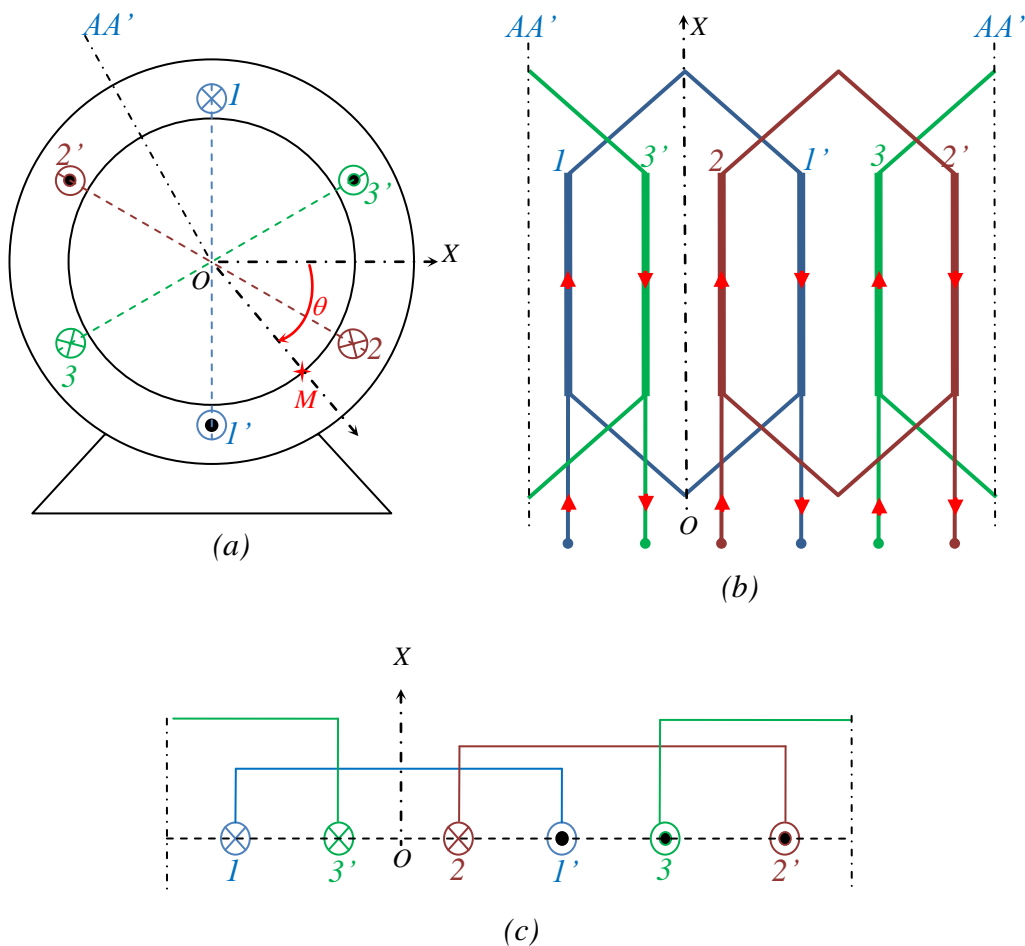


Figure I.19. Développement panoramique d'un enroulement à  $'m = 1'$  et  $'p = 1'$

On caractérise un point "M" de l'entrefer par son écart angulaire  $\theta$  par rapport à l'axe  $OX$  (l'axe de la bobine de la première phase). L'induction  $\beta$  au point "M" qui dépend de la forme et la position du rotor est très complexe à cause de la saturation

et de la géométrie du circuit magnétique. Ainsi, on préfère d'étudier la f.m.m qui ne dépend que de la position du point "M".

La force magnétomotrice d'une bobine est définie comme la somme cumulée des ampères-tours rencontrés lorsque l'on se déplace le long de l'entrefer. Si la spire est parcourue par un courant ' $i$ ' pour un instant arbitraire, par définition même de la f.m.m, celle-ci est évidemment rectangulaire et d'amplitude ' $i/2$ '. Hors de la spire le champ est dans le sens inverse ce qui rend la f.m.m d'amplitude ' $-i/2$ '. Pour la bobine de la première phase ayant  $N$  spires, la forme de la f.m.m est donnée comme il est montré par la figure suivante. C'est évidemment une fonction périodique.

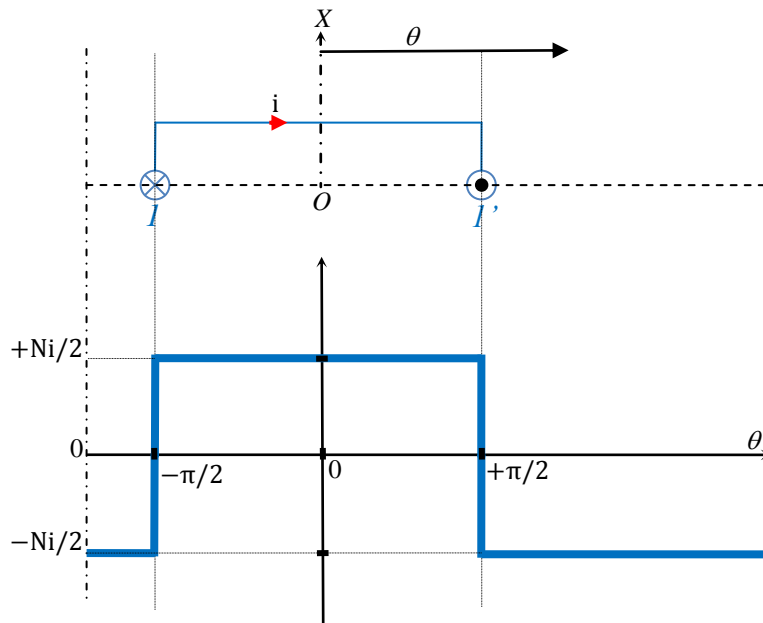


Figure I.20. La forme d'onde de la f.m.m de la bobine de la première phase à  $N$  spires

## VI. 2. Force magnétomotrice créée par un enroulement d'une phase

En pratique, le bobinage est constitué par la juxtaposition de ' $m$ ' encoches qui, dans le cas de bobinages réguliers (cas du bobinage concentrique et enchevêtré), sont régulièrement espacées d'un angle donné par ' $\delta = 2\pi/(6pm)$ '. À chaque passage au droit d'une encoche, la f.m.m est donc augmentée algébriquement de la valeur du courant total présent dans ladite encoche. D'où la forme représentée par la figure I.21.

*Remarque :*

- Nous remarquons que si l'enroulement d'une machine est réparti sur plusieurs encoches par pôle et par phase, la f.m.m totale se rapproche de la sinusoïde. C'est le cas des machines industrielles.
- Nous supposons par la suite que la f.m.m est sinusoïdale le long de l'entrefer.

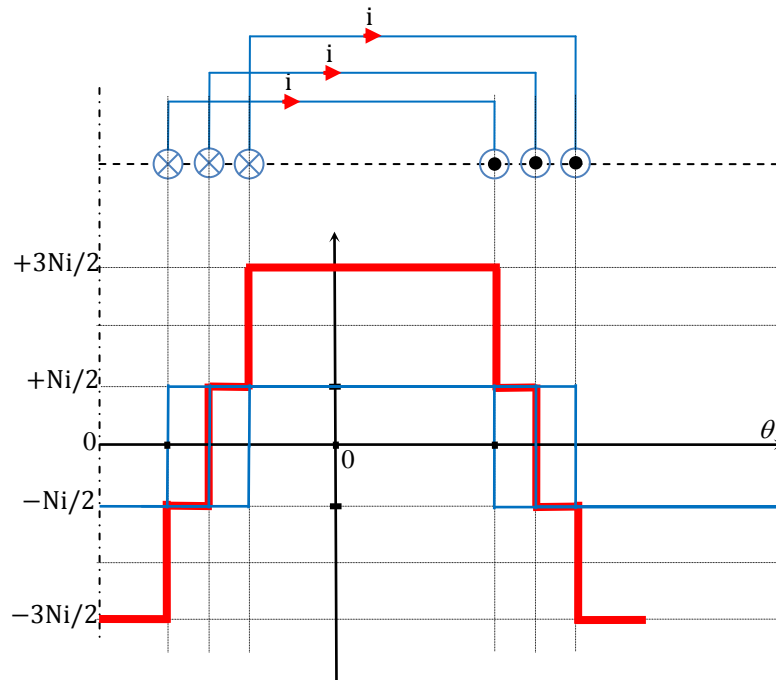


Figure I.21. La forme d'onde de la f.m.m de 3 bobines en série à  $N$  spires d'une phase.

### VI. 3. Force magnétomotrice créée par un enroulement triphasé

Soit un enroulement d'une machine triphasée dont les bobines sont parcourues par un courant triphasé équilibré. Cherchons donc la f.m.m qu'il produit le long de l'entrefer. En supposant que les f.m.m sont à répartition sinusoïdale et les courants sont sinusoïdaux.

La première phase est parcourue par le courant  $i_1 = I_m \cos(\omega t)$ . Alors que la f.m.m créée par ce courant à l'axe de la première phase est " $Ki_1$ ".

" $K$ " dépend du nombre de spires et du nombre d'encoches par pôle et par phase.

La f.m.m créée par ce courant à une distance angulaire ' $\theta$ ' de l'axe de la première phase est  $\varepsilon_1 = Ki_1 \cos(\theta)$ .

De même pour la f.m.m de la deuxième et la troisième phase  $\varepsilon_2 = Ki_2 \cos(\theta - 2\pi/3)$  et  $\varepsilon_3 = Ki_3 \cos(\theta - 4\pi/3)$ .

La f.m.m résultante créée par les trois phases en un point " $M$ " de l'entrefer situé à une distance angulaire ' $\theta$ ' de l'axe de la première phase est :

$$\varepsilon = \varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \varepsilon_3 = KI_m \cos(\omega t) \cos(\theta) + KI_m \cos(\omega t - 2\pi/3) \cos(\theta - 2\pi/3) + KI_m \cos(\omega t - 4\pi/3) \cos(\theta - 4\pi/3).$$

En simplifiant cette équation nous aboutissons à :

$$\varepsilon = \frac{3}{2} KI_m \cos(\omega t - \theta) \quad (I.8)$$

Si un point de l'entrefer tourne à la vitesse angulaire  $\omega$  d'où  $\theta = \omega t + \theta_o$ , la f.m.m totale dans ce point sera égale à  $\frac{3}{2} KI_m \cos(\theta_o)$ . Il est clair qu'elle est constante. Ceci

montre que la f.m.m créée par un enroulement triphasé alimenté par un courant triphasé équilibré est répartie sinusoïdale le long de l'entrefer et tournante à une vitesse angulaire égale à la pulsation de l'alimentation.

*Remarque :*

Un enroulement polyphasé ( $q$  phases) d'une machine de constitution symétrique alimenté par un système de courant de  $q$  phases équilibré crée une f.m.m à répartition sinusoïdale le long de l'entrefer et d'amplitude constante et tournante à une vitesse angulaire égale à la pulsation des courants d'alimentation.

En effet :  $\varepsilon_1 = Ki_1 \cos(\theta)$ ,  $\varepsilon_2 = Ki_2 \cos(\theta - 2\pi/q)$ ,  $\varepsilon_3 = Ki_3 \cos(\theta - 4\pi/q)$ , ...,  $\varepsilon_j = Ki_j \cos(\theta - 2j\pi/q)$ , ...,  $\varepsilon_q = Ki_q \cos(\theta - (q-1)2\pi/q)$ .

La f.m.m résultante sera égale à :

$$\varepsilon = \frac{q}{2} KI_m \cos(\omega t - \theta) \quad (\text{I.9})$$

#### VI. 4. Force magnétomotrice créée par un système multipolaire

Nous allons utiliser ' $p\theta$ ' dans ce cas car les grandeurs magnétiques (flux, induction et f.m.m) se reproduisent chaque double distance polaire. L'angle ' $\theta$ ' est l'angle mécanique et l'angle ' $p\theta$ ' est l'angle électrique.

Dans un système multipolaire, les f.m.m des trois phases créent en un point M de l'entrefer distant de  $\theta$  degrés mécanique par rapport à l'axe de la première phase sont :

$$\varepsilon_1 = Ki_1 \cos(p\theta), \varepsilon_2 = Ki_2 \cos(p\theta - 2\pi/3) \text{ et } \varepsilon_3 = Ki_3 \cos(p\theta - 4\pi/3).$$

La f.m.m résultante sera donc :

$$\varepsilon = \frac{3}{2} KI_m \cos(\omega t - p\theta) \quad (\text{I.10})$$

Si un point de l'entrefer tourne à la vitesse angulaire  $\Omega = \omega/p$  d'où  $p\theta = \omega t + \theta_0$ , la f.m.m totale dans ce point sera égale à  $\frac{3}{2} KI_m \cos(\theta_0)$ . Il est clair qu'elle est constante. Ceci montre que la f.m.m créée par un enroulement triphasé multipolaire alimenté par un courant triphasé équilibré est répartie sinusoïdale le long de l'entrefer et tournante à la vitesse angulaire ' $\Omega$ '.

#### VI. 5. Force magnétomotrice créée par un système déséquilibré

Dans le cas d'un système de courant triphasé déséquilibré, on peut les considérer comme la superposition de trois sous-systèmes équilibrés (direct, inverse et homopolaire).

$$\begin{aligned} i_1 &= I_{dm} \cos(\omega t - \varphi_d) + I_{im} \cos(\omega t - \varphi_i) + I_{io} \\ i_2 &= I_{dm} \cos(\omega t - \varphi_d - 2\pi/3) + I_{im} \cos(\omega t - \varphi_i + 2\pi/3) + I_{io} \\ i_3 &= I_{dm} \cos(\omega t - \varphi_d - 4\pi/3) + I_{im} \cos(\omega t - \varphi_i - 4\pi/3) + I_{io} \end{aligned} \quad (\text{I.11})$$



Ainsi, le sous-système direct crée une f.m.m tournante à la vitesse ' $\omega$ ' dans le sens direct d'amplitude  $\frac{3}{2}Kl_{dm}$ . Le sous-système inverse crée une f.m.m tournante à la vitesse ' $\omega$ ' dans le sens inverse d'amplitude  $\frac{3}{2}Kl_{im}$ . Le sous-système homopolaire crée une f.m.m nulle.

La f.m.m résultante d'un système déséquilibré est :

$$\varepsilon = \frac{3}{2}Kl_{dm} \cos(\omega t - \theta) + \frac{3}{2}Kl_{im} \cos(\omega t + \theta) \quad (\text{I.12})$$

Les deux f.m.m sont tournantes circulaires, ce qui rend la f.m.m résultante est tournante dans le sens de celle ayant une amplitude plus importante mais elliptique.

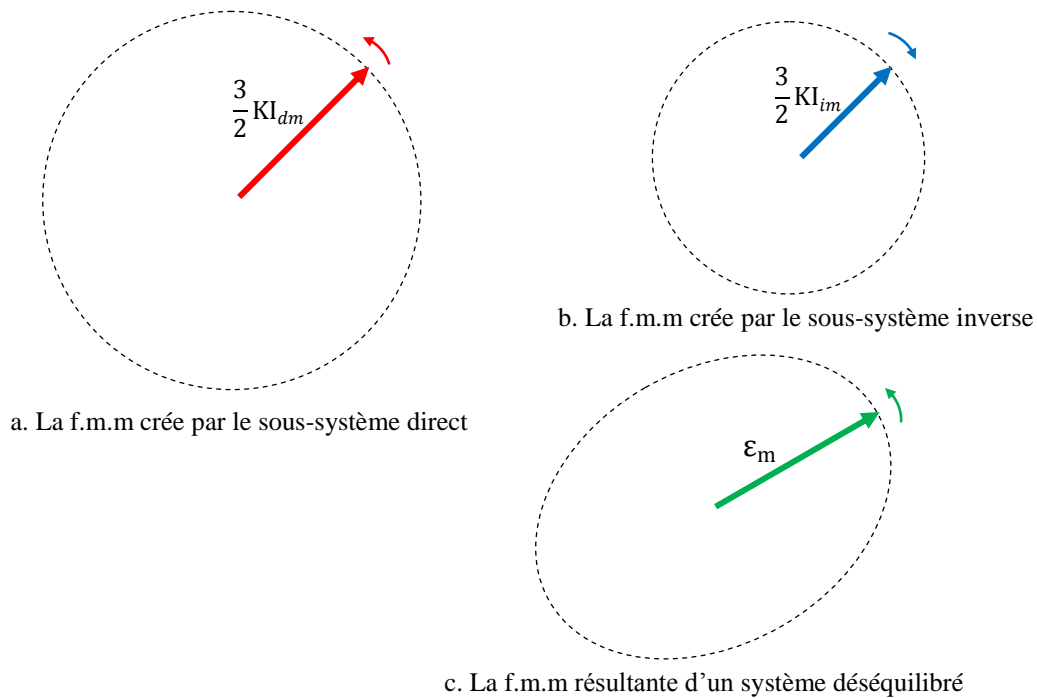


Figure I.22. La forme elliptique de la f.m.m résultante d'un système déséquilibré

**Table des matières**

I.	Introduction .....	1
II.	Principe de fonctionnement de machines à courant alternatif .....	1
II. 1.	Action d'un champ tournant sur une aiguille aimantée.....	2
II. 2.	Action d'un champ tournant sur un disque métallique .....	2
III.	Force électromotrice produite par un champ tournant.....	4
IV.	Champ tournant produit par des courants alternatifs .....	6
IV. 1.	Cas du monophasé.....	6
IV. 2.	Cas du triphasé .....	7
IV. 3.	Théorème de LEBLANC .....	7
IV. 4.	Application du Théorème de LEBLANC dans le cas du triphasé.....	8
IV. 5.	Champ tournant en diphasé .....	10
IV. 6.	Système multipolaire.....	11
V.	Enroulement des machines à courant alternatif .....	13
V. 1.	Enroulement de machine triphasé .....	13
V. 1. 1.	Enroulement Concentrique .....	14
V. 1. 2.	Enroulement enchevêtré .....	14
V. 2.	Enroulement de machine monophasé.....	17
VI.	Force magnétomotrice des enroulements à courant alternatif .....	18
VI. 1.	Force magnétomotrice d'une bobine.....	18
VI. 2.	Force magnétomotrice créée par un enroulement d'une phase.....	19
VI. 3.	Force magnétomotrice créée par un enroulement triphasé .....	20
VI. 4.	Force magnétomotrice créée par un système multipolaire.....	21
VI. 5.	Force magnétomotrice créée par un système déséquilibré.....	21

**Bibliographie**

- G. Séguier, F. Notelet, **"Electrotechnique industrielle"**, Téchn et Doc, 1987.
- T. Wildi, **"Electrotechnique"**, 2ème édition, Presses de l'université de Laval.
- J. SAINT-MICHEL, **"Bobinage des machines tournantes à courant alternatif"**, Techniques de l'Ingénieur, D 3 420, traité Génie électrique.
- M. Kostenko et L. Piotrovski, **"Machines Electriques : Machines à Courant Alternatif "** Tome II, 3ème édition, Édition MIR, 1979.
- A. Ivanov-Smolensky, **"Electrical Machines"**, Édition MIR, 1982.

PARTIE I

MACHINE  
SYNCHRONE

# CHAPITRE II

## Machine Synchrone : Principes et Diagrammes

## I. Introduction

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre mécanique est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique inducteur est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique d'induit est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre les deux parties (l'inducteur et l'induit). Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles, qui vont de l'alternateur de plusieurs centaines de mégawatts au moteur de quelques watts, en passant par les moteurs pas à pas et à réluctance variable. Néanmoins, la structure de toutes ces machines est relativement proche.

Il existe deux manières de construire une machine synchrone, soit l'inducteur est tournant soit l'inducteur est fixe. Mais la plupart des machine synchrone sont à induit fixe et inducteur tournant comme le montre la figure II.1.b.

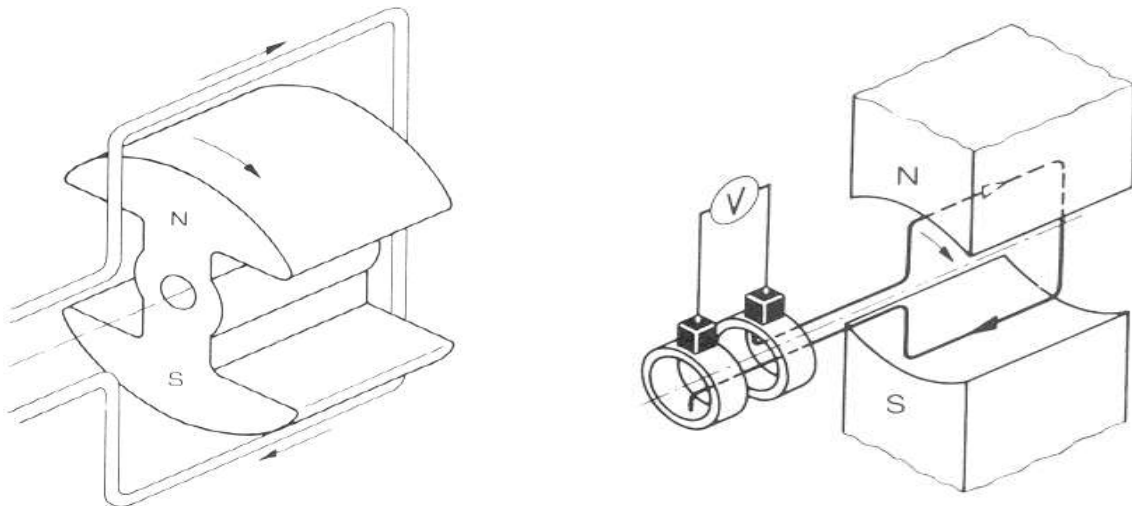


Figure II.1.a Principe de machine à induit fixe et inducteur tournant et de machine à inducteur fixe et induit tournant

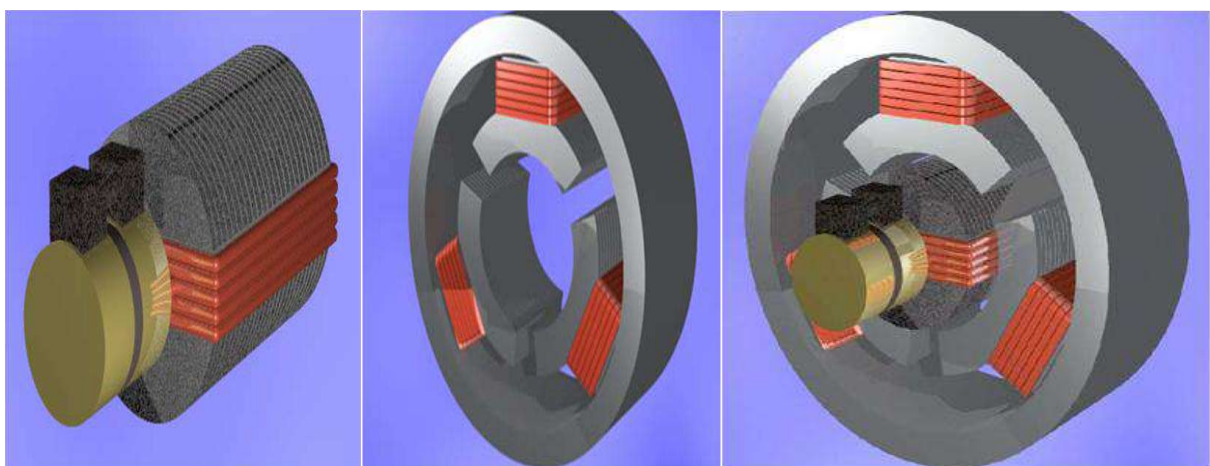


Figure II.1.b. La structure des machines à induit fixe et inducteur tournant

La fréquence dépend de la vitesse de variation du flux au droit des enroulements statoriques. Cette vitesse est fonction d'une part de la vitesse de rotation du rotor et d'autre part du

nombre de paire de pôle au stator et au rotor. Le réseau électrique de l'Algérie (où la fréquence est de 50Hz) engendre :

- pour une machine à 2 pôles ( $p = 1$ ), une fréquence de rotation de  $50tr/s$  soit  $3000tr/mn$
- pour une machine à 4 pôles ( $p = 2$ ), une fréquence de rotation de  $25tr/s$  soit  $1500tr/mn$
- pour une machine à 6 pôles ( $p = 3$ ), une fréquence de rotation de  $17tr/s$  soit  $1000tr/mn$
- pour une machine à 8 pôles ( $p = 4$ ), une fréquence de rotation de  $12.5tr/s$  soit  $750tr/mn$

## II. Organisation de la machine synchrone

Une machine synchrone est une machine électrique tournante réversible. En fonctionnement moteur, elle est alimentée par une source de tension alternative le plus souvent triphasée pour entraîner une charge mécanique à une vitesse de rotation constante. En fonctionnement générateur, elle est entraînée par un dispositif mécanique pour produire de l'énergie électrique alternative dont la fréquence est proportionnelle à la vitesse de rotation. La machine synchrone a dans un premier temps essentiellement trouvé des applications dans la génération d'énergie électrique alternative, sous le nom d'**Alternateur**. Par ailleurs, la structure de ces machines reste très semblable.

### II. 1. Stator

C'est la partie fixe de la machine. Il est formé par un empilage de disques de tôles ferromagnétique isolées entre elles pour minimiser les pertes par courants de FOUCAULT. L'intérieur du stator est encoché et porte généralement un enroulement triphasé de l'induit ou exceptionnellement monophasé à ' $2p$ ' pôles. Alimenté par une source électrique triphasée, l'enroulement du stator crée un champ tournant à une vitesse angulaire ' $\Omega$ ' égale au rapport de la pulsation d'alimentation ' $\omega$ ' et le nombre de paire de pôle ' $\Omega = \frac{\omega}{p}$ '.

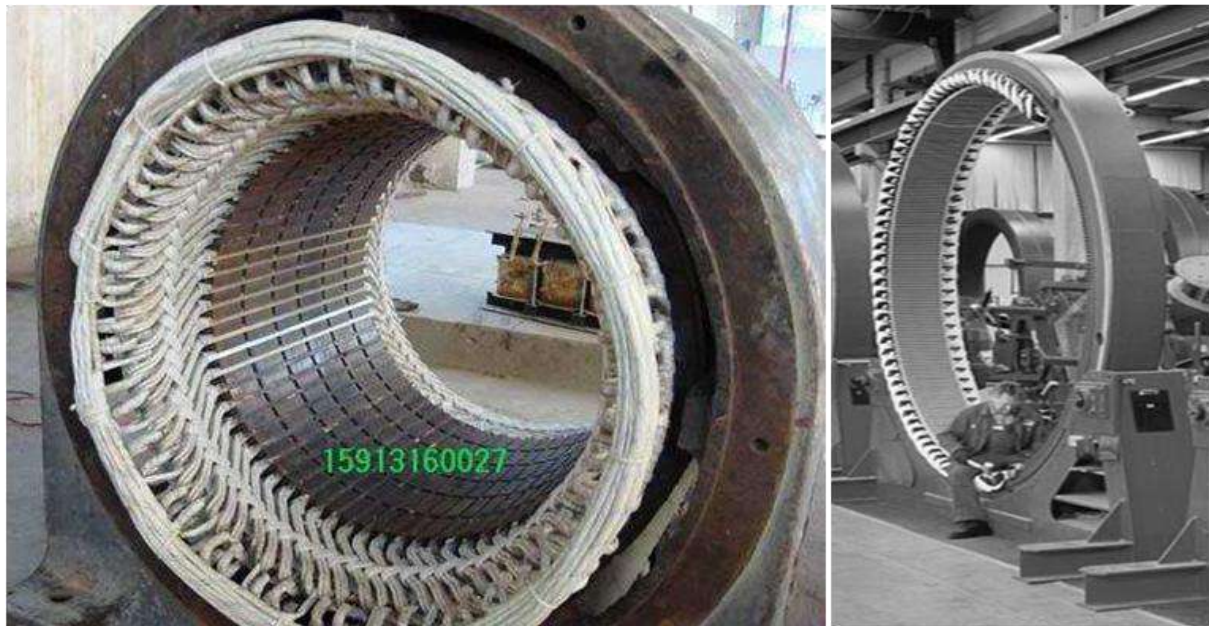


Figure II.2. Exemples de stator de machines synchrones en cours de fabrication



## II. 2. Rotor

C'est la partie tournante de la machine (appelé aussi roue polaire) ayant pour rôle de générer le champ d'induction (inducteur). Il doit porter le même nombre de paire de pôle que le stator. Le rotor est composé d'un empilement de disques ferromagnétiques. A l'extérieur du rotor, on trouve des enroulements qui doit être alimentés par une source de tension continue dans le cas de machines de moyenne et grande puissance ou des aimants permanent dans le cas de machines de faible puissance pour créer le champ inducteur.

On distingue donc trois grandes familles de machine synchrone : Les rotors bobinés à pôles lisses, les rotors bobinés à pôles saillants ainsi que les rotors à aimant permanent.

Dans le cas de machines à rotor bobiné à pôles lisses, le rotor est un cylindre plein (entrefer constant). Il possède le plus souvent deux pôles pour s'adapter aux grandes vitesses. Les enroulements sont logés dans des encoches pratiquées sur le rotor. L'alimentation en courant continu s'effectue via l'ensemble bagues-balais aux bagues de bout d'arbre.

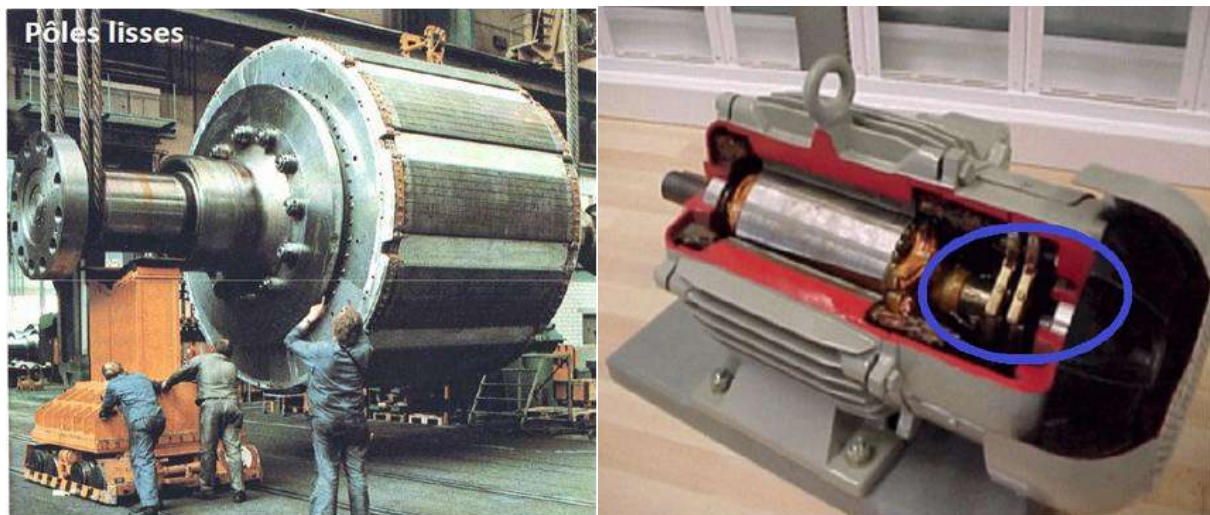


Figure II.3. Exemple de rotor bobiné à pôles lisses

Le rotor bobiné à pôles saillants est presque de même constitution que le rotor bobiné à pôles lisses dont les bobines sont enroulées sur les pôles laissant un vide entre un pôle et l'autre qui le succède (entrefer variable). Vu l'inertie importante de ce type de rotor, la machine à rotor bobiné à pôles saillants est souvent utilisée à basse vitesse ou à basse puissance.



Figure II.4. Exemple de rotor bobiné à pôles saillants

Les aimants permanents sont disposés directement sur la périphérie du rotor. Les machines à aimant permanent sont disponibles depuis une vingtaine d'années, mais ce n'est que récemment que le faible prix des composants et une meilleure technologie les ont rendus accessibles à une large gamme d'applications.



Figure II.5. Exemple de rotor à aimants permanents

### Remarques

- 1- L'entrefer constitue une interruption dans le circuit magnétique. En les séparant, il autorise le mouvement du rotor mobile vis-à-vis le stator fixe. Sa nature amagnétique (perméabilité magnétique de l'air, donc du vide) dans laquelle l'induction concentre l'énergie magnétique transitant du stator au rotor. La grande perméabilité magnétique des matériaux ferro-magnétiques vis-à-vis de l'air permet de supposer que toute induction dans l'entrefer, normale à la surface du stator, suit une direction radiale au rotor (Figure II.6).

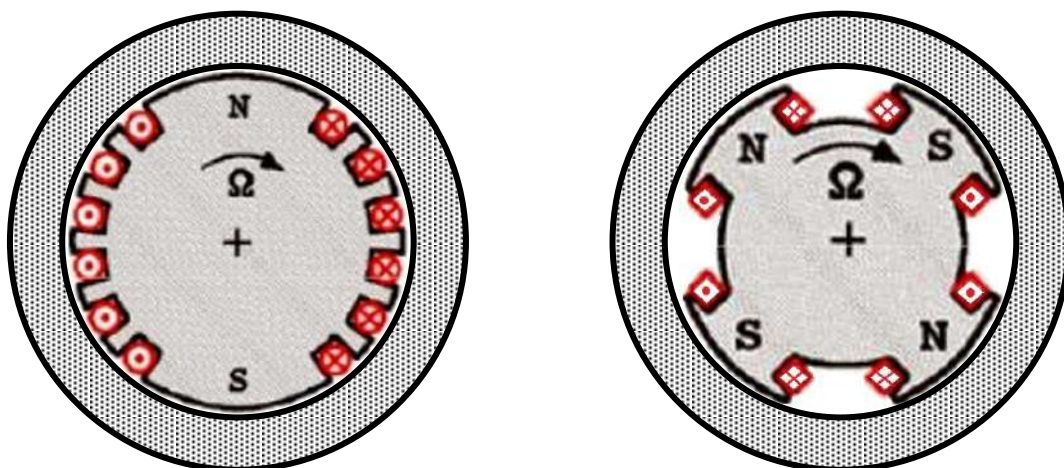


Figure II.6. Exemple de rotor à aimants permanents

- 2- En pratique, on essaye de rendre la répartition de l'induction dans l'entrefer créée par l'inducteur aussi sinusoïdale possible. Dans le cas de machine à pôles saillants, on



accroît progressivement l'épaisseur de l'entrefer à partir de l'axe des pôles. Alors que dans le cas de machine à pôles lisses, on joue sur le remplissage et l'écartement des encoches.

### II. 3. Types d'excitations des machines synchrones

Lorsque la machine synchrone n'est pas à aimants permanents, son enroulement rotorique (l'inducteur) doit être alimenté par une source de tension continue réglable pour avoir un courant d'excitation variable. Ce courant peut atteindre plusieurs centaines d'ampères. Comme il est difficile de commander directement un courant d'une telle intensité, l'excitation est obtenue à partir d'un dispositif à plusieurs étages. La source d'excitation peut être une source extérieure au rotor, donc un système de balais-bagues, ou bien une source intérieure fixée au rotor.

Pour les machines de puissance moyenne, le dispositif le plus fréquemment utilisé est une génératrice à courant continu, appelée *excitatrice*, montée sur l'arbre de la machine synchrone. L'induit tournant de l'excitatrice est relié directement aux bornes de l'inducteur au rotor de la machine synchrone. Le courant d'excitation est réglé par le rhéostat d'excitation de l'excitatrice.

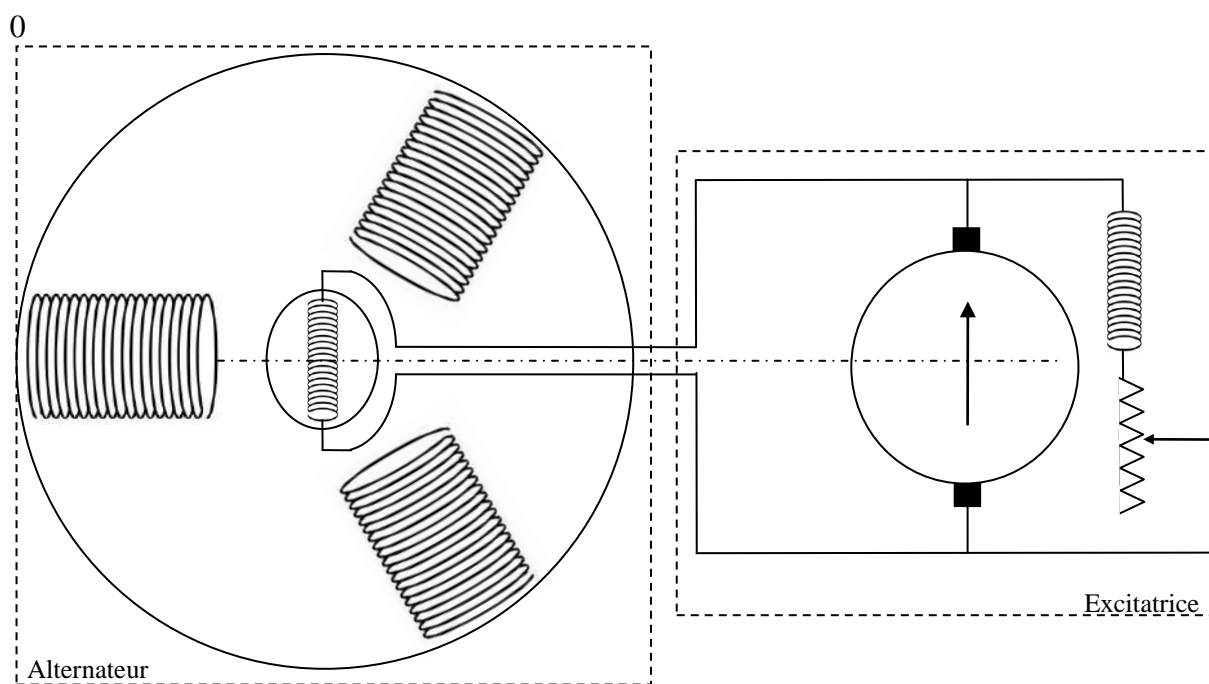


Figure II.7. Excitation via une excitatrice à courant continu

Cette technique permet d'éviter les contacts balais-bagues, alors que l'existence de la machine à courant continu limite l'utilisation de cette technique que dans les milieux non corrosifs et non explosifs. Afin de palier à ce problème, on utilise un petit alternateur d'excitation dont l'inducteur est fixe et l'induit triphasé tournant et il alimente l'inducteur de la machine synchrone via un redresseur à thyristors fixé lui aussi à la partie tournante (figure II.8).

Pour les machines de plus forte puissance, on utilise deux machines excitatrices montées en cascade. L'excitatrice principale alimente l'inducteur de la machine synchrone et sa propre excitation est fournie par l'induit de l'excitatrice secondaire. Le réglage du courant se fait par

le circuit d'excitation du secondaire dont les organes de réglage travaillent sous une faible puissance.

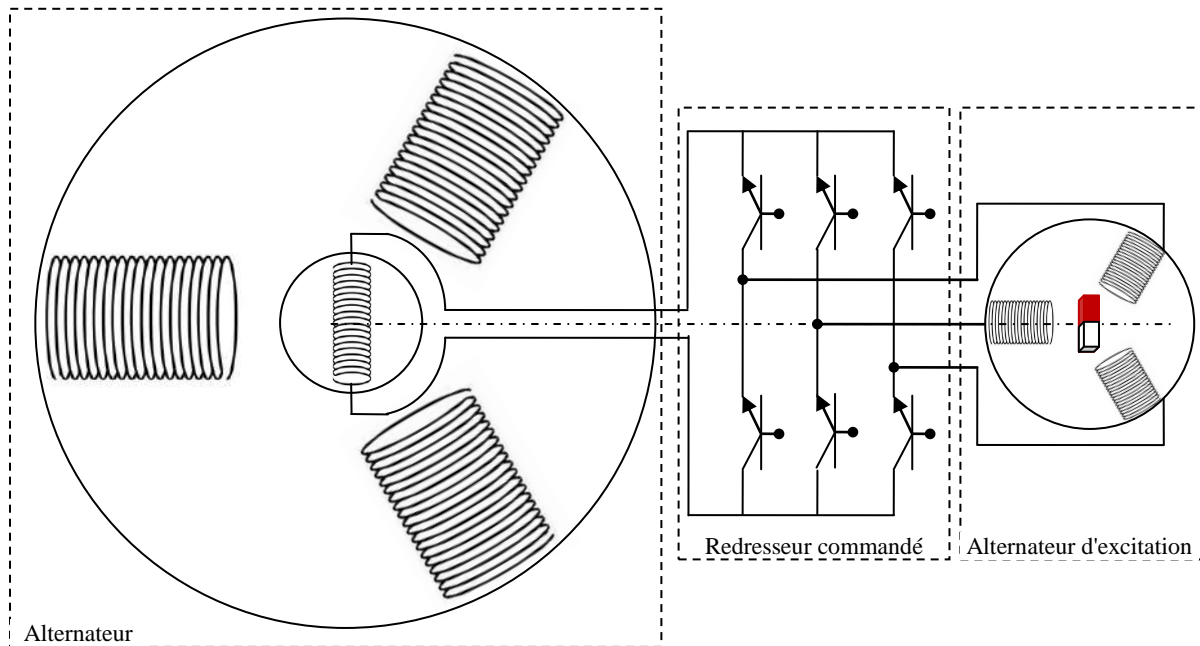


Figure II.8. Excitation via une excitatrice à courant alternatif

#### II. 4. Symboles électriques

Les symboles électriques utilisés pour représenter une machine synchrone triphasée et monophasée à rotor bobiné sont reportés sur la figure 9.

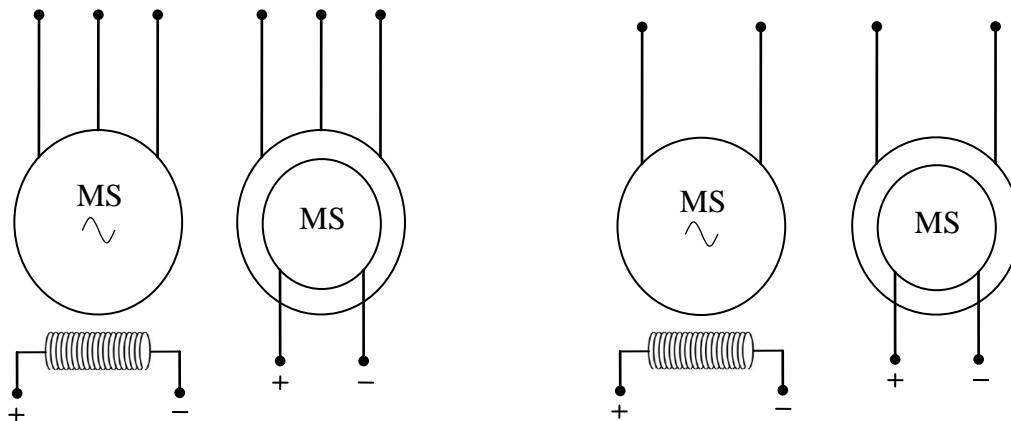


Figure II.9. Symboles électriques de la machine synchrone

### III. Force électromotrice des enroulements à courant alternatif

#### III. 1. F.é.m d'un enroulement à un encoche par pôle et par phase

Considérons la bobine de l'enroulement de la première phase pour une double distance polaire. ' $\alpha'$ ' est l'angle que fait le pôle nord avec le second coté de la bobine d'une phase dans

le sens de rotation car la f.é.m est en retard d'un angle  $\frac{\pi}{2}$  par rapport au flux. La f.é.m est maximale lorsque le pôle nord est en face au second coté de la bobine.

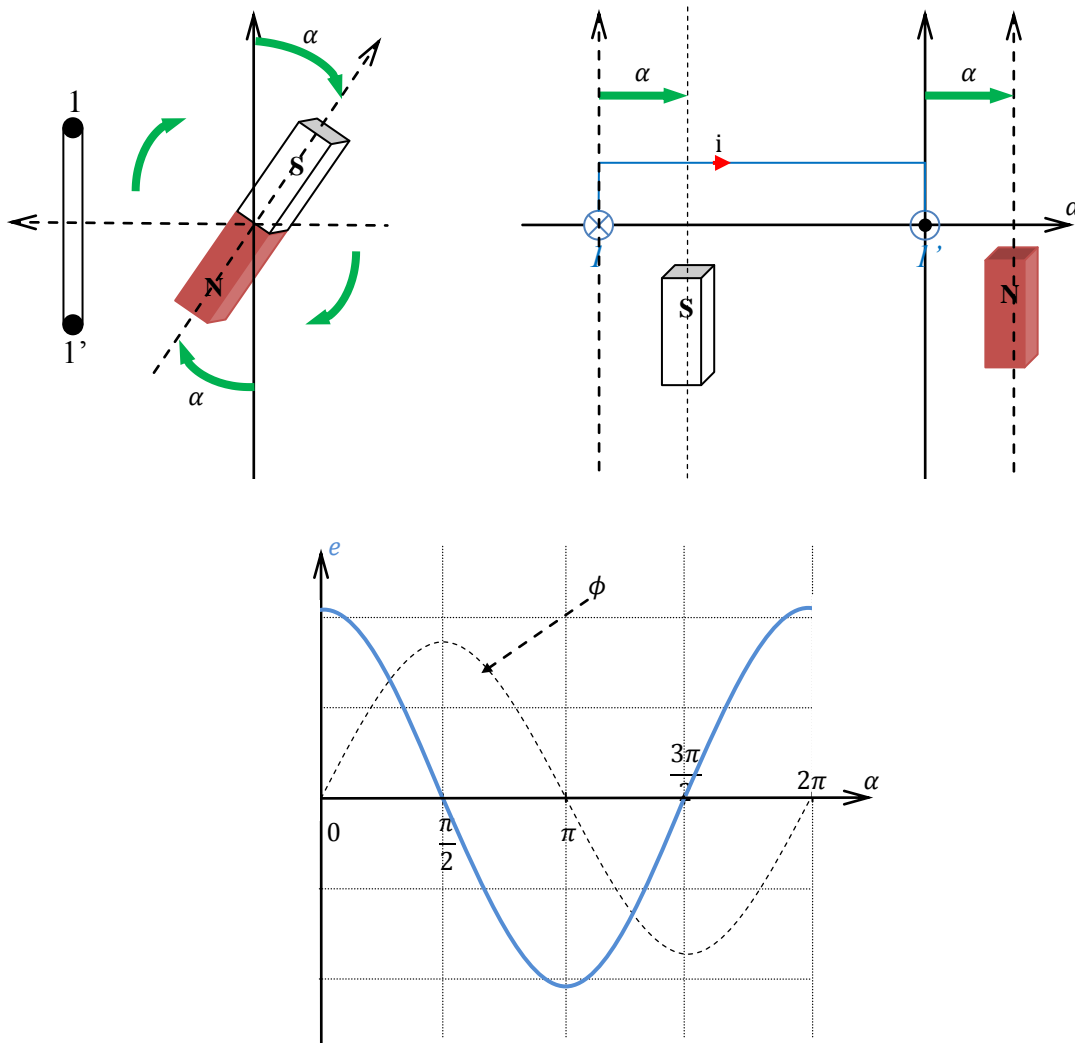


Figure II.10. Position du vecteur f.é.m par rapport aux pôles de l'inducteur

Un conducteur du faisceau 1' soumis à une induction ' $B_1$ ' est le siège d'une f.é.m ' $e_1$ ' tel que :

$$B_1 = B_{\max} \cos(p\alpha) \text{ et } e_1 = B_1 l v \quad (\text{II.1})$$

Avec ' $l$ ' est la longueur actif du conducteur 1' et ' $v$ ' est la vitesse avec laquelle le flux balaie la section de la bobine.

Le conducteur 1 du faisceau est aussi le siège de la même f.é.m que le conducteur 1' mais de signe négatif ( $B_1 = B_{\max} \cos(p\alpha + \pi) = -B_1$ ) de sorte que ces deux f.é.ms'ajoutent.

Ainsi la f.é.m résultante d'une spire (formée de deux conducteurs) est :

$$e_{sp} = 2B_{\max} l v \cos(p\alpha) \quad (\text{II.2})$$

Le flux utile d'un pôle inducteur est :

$$\phi = B_{\text{moy}} \cdot S \quad (\text{II.3})$$

Avec ' $S$ ' est la surface de l'entrefer située face à un pôle. Alors que  $B_{moy}$  est l'induction moyenne sous un pôle.

$$S = \frac{\pi}{2p} D \cdot l \text{ avec } 'D' \text{ est le diamètre de l'entrefer.}$$

L'induction est supposée sinusoïdale de valeur maximale  $B_{max}$ , ce qui rend la relation entre la valeur maximale et moyenne est  $B_{moy} = \frac{2}{\pi} B_{max}$ .

La vitesse de balayage du flux est :  $v = \pi \cdot D \cdot n$ , avec ' $n$ ' est la fréquence de rotation de l'aimant. D'où :

$$e_{sp} = 2\pi \cdot p \cdot n \cdot \phi \cdot \cos(p\alpha) \quad (\text{II.4})$$

Si on pose  $\alpha = \Omega t + \alpha_0$ , on aura :

$e_{sp} = 2\pi \cdot p \cdot n \cdot \phi \cdot \cos(p\Omega t + p\alpha_0) = 2\pi \cdot p \cdot n \cdot \phi \cdot \cos(\omega t + \alpha'_0)$  dont la fréquence de la f.é.m ' $f = p \cdot n$ ' et sa valeur efficace est  $E_{sp} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f \cdot \phi$ . Si ' $N$ ' est le nombre de conducteurs par phase, la f.é.m d'une phase sera alors :

$$E = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot N \pi \cdot f \cdot \phi \quad (\text{II.5})$$

### III. 2. F.é.m de l'enroulement à plusieurs encoches par pôle et par phase

En pratique le nombre d'encoches par pôle et par phase est plus grand à un. Le bobinage d'une phase pour une double distance polaire est l'ensemble de ' $m$ ' sections décalées d'un pas dentaire ' $\epsilon = \pi / 3p \cdot m$ '. Les ' $m$ ' f.é.m induites sont égales mais décalée l'une de l'autre d'un angle ' $\epsilon$ '. Donc leur somme est réduite, ce qui traduit un coefficient de bobinage selon le type de bobinage.

$$K_b = \frac{\sin \frac{m \cdot p \cdot \epsilon}{2}}{m \cdot \sin \frac{p \cdot \epsilon}{2}} \quad (\text{II.6})$$

La f.é.m résultante s'écrira ainsi :  $E = \frac{\sqrt{2}}{2} K_b \cdot N \pi \cdot f \cdot \phi$ . Avec ' $K_b$ ' est inférieur à un.

### III. 3. Effet de la répartition non sinusoïdale du flux

Surtout pour les machines où le flux inducteur est créé par une armature à pôle saillant. L'induction le long de l'entrefer n'est pas sinusoïdale selon la variation de l'épaisseur de l'entrefer. Ce qui rend le rapport entre la valeur efficace et la valeur maximale différent à  $\sqrt{2}$ . En plus, le facteur de bobinage donné précédemment est calculé sous l'hypothèse que la forme d'onde de la f.é.m est sinusoïdale n'est plus valable. En pratique, on donne la valeur efficace de la tension par phase par :

$$E = K \cdot N \cdot f \cdot \phi \quad (\text{II.7})$$

Avec le ' $K$ ' est dit le coefficient de KAPP. Il est donné par le constructeur de sorte qu'il tient compte à la fois de la répartition non sinusoïdale du flux et le décalage entre les ' $m$ ' bobines d'une phase. En général, le coefficient de KAPP appartient à l'intervalle [2,20 2.60] pour les machines triphasées.

#### Remarque :

Le coefficient de KAPP est plus élevé dans le cas du triphasé que dans le cas du monophasé.

#### IV. Réaction Magnétique d'induit

Lorsque la machine synchrone est en charge, les enroulements de l'induit sont traversés par des courants triphasés et créent un champ magnétique tournant à la fréquence de synchronisme. Ce champ s'ajoute vectoriellement à chaque instant à celui de l'inducteur, qui tourne à la même vitesse. Le champ résultant, et le flux résultant sont modifiés, ce qui entraîne une modification de la f.é.m induite. Similairement à la machine à courant continu, ce phénomène est dit la *réaction magnétique d'induit*. Mais dans ce cas, elle est difficile à étudier car la position de l'axe du flux de réaction magnétique par rapport à celui du flux inducteur est variable selon la charge ce qui rend la compensation n'est pas réalisable.

**NB :** Dans ce qui suit et pour raison de simplification, nous supposons que la machine synchrone est bipolaire pour pouvoir confondre angle électrique et angle mécanique.

Pour analyser correctement les conséquences réelles de la réaction d'induit, nous devons tenir compte de la charge surtout dans le cas de l'alternateur. Nous analyserons respectivement le phénomène sur charge résistive, sur charge inductive et sur charge capacitive.

##### IV. 1. Cas d'une charge résistive

Prenons comme hypothèse que la charge est du type résistive. Ce type de charge nous dit que le courant est donc en phase avec la tension d'induit. Si la tension est maximum, le courant est donc maximum. Hors la tension sera maximum lorsque le pôle nord est en face au second côté de la bobine.

D'autre côté, le sens du flux d'induit est perpendiculaire à l'axe de la section  $I-I'$ . Nous pouvons donc résumer cette position sur le dessin ci-dessous.

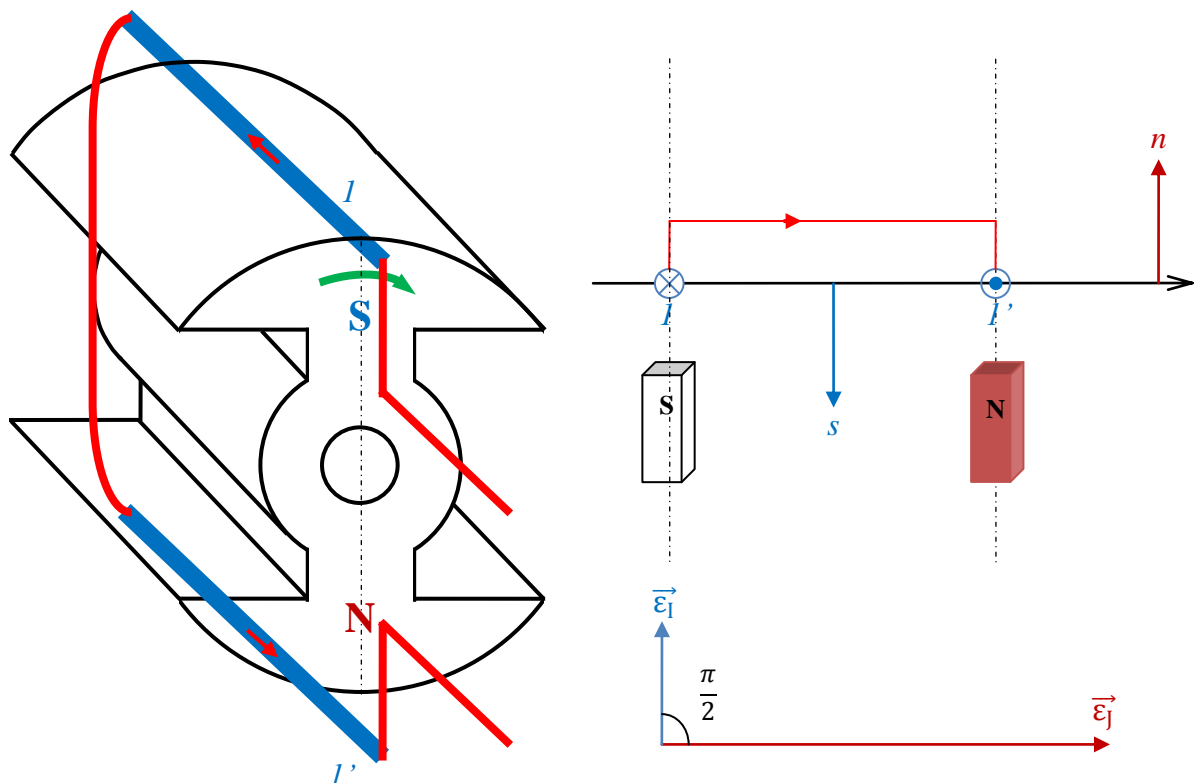


Figure II.11. Position relative du flux inducteur et le flux de réaction d'induit pour une charge résistive

Les axes des deux f.m.m sont donc décalés d'un angle de  $\frac{\pi}{2}$ . La réaction d'induit est dite transversale.

#### IV. 2. Cas d'une charge inductive

Prenons comme hypothèse que la charge est purement inductive. Ce type de charge nous dit que le courant est donc en quadrature arrière par rapport à la tension d'induit. Pour avoir un courant maximum, la tension doit être minimum (le courant est en quadrature arrière par rapport à la tension). Ainsi, le pôle nord est perpendiculaire à l'axe de la section  $I-I'$  de sorte que le flux inducteur sera maximum. Nous pouvons donc résumer cette position sur le dessin ci-dessous.

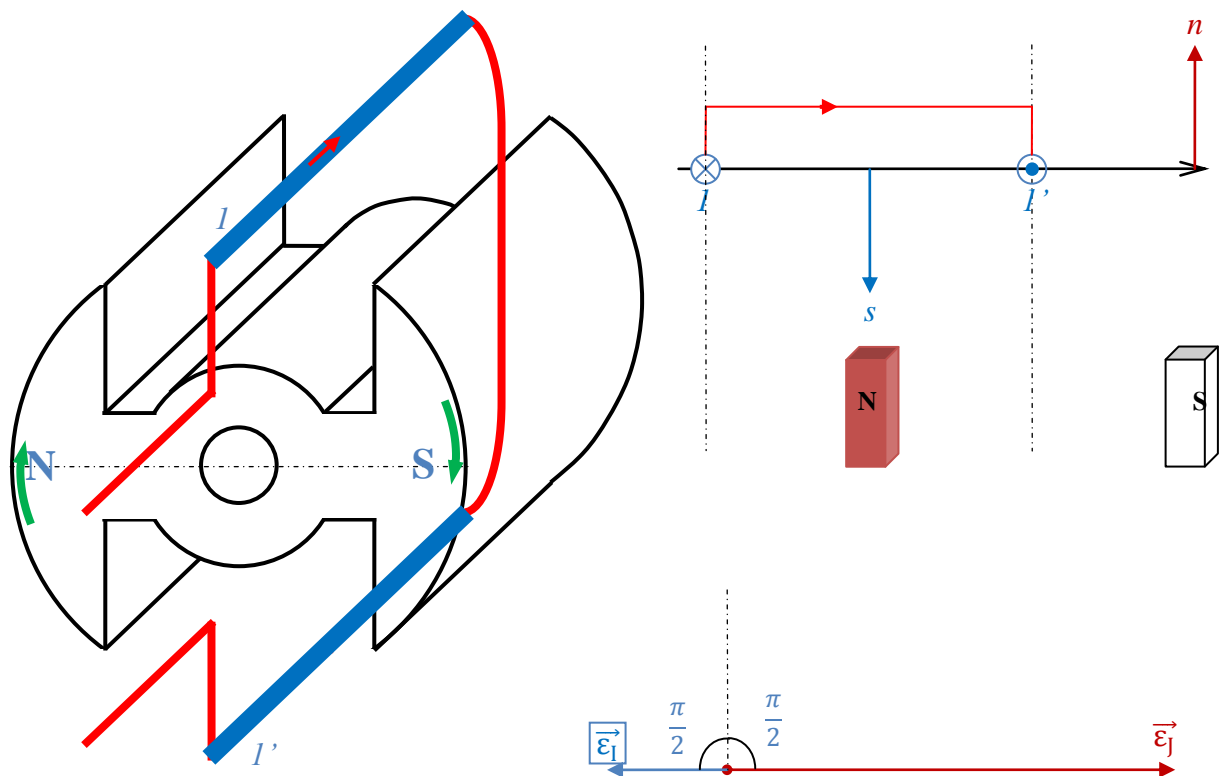


Figure II.12. Position relative du flux inducteur et le flux de réaction d'induit pour une charge capacitive

Les axes des deux flux sont décalés d'un angle égale à  $\pi$ . La f.m.m de réaction d'induit est dite longitudinale donc de même axe que la f.m.m inductrice mais de sens inversé. La réaction est dite démagnétisante.

#### IV. 3. Cas d'une charge capacitive

Prenons maintenant comme hypothèse que la charge est purement capacitive. Ce type de charge nous dit que le courant est donc en quadrature avance par rapport à la tension d'induit. Pour avoir un courant maximum, la tension doit être minimum (le courant est en quadrature avance par rapport à la tension). Ainsi, le pôle nord est perpendiculaire à l'axe de la section  $I-I'$  de sorte que le flux inducteur sera minimum. Nous pouvons donc résumer cette position sur le dessin suivant.

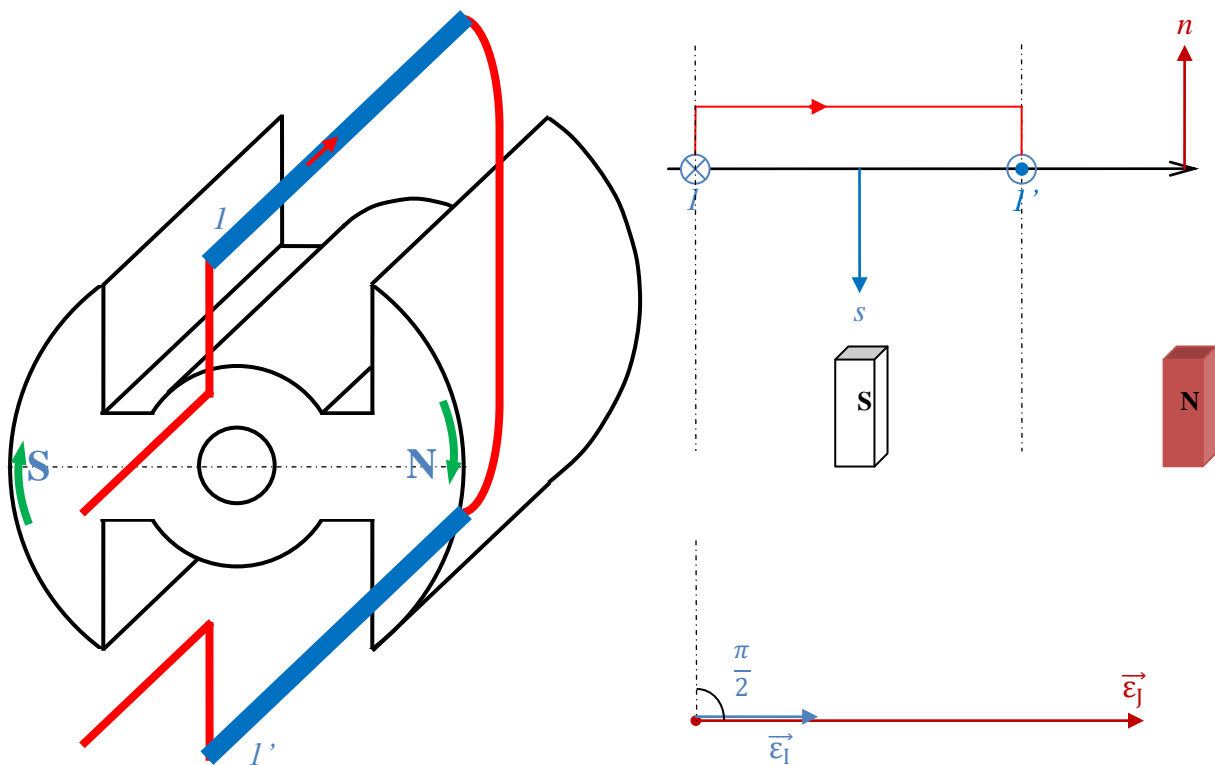


Figure II.13. Position relative du flux inducteur et le flux de réaction d'induit pour une charge capacitive

Les axes des deux flux sont confondus. La f.m.m de réaction d'induit est dite longitudinale donc de même axe que la f.m.m des pôles inducteurs et de même sens. La réaction est dite magnétisante.

#### IV. 4. Cas d'une charge quelconque

En pratique, la charge ne peut être inductive ou capacitive pure et le déphasage du courant sur la f.é.m sera donc compris entre  $-90^\circ$  et  $90^\circ$ . L'angle entre la f.m.m des pôles inducteurs et la f.m.m de l'induit sera compris entre  $0$  et  $180^\circ$ . Nous procédons dans ce cas à la décomposition du vecteur de la f.m.m de l'induit en deux composantes. La première sera alignée selon l'axe transversal et la deuxième sera alignée selon l'axe longitudinal.

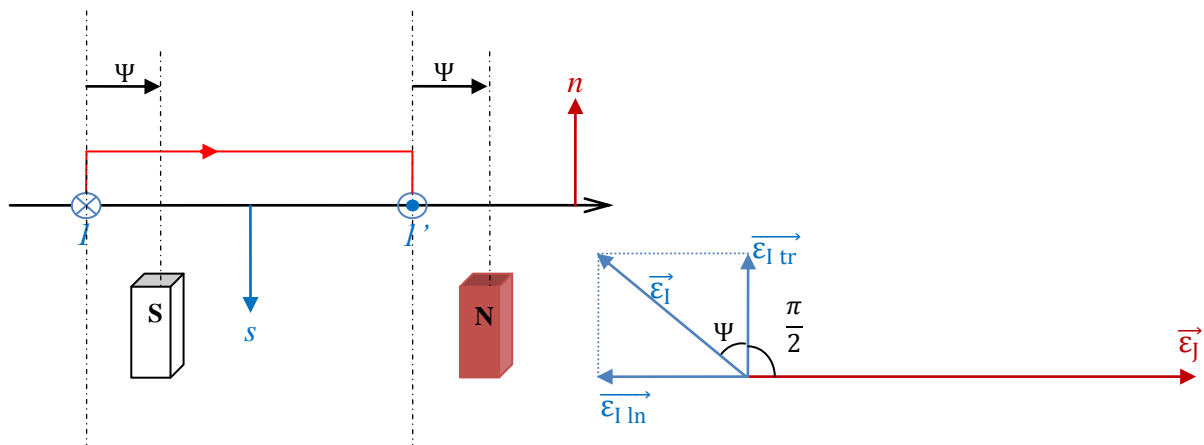


Figure II.14. Position relative du flux inducteur et le flux de réaction d'induit pour une charge quelconque

## V. Circuit électrique équivalent de la machine synchrone

### V. 1. Marche à vide de la MS : Courbe de saturation

La figure suivante montre une MS bipolaire ( $p=1$ ) tournant à vide à une vitesse constante (vitesse de synchronisme). L'enroulement inducteur est alimenté par une source de tension continue assurant un courant d'excitation ' $J$ ' réglable.

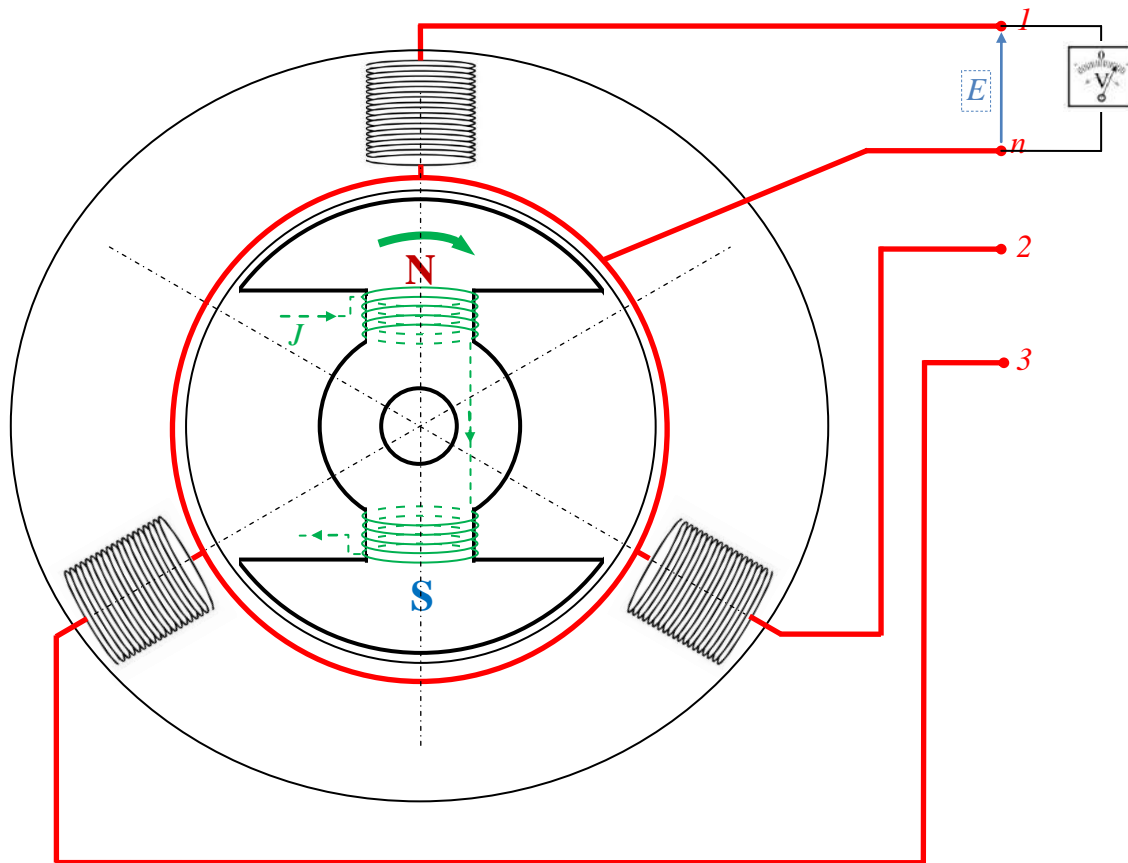


Figure II.15. marche à vide de la machine synchrone

On augmente progressivement le courant d'excitation tout en observant la tension entre une phase et le neutre qui vaut la f.é.m ' $E$ ' donnée par l'équation II.7 ( elle est liée au flux  $\Phi_J$  créé par le courant d'excitation). On constate que la f.é.m augmente d'abord proportionnellement à l'excitation (zone linéaire). Cependant au fur à mesure que le flux augmente, le circuit magnétique commence à se saturer, et la tension croît de moins en moins pour une même augmentation de l'excitation (zone de saturation). Si on trace la courbe de variation de la f.é.m en fonction de l'excitation, on obtient la caractéristique à vide (figure II.16) qui est dite aussi la courbe de saturation.

Aucun courant ne circulant dans les enroulements statoriques, le flux  $\Phi_J$  ne dépend que des ampère-tours créés par le courant circulant dans l'enroulement inducteur ( noté  $J$  dans tout ce qui suit, la force magnétomotrice étant notée  $\mathcal{E}_j$  ). A des constantes multiplicatives près, la courbe  $\Phi_J$  ( $\mathcal{E}_j$ ) est évidemment identique à la caractéristique à vide  $E = f(J)$  de la machine synchrone, mais il faut bien se rendre compte que cette caractéristique n'est en fait que la traduction de la caractéristique du circuit magnétique de la machine, et qu'elle reste utilisable quelque soit le fonctionnement de la machine (moteur ou alternateur et à vide ou en charge).



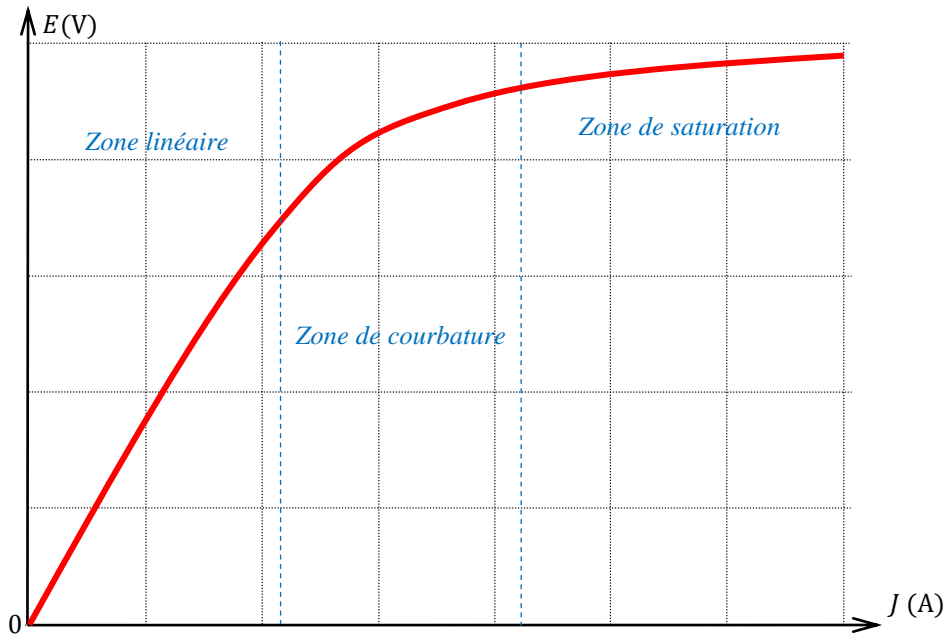
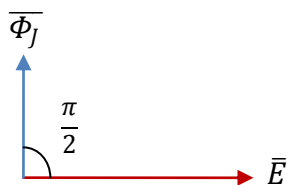
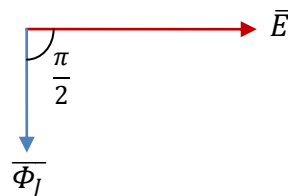


Figure II.16. Caractéristique à vide d'une machine synchrone

Etant donné que les tensions induites et les flux à travers les spires sont des grandeurs sinusoïdales de même pulsation, on peut leur associer des vecteurs de Fresnel (ou la notation complexe). Pour le fonctionnement en alternateur, on utilise la convention générateur, qui implique  $e = -d\Phi_J/dt$  et un flux en avance de  $\pi/2$  sur la tension (le même raisonnement conduisant à un flux en retard de  $\pi/2$  sur la tension pour la marche en moteur synchrone).



Cas d'un alternateur



Cas d'un moteur

Figure II.17. Position de la f.é.m par rapport au flux inducteur

## V. 2. Marche en charge de la MS

La machine étant maintenant en charge, les courants circulants dans les enroulements statoriques créent un champ supplémentaire, tournant à la même vitesse que celui généré par le rotor et se superposant à ce dernier. Ceci a pour effet de modifier le flux utile, donc la valeur de la f.é.m. induite, et constitue la réaction magnétique d'induit.

Il y a cependant une différence fondamentale par rapport à celles-ci. Dans le cas de la machine à courant continu, le champ statorique présente un décalage constant par rapport au champ rotorique et la réaction magnétique ne dépend donc que de l'intensité du courant d'induit, ce qui permet de la compenser grâce à des enroulements auxiliaires. Dans le cas des machines synchrones, par contre, la position du champ statorique dépend également du déphasage existant entre les courants et les tensions. La compensation par "construction" n'est

donc pas possible, et il faut s'attendre a priori à des variations importantes de la tension aux bornes de la charge lorsque celle-ci évolue. On distingue les cas suivants :

- Dans le cas de charge capacitive pure (figure II.18.a), le flux de réaction d'induit  $\overline{\Phi}_I$  est magnétisant (de même sens que le flux inducteur  $\overline{\Phi}_J$ ).
- Dans le cas de charge inductive pure (figure II.18.b), le flux de réaction d'induit  $\overline{\Phi}_I$  est démagnétisant (de même axe que le flux inducteur  $\overline{\Phi}_J$  mais de sens différents).
- Dans le cas de charge résistive pure (figure II.18.c), le flux de réaction d'induit  $\overline{\Phi}_I$  est en quadrature avance par rapport au flux inducteur  $\overline{\Phi}_J$ .
- Dans le cas de charge quelconque (figure II.18.d), le flux de réaction d'induit  $\overline{\Phi}_I$  est en avance d'un angle  $\frac{\pi}{2} + \Psi$  par rapport au flux inducteur  $\overline{\Phi}_J$ . Le flux de réaction est décomposé en deux composantes. Une composante longitudinale  $\overline{\Phi}_{I\text{ln}}$  de même axe que le flux inducteur et l'autre transversale  $\overline{\Phi}_{I\text{tr}}$  (en quadrature avance) par rapport au flux inducteur  $\overline{\Phi}_J$ . L'angle  $\Psi$  est négative lorsque la charge est capacitive et est positive lorsque la charge est inductive.

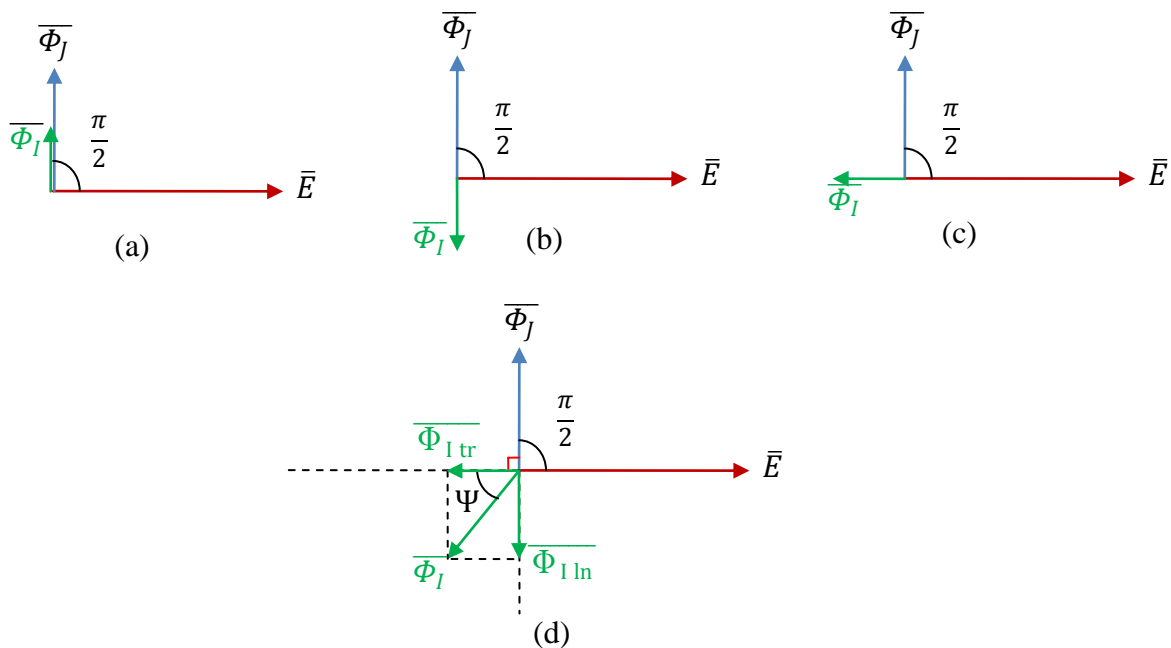


Figure II.18. Position de la f.é.m par rapport au flux de réaction d'induit

Dans tous les cas, c'est le flux résultant  $\overline{\Phi}_r$  (la somme vectorielle des deux flux, le flux inducteur  $\overline{\Phi}_J$  et le flux de réaction d'induit  $\overline{\Phi}_I$ ) qui induit une f.é.m résultante  $\overline{E}_r$  différente de la f.é.m à vide  $\overline{E}$  lorsque le flux inducteur agissait seul. La valeur efficace de la f.é.m  $E_r$  reste similaire à l'équation II.7 mais fonction du flux résultant au lieu du flux inducteur. On donne :

$$E_r = K \cdot N \cdot f \cdot \phi_r \quad (\text{II.8})$$

**Remarque :**

Dans le cas d'une machine à pôle saillant, le trajet du flux  $\Phi_I$  dépend de la position des pôles inducteurs. Suivant l'axe transversal, l'effet du flux de réaction d'induit est moins important

car l'entrefer est plus grand. Ainsi, la composante du flux de réaction transversal n'agit pas complètement. Seule une partie de cette composante (multipliée par un coefficient de réduction  $k'$ ) qui s'ajoute à la composante longitudinale pour former la résultante.

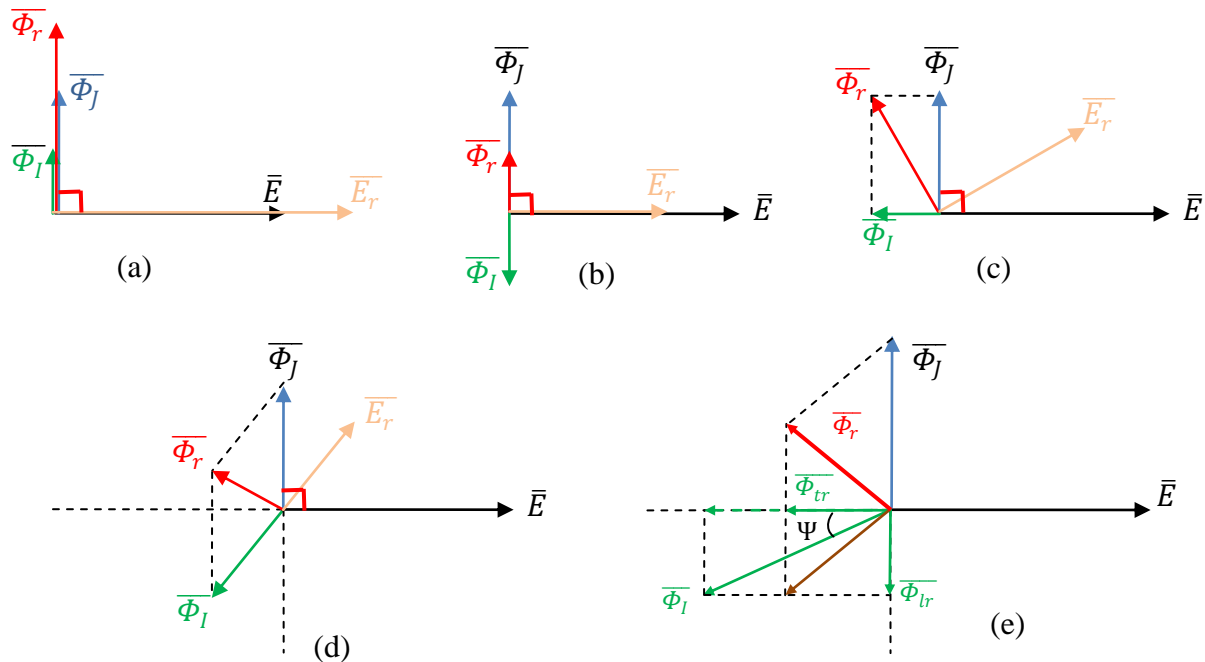


Figure II.19. Représentation du flux résultant

### V. 3. Equation générale régissant le fonctionnement de la MS

Dans tout ce qui suit, nous supposons que la MS fonctionne en alternateur (nous arriverons ensuite au fonctionnement moteur) et nous raisonnerons sur un seul enroulement de la machine, supposée couplée en étoile. Les autres phases sont décalées à  $120^\circ$  et  $240^\circ$  successivement. Dans chaque phase, le flux  $\overline{\Phi_r}$  engendre une f.e.m  $\overline{E_r}$  qui diminuée de la chute résistive (due à la résistance de l'enroulement de l'induit) et la chute inductive du flux de fuite donne la tension  $\overline{V}$  aux bornes de la machine. En désignant par  $R$  la résistance de l'enroulement et par  $\lambda$  son réactance de fuite, nous aurons :

$$\overline{E_r} = \overline{V} + R\overline{I} + j\lambda\overline{I} \quad (\text{II.9})$$

Cette équation peut se traduire par le circuit électrique et le schéma équivalents suivants.

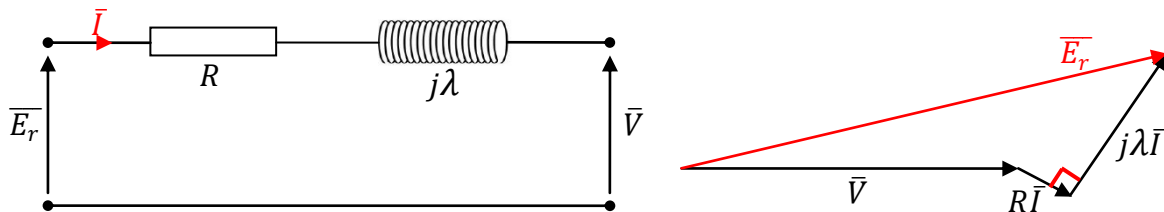


Figure II.20. Représentation du circuit électrique équivalent

Ce circuit permet alors de calculer la valeur de " $E_r$ " ou réciproquement, à partir de conditions de fonctionnement données, de déterminer la valeur du courant inducteur permettant de réaliser ces conditions.

## VI. Diagrammes de la machine synchrone

### VI. 1. Diagramme de BEHN-ESCHENBURG

Ce diagramme est utilisé pour une MS à pôle lisse en régime linéaire (pas de saturation du circuit magnétique). Les flux engendrés par les courants inducteurs et induit sont indépendants. Ce qui permet de raisonner directement sur ces derniers en définissant :

- Le flux inducteur, créé par le courant d'excitation est proportionnel à ce dernier, et est le même qu'à vide qu'en charge (en d'autres termes, c'est le flux  $\bar{\Phi}_f$  évoqué plus haut).
- le flux de réaction d'induit, créé par le courant d'induit, proportionnel lui aussi au courant  $\alpha I$ , où  $\alpha$  est le coefficient d'équivalence qui permet de ramener le courant induit à celui de l'inducteur.

#### Définition :

Le coefficient d'équivalence  $\alpha$  est un facteur tel que «  $I$  » Ampères du courant d'induit produisent le même flux que «  $\alpha I$  » Ampères de l'inducteur.

D'une part, les flux et ainsi les f.é.m sont proportionnels aux courants qui les créent comme suit :

$E = C.J$ ,  $E_I = C.(\alpha I)$  et  $E_r = C.J_r$  avec  $\vec{J}_r = \vec{J} + \alpha \vec{I}$  et la relation entre les 3 f.é.m est :

$$\vec{E}_r = \vec{E} + \vec{E}_I \quad (\text{II.10})$$

En s'opposant sur cette équation et l'équation II.8, nous construisons le diagramme vectoriel de la figure II.21.a. Alors que la superposition des diagrammes équivalent aux équations II.8 et II.9 donne le diagramme de la figure II.21.b.

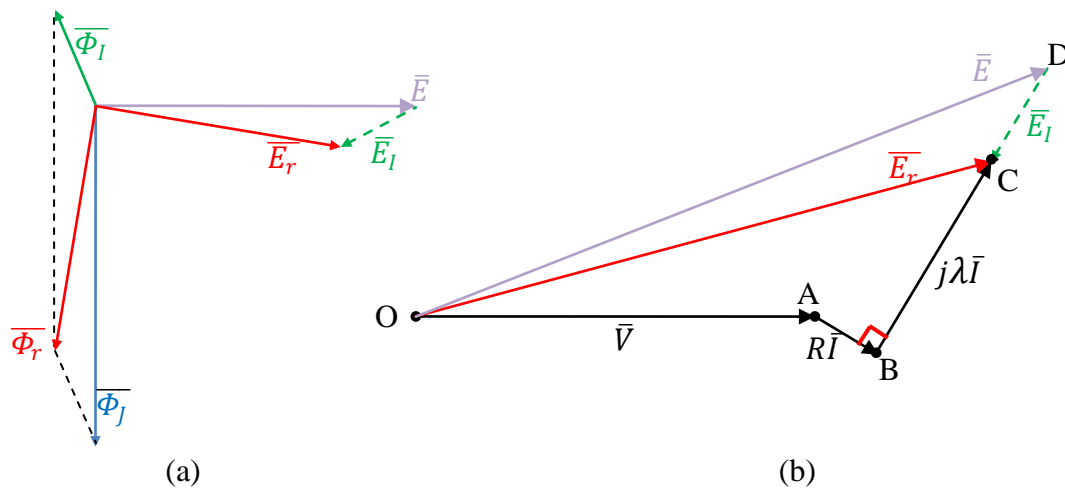


Figure II.21. Représentation des flux et f.é.m de la machine synchrone en régime permanent

Sachant que :  $BD = \lambda I + C(\alpha I) = (\lambda + C\alpha)I$  et en posant  $\lambda + C\alpha = X$ , l'équation générale régissant la MS devient :

$$\vec{E} = \vec{V} + R\vec{I} + jX\vec{I} \quad (\text{II.11})$$

Alors que le diagramme est donné par la figure II.22 en montrant que les points O, A, B et D. Ce diagramme est le diagramme de *Behn-Eschenburg* dit aussi diagramme à une seule réactance. On représente aussi sur cette figure le circuit monophasé correspondant.

$X$  est dite la réactance synchrone. Elle tient compte de la totalité des chutes inductives. A savoir, la chute inductive due à l'inductance du flux de fuite et la réaction du flux d'induit.

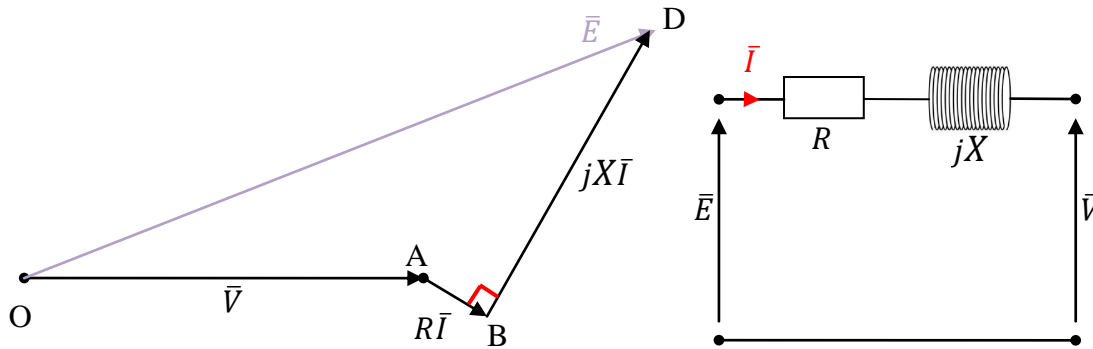


Figure II.22. Diagramme de Behn-Eschenburg et le circuit électrique équivalent

On peut déterminer la valeur de la réactance  $X$  au moyen d'un essai à vide et un essai en court-circuit. Lors de l'essai à vide, l'alternateur est entraîné à la vitesse nominale et le courant d'excitation est ajusté de façon à produire la tension nominale  $E_n$  entre ligne et neutre. On note alors la valeur du courant d'excitation  $J_{xn}$  correspondant. Ensuite, l'excitation est réduite à zéro, les trois bornes du stator sont mises en court-circuit, et on mesure le courant  $I_{cc}$  circulant dans les phases du stator pour la vitesse de rotation nominale et l'excitation  $J_{xn}$ .

La valeur de la réactance synchrone est alors :

$$X = \frac{E_n}{I_{cc}} \quad (\text{II.13})$$

En court-circuit, l'équation de la MS est :

$$0 = \overline{E_n} - (R + j.X)\overline{I_{cc}} \quad \text{D'où } \sqrt{R^2 + X^2} = \frac{E_n}{I_{cc}}$$

En négligeant  $R$  devant  $X$ , nous retrouvons la valeur calculée par la méthode décrite ci-dessus.

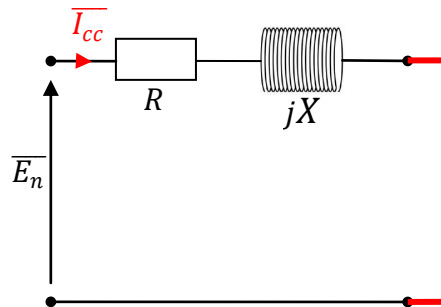


Figure II.23. Circuit électrique équivalent de l'essai en court-circuit

**Remarque:** Vue la simplicité des calculs et le nombre restreint d'essais préliminaires à effectuer, on utilise assez souvent cette méthode, et ceci, même lorsque les conditions de non saturation ne sont pas vérifiées. Il est évident que, dans ce cas, les résultats ne peuvent être qu'approximatifs. En particulier, la réaction magnétique n'est plus proportionnelle au courant, mais croît moins rapidement que ce dernier, ce qui entraîne une variation de tension plus faible que celle prévue par le modèle de Behn-Eschenburg. Il est cependant possible de remédier partiellement à ce défaut en prenant pour la réactance  $X$  une valeur déterminée dans la partie saturée de la caractéristique à vide.

## VI. 2. Diagramme de POTIER

Ce diagramme est utilisé pour une MS à pôle lisse en tenant compte de la saturation du circuit magnétique. On trace d'abord le diagramme donnant la f.é.m résultante. Ensuite, on lit le courant réel  $J_r$  correspondant à  $E_r$  depuis la caractéristique à vide. On trace le vecteur  $\vec{\alpha I}$  parallèle à l'axe aligné selon le vecteur  $j\lambda \vec{I}$  prolonge qui est perpendiculaire au vecteur courant  $\vec{I}$ . On trouve donc le vecteur  $\vec{J}$  allant de l'équation  $\vec{J}_r = \vec{J} + \vec{\alpha I}$ . Le sens du vecteur  $\vec{E}$  est le même que le vecteur  $\vec{J}$  et le module sera déduit de la caractéristique à vide.

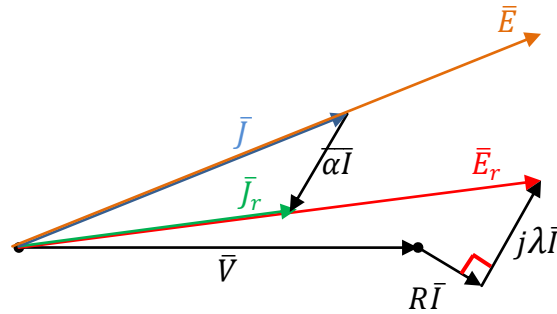


Figure II.24. Représentation du diagramme de Potier

**Remarque:** Si on ne tenait pas compte de la saturation, on retrouvera exactement le diagramme à réactance synchrone.

Afin de déterminer les paramètres de ce diagramme, on mesure la résistance  $R$  et on relève :

- La caractéristique à vide  $E(J)$  à la vitesse nominale.
- La caractéristique en court-circuit  $I_{cc}(J)$  à la vitesse nominale.
- Un point de l'essai en déwatté ( $V_d, J_d, I_d$ ) à la vitesse nominale.

Les courants et les tensions des deux derniers essais doivent être proches à ceux de la pleine charge.

Lorsqu'on débite sur une charge très inductive (essai en déwatté), et puisque la résistance de l'enroulement d'une phase est faible devant la réactance de la charge (figure II.25), nous admettons que :  $E_r \simeq V + \lambda I$  et  $J \simeq J_r + \alpha I$  car les trois vecteurs  $\vec{V}$ ,  $j\lambda \vec{I}$  et  $\vec{E}_r$  ainsi que  $\vec{J}$ ,  $\vec{J}_r$  et  $\vec{\alpha I}$  ont presque la même direction.



Figure II.25. Représentation vectorielle dans le cas d'une charge très inductive

En court-circuit, on suppose que ces deux dernières relations restent valables :

$$E_r \simeq \lambda I \text{ et } J \simeq J_r + \alpha I \quad (\text{II.14})$$

Ces approximations seront plus exactes si la résistance de l'enroulement d'une phase était plus faible.

Sur la caractéristique à vide  $E(J)$ , on pointe le point  $M_d$  de coordonnées  $(V_d, J_d)$  correspondant à l'essai en déwatté dont le courant absorbé est  $I_d$ . Une translation horizontale de  $-\alpha I_d$  fait passer de  $M_d$  au point  $K$  de coordonnées  $(V_d, J_d - \alpha I_d = J_{rd})$ . Une translation verticale de  $+\lambda I_d$  amène le point  $K$  vers le point  $L$  de coordonnées  $(V_d + \lambda I_d = E_{rd}, J_{rd})$  qui doit être un

point de la caractéristique à vide mais on ne sait pas où car  $\alpha$  et  $\lambda'$  sont des paramètres inconnus.

De l'essai en court-circuit, on détermine le courant d'excitation  $J_{ccd}$  correspondant au courant de court-circuit de valeur égale à  $I_d$ . Ensuite, on pointe le point S de coordonnées  $(0, J_{ccd})$ . Les mêmes translations faites pour le point  $M_d$  amènent le point S au point T puis à un point W de la caractéristique à vide.

Puisque les triangles  $STW$  et  $M_dKL$  sont égaux. Le point L peut être déterminé par l'intersection de la caractéristique à vide et le parallèle de sa partie linéaire passant par le point N de coordonnées  $(V_d, J_d - J_{ccd})$ . Ainsi, on peut déduire les paramètres  $\alpha$  et  $\lambda'$  graphiquement de telle sorte que :

$$M_dK = \alpha I_d \text{ et } KL = \lambda I_d \quad (\text{II.15})$$

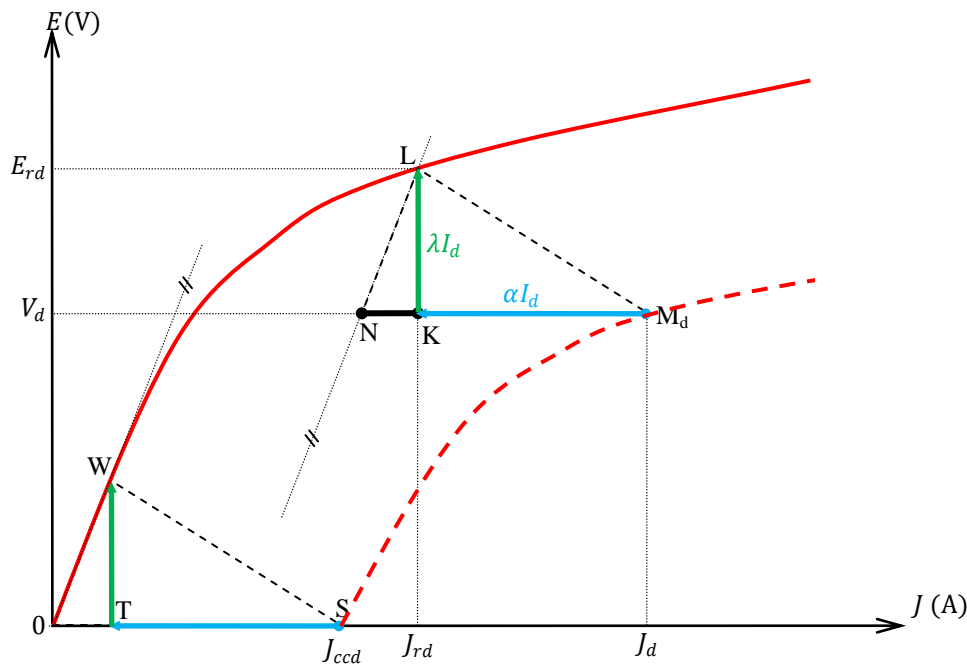


Figure II.26. Représentation de la détermination graphique des paramètres  $\alpha$  et  $\lambda'$

### VI. 3. Diagramme de KAPP

Ce diagramme est utilisé pour une MS à pôle saillant en régime linéaire où les f.é.m sont proportionnelles aux courants d'excitation correspondants.

On construit d'abord la f.é.m  $\overline{E_r}$  donnée par l'équation II.8 qui est proportionnelle au courant d'excitation  $J_r$  ( $E_r = C \cdot J_r$ ). Puisque la machine est à pôle saillant, la réaction de l'induit est décomposée suivant les deux axes longitudinale et transversale (figure II.18) et ainsi la f.é.m résultante peut être décomposée aussi selon ces deux axes.

- La f.é.m résultante selon l'axe longitudinale ( $E_{lr}$ ) créé par la somme du flux inducteur et le flux de réaction longitudinale ( $\overrightarrow{\Phi_j} + \overrightarrow{\Phi_{lr}}$ ), d'où  $E_{lr} = C \cdot J \mp C(\alpha I \sin \Psi)$ .
- La f.é.m résultante selon l'axe transversale ( $E_{tr}$ ) créé par le flux de réaction transversale ( $\overrightarrow{\Phi_{tr}}$ ) qui est en quadrature arrière de  $\overrightarrow{\Phi_{lr}}$  et est multipliée par le coefficient de réduction  $k'$ , d'où  $E_{tr} = C(k' \alpha I \cos \Psi)$ .

On trace donc le diagramme donnant la f.é.m résultante de la façon suivante :

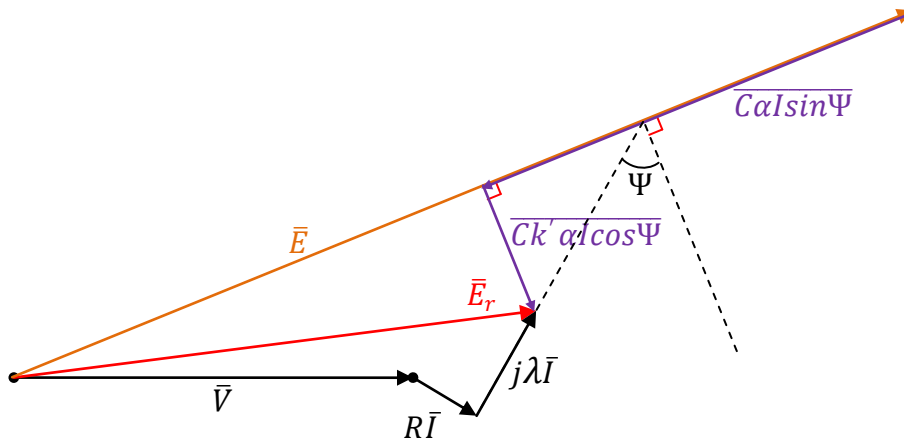


Figure II.27. Représentation du diagramme de Kapp

On peut présenter le diagramme différemment car le but est de déterminer la f.é.m à vide et le courant d'excitation correspondante de sorte qu'on définit deux réactances comme suit :

$X_l = \lambda \mp C\alpha$  et dite réactance synchrone longitudinale

$X_t = \lambda + Ck'\alpha$  et dite réactance synchrone transversale

La relation donnant la f.é.m à vide sera déduite du schéma ci-dessus comme suit :

$$\bar{E} = \bar{V} + R\bar{I} + jX_l \cdot \bar{I} \sin \Psi + jX_t \cdot \bar{I} \cos \Psi \quad (\text{II.16})$$

et le diagramme de Kapp correspondant sera représenté ainsi :

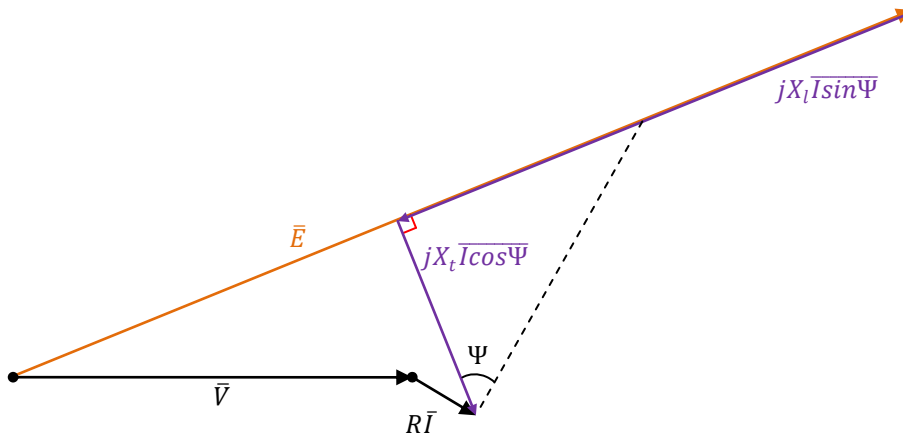


Figure II.24. Formation de la f.é.m résultante

### Remarques:

- Ce diagramme est dit aussi le diagramme à deux réactances synchrones.
- On vérifie que si le coefficient de réduction  $k'$  est pris égale à 1 (cas de la machine à pôle lisse), on retrouvera bien le diagramme à réactance synchrone.

La détermination des deux réactances synchrones se fait par l'essai de glissement. Il s'agit d'alimenter l'enroulement du stator par une source triphasée équilibrée de valeur efficace  $V$  et de fréquence  $f$  nominales. Le circuit du rotor étant ouvert, on entraîne la machine dans le sens du champ tournant à une vitesse très proche de la vitesse synchrone. On relève le courant statorique absorbé en fonction du temps ou bien les valeurs extrêmes du courant  $I_m$  et  $I_M$ .



Quand le champ tournant coïncide avec les pôles inducteurs, la valeur du courant donne :

$$X_l = V\sqrt{2}/I_M \quad (\text{II.17})$$

Quand le champ tournant coïncide avec l'axe inter polaire, la valeur du courant donne :

$$X_t = V\sqrt{2}/I_m \quad (\text{II.18})$$

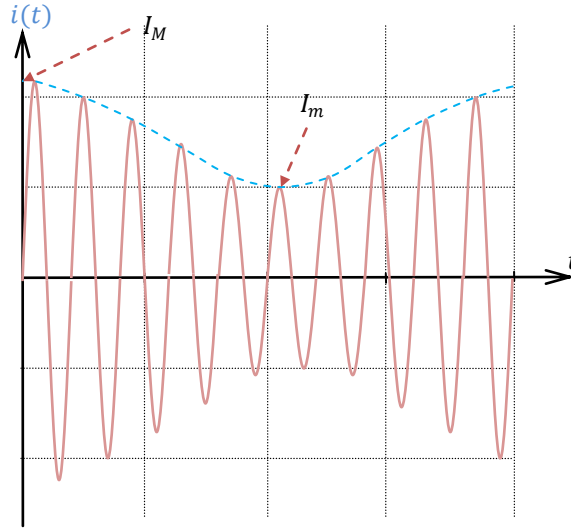


Figure II.25. Forme d'onde du courant observé aux bornes d'une phase durant l'essai de glissement

#### VI. 4. Diagramme de BLONDEL

Ce diagramme est utilisé pour une MS à pôle saillant en tenant compte de la saturation du circuit magnétique. *Blondel* suppose que la f.é.m transversale  $E_{lr}$  est proportionnelle au courant qui le crée (à cause du long trajet du flux dans l'air par rapport à l'autre selon l'axe longitudinal). Donc la relation suivante reste valable.

$$E_{tr} = C(k' \alpha I \cos \Psi) = \tau \cdot I \cos \Psi \quad (\text{II.19})$$

Avec  $\tau = C \cdot k' \alpha = X_t - \lambda$  est la réactance transversale.

On construit d'abord la f.é.m  $\overline{E_r}$  partant de l'équation II.8. Ensuite, on trace la f.é.m  $\overline{E_{tr}}$  et  $\overline{E_{lr}}$  exactement comme le cas du diagramme de *Kapp*. On aboutit au diagramme vectoriel suivant :

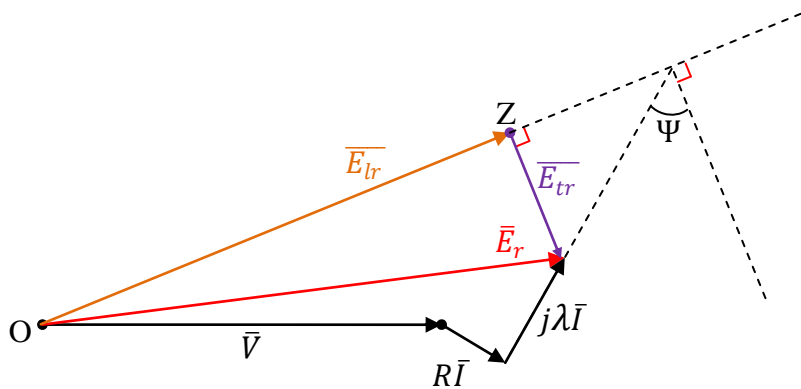


Figure II.26. Première étape pour la construction du diagramme de *Blondel*

Ainsi, on obtient la direction de la f.é.m  $\bar{E}$  qui est la même que la f.é.m  $\bar{E}_{lr}$ . Maintenant depuis la caractéristique à vide, on lit la valeur de  $J_{lr}$  correspondante. Pour arriver à l'excitation  $J$ , on ajoute à  $J_{lr}$  le courant  $\alpha I \sin \Psi$  nécessaire pour compenser la réaction longitudinale.

$$J = J_{lr} + \alpha I \sin \Psi \quad (\text{II.20})$$

D'où la valeur de la f.é.m  $E$  correspondante à ce courant tirée de caractéristique à vide.

Pour la détermination des paramètres de ce diagramme, on déduit  $\alpha$  et  $\lambda$  de la même manière que le diagramme de *Potier* en supposant qu'en court-circuit  $\Psi$  est voisin de  $\frac{\pi}{2}$  ce qui rend la réaction transversale n'intervient pas. La détermination de la réactance  $\tau$  repose sur l'essai de glissement de la même manière que le diagramme de *Kapp* car le diagramme de *Blondel* néglige la saturation selon l'axe transversal.

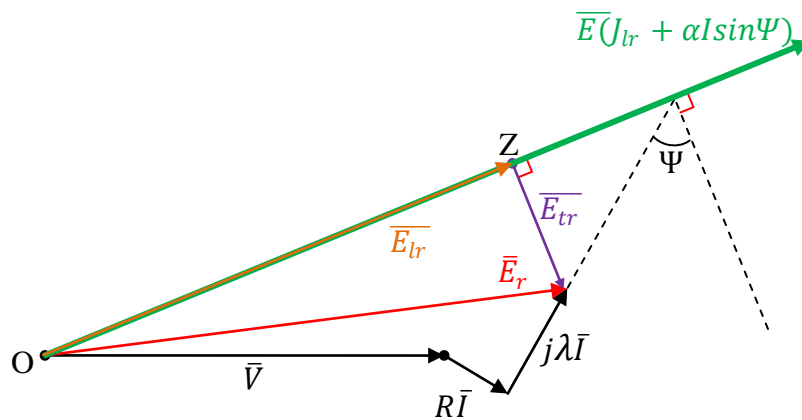


Figure II.27. Formation de la f.é.m résultante en utilisant le diagramme de *Blondel*

**Table des matières**

I.	Introduction.....	24
II.	Organisation de la machine synchrone.....	25
II. 1.	Stator .....	25
II. 2.	Rotor.....	26
II. 3.	Types d'excitations des machines synchrones .....	28
II. 4.	Symboles électriques.....	29
III.	Force électromotrice des enroulements à courant alternatif.....	29
III. 1.	F.é.m d'un enroulement à un encoche par pôle et par phase.....	29
III. 2.	F.é.m de l'enroulement à plusieurs encoches par pôle et par phase.....	31
III. 3.	Effet de la répartition non sinusoïdale du flux .....	31
IV.	Réaction Magnétique d'induit.....	32
IV. 1.	Cas d'une charge résistive .....	32
IV. 2.	Cas d'une charge inductive.....	33
IV. 3.	Cas d'une charge capacitive .....	33
IV. 4.	Cas d'une charge quelconque .....	34
V.	Circuit électrique équivalent de la machine synchrone.....	35
V. 1.	Marche à vide de la MS : Courbe de saturation .....	35
V. 2.	Marche en charge de la MS.....	36
V. 3.	Equation générale régissant le fonctionnement de la MS .....	38
VI.	Diagrammes de la machine synchrone.....	39
VI. 1.	Diagramme de BEHN-ESCHENBURG.....	39
VI. 2.	Diagramme de POTIER.....	41
VI. 3.	Diagramme de KAPP .....	42
VI. 4.	Diagramme de BLONDEL.....	44

**Bibliographie**

- G. Séguier, F. Notelet, "**Electrotechnique industrielle**", Téchn et Doc, 1987.
- M. Kostenko et L. Piotrovski, "**Machines Electriques : Machines à Courant Alternatif**" Tome II, 3ème édition, Édition MIR, 1979.
- A. Ivanov-Smolensky, "**Electrical Machines**", Édition MIR, 1982.
- T. Wildi, "**Electrotechnique**". 2ème édition, Presses de l'université de Laval, 2005.
- J.L. Dalmaso, "**Cours d'électrotechnique 1 : Machines tournantes à courants alternatifs**", Éditions Belin, 1985.
- G. R. Slemon, "**Electrical machine and drives**", Addison-Wesley publishing company, 1992.
- Cours d'Electricité 2 — Électrotechnique "**L'alternateur synchrone**", I.U.T Mesures Physiques, Université Montpellier 2, Année universitaire 2008-2009.
- A. Fouillé, "**Électrotechnique à l'usage des ingénieurs : Machines électriques**", Tome II, Édition Dunod, 1957.