

# Cours d'électricité de puissance

• Rédaction du cours et travail expérimental associé :

Jean-Baptiste Desmoulin (P.R.A.G.)  
mail : [desmouli@physique.ens-cachan.fr](mailto:desmouli@physique.ens-cachan.fr)

## *Sommaire*

### *Chapitre A :*

Fonctionnement d'un transformateur : détail du transfert de puissance.

### *Chapitre B :*

Présentation des systèmes triphasés, application aux machines électriques tournantes.

### *Chapitre C :*

Exemples de convertisseurs statiques d'énergie électrique/électrique.

### *Chapitre D :*

Machine à courant continu.

### *Chapitre E :*

Réversibilité d'un ensemble machine à courant continu/moteur asynchrone.

## Fonctionnement d'un transformateur : détail du transfert de puissance

L'objectif de ce cours est de comprendre ce qui contribue à faire chuter le rendement dans un transformateur. Nous allons essayer de déterminer les différentes causes de pertes et comparer leur somme à ce que nous donne le rendement global. Dans les expériences détaillées pour illustrer le cours, nous allons travailler avec un transformateur destiné à l'alimentation d'une imprimante (220V/24V de 40 V.A).

### I. Notions préliminaires.

Avant de nous intéresser au transformateur, nous allons insister sur quelques points importants pour comprendre sa structure et ses limites.

#### I.1. Matériaux « doux » – matériaux « durs ».

- Les matériaux « doux » servent à concentrer le flux magnétique. Pour cela, on fait en sorte qu'ils aient une caractéristique la plus linéaire possible (pourvu qu'ils ne soient pas trop proches de l'état saturé). Ils présentent des champs coercitifs  $H_c$  et des inductions rémanentes  $B_r$  faibles. En l'absence d'excitation, les matériaux parfaitement « doux » ne créent pas de champ à leur voisinage. On peut citer par exemple les tôles FeSi à grains orientés ou à grains non orientés, les tores ferrites pour inductances... Les matériaux les plus couramment utilisés dans les systèmes électrotechniques sont loin d'être parfaitement doux...

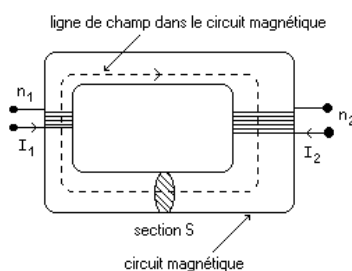
- Les matériaux « durs », également appelés aimants, ont des  $H_c$  et des  $B_r$  élevés, et créent un champ dans leur voisinage en absence d'excitation. Il s'agit de matériaux, qui, une fois aimantés, restent dans un état saturé, en raison des défauts de structure qui bloquent les mouvements des parois de domaines. On peut citer les aimants ferrites (ceux qui se posent sur le frigo...), NdFeB...

#### I.2. Notion de réluctance et application.

L'objectif de ce paragraphe est de parvenir à la notion de « circuit magnétique » (par analogie avec l'électrocinétique). Pour réaliser ce circuit, nous allons utiliser la principale propriété des matériaux doux, celle de concentrer les lignes de champ magnétiques. Nous supposerons, dans un premier temps, le matériau doux parfaitement linéaire, i.e. que localement, dans le matériau

$$B = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H.$$

Sur le circuit magnétique, on pose des bobinages, ce qui conduit à une structure de type de celle qui est présentée sur la figure suivante :



##### I.2.1. Relations fondamentales (dédites des équations de Maxwell – Cf Annexe Chap A).

Nous allons supposer que toutes les lignes de champ sont canalisées dans le matériau magnétique. On peut donc considérer le circuit magnétique comme un tube de champ de  $B$ .

- La conservation du flux nous donne que

$$\Phi = \iint_{(S)} \vec{B} \cdot d\vec{S} = \text{cte}$$

à travers toute section  $S$  du tube de champ matérialisé par le circuit. Si on suppose que  $B$  est homogène (hypothèse peu crédible en pratique) sur toute section droite du circuit magnétique, on peut écrire plus simplement que  $\Phi = B \cdot S$

- Le théorème d'ampère appliqué le long d'une ligne de champ nous donne que

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = \sum_i n_i \cdot I_i .$$

si  $n_i$  nombre algébrique de spires du bobinage (i) enroulé sur le circuit et parcouru par le courant  $I_i$ .

**I.2.2. Notion de réluctance (en principe, pour un matériau linéaire uniquement).**

Nous supposons que le matériau est linéaire dans la plage de travail considérée. On appelle  $\mu$  sa permittivité. Si  $S$  est la section droite du matériau au point considéré, alors

$$\sum_i n_i \cdot I_i = \oint_{\ell} \vec{H} \cdot d\vec{l} = \oint_{\ell} \frac{B}{\mu} \cdot dl = \oint_{\ell} \frac{\Phi}{\mu \cdot S} \cdot dl = \Phi \cdot \oint_{\ell} \frac{dl}{\mu \cdot S}$$

La grandeur définie par la dernière intégrale ne dépend que des données géométriques du circuit magnétique. On l'appelle réluctance (on la notera  $\mathfrak{R}$ ).

$$\mathfrak{R} = \oint \frac{dl}{\mu \cdot S}$$

Donc, dans le cas d'un circuit linéaire, le théorème d'ampère nous conduit à :

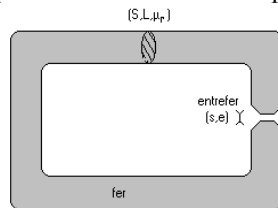
$$\sum_i n_i \cdot I_i = \mathfrak{R} \cdot \Phi \quad (\text{relation d'Hopkinson})$$

• rq: par analogie avec les circuits électriques, on constate que deux réluctances en série s'ajoutent alors qu'en parallèle, ce sont les inverses des réluctances qui s'ajoutent.

• rq: les raisonnements que l'on fait par l'analogie avec les circuits électriques conduisent à une bonne prédiction du comportement du système en fonction des différents paramètres (courant, longueur d'entrefer, etc...). En revanche, les hypothèses que l'on doit faire (homogénéité de  $B$  sur toute la section du circuit magnétique, complexité de la géométrie du circuit gommée...etc), ne sont pas souvent satisfaisantes, ce qui fait que les formules établies sont sans signification quantitative. Elles conduisent à des ordres de grandeurs et des tendances mais pas à des valeurs...

**I.2.3. Application au cas d'un électro-aimant :**

Afin de pouvoir fixer quelques ordres de grandeur, nous allons considérer un circuit magnétique doux à base de tôles Fe-Si (longueur  $L=1m$ , section  $S=100 \text{ cm}^2$ , perméabilité relative  $\mu_r=500$ ) en série avec un entrefer (longueur  $e=2 \text{ cm}$ , section  $s=8 \text{ cm}^2$ ). On bobine 1000 spires sur le circuit. Quel courant doit-on faire passer dans le bobinage pour que  $B=1T$  dans l'entrefer? (la structure décrite correspond à un électroaimant)



$$\mathfrak{R}_{\text{entrefer}} = e / (\mu_0 \cdot s) = 1,99 \cdot 10^7 \text{ H}^{-1}$$

$$\mathfrak{R}_{\text{fer}} = L / (\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S) = 0,016 \cdot 10^7 \text{ H}^{-1}$$

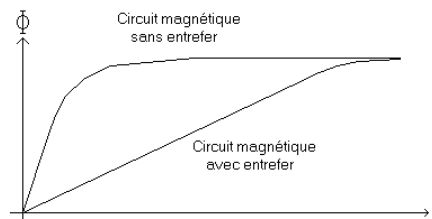
La valeur de la réluctance globale du circuit dépend principalement de l'entrefer (cas fréquent!) donc

$$n \cdot I / \Phi = \mathfrak{R}_{\text{eq}} = \mathfrak{R}_{\text{fer}} + \mathfrak{R}_{\text{entrefer}} \approx \mathfrak{R}_{\text{entrefer}}$$

Dans l'entrefer,  $\Phi = B \cdot s = 8 \cdot 10^{-4} \text{ Wb}$ . Le courant à appliquer est donc de 16A environ. On constate qu'avec ce type de système, l'effet Joule dans le circuit électrique limite la valeur des champs d'induction dans l'air que l'on peut obtenir.

rq: effet d'un entrefer sur la caractéristique  $\Phi(I)$ .

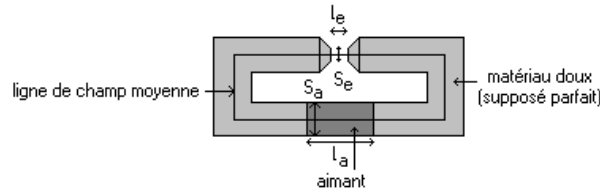
Nous venons de voir que la présence d'un entrefer dans le circuit magnétique augmentait considérablement la réluctance de ce dernier. La pente de la courbe  $\Phi(I)$  est donc beaucoup plus faible en zone linéaire. En prolongeant sur les zones de saturation, on obtient des caractéristiques suivantes.



La présence d'un entrefer tend donc à linéariser la caractéristique de flux du circuit magnétique. Nous nous servirons par la suite de cette remarque pour introduire une relation linéaire entre flux et courant dans le cas de circuits comportant un trajet important dans l'air.

### 1.2.4 Exemple de structure dans laquelle le flux est créé par un aimant.

Nous allons considérer la structure suivante :



Nous allons supposer que le matériau doux canalise parfaitement le flux (il représente un tube de champ). Cela signifie que sa perméabilité relative peut être considérée comme infinie. La réluctance de cette partie peut donc être considérée comme négligeable devant celle de l'entrefer (champ d'excitation  $H_e$ , section  $S_e$ , longueur  $l_e$ ) et la partie en aimant (champ d'excitation  $H_a$ , section  $S_a$ , longueur  $l_a$ ).

• Recherche de la droite de charge :

Si on applique le théorème d'ampère à cette ligne moyenne, on obtient

$$H_a \cdot l_a + H_f \cdot l_f + H_e \cdot l_e = 0 \approx H_a \cdot l_a + H_e \cdot l_e$$

La conservation du flux nous donne

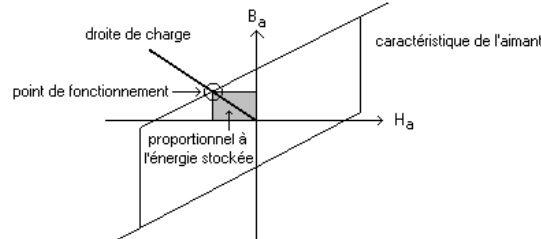
$$B_a \cdot S_a = B_e \cdot S_e = \mu_0 \cdot H_e \cdot S_e$$

En recoupant les deux relations suivantes, on obtient la relation suivante, appelée droite de charge, dont nous allons chercher l'intersection avec la caractéristique de l'aimant

$$B_a = -\mu_0 \cdot \frac{S_e}{S_a} \cdot \frac{l_a}{l_e} \cdot H_a$$

• Point de fonctionnement et commentaires :

On constate que dans l'aimant,  $B_a$  et  $H_a$  sont de signes opposés. En pratique, dans le plan  $(B_a, H_a)$ , on obtient



Dans ce type de système, l'énergie est principalement stockée dans l'entrefer et vaut

$$W_e = S_e \cdot l_e \cdot \frac{B_e^2}{2\mu_0} = \frac{1}{2} \cdot S_e \cdot l_e \cdot B_e \cdot H_e = -\frac{1}{2} \cdot (H_a \cdot B_a) \cdot S_a \cdot l_a$$

On constate que cette énergie est proportionnelle au volume d'aimant utilisé, et qu'elle sera d'autant plus grande que le produit  $H_a \cdot B_a$  sera important (critère d'Evershed).

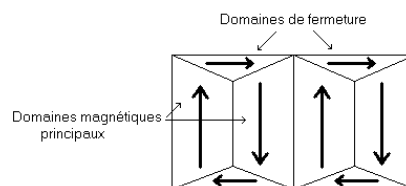
### 1.3. Complément sur les pertes dans les matériaux ferromagnétiques doux.

Les pertes d'origine magnétique dans un matériau sont dues à des courants de Foucault. Elles résultent donc toujours de phénomènes inductifs. Pour mieux comprendre, il faut faire appel à la structure du matériau.

#### 1.3.1. Structure d'un matériau ferromagnétique doux : domaines de Weiss.

Considérons un matériau ferromagnétique. On observe des zones dans lesquelles les moments magnétiques sont tous orientés dans le même sens. Ces zones sont appelées domaines magnétiques. En augmentant la surface observée, on constate qu'il existe plusieurs types de domaines. On distingue les domaines principaux, pour lesquels l'aimantation est orientée successivement dans un sens puis dans l'autre. Les domaines de fermeture assurent le bouclage du flux à l'intérieur du matériau (pas de flux rayonné vers l'extérieur).

Pour simplifier, en observant localement, on peut représenter ces domaines de la façon suivante:



- Cette structure permet d'expliquer pourquoi on n'observe aucun champ extérieur en l'absence d'excitation. Elle peut être observée par effet Kerr (on envoie une onde électromagnétique polarisée sur le matériau et on observe la modification différente de polarisation de l'onde réfléchiée suivant le domaine sur lequel la réflexion a eu lieu).

rq : La taille des domaines dépend du matériau étudié et leur structure n'est, en général, pas aussi régulière dans la réalité que sur la figure précédente.

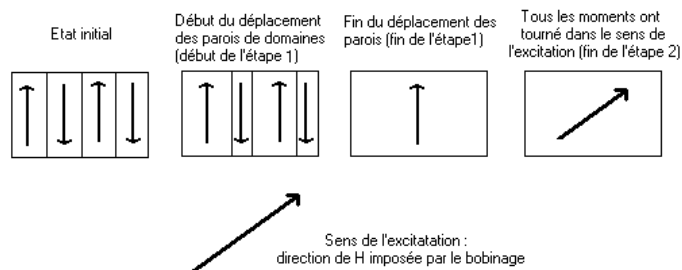
rq : Dans le cas d'un aimant, le matériau, en raison de ses irrégularités de structure, est figé dans un état mono domaine, d'où un champ observable à l'extérieur du matériau, en absence d'excitation.

### 1.3.2. Processus d'aimantation.

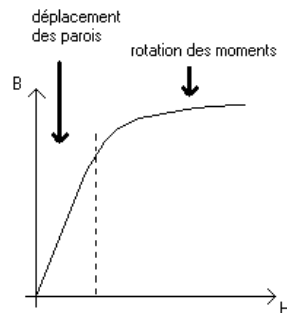
Si on excite le matériau par l'intermédiaire d'un bobinage appliquant un champ  $H$ , le matériau évolue de la façon suivante : (on n'a pas représenté les domaines de fermeture)

Etape1: sans rotations des moments, les domaines pour lesquels l'orientation de l'excitation est la plus favorable sont privilégiés et se développent au détriment de ceux dont l'orientation est opposée. Il y a déplacement des parois des domaines. C'est cette phase qui en général est responsable de l'essentiel des pertes, pour les matériaux usuels (tôles FeSi).

Etape2 : tous les moments sont maintenant alignés dans le même sens (on n'a plus qu'un seul domaine) mais qui n'est pas celui de l'excitation. Progressivement les moments tournent pour prendre l'orientation de l'excitation.



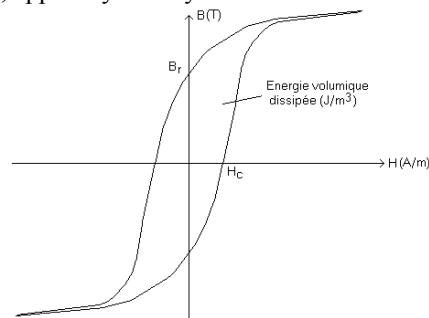
Si on relève les évolutions de  $B$  en fonction de  $H$ , cela se traduit par la courbe suivante, appelée courbe de première aimantation (on part d'un matériau désaimanté et les évolutions de  $H$  doivent être très lentes).



Il faut noter que l'on n'atteint la saturation que pour des valeurs très élevées de  $H$  (courants énormes à appliquer). L'aire comprise entre la courbe de première aimantation et l'axe des ordonnées représente l'énergie volumique nécessaire pour aimanter.

### 1.3.3. Pertes par hystérésis.

Une fois le matériau aimanté, si on diminue lentement  $H$ , on ne reste pas sur la courbe de première aimantation. En fait on décrit un cycle, appelé cycle d'hystérésis.



Si ce cycle a été relevé pour des évolutions suffisamment lentes, son aire représente l'énergie volumique dissipées par les "pertes par hystérésis". Ces pertes sont dues à des courants de Foucault très localisés résultant

des variations d'induction provoquées par des irrégularités cristallographiques lors de l'évolution de la structure magnétique (accrochage et lâchage brutal des parois). Ces pertes seront d'autant plus importantes que la structure cristallographique comporte une quantité importante d'impuretés qui perturbent le processus d'aimantation.

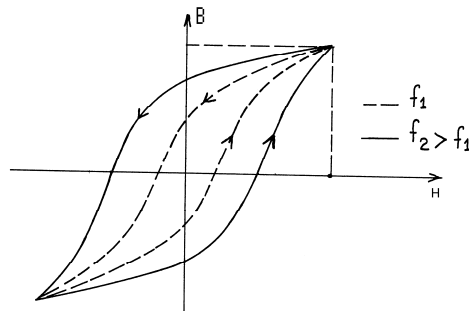
On modélise souvent la puissance dissipée par ces pertes par :

$$P_{\text{hystérésis}} = K_f \cdot B^2 \cdot f$$

rq : Il faut noter que dans le cas des matériaux doux, le fait qu'il reste une induction rémanente  $B_r$  provient du fait que les parois de domaines ne sont pas revenues à leur état initial et qu'une direction a été privilégiée. Mais cela ne suffit pas à faire un aimant permanent d'un tel matériau.

### 1.3.4. Pertes par courants de Foucault.

Les pertes par "courants de Foucault", sont dues à la fréquence de l'excitation. En effet, si on fait évoluer H périodiquement à une fréquence élevée, on observe toujours un cycle d'hystérésis, mais celui-ci sera d'aire plus importante que celui relevé pour des évolutions très lentes. L'aire du cycle augmente donc avec cette fréquence, et interpréter un cycle d'hystérésis n'a pas de sens si on ne précise pas pour quelle fréquence d'excitation on l'a relevé.



La différence avec du cycle « d'hystérésis » relevé en quasi-statique représente ce que l'on appelle les pertes par courants de Foucault. En fait elles sont dues aux courants de Foucault macroscopiques qui apparaissent avec l'augmentation de la vitesse de déplacement des parois de domaine due à l'augmentation de la fréquence.

On modélise souvent la puissance dissipée par ces pertes par :

$$P_{\text{foucault}} = K_f \cdot B^2 \cdot f^2$$

rq : L'effet de la fréquence est différent suivant les matériaux, notamment suivant leur **résistivité**. Les alliages FeSi classiques en électrotechnique ne sont utilisables que pour des fréquences de qq 10 Hz. Aux fréquences plus élevées (kHz), on doit utiliser d'autres alliages, plus résistifs comme les ferrites (ferrimagnétiques) ou les amorphes (ferromagnétiques).

NB: Une étude plus approfondie montre que les pertes fer répondent à des phénomènes très complexes, souvent couplés entre eux et liés à la structure des alliages magnétiques. Par conséquent, leur évolution avec la fréquence et l'induction est souvent plus difficile à modéliser et dépend des alliages étudiés. On peut ajouter que les **contraintes** qui résultent de l'association des tôles dans la réalisation de systèmes électriques va encore modifier ces relations, suites aux différents traumatismes subits par ces dernières.

## II. Le transformateur de distribution.

- La **distribution** de l'énergie électrique, qu'elle soit domestique ou industrielle, se fait généralement sous tension faible ou moyenne (220V, 380V ou 25kV) pour des raisons de commodité d'emploi (puissance utile...) et de sécurité. En revanche, le **transport** se fait sous tension élevée (pour diminuer la valeur du courant de ligne et donc les pertes Joule dans les câbles). Pour cela, il est nécessaire, à l'entrée d'une usine ou d'un bâtiment habitable, de disposer d'une machine permettant d'adapter le niveau de la tension de distribution aux dispositifs qui vont utiliser l'énergie électrique. C'est le rôle des transformateurs de distribution. Ils sont conçus pour fonctionner à 50 Hz (les matériaux utilisés doivent avoir des pertes fer convenables à cette fréquence).

- Il existe des **transformateurs particuliers** conçus pour des applications autres que la distribution. On peut citer l'autotransformateur qui permet d'obtenir en sortie un niveau de tension réglable ou les transformateurs assurant une isolation galvanique dans les dispositifs d'électronique de puissance (transformateur d'alimentation à découpage...).

- Dans tous les cas, le transformateur est une machine statique, qui permet de **modifier le niveau de tension du signal alternatif d'entrée sans modifier sa fréquence**. Il faut noter que le transformateur est un dispositif inductif et que par conséquent, **il filtre la composante continue du signal d'entrée**.

Dans la suite, nous ne nous intéresserons qu'au transformateur de distribution, conçu pour fonctionner à fréquence industrielle (50 ou 60 Hz).

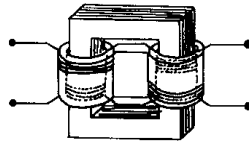
## II.1. Structure.

### *II.1.1. Réalisation du transformateur.*

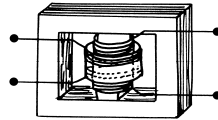
Un transformateur monophasé est constitué d'un circuit magnétique fermé (réalisé avec des tôles isolées) sur lequel on monte deux enroulements concentriques (afin que le couplage soit le meilleur possible). Le premier enroulement (celui qui reçoit la tension à transformer) est appelé primaire alors que le second, aux bornes duquel on récupère le fruit de la transformation, est appelé secondaire.

On trouve principalement deux structures.

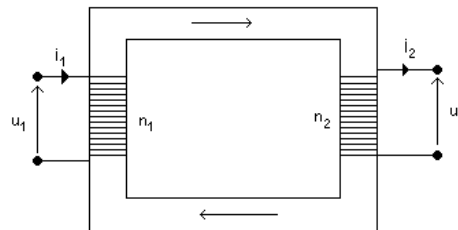
La première comporte un circuit magnétique à deux noyaux, chaque noyau portant la moitié des bobinages primaires et secondaires (pour obtenir le meilleur couplage possible). On pourra par exemple mettre les deux primaires et les deux secondaires en série.



La seconde comporte un circuit magnétique cuirassé. Une colonne centrale porte l'ensemble des bobinages primaires et secondaires alors que les colonnes latérales servent à fermer le circuit magnétique.



Dans les deux cas, le transformateur est représenté schématiquement de la façon suivante:



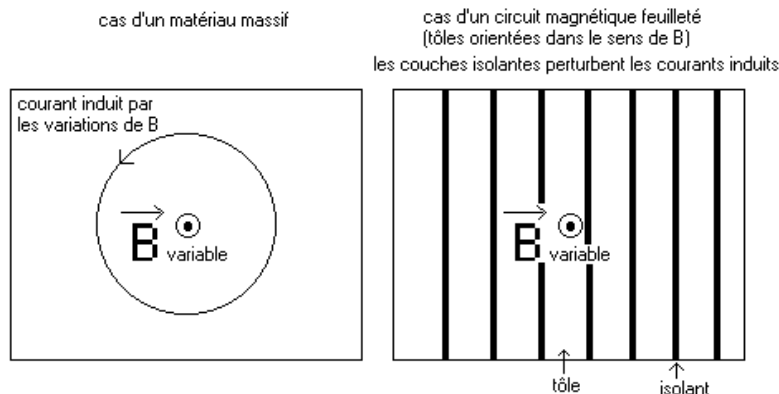
Nous avons choisi la convention récepteur pour le primaire (il est branché sur le réseau et se comporte donc comme une charge) et la convention générateur pour le secondaire (qui se comporte comme une source vis à vis de la charge du transformateur).

### *III.1.2. Réalisation du circuit magnétique.*

Pour des raisons de coût, la plupart des transformateurs sont réalisés avec des alliages FeSi avec environ 3,5 % de Si. Le Si sert à augmenter la résistivité de l'alliage par rapport au fer pur et donc à limiter les courants de Foucault. On utilise souvent une structure anisotrope, dite « à **grains orientés** », qui permet d'avoir une perméabilité plus élevée dans la direction du flux. On trouve aussi des matériaux dits « à **grains non orientés** », moins performants quant à la perméabilité et aux pertes, mais également moins coûteux.

Le matériau est adapté aux fréquences industrielles (50 ou 60 Hz). Néanmoins, les pertes par courants de Foucault restent importantes et le **feuilletage** permet de les limiter. Le circuit magnétique est donc réalisé à partir de **tôles isolées**.

La figure suivante illustre comment réaliser le feuilletage pour limiter la circulation des courants induits.



rq : Depuis environ 1980, des alliages, appelés amorphes, se présentant sous forme de verres métalliques (alliage fondus auxquels on fait subir une hypertexte) sont employés pour la réalisation de transformateurs de distribution. Ces alliages, très résistifs ont des pertes beaucoup plus faibles que les tôles de FeSi. Néanmoins cette innovation n'a pas intéressé EDF (L'utilisation du tout nucléaire rend l'électricité momentanément peu coûteuse ce qui limite l'intérêt de s'attaquer aux pertes qui sont pourtant loin d'être négligeables si on additionne tous les transformateurs du réseau de distribution. En effet, qu'un transformateur débite ou non, il dissipe les pertes fer (hystérésis et courants de Foucault) dès qu'il est mis sous tension.

## II.2. Modélisation électrique du transformateur.

Nous allons travailler avec le schéma de principe défini précédemment en analysant les différentes formes de lignes de champ.

### **II.2.1. Etude des lignes de champ dans le transformateur – flux dans les enroulements.**

- Nous allons distinguer principalement quatre types de lignes de champ.
  - 1/ celles qui enlacent toutes les spires du primaire et du secondaire (elles créent  $\varphi_c$ ).
  - 2/ celles qui enlacent certaines spires du primaires et du secondaires, mais pas toutes.
  - 3/ celles qui n'enlacent que certaines spires du primaire.
  - 4/ celles qui n'enlacent que certaines spires du secondaire.
- Dans les trois derniers cas, les lignes de champ ont forcément une partie importante de leur parcours dans l'air. La réluctance rencontrée dépend principalement de cette partie du parcours.

*Rappel :*

$$\sum_k n_k \cdot i_k = (\mathcal{R}_{\text{air}} + \mathcal{R}_{\text{fer}}) \cdot \phi_e \approx \mathcal{R}_{\text{air}} \cdot \phi_e$$

Il existe donc une relation linéaire entre le flux engendré par ces lignes de champ et les courants qui en sont à l'origine.

#### • flux à travers le circuit primaire:

A travers une spire k du primaire, le flux est donc de la forme:

$$\varphi_{1k} = \varphi_c + (a_k \cdot i_1 + b_k \cdot i_2) + c_k \cdot i_1$$

Le premier terme correspond au flux commun résultant des lignes de champ de type 1, le second au flux des lignes de champ de type 2 (dont l'existence dépend des deux courants) et le dernier des lignes de type 3.

Nous verrons, par la suite que les courants primaires et secondaires sont pratiquement proportionnels (en charge du moins) ce qui permet d'écrire que

$$b_k \cdot i_2 \approx b'_k \cdot i_1$$

Globalement, dans la spire k, on a donc

$$\varphi_{1k} = \varphi_c + \alpha_k \cdot i_1$$

avec  $\alpha_k$  paramètre constant qui ne dépend que de la géométrie du système.

Pour l'ensemble du bobinage primaire, le flux est donc de la forme

$$\varphi_1 = \sum_{k=1}^{n_1} \varphi_{1k} = n_1 \cdot \varphi_c + \left( \sum_{k=1}^{n_1} \alpha_k \right) \cdot i_1 = n_1 \cdot \varphi_c + l_1 \cdot i_1$$

$l_1$  est appelée inductance de fuite du primaire (nous avons simplifié l'incidence du secondaire en disant que  $i_2$  était considéré proportionnel à  $i_1$ ).

#### • flux à travers le secondaire:

De même, on trouve que

$$\varphi_2 = \sum_{k=1}^{n_2} \varphi_{2k} = n_2 \cdot \varphi_c + \left( \sum_{k=1}^{n_2} \beta_k \right) \cdot i_2 = n_2 \cdot \varphi_c + l_2 \cdot i_2$$

$l_2$  est appelée inductance de fuite du secondaire (nous avons négligé l'incidence du primaire en disant que  $i_1$  était considéré proportionnel à  $i_2$ ).

### **II.2.2. Equations du transformateur.**

• On notera  $r_1$  la résistance du circuit primaire et  $r_2$  celle du circuit secondaire. Compte tenu des conventions choisies, on a les relations



$$u_1 = -e_1 + r_1 \cdot i_1 = \frac{d\phi_1}{dt} + r_1 \cdot i_1 = n_1 \cdot \frac{d\phi_c}{dt} + l_1 \cdot \frac{di_1}{dt} + r_1 \cdot i_1$$

$$u_2 = e_2 - r_2 \cdot i_2 = -\frac{d\phi_2}{dt} - r_2 \cdot i_2 = -n_2 \cdot \frac{d\phi_c}{dt} - l_2 \cdot \frac{di_2}{dt} - r_2 \cdot i_2$$

- On a également la relation d'Hopkinson appliquée au circuit magnétique qui nous donne

$$n_1 \cdot i_1 + n_2 \cdot i_2 = \mathfrak{R} \cdot \phi_c$$

où  $\mathfrak{R}$  est la réluctance du circuit magnétique et on considérera que  $\phi_c$  est le flux dans de dernier.

- La charge, appliquée au secondaire du transformateur, fournira une autre équation, où interviendront  $u_2$  et  $i_2$ . Par exemple, en régime sinusoïdal, si on applique une impédance, on aura, en notations complexes, la relation

$$\overline{U}_2 = \overline{Z}_2 \cdot \overline{I}_2$$

### II.2.3. Le transformateur parfait.

On suppose que le circuit magnétique est parfait (matériau linéaire de perméabilité infinie...). Sa réluctance est nulle et il n'y a plus de fuites ce qui donne

$$\mathfrak{R} = 0 \quad ; \quad l_1 = 0 \quad ; \quad l_2 = 0$$

De plus on considère que la résistance des bobinages est nulle, soit

$$r_1 = 0 \quad ; \quad r_2 = 0$$

dans ce cas les équations précédentes deviennent :

$$u_1 = n_1 \cdot \frac{d\phi_c}{dt}$$

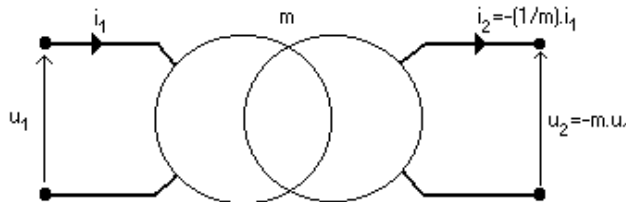
$$u_2 = -n_2 \cdot \frac{d\phi_c}{dt}$$

$$n_1 \cdot i_1 + n_2 \cdot i_2 = 0$$

on a donc  $\frac{u_2}{u_1} = -\frac{n_2}{n_1} = -m = \frac{i_1}{i_2}$  et  $m$  est appelé rapport de transformation.

Globalement, la puissance fournie au primaire est entièrement restituée au secondaire ( $u_1 \cdot i_1 = u_2 \cdot i_2$ ), donc abaisser la tension revient à augmenter le courant et inversement.

Le transformateur parfait est symbolisé de la façon suivante:



### II.2.4. Transformateur réel.

- Notion de courant magnétisant.

Nous allons supposer que le flux  $\phi$  dans le circuit magnétique est forcé par  $u_1$ . Si on relève le courant primaire, sous une tension  $u_1$  donnée, lorsque le circuit secondaire est déconnecté, celui-ci prend la valeur  $i_{10}$  et dans ce cas, on constate que

$$n_1 \cdot i_{10} = \mathfrak{R} \cdot \phi$$

Le courant  $i_{10}$  est appelé courant magnétisant. Il s'agit du courant à vide du transformateur. Le circuit magnétique étant non linéaire (avec hystérésis), il est très distordu (supposer que le circuit travaille sous flux forcé sous une tension primaire sinusoïdale). En fait, cet essai revient à caractériser une bobine à noyau de fer.

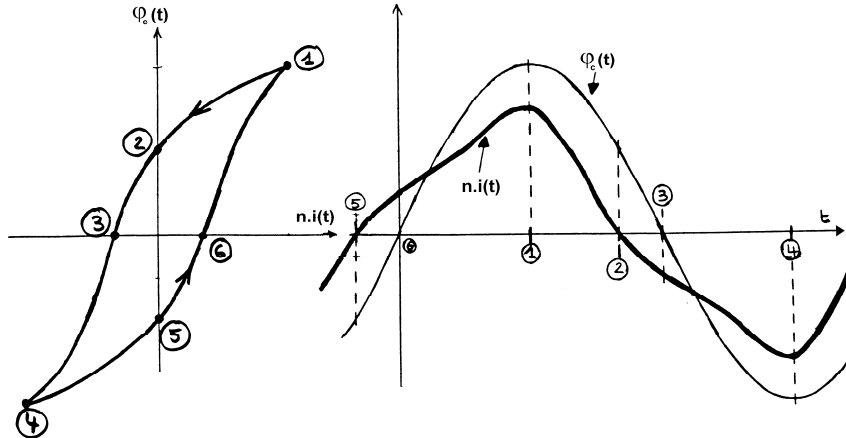
Sous la même tension  $u_1$  (donc pour la même valeur de  $\phi$ ), mais en connectant une charge sur le secondaire, la relation d'Hopkinson s'écrit

$$n_1 \cdot (i_1 - i_{10}) + n_2 \cdot i_2 = 0$$

---

#### **Annexe : pourquoi le courant magnétisant est-il distordu ?**

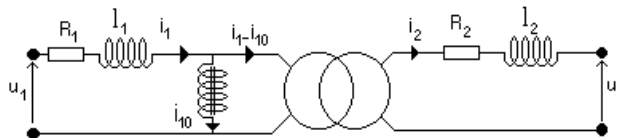
Dans le cas où le secondaire est à vide, dans la mesure où le flux est forcé sinusoïdal, puisque le matériau est non linéaire, le courant va présenter une distorsion. Dans le cas d'un matériau non linéaire avec hystérésis, le courant est distordu et déphasé (en avance) par rapport au flux  $\Phi$ .



Dans tous les cas, on constate que si on impose un flux trop important, on va faire apparaître un pic de courant, qui sera d'autant plus marqué que la saturation sera brutale.

• *exemple de modèle électrique.*

Compte tenu des équations précédentes, on peut alors définir le transformateur réel par rapport au transformateur parfait à partir du schéma suivant :

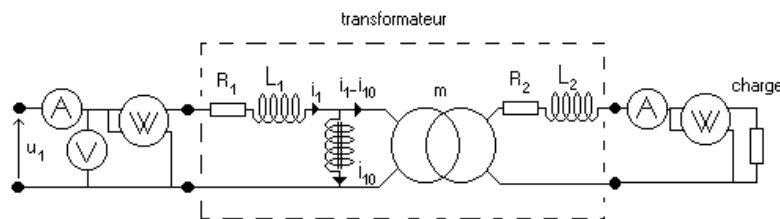


**II.3. Transfert de puissance à travers un transformateur.**

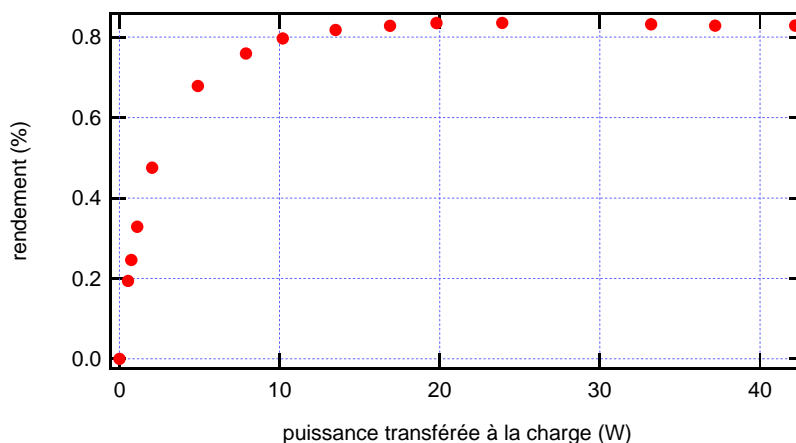
L'objectif de cette partie est de séparer les différentes causes de pertes dans un transformateur. On notera particulièrement l'évolution des pertes fer avec la tension appliquée au primaire.

**III.3.1. Essai en charge et mesures complémentaires.**

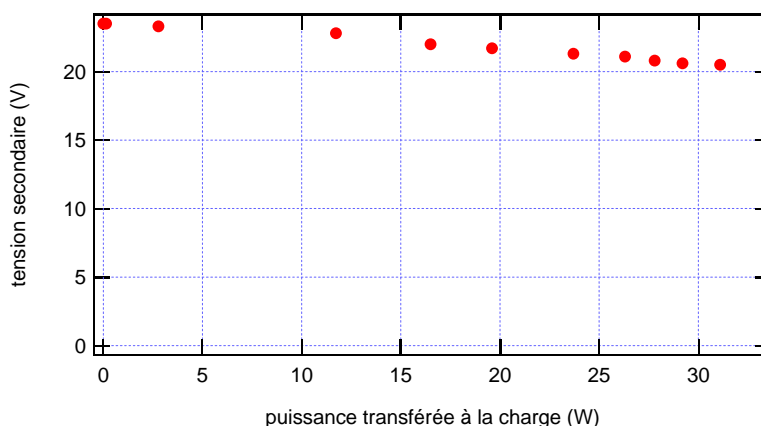
• On alimente le transformateur sous une tension délivrée par un alternostat (autotransformateur). Cette tension est amenée à la valeur nominale. La charge résistive placée au secondaire du transformateur doit pouvoir supporter les conditions nominales d'utilisation (attention au courant admissible...). Avec les appareils de mesure, on réalise donc le circuit suivant :



- Pour différentes charges (y compris la charge nominale), on mesure la puissance absorbée au primaire et la puissance restituée au secondaire ainsi que la valeur efficace des courants primaires et secondaires.
- On trace alors le rendement en fonction de la charge. On note que le point (0,0) est un point expérimental (on consomme les pertes fer lorsque le transformateur est à vide, c'est à dire qu'il ne transfère aucune puissance à la charge). On constate que le rendement tend vers une valeur supérieure à 80% ce qui est tolérable compte tenu de la faible puissance nominale du système. Plus la puissance nominale d'un transformateur sera importante, plus il faudra se rapprocher de 1, car les pertes provoqueront des échauffements de plus en plus importants qui vont nuire au système. Il faudra même envisager des systèmes de refroidissement qui demanderont de consommer davantage d'énergie pour évacuer l'énergie des pertes du transformateur...).
- Les causes de pertes sont les pertes fer (elles dépendent de la fréquence et de la tension d'entrée) et les pertes Joule (elles dépendent des résistances primaires et secondaires et de la charge à travers les courants appelés).

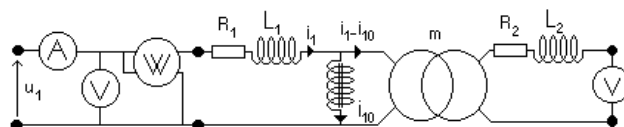


- Le rendement est faible pour les faibles charges, puisqu'à tension donnée, les pertes fer restent les mêmes quelle que soit la puissance transférée à la charge. Avec le transformateur étudié, le rendement est proche de son optimum, dès que l'on passe 25% de la charge.
- On constate une légère diminution du rendement lorsque la puissance transférée augmente. Pour des transformateurs de faible puissance comme celui que nous avons choisi d'étudier, ceci est dû à la trop forte résistance de bobinage qui entraîne un surplus de pertes Joule.
  - Une fois l'essai en charge terminé (lorsque le transformateur a pris sa température de travail), on mesure les résistances du primaire et du secondaire. Ces dernières doivent être les plus faibles possibles dans un bon transformateur. On en déduit les pertes Joule du primaire et du secondaire lors des essais précédents. Dans notre cas, pour le primaire on trouve une résistance de  $57\Omega$  et pour le secondaire une résistance de  $0.80\Omega$ .
  - La tension de sortie de transfo chute notablement quand on augmente la charge, ce qui s'explique par l'impédance de sortie du système.



### III.3.2. Détermination des pertes fer.

Le secondaire du transformateur est ouvert. On applique la tension d'entrée en l'augmentant **progressivement de 0 jusqu'à la valeur de fonctionnement** pour éviter un risque de fort appel de courant en régime transitoire. On dispose les appareils de mesures de la façon suivante:

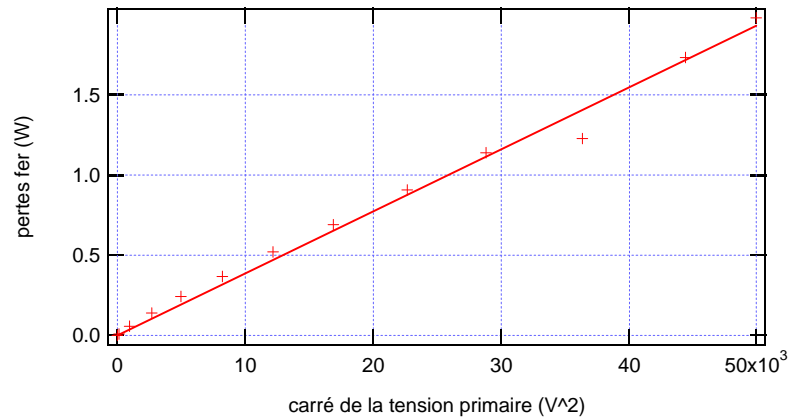


Pour cet essai, seul le primaire est parcouru par un courant. Ce circuit est la seule cause de pertes Joule. Si on retranche les pertes Joule du primaire à la puissance mesurée par le Wattmètre, on obtient les pertes fer. Or les pertes par hystérésis et les pertes par courants de Foucault peuvent être approchées par les expressions

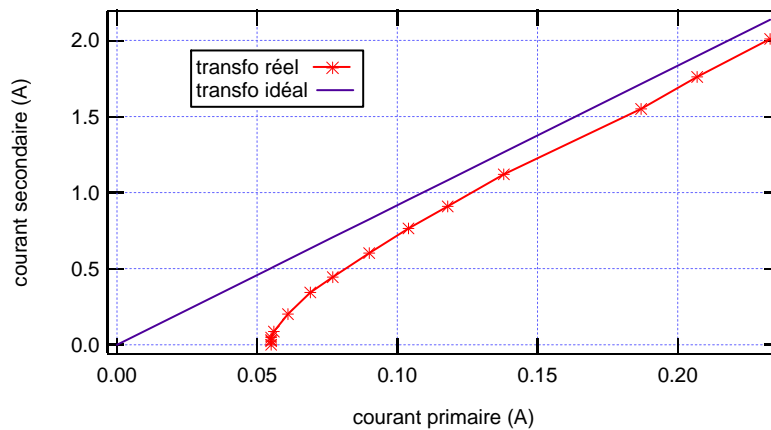
$$P_{\text{hyst}} = K_{\text{hyst}} \cdot f \cdot B_{\text{max}}^2 \quad \text{et} \quad P_{\text{Foucault}} = K_{\text{Foucault}} \cdot f^2 \cdot B_{\text{max}}^2$$

Le transformateur de distribution est un système à flux forcé (ce qui signifie que la tension d'entrée est pratiquement proportionnelle à la dérivée du flux). Les pertes fer, qui sont la somme des pertes par hystérésis et par courants de Foucault, qui sont proportionnelles à  $B_{\text{max}}^2$  sont donc également proportionnelles à  $U_{\text{leff}}^2$ .

Expérimentalement, avec le transformateur (220V/24V 40 V.A) si on trace les pertes fer en fonction de la tension primaire au carré, on obtient bien une droite.

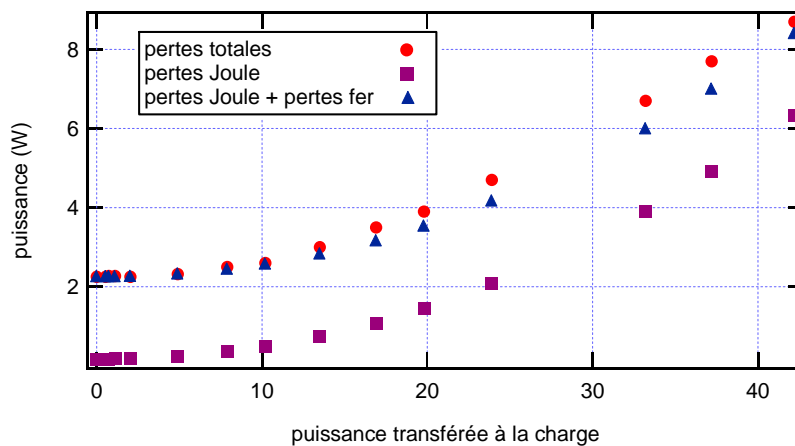


rq : nous venons de voir que le transformateur réel a des propriétés bien différentes du transformateur parfait. A ce titre, on peut également montrer la caractéristique donnant le courant secondaire en fonction du courant primaire qui est notablement affecté par les défauts du circuit magnétique. Il n'y aurait aucun sens, pour le courant, de parler de rapport de transformation, excepté, dans une certaine mesure, pour des charges voisines de la charge nominale.



### III.3.3. Bilan sur l'origine des pertes dans le transformateur de distribution.

Dans la mesure où le transformateur fonctionne à flux forcé, les pertes fer ne dépendent que de la tension d'alimentation. Si cette dernière est fixée (nous avons choisi 223V dans notre exemple), on peut supposer que les pertes fer resteront constantes quelle que soit la charge, lors de l'essai en charge (seule la chute de tension due à l'augmentation du courant avec la charge pourrait contribuer à modifier légèrement la tension créant le flux, ce qui tendrait à diminuer légèrement les pertes fer à tension d'entrée est constante).



Les mesures sont faites avec le même modèle de wattmètre au primaire et au secondaire. On peut espérer ainsi limiter les erreurs systématiques, même si les deux appareils n'ont pas été étalonnés depuis longtemps.

On constate que les pertes fer et les pertes Joule sont bien les principales causes de pertes dans les transformateurs. Pour des puissances proches de la puissance nominale, il semble cependant qu'une séparation des causes de pertes conduise à sous-estimer les pertes totales. Il peut s'agir d'une légère sous-estimation des résistances de bobinage.... Par ailleurs, alors que la mesure des pertes Joule et des pertes fer et donc des pertes globale se fait avec une erreur relative de quelques pourcents, la mesure directe, par soustraction entre la puissance d'entrée et la puissance de sortie conduit à une erreur relative beaucoup plus importante...

### Annexe : relations dans les milieux magnétiques

Si on appelle  $\mathbf{H}$  le champ d'excitation magnétique,  $\mathbf{B}$  le champ d'induction magnétique,  $\mathbf{M}$  l'aimantation du matériau considéré, on a la relation

$$\vec{B} = \mu_0 \cdot (\vec{H} + \vec{M})$$

$\mathbf{H}$  est créé par une source extérieure au milieu (courant ou aimant permanent) et sous son action, la matière magnétique va s'ordonner pour atteindre un état d'aimantation  $\mathbf{M}$ . Il en résulte, dans le matériau, l'existence d'un champ d'induction  $\mathbf{B}$ .

Dans le cadre de la magnétostatique, si  $\mathbf{j}$  est la densité de courant circulant à l'extérieur du système, on a

$$\vec{\text{rot}}(\vec{H}) = \vec{j}$$

La formule de Stokes donne

$$\iint_S \vec{\text{rot}}(\vec{H}) \cdot \vec{dS} = \oint_C \vec{H} \cdot \vec{dl}$$

où le contour  $C$  est orienté par  $\mathbf{S}$ .

Si le circuit magnétique est enlacé par  $i$  circuits filiformes de  $n_i$  spires ( $n_i$  est algébrique suivant que le courant est orienté comme le contour  $C$  ou non), parcourus par des courants  $I_i$ , on a

$$\oint_C \vec{H} \cdot \vec{dl} = \sum_i n_i \cdot I_i$$

**I. La distribution de puissance en triphasé.**

Dans ce chapitre, après avoir présenté les relations essentielles permettant de définir un système sinusoïdal triphasé, nous allons voir pourquoi on a recours à de tels systèmes pour distribuer l'énergie électrique et quel intérêt ils présentent pour les machines électriques.

**I.1. Définition d'un système de grandeurs sinusoïdales triphasé.**

• Définition : système de grandeurs sinusoïdales triphasé équilibré.

Trois grandeurs  $x_1$ ,  $x_2$  et  $x_3$  forment un système triphasé équilibré de grandeurs sinusoïdales si elles se présentent sous la forme

$$\begin{aligned} x_1 &= X \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega \cdot t - \varphi) \\ x_2 &= X \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega \cdot t - m \cdot \frac{2\pi}{3} - \varphi) \\ x_3 &= X \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega \cdot t - 2m \cdot \frac{2\pi}{3} - \varphi) \end{aligned}$$

Ces trois grandeurs sont donc de mêmes valeurs efficaces et déphasées entre elles de  $2\pi/3$ .  $m$  est appelé ordre du système triphasé. On distinguera trois cas. Si  $m = 1$ , le système sera dit direct, si  $m = 2$ , il sera dit inverse et si  $m = 3$ , il sera dit homopolaire.

• Exemple : système sinusoïdal triphasé équilibré direct.

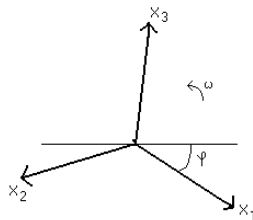
- En notation réelle, les trois grandeurs se présentent sous la forme

$$\begin{aligned} x_1 &= X \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega \cdot t - \varphi) \\ x_2 &= X \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3} - \varphi) \\ x_3 &= X \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3} - \varphi) \end{aligned}$$

- En notations complexes, Si on note  $\overline{X}_1 = X \cdot e^{j\omega t - \varphi}$  et en écrivant  $a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}$ , on a

$$\begin{aligned} \overline{X}_1 & \\ \overline{X}_2 &= a^2 \cdot \overline{X}_1 \\ \overline{X}_3 &= a \cdot \overline{X}_1 \end{aligned}$$

- En représentation de Fresnel, les trois vecteurs de norme  $X$  tournent à la vitesse angulaire  $\omega$ . Ils sont déphasés de  $2\pi/3$  entre eux et se présentent dans l'ordre suivant



• Application : distribution de tension sur une prise triphasée.

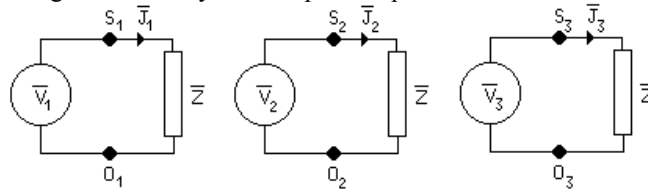
Sur une prise de tension triphasée, on aura accès à trois tensions formant un système sinusoïdal triphasé équilibré (direct ou inverse suivant l'ordre de prise des tension).

• Système sinusoïdal triphasé quelconque.

Dans la pratique, les systèmes ne sont souvent pas équilibrés. Dans ce cas, on aura toujours trois grandeurs à définir, mais leurs amplitudes relatives et les déphasages qu'elles présentent entre elles n'auront plus rien de remarquable.

## I.2. Exemple de structures électriques triphasées.

Considérons trois bobinages qui se comportent comme trois sources de tensions sinusoïdales équilibrées  $v_1$ ,  $v_2$  et  $v_3$  chargées par des impédances identiques. Ces trois bobinages (1), (2) et (3) sont parcourus par des courants  $j_1$ ,  $j_2$  et  $j_3$  qui forment également un système triphasé équilibré.

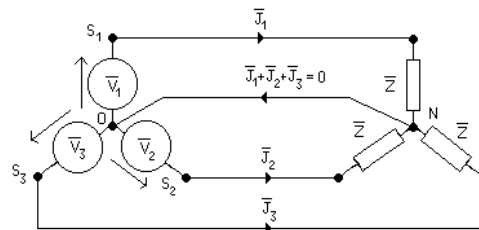


Nous pouvons envisager deux types d'associations pour ces trois bobinages, l'association en étoile et l'association en triangle.

rq: Nous nous plaçons dans le cas de systèmes triphasés équilibrés. Dans la réalité, les systèmes ne le sont pas toujours (notamment les charges). Étoiles et triangles peuvent donc être déséquilibrés, ce qui ne modifie en rien la définition des grandeurs de ligne et des grandeurs de phase comme nous le verrons par la suite.

### ***I.2.1. Association étoile.***

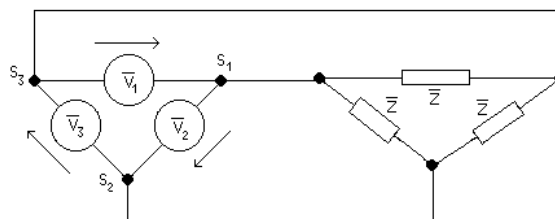
Les trois points  $O_1$ ,  $O_2$  et  $O_3$  sont mis au même potentiel. Dans ce cas, le système prend la forme donnée sur la figure suivante:



Le courant dans le conducteur de retour entre O et N, appelé fil neutre, est nul (si le système est équilibré!). Ce conducteur peut donc être éventuellement supprimé. Mais qu'il soit présent ou non, on peut retenir que dans le cas de systèmes équilibrés, les potentiels de O et N sont identiques.

### ***I.2.2. Association triangle.***

Cette fois, les trois sources sont associées pour former un triangle. L'association avec la charge s'effectue donc de la façon suivante:



Trois câbles suffisent à relier les sources à la charge.

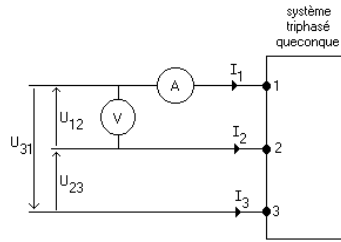
### ***I.2.3. remarque.***

Le couplage de la source ne préjuge en rien de celui de la charge. On peut donc associer un triangle avec une étoile, une étoile avec un triangle, ou comme nous venons de le voir, des triangles entre eux ou des étoiles entre elles. Mais dans tous les cas, trois fils peuvent suffire pour distribuer l'énergie électrique à la charge.

### ***I.2.4. Grandeurs de lignes et grandeurs de phases.***

- Sources et charges triphasées sont formées de trois dipôles associés en étoile ou en triangle. Aux bornes de chaque dipôle (1), (2) et (3), parcourus respectivement par les courants  $J_1$ ,  $J_2$  et  $J_3$ , on appliquera respectivement les tensions  $V_1$ ,  $V_2$  et  $V_3$ . Ces grandeurs, prises directement sur les dipôles sont appelées **grandeurs de phases**.

- Une ligne électrique triphasée est, la plupart du temps, réalisée avec trois conducteurs. Cette structure permet de faire apparaître des grandeurs qui peuvent être définies indépendamment de la structure de la charge (étoile ou triangle). Ces grandeurs seront appelées **grandeurs de lignes** (courants et tensions de lignes). Elles sont représentées par  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$ ,  $U_{12}$ ,  $U_{23}$  et  $U_{31}$ .



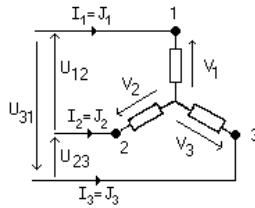
Nous allons voir que, suivant le couplage, étoile ou triangle, réalisés, grandeurs de lignes et grandeurs de phases ne sont pas forcément identiques.

• Cas d'une étoile.

Dans le cas d'un couplage en étoile, courants de lignes et courants de phases sont identiques donc

$$\boxed{I = J}$$

En revanche, tensions de lignes et tensions de phases sont différentes.



Nous allons rechercher le lien entre les tensions de lignes et les tensions de phases en supposant que le système est **équilibré**. Nous allons par exemple raisonner dans le cas d'un système direct.

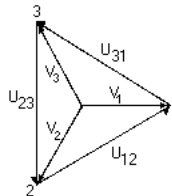
Par exemple on a  $\overline{U}_{12} = \overline{V}_1 - \overline{V}_2$  avec dans un système direct  $\overline{V}_2 = a^2 \cdot \overline{V}_1$  ce qui conduit à

$$\overline{U}_{12} = \left(1 + \frac{1}{2} + j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}\right) \cdot \overline{V}_1 = \overline{V}_1 \cdot \sqrt{3} \cdot e^{j \cdot \frac{\pi}{6}}$$

On peut réaliser la même démarche pour les autres tensions de lignes. Dans tous les cas, on aura

$$\boxed{U = V \cdot \sqrt{3}}$$

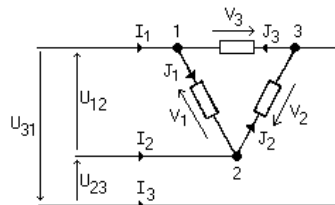
Pour mettre en évidence les déphasages, on peut tracer le diagramme de Fresnel suivant qui montre que le diagramme des tensions de phases directes conduit à un diagramme des tensions de lignes lui aussi direct et en avance de 30°.



• Cas d'un triangle.

Dans le cas d'un couplage en triangle, tensions de lignes et tensions de phases sont, cette fois, identiques, mais les courants de lignes sont différents des courants de phases.

Pour un système équilibré et supposer que le système des courants de phases est direct.

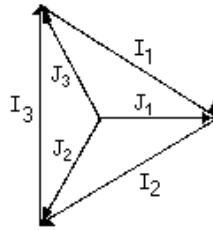


Alors  $\overline{I}_1 = \overline{J}_1 - \overline{J}_3$  et  $\overline{J}_3 = a \cdot \overline{J}_1$  soit  $\overline{I}_1 = (1 - a) \cdot \overline{J}_1 = \left(1 + \frac{1}{2} - j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}\right) \cdot \overline{J}_1 = \overline{J}_1 \cdot \sqrt{3} \cdot e^{-j \cdot \frac{\pi}{6}}$

On constate que  $\boxed{I = J \cdot \sqrt{3}}$  et que  $\overline{I}_1$  est en retard de phase de 30° sur  $\overline{J}_1$ .

Le résultat sur l'ensemble des phases est donné sur le diagramme de Fresnel suivant:

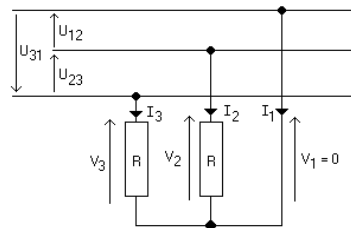




• Exemple de système déséquilibré.

Le triphasé n'est que très rarement disponible chez les particuliers. Néanmoins, l'énergie électrique est transportée sous cette forme des centres de production vers les lieux de consommation. En pratique, un utilisateur disposant d'un abonnement monophasé se verra attribuer un branchement sur une phase. Les différentes phases d'un système de tensions équilibré ne sont donc pas branchées sur des charges identiques, ce qui signifie que les courants délivrés par la source ne sont pas équilibrés.

Pour illustrer ce point, on peut par exemple observer le cas suivant :



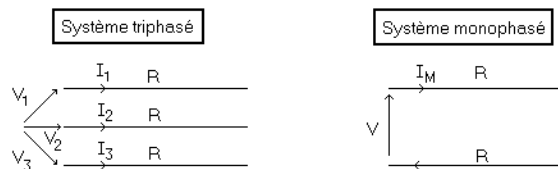
Compte tenu du court circuit dans la phase (1), on a

$$\bar{I}_2 = -\frac{\bar{U}_{12}}{R} \text{ et } \bar{I}_3 = \frac{\bar{U}_{31}}{R} = \frac{a \cdot \bar{U}_{12}}{R} \quad \text{donc} \quad \bar{I}_1 = -(\bar{I}_2 + \bar{I}_3) = \frac{\bar{U}_{12}}{R} \cdot (1 - a) = \frac{\bar{U}_{12}}{R} \cdot \sqrt{3} \cdot e^{-j \frac{\pi}{6}}$$

Le courant dans la phase (1) n'a pas même amplitude que dans les phases (2) et (3). Les tensions de phases se déduisent simplement des courants et sont elles aussi déséquilibrées.

**I.3. Utilité du triphasé pour transporter l'énergie électrique.**

A l'heure actuelle, la majeure partie de la production et du transport de l'énergie électrique se fait sous forme triphasée. Pour mieux comprendre l'intérêt du triphasé dans le transport d'énergie, on peut raisonner sur l'exemple suivant



Nous allons supposer, dans un premier temps, que les deux lignes sont réalisées avec des conducteurs de même résistance R et qu'elles transportent la même énergie P, à partir de tensions V. Le système triphasé est supposé équilibré. Si I est le courant efficace dans les lignes et φ le déphasage des tensions sur les courants correspondants, on a

$$P = 3 \cdot V \cdot I \cdot \cos \varphi$$

Transporter la même énergie, sous tension V, sur la ligne monophasée, impose que  $I_M = 3 \cdot I$ . En triphasé, les pertes en ligne sont donc

$$P_{Ltri} = 3 \cdot R \cdot I^2$$

En monophasé, on doit en revanche dissiper

$$P_{Lmono} = 2 \cdot R \cdot (3 \cdot I)^2 = 18 \cdot R \cdot I^2$$

Les pertes en ligne dans ce dernier cas sont donc beaucoup plus importantes. Cependant, le problème n'est pas aussi simple. On ne peut pas dimensionner une ligne qui passe un courant I comme une ligne qui doit laisser passer le triple... La densité de courant ne doit jamais dépasser une valeur donnée, ce qui impose de tripler la surface utile de conducteur pour pouvoir tripler le courant. Cela revient à dire que la résistance de la ligne monophasée doit être 3 fois moins résistive que sont homologues triphasée. On obtient alors des pertes en lignes

$$P_{Lmono} = 2 \cdot (R/3) \cdot (3 \cdot I)^2 = 6 \cdot R \cdot I^2$$

Ces pertes sont toujours supérieures à celles rencontrées dans une ligne triphasée. De plus si on compare la quantité de matière utilisée pour réaliser les lignes, on constate que pour une liaison de longueur L, on aura besoin d'un volume de cuivre  $V_{tri}$  en triphasé et  $V_{mono}$  en monophasé avec

$$\boxed{V_{tri} = 3.L.S} \quad \text{et} \quad \boxed{V_{mono} = 2.L.(3S) = 6.L.S}$$

Il est donc nécessaire d'employer une quantité double de cuivre dans le cas d'une ligne monophasée, tout en ayant des pertes en ligne doubles !

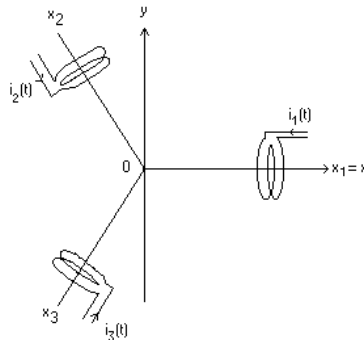
Néanmoins, il faut garder à l'esprit que la plupart des appareils domestiques fonctionnent en monophasé (fours électriques, plaques à induction, alimentation PC, machine à laver...). En pratique, dans la plupart des cas, EDF n'amène qu'une phase chez vous...

L'utilisation directe d'énergie électrique sous forme triphasée concerne essentiellement des machines électriques de forte puissance utilisées dans l'industrie et la traction électrique (même si dans ce dernier cas, le triphasé est réalisé à partir d'une source continue et d'un onduleur, et on ne travaille plus avec des grandeurs purement sinusoïdales).

#### **I.4 Intérêts de l'utilisation de la puissance électrique sous forme triphasée.**

##### ***I.4.1. Les champs tournants créés par les systèmes triphasés.***

Les systèmes triphasés équilibrés permettent de créer des champs tournants qui sont essentiels dans le fonctionnement de bien des actionneurs électriques. Pour cela, on peut considérer la structure suivante, constituée de trois bobinages répartis dans l'espace de telle sorte que l'on passe de l'un d'entre eux à ses voisins par une rotation de centre O et d'angle  $2\pi/3$ .



Ces bobinages sont alimentés par un système de courants triphasé équilibré. Courants et champs H résultants étant proportionnels, on a, dans l'axe de chaque bobine les champs suivants:

$$h_1(t) = H \cdot \cos(\omega t) \text{ sur } Ox_1, \quad h_2(t) = H \cdot \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \text{ sur } Ox_2 \text{ et } h_3(t) = H \cdot \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \text{ sur } Ox_3.$$

En travaillant en complexes pour faire une somme de vecteurs, on va alors avoir

$$\begin{cases} \overline{h_1} = H \cdot \cos(\omega t) \cdot e^{j \cdot 0} \\ \overline{h_2} = H \cdot \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \cdot e^{j \cdot \frac{2\pi}{3}} \\ \overline{h_3} = H \cdot \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \cdot e^{j \cdot \frac{4\pi}{3}} \end{cases}$$

Globalement, on trouve que

$$\overline{h(t)} = \overline{h_1(t)} + \overline{h_2(t)} + \overline{h_3(t)} = \frac{3}{2} \cdot H \cdot e^{j \cdot \omega t}$$

La partie réelle donne la composante suivant l'axe Ox et la partie imaginaire la composante suivant l'axe Oy. On trouve donc un champ H qui tourne dans le plan Oxy autour de O.

##### **Théorème de Ferraris.**

Trois bobinages décalés de  $2\pi/3$ , alimentés par des courants sinusoïdaux triphasés équilibrés de pulsation  $\omega$  sont équivalents à un rotor fictif bipolaire tournant à la vitesse  $\omega$ . Ce rotor fictif passe par l'axe d'une bobine quand le courant y est maximum.

rq : si on inverse deux phases, le sens de rotation est inversé.

rq : si H est à répartition spatiale sinusoïdale, on aura créé un champ tournant à répartition spatiale sinusoïdale, ce qui permet d'expliquer les formes des tensions de sortie des alternateurs de centrales électriques. Pour obtenir une telle répartition, on va devoir disposer les conducteurs à l'origine de H de façon adaptée.

rq : à masse égale (donc à coût égal), une machine triphasée permet de convertir plus d'énergie qu'une machine monophasée (de 50% à 100% de plus). De plus, une machine asynchrone triphasée a un couple de démarrage non nul contrairement à son homologue monophasée... Nous verrons pourquoi dans le paragraphe concernant les machines asynchrones monophasées.

#### ***1.4.2. La puissance dans les structures triphasées.***

La puissance instantanée fournie par un système triphasé équilibré est constante. Pour illustrer ce point, nous allons considérer un système triphasé équilibré. Aux bornes de chaque phase, on trouve respectivement les tensions  $v_1$ ,  $v_2$  et  $v_3$ . Le courant dans chacune des phases étant respectivement  $j_1$ ,  $j_2$  et  $j_3$ . Les puissances instantanées par phase sont donc respectivement notées  $p_1$ ,  $p_2$  et  $p_3$ , produit du courant de phase par la tension aux bornes de cette dernière. La puissance active totale dans le système étant, d'après le théorème de Boucherot, donnée par

$$P(t) = p_1(t) + p_2(t) + p_3(t)$$

on note

$$\left\{ \begin{array}{l} v_1(t) = V \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega \cdot t) \\ v_2(t) = V \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}) \\ v_3(t) = V \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega \cdot t - \frac{4 \cdot \pi}{3}) \end{array} \right. \quad \text{et} \quad \left\{ \begin{array}{l} j_1(t) = J \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega \cdot t - \varphi) \\ j_2(t) = J \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3} - \varphi) \\ j_3(t) = J \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega \cdot t - \frac{4 \cdot \pi}{3} - \varphi) \end{array} \right.$$

ce qui conduit à

$$\left\{ \begin{array}{l} p_1(t) = V \cdot J \cdot [\cos \varphi + \cos(2 \cdot \omega \cdot t - \varphi)] \\ p_2(t) = V \cdot J \cdot [\cos \varphi + \cos(2 \cdot \omega \cdot t - \varphi - \frac{4 \cdot \pi}{3})] \\ p_3(t) = V \cdot J \cdot [\cos \varphi + \cos(2 \cdot \omega \cdot t - \varphi - \frac{2 \cdot \pi}{3})] \end{array} \right.$$

Dans chacune des phases, la puissance instantanée est fluctuante. En revanche, en calculant la puissance active instantanée totale dans le système triphasé équilibré, on trouve

$$P = p_1(t) + p_2(t) + p_3(t) = 3 \cdot V \cdot J \cdot \cos \varphi$$

La puissance instantanée dans un système triphasé équilibré est donc constante. C'est l'un des intérêts du triphasé, qui permet notamment d'éviter les fluctuations de couple dans les machines tournantes.

## **II. Application aux machines électriques tournantes**

Dans ce paragraphe, nous allons voir des exemples de structures électrotechniques, dans lesquelles des grandeurs triphasées sont mises en jeux. Nous verrons tout d'abord les machines synchrones, dont l'application principale est la production d'énergie électrique dans les centrales électriques de grande puissance. Nous verrons ensuite les machines asynchrones, que l'on utilise beaucoup comme moteur dans des applications domestiques ou industrielles.

### **II.1. La machine synchrone.**

La machine synchrone est un système électrique permettant de convertir de l'énergie mécanique en énergie électrique (génératrice) et inversement (moteur).

- C'est ce type de machine qui fournit l'énergie électrique appelée par le réseau de distribution dans les centrales électriques de forte puissance (on parle d'alternateur). Elle a également été utilisée en traction ferroviaire (rôle moteur) dans le TGV atlantique...

#### ***II.1.1. Structure.***

Comme dans toutes les machines tournantes, on distingue la partie fixe appelée stator, de la partie tournante appelée rotor. Le stator permet de créer un champ tournant au moyen de courants alternatifs alors que le rotor va

créer un champ continu qui va tourner lors de la rotation de la machine. Le couplage entre les deux champs nous permettra d'expliquer le fonctionnement du système.

• Le rotor.

Le rotor va permettre de créer un moment magnétique  $\mathbf{M}$ , soit à partir d'un aimant permanent (matériau dur) soit à partir d'un bobinage. Dans les deux cas, le rotor comprend un circuit magnétique (matériau doux) qui permet de canaliser le flux, afin d'avoir un meilleur couplage possible entre rotor et stator.

rq: Nous verrons que, quand la machine fonctionne, le rotor tourne à la même vitesse que le champ tournant créé par le stator. Il n'y a donc pas de phénomènes inductifs à prendre en compte dans la partie massive du rotor, qui n'a pas besoin d'être feuilleté (fabriqué à partir de tôles isolées), ce qui augmente la solidité de l'ensemble.

rq: On distingue les machines à pôles lisses, pour lesquelles l'ensemble rotor-stator présente une réluctance pratiquement constante, des machines à pôles saillants pour lesquelles cette réluctance varie notablement.

• Le stator.

Il porte le bobinage triphasé qui permet de créer un champ tournant.

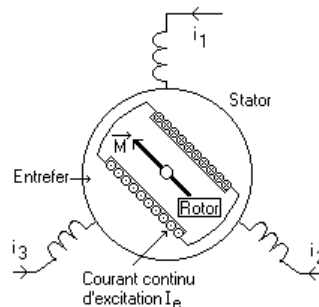
rq: Contrairement au rotor, le stator est siège de variations temporelles de flux magnétique. Pour éviter les courants de Foucault, il va devoir être **feuilleté**.

rq: la partie séparant rotor et stator est appelé **entrefer**.

rq: les stators sont conçus (circuit magnétique, bobinages...), de telle sorte que le champ créé dans l'entrefer soit radial à répartition spatiale sinusoïdale, i.e. qu'il soit de direction radiale, quelle que soit la position angulaire dans l'entrefer et qu'à tout instant, il prenne le plus possible la forme d'une fonction sinusoïdale de la position angulaire. De ce fait, on évite de créer des champs tournants harmoniques qui sont préjudiciables au bon fonctionnement des machines (pertes supplémentaires occasionnées au rotor...).

• Vue d'ensemble.

Sur la figure suivante, nous nous sommes placés dans le cas particulier d'une machine à pôles saillants à excitation bobinée.



rq : Dans le cas d'une machine à aimants, il n'y a plus de bobinage au rotor (ce qui simplifie la réalisation de la machine).

rq : Dans le cas d'une machine à pôles lisses, le rotor est pratiquement cylindrique.

rq: La réalisation du bobinage au stator est très complexe. En fait, le bobinage d'une phase est réparti dans des encoches réalisées sur toute la surface en regard avec le rotor. La position et le nombre de conducteurs des encoches sont calculés pour obtenir un champ à répartition spatiale sinusoïdale.

**II.1.2. Condition d'existence d'un couple moyen non nul.**

Pour mettre en évidence les différentes conditions permettant la rotation de la machine synchrone, on va procéder de la façon suivante:

- On alimente le circuit stator par des courants qui forment un système triphasé équilibré de pulsation  $\omega_0$  (on supposera que la machine n'a qu'une paire de pôles pour simplifier).

- On lance le rotor à la vitesse  $\omega$  (nous verrons plus tard que la machine synchrone ne peut pas démarrer de façon autonome).

On va alors distinguer deux cas:

• si  $\omega \neq \omega_0$ , alors le moment magnétique créé au rotor  $\mathbf{M}$  et l'induction  $\mathbf{B}$  résultant du champ tournant créé par le stator  $\mathbf{H}$  ne tournent pas à la même vitesse. Ils vont faire entre eux un angle  $\theta$  qui va varier au cours du temps. On aura  $\theta(t) = (\omega_0 - \omega).t + \theta_0$ .

Le moment du couple électromagnétique résultant de ce couplage est donné par:

$$C_{em} = \|\vec{M} \wedge \vec{B}\| = M.B.\sin \theta$$

La valeur moyenne temporelle de  $C_{em}$  est donc nulle. Il n'y aura pas de couple moteur moyen dans ce cas. Le rotor va finir par s'arrêter à cause des frottements.

• Si  $\omega = \omega_0$ , on aura alors  $\theta = \theta_0$  et le moment moyen du couple électromagnétique pourra être non nul. On aura

$$\langle C_{em} \rangle = M.B. \sin \theta_0$$

Suivant la puissance appelée, l'angle  $\theta_0$  entre  $\mathbf{M}$  et  $\mathbf{B}$  va varier. Si la puissance appelée sur la machine synchrone conduit à un couple qui dépasse  $M.B$ , alors la machine décroche et finit par s'arrêter.

• Remarque sur la vitesse de rotation.

Sur la figure précédente, nous avons supposé que la machine ne fonctionnait qu'avec deux pôles (1 nord et 1 sud). Dans la pratique, pour limiter la vitesse des machines, on peut augmenter le nombre de paires de pôles. La vitesse de rotation  $\Omega$  de la machine est alors proportionnelle à la pulsation  $\omega$  des courants au stator et la relation entre elles est

$$\Omega = \frac{\omega}{p}$$

où  $p$  est le nombre de paires de pôles de la machine. Pour une machine à 1 paire de pôles alimentée par des courants à 50 Hz, on a  $\Omega = 100.\pi$  rad/s soit 3000 t/min. Pour une machine à 2 paires de pôles, la vitesse de rotation sera de 1500 t/min (rappel: 1 t/min =  $2.\pi/60$  rad/s).

**II.1.3. Etude expérimentale d'un alternateur synchrone.**

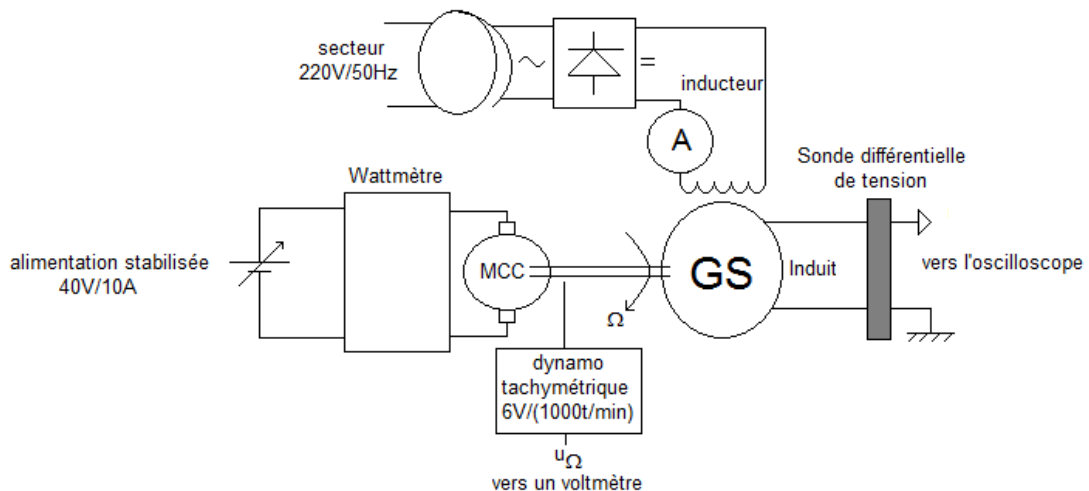
• Description du banc :

L'alternateur disponible permet de délivrer 300W par phase (220V/1,4A). C'est une machine tournant à 1500t/min pour délivrer une tension à 50Hz, c'est-à-dire une machine à deux paires de pôles. L'excitation est bobinée et l'excitation nominale est de 0,4A.

Cet alternateur est entraîné par un moteur à courant continu (43V/8,1A/2000t/min).

• Etude de l'alternateur à vide :

On réalise le montage suivant :



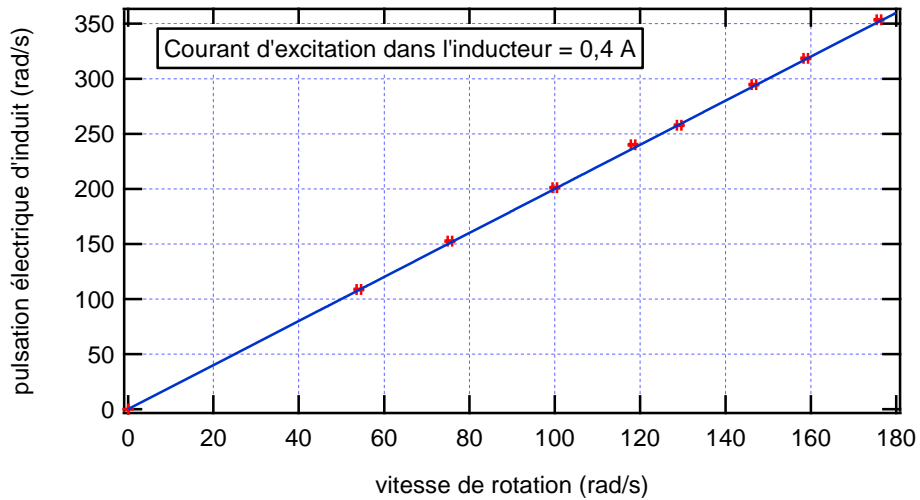
La machine synchrone ne délivre aucun courant. La puissance de sortie étant nulle, le rendement est également nul et la puissance appelée sur la source qui alimente le moteur ne fournit que des pertes.

L'inducteur (excitation) de l'alternateur synchrone est alimenté par un pont de diode alimenté à partir d'un autotransformateur. On contrôlera bien ce courant pour ne pas dépasser 0,4A. Ce courant est obtenu pour une tension de 220V environ.

La vitesse est observée par l'intermédiaire d'une dynamo tachymétrique fixée sur l'arbre de rotation délivrant 6V pour 1000t/min.

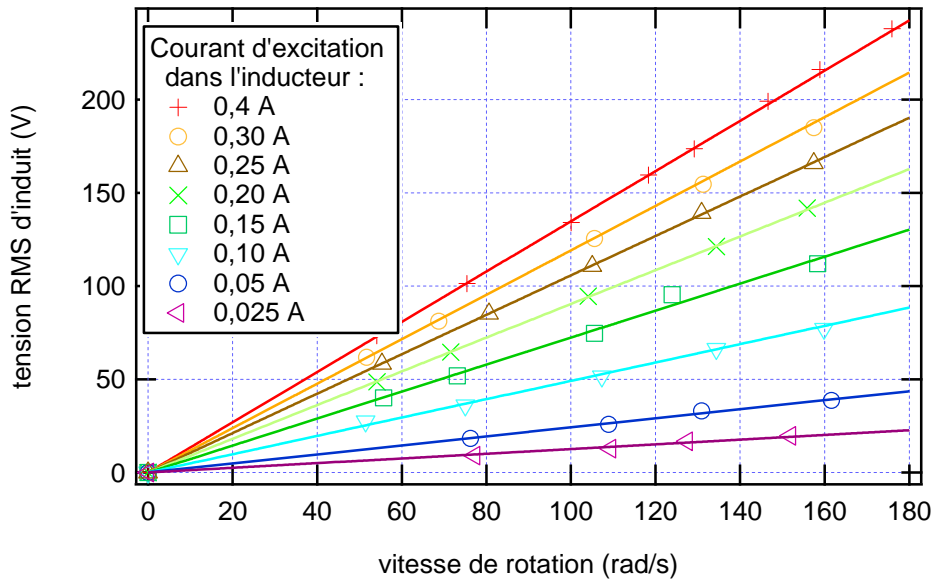
La tension en sortie de l'alternateur est observée par l'intermédiaire d'une sonde différentielle de tension qui atténue sa valeur (gain 1/20 ou 1/200) afin de la rendre observable sans danger à l'oscilloscope. Le signal observé est très distordu. La valeur efficace est obtenue à partir des fonctions de mesure de l'oscilloscope. Pour trouver la fréquence fondamentale, il sera plus aisé de passer par une analyse spectrale, compte tenu de la distorsion.

On commence par observer la pulsation de la tension de sortie de l'alternateur en fonction de la vitesse de rotation, quand on travaille avec un courant dans l'inducteur de l'alternateur synchrone de 0,4A. On obtient la courbe suivante :



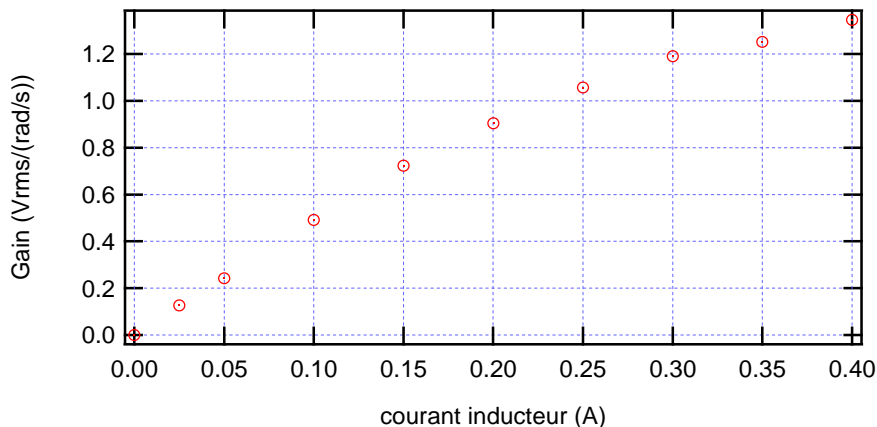
Cette courbe indique que la pulsation électrique de sortie est le double de la vitesse de rotation mécanique. L'alternateur présente bien deux paires de pôles.

On peut également étudier l'évolution de la tension délivrée par l'alternateur en fonction de la vitesse de rotation à courant d'excitation dans l'inducteur constant (pour différents courants d'excitation).



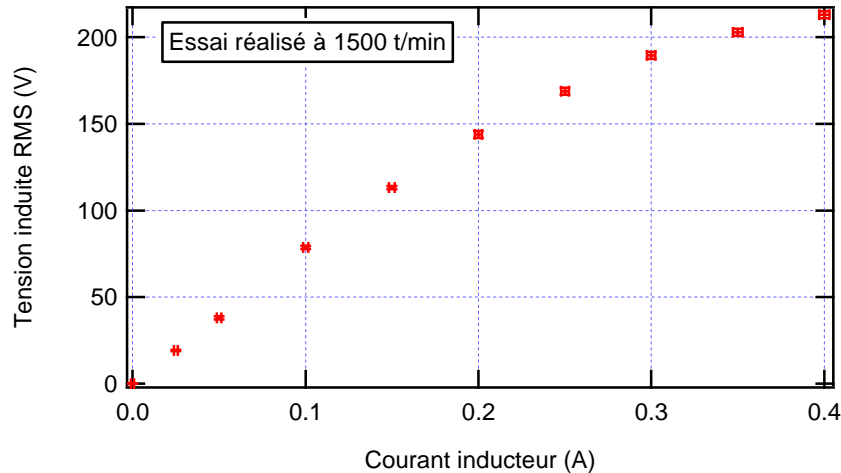
Ce réseau de courbe nous indique que la tension évolue linéairement avec la vitesse de rotation. C'est logique dans la mesure où la tension induite dépend de la dérivée du flux. Le flux vu par l'induit évolue périodiquement comme la vitesse de rotation. La tension présente des harmoniques, de pulsations multiples de cette vitesse. La dérivée du flux sera donc bien proportionnelle à la vitesse de rotation.

Si on s'intéresse à la pente de ces courbes en fonction du courant d'excitation, on constate que l'évolution n'est pas linéaire :



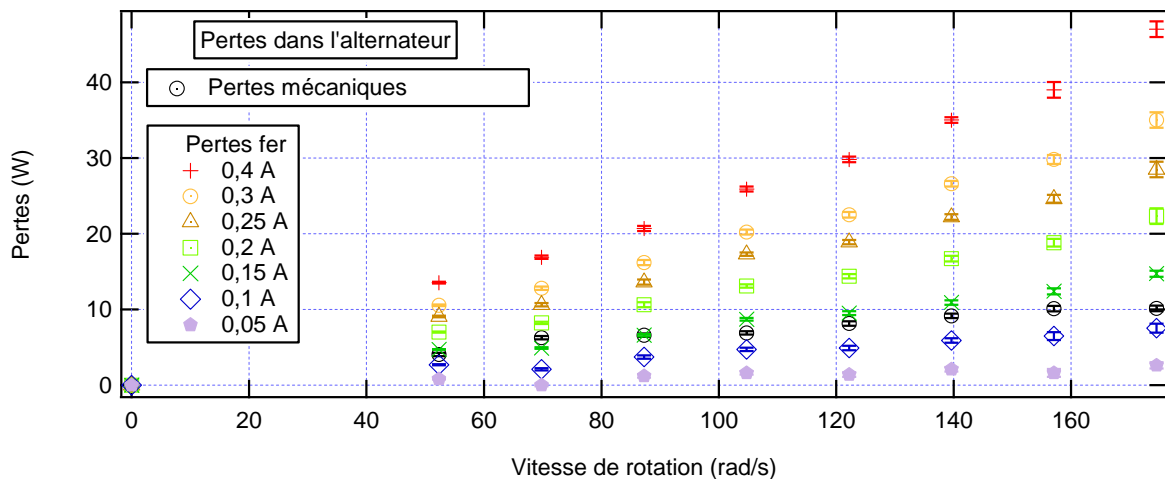
Plus le courant inducteur est important, moins la tension induite dans l'alternative évolue fortement avec la vitesse de rotation. Cette évolution est caractéristique de la saturation du circuit magnétique, avec un flux qui augmente de moins en moins avec le courant inducteur.

L'évolution de la tension en fonction du courant d'excitation dans l'inducteur à vitesse constante (on a choisi la vitesse nominale de 1500 t/min pour l'essai présenté) conduit à la même allure. Là encore, cette allure correspond à l'évolution du flux dans le circuit magnétique en fonction du courant d'excitation, avec une saturation liée à la saturation du milieu magnétique.



A vide, on peut également étudier les pertes fer et les pertes mécaniques de l'alternateur. Pour obtenir les pertes mécanique, on fait en sorte de ne pas alimenter l'inducteur de la machine synchrone (pas de pertes fer), et on mesure la puissance absorbée sur le moteur à courant continu en fonction de la vitesse de rotation. On retire à cette puissance les pertes fer et mécanique du moteur à courant continu, à la vitesse considérée ainsi que les pertes Joule dans ce dernier. Le résultat correspond bien aux pertes mécaniques de l'alternateur.

Pour obtenir les pertes fer dans l'alternateur en fonction de la vitesse de rotation ou du courant d'inducteur, on fait la différence entre la puissance absorbée dans le moteur à même vitesse de rotation, avec et sans courant inducteur, l'alternateur étant à vide. Les pertes fer et mécanique du moteur sont identiques (même vitesse de rotation), les pertes joule du moteur varient peu (éventuellement, faire la différence en mesurant les courants dans le moteur). On obtient alors les évolutions suivantes :

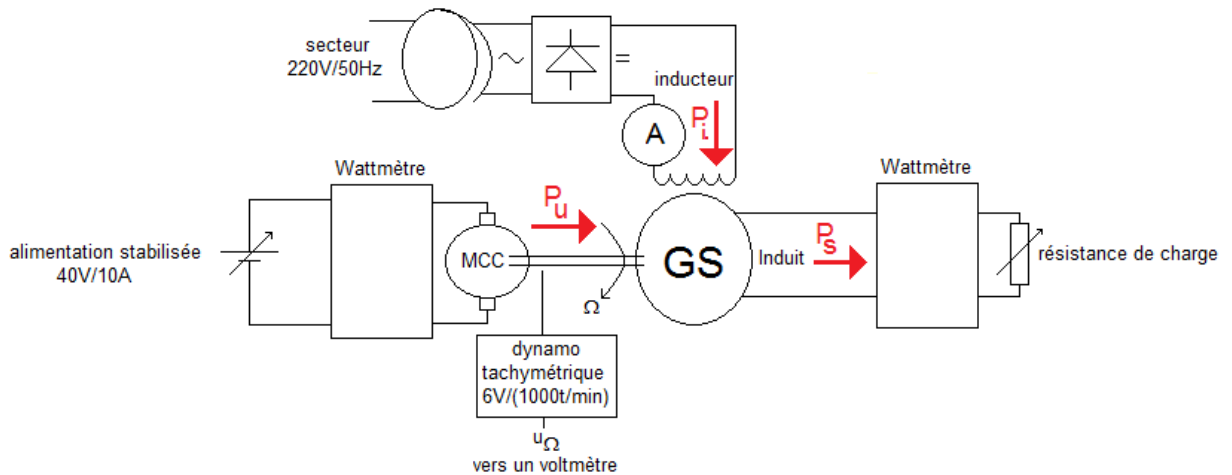


A vitesse donnée, l'augmentation des pertes fer avec le courant inducteur s'explique l'augmentation du flux dans le circuit magnétique avec le courant inducteur. A courant inducteur donné, l'augmentation des pertes fer avec la vitesse de rotation s'explique par le fait que la variation de flux dans le circuit magnétique se fait à une pulsation qui est également la vitesse de rotation de l'inducteur, donc du rotor.

Les pertes mécaniques augmentent avec la vitesse de rotation. Ceci étant, cette figure doit être interprétée avec prudence, car elle résulte de nombreuses mesures intermédiaires, et les barres d'erreurs sont très importantes. Il est inutile de chercher à interpréter l'allure en l'état.

● *Etude de l'alternateur en charge :*

Si on place un rhéostat de charge sur l'induit de l'alternateur, on peut obtenir le rendement de ce dernier. On réalise alors le système suivant :



Dans le rendement, on prendra en compte :

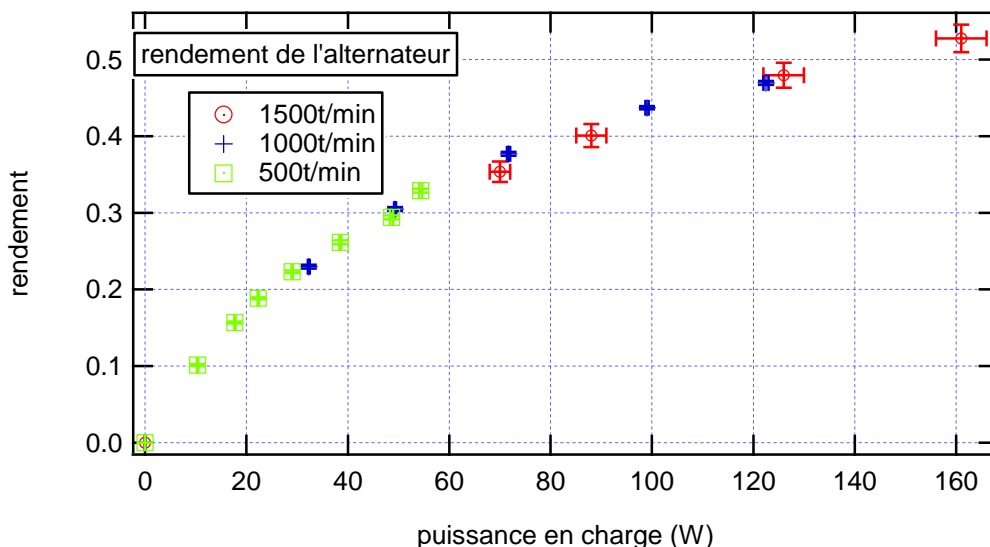
- la puissance fournie sur l'arbre de rotation  $P_u$ . Cette puissance peut être obtenue connaissant les pertes fer et mécanique du moteur à courant continu d'entraînement  $P_{f+m MCC}$  (mesures faites préalablement, alors que le moteur à courant continu n'était pas associé, sur l'arbre de rotation, à l'alternateur synchrone... pour ces données, Cf la notice du banc) ainsi que ses pertes Joule  $P_{J MCC}$ , si on mesure la puissance électrique qu'il absorbe  $P_{abs}$  au wattmètre. On a alors  $P_s = P_{abs} - P_{f+m MCC} - P_{J MCC}$
- la puissance absorbée dans l'inducteur  $P_i = R_{excit} \cdot I_{excit}^2$  ( $R_{excit}$  a été mesurée égale à  $479\Omega$ ).
- la puissance électrique récupérée dans la charge :  $P_{out}$

Le rendement est alors donné par

$$\eta = \frac{P_s}{P_u + P_i}$$

Les pertes dans l'alternateur sont donc des pertes Joule dans l'excitation (inducteur), des pertes Joule dans l'induit (chaque phase a une résistance de  $13,2\ \Omega$ ), des pertes mécanique dans la machine synchrone (ventilation...), ainsi que des pertes fer dans l'induit (pas dans l'inducteur car le flux ne varie pas dans son référentiel). Pour ne pas faire apparaître les pertes fer dans l'induit, il suffit de tester le système sans alimenter l'inducteur et comparer à ce qu'on voit à la même vitesse quand l'inducteur est alimenté.

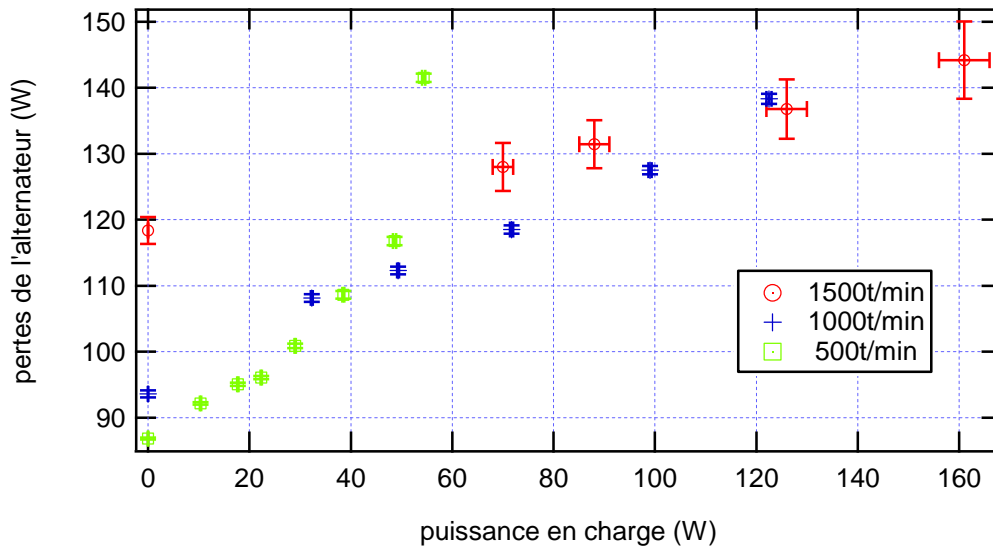
Expérimentalement, en calculant le rendement comme indiqué par la formule précédente pour trois vitesses différentes, on obtient les évolutions suivantes :



Le rendement tend vers une valeur proche de 60% pour la puissance nominale. C'est convenable pour une machine de faible puissance. Plus la vitesse de travail est faible, moins on peut atteindre des puissances de charge fortes. En effet, à basse vitesse, le courant dans le moteur d'entraînement augmente plus vite et on est vite limité par la valeur nominale.

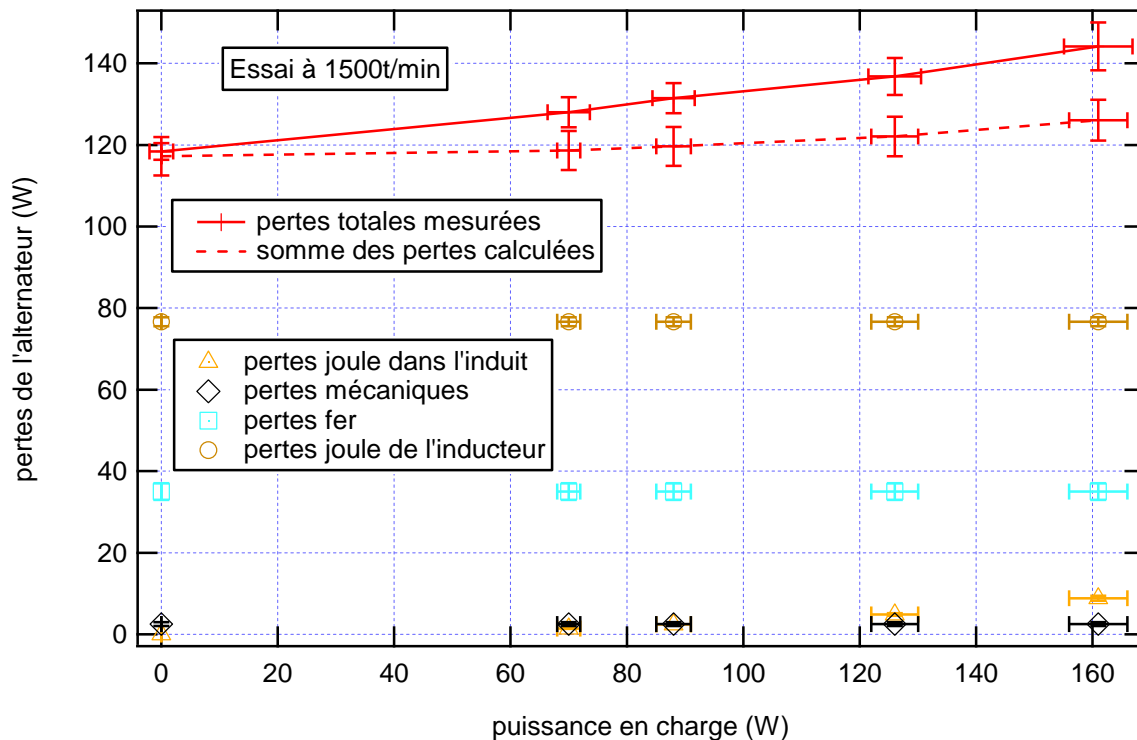
Si on s'intéresse aux pertes dans l'alternateur en fonction de la puissance transférée à la charge, on obtient les allures suivantes :





Plus la vitesse est faible, plus l'augmentation des pertes avec la puissance de charge est rapide. Cette évolution vient du fait qu'à plus basse vitesse pour la même puissance en charge, on travaille à plus faible tension, donc à plus fort courant et les pertes joule ont un effet plus important.

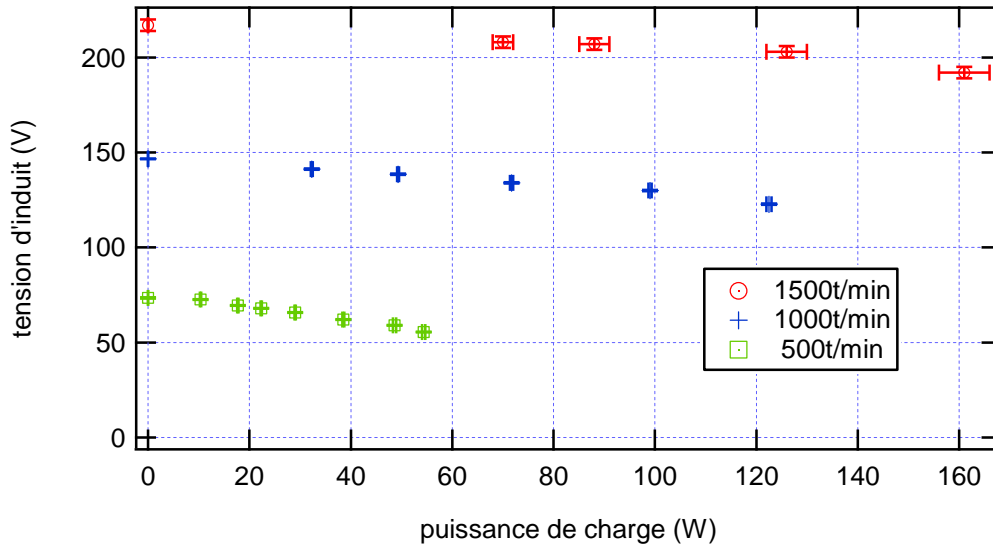
Par exemple, à 1500t/min, si on essaie de détailler les causes de pertes, on obtient les courbes suivantes :



Seules les pertes Joule évoluent avec la charge d'après notre modèle initial. On constate que les pertes joule dans l'inducteur sont les plus importantes. Les pertes fer sont également assez importantes. Les pertes joule augmentent avec la charge mais restent modérées pour les puissances de charge explorées. Les pertes mécaniques de l'alternateur sont négligeables devant les autres sauf les pertes joule à très faible charge.

Si on compare les pertes mesurées directement, et la somme des pertes calculées séparément, on constate que les deux courbes ne se correspondent pas.

Par ailleurs, si on s'intéresse à la tension induite en fonction de la puissance dissipée dans la charge, on constate qu'à vitesse de rotation donnée, elle diminue, ce qui est logique, compte tenu de l'impédance de sortie de l'induit. A charge donnée, comme à vide, on constate que la tension est d'autant plus importante sur l'induit que la vitesse de rotation est élevée.



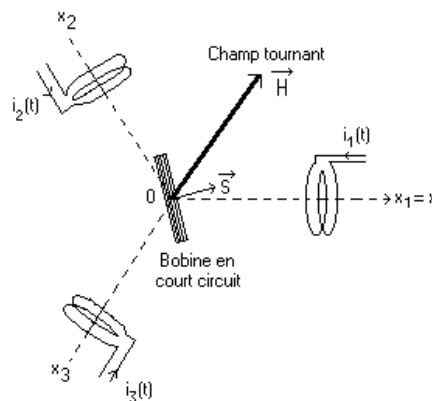
## II.2. Les machines asynchrones triphasées.

Les machines asynchrones sont des machines à courant alternatif très répandues. On les utilise dans de nombreux dispositifs domestiques (machines à laver, sèche-linge, tondeuse électrique...etc), ainsi que dans des dispositifs industriels (machine outil...). Elles sont également utilisées pour la traction ferroviaire dans les derniers modèles de TGV (TGV nord).

### II.2.1. Expérience préliminaire.

#### Aspect qualitatif.

On place une bobine plate dans une zone dans laquelle on a créé un champ tournant  $H$ . Cette bobine a pour axe de rotation l'axe du champ tournant (perpendiculaire au plan de la figure). Sa résistance est  $R$  et son inductance  $L$ .



- Considérons la spire initialement au repos. En raison du champ tournant, elle va intercepter un flux variable dans le temps et sera par conséquent siège de f.e.m. induites. On va donc avoir apparition d'un courant induit qui va s'opposer à la cause qui lui a donné naissance, i.e. la variation de flux. La spire va donc se mettre en mouvement et tendre vers la vitesse de rotation du champ tournant.

- Cependant, en se rapprochant de cette vitesse, la variation de flux diminue et le couple à l'origine de l'accélération décroît progressivement. La spire va finir par se stabiliser à une vitesse proche de la vitesse de rotation du champ tournant (vitesse fixée par les frottements sur l'axe de rotation). La vitesse à laquelle la spire finit par tourner est fixée par le couple de frottement vu par la bobine...

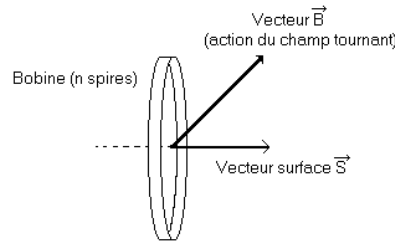
rq : Si la spire avait été initialement lancée à une vitesse supérieure à celle du champ tournant, on aurait eu apparition d'un couple de freinage et elle aurait été ralentie. Dans le cas d'une vitesse rigoureusement égale à la vitesse de synchronisme, il n'y a plus d'induction dans la spire et le moment du couple est nul.

#### Aspect quantitatif: allure du couple moyen appliqué à la bobine.

- Flux dans une spire.

Supposons que le champ tournant  $\mathbf{H}$  (rotation à  $\omega_0$ ) soit à l'origine d'une induction  $\mathbf{B}$  dans la zone de la bobine. Si cette dernière comporte  $n$  spires, le flux à travers l'une d'entre elles, de surface  $S$ , sera de la forme

$$\Phi = \iint_S \vec{B} \cdot d\vec{S}$$



Pour simplifier, nous allons supposer que  $\mathbf{B}$  est homogène sur toute la surface  $S$ . On notera  $\theta(t)$ , l'angle entre les vecteurs  $\mathbf{B}$  et  $\mathbf{S}$  (on prend  $\theta$  nul à l'instant initial). La spire tourne à la vitesse  $\omega$ . On peut alors écrire que :

$$\Phi(t) = B.S.\cos\theta(t) = \Phi_0.\cos[(\omega_0 - \omega).t]$$

**• Fem induite dans la bobine.**

La force électromotrice induite dans la bobine plate est alors donnée par

$$e(t) = -n.\frac{d\Phi}{dt} = n.\Phi_0.(\omega_0 - \omega).\sin[(\omega_0 - \omega).t] = \Phi_m.(\omega_0 - \omega).\sin[(\omega_0 - \omega).t]$$

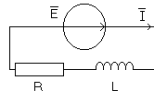
rq : pour travailler en complexes par la suite, on notera plutôt

$$e(t) = \Phi_m.(\omega_0 - \omega).\cos\left[(\omega_0 - \omega).t - \frac{\pi}{2}\right]$$

rq : On constate que la pulsation de cette fem est donnée par le glissement angulaire du champ tournant sur la bobine. En absence de glissement, il n'y a pas de fem induite.

**• Courant induit.**

On est alors ramené à l'étude d'un circuit électrique simple fonctionnant en régime sinusoïdal à la pulsation  $[\omega_0 - \omega]$ .



En travaillant en notations complexes, on peut déterminer le courant  $i(t)$  induit. En effet, la loi des mailles donne

$$\bar{E} = R.\bar{I} + j.L.(\omega_0 - \omega).\bar{I} \quad \text{soit} \quad -j.\Phi_m.(\omega_0 - \omega) = [R + j.L.(\omega_0 - \omega)]\bar{I}$$

Si on note  $i(t) = I_m.\cos[(\omega_0 - \omega).t + \varphi]$ , on aura donc

$$I_m = \frac{\Phi_m.|\omega_0 - \omega|}{\sqrt{R^2 + L^2.(\omega_0 - \omega)^2}} \quad \text{et} \quad \sin\varphi = \frac{(\omega_0 - \omega)}{|\omega_0 - \omega|} \cdot \frac{-R}{\sqrt{R^2 + L^2.(\omega_0 - \omega)^2}}$$

**• Moment magnétique équivalent.**

La bobine parcourue par le courant induit  $i(t)$  est équivalente à un moment magnétique  $\mathbf{M}$ . Si  $\mathbf{S}$  est le vecteur surface de la bobine plate, on a

$$\vec{M} = n.i(t).\vec{S}(t)$$

**• Moment du couple**

Le moment du couple électromagnétique de la bobine de Moment  $\mathbf{M}$  plongée dans une zone soumise à une Induction  $\mathbf{B}$  (résultant du champ tournant) est noté  $C_{em}$  et

$$\vec{C}_{em} = \vec{M} \wedge \vec{B} = n.i(t).\vec{S} \wedge \vec{B}$$

On a donc

$$C_{em} = M.B.\sin\theta(t)$$

où  $\theta$  est l'angle défini en début de paragraphe.

$$C_{em} = n.B.S.I_m.\cos[\theta(t) + \varphi]\sin\theta(t) = \frac{1}{2}.\Phi_m.I_m.[\sin(2.\theta(t) + \varphi) - \sin\varphi]$$

Nous obtiendrons donc un couple moyen

$$\langle C_{em} \rangle = -\frac{\Phi_m \cdot I_m \cdot \sin \varphi}{2} = -\frac{\Phi_m}{2} \cdot \frac{\Phi_m |\omega_0 - \omega|}{\sqrt{(R^2 + L^2 \cdot (\omega_0 - \omega)^2)}} \left( \frac{\omega_0 - \omega}{|\omega_0 - \omega|} \right) \cdot \frac{-R}{\sqrt{(R^2 + L^2 \cdot (\omega_0 - \omega)^2)}}$$

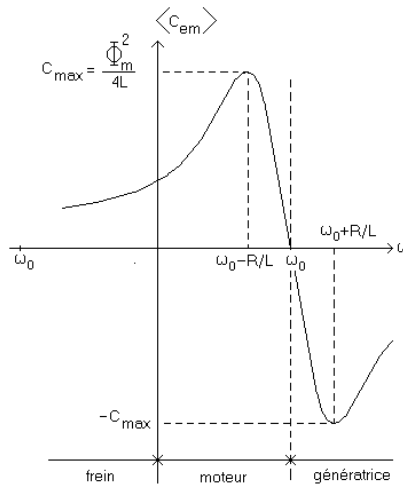
soit plus simplement

$$\langle C_{em} \rangle = \frac{\Phi_m^2 \cdot R}{2} \cdot \frac{(\omega_0 - \omega)}{R^2 + L^2 \cdot (\omega_0 - \omega)^2}$$

On peut aussi écrire que

$$\langle C_{em} \rangle = \frac{\Phi_m^2}{2 \cdot L} \cdot \frac{1}{\frac{R/L}{(\omega_0 - \omega)} + \frac{(\omega_0 - \omega)}{R/L}}$$

L'allure du moment moyen du couple en fonction de  $\omega$  est la suivante



Cette fonction appelle plusieurs remarques :

- On constate que R doit être la plus faible possible si on veut que la zone quasi-linéaire autour de  $\omega_0$  soit la plus pentue possible (variation de vitesse la plus faible possible quand la charge mécanique évolue).
- En revanche, le couple de démarrage (à  $\omega=0$ ) sera d'autant plus important que R est élevée. En effet, dans le cas où la courbe de couple est très pentue au voisinage de  $\omega_0$ , on montre que le couple de démarrage (quand  $\omega=0$ ) s'écrit

$$C_d = \frac{\Phi_m^2}{2 \cdot L^2 \cdot \omega_0} \cdot R$$

C'est en fonction de ces remarques que l'on comprendra la raison des différentes astuces techniques permettant d'avoir un R important au démarrage et faible en régime permanent. Par ailleurs, le système étant à flux forcé (Cf cours sur le transformateur), le flux  $\Phi_m$  est proportionnel à la tension d'alimentation, ce qui signifie que le couple de démarrage évolue comme le carré de cette tension.

- Le moment maximum du couple ne dépend pas de la résistance de la bobine mais seulement de son inductance et du flux dans la spire. On cherchera donc à maximiser ce dernier, d'où l'intérêt de canaliser les lignes de champ magnétique vers le circuit rotorique dans les machines réelles...

rq : La structure que nous venons de décrire n'est pas celle des machines asynchrones industrielles. Nous verrons que le circuit siège des courants induits est plus complexe dans ce cas. Cependant, on pourra toujours se ramener, en première approximation, à un circuit de type (R,L), même si ces grandeurs ne se calculent pas facilement en fonction des paramètres de construction.

### II.2.2. Structure de la machine asynchrone triphasée.

Une fois encore, on va distinguer le stator et le rotor. Comme dans les machines synchrones, le champ tournant est créé par le stator. En revanche, nous allons voir que la structure du rotor est très différente.

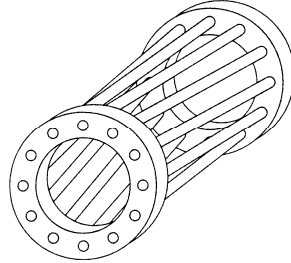
#### • Le stator.

Le stator a une structure proche de celle des machines synchrones avec un bobinage triphasé distribué dans des encoches creusées dans un circuit magnétique doux destiné à canaliser le flux magnétique. C'est lui qui va créer le champ tournant.

- Le rotor.

Le bobinage du rotor est le siège des courants induits. Il s'agit d'un circuit fermé supportant de très forts courants. On distingue principalement deux types de structures de rotors.

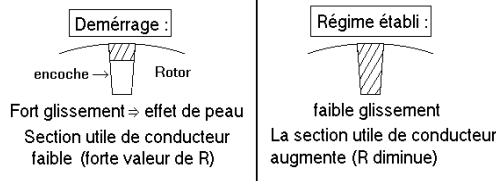
Il peut être réalisé à partir de **bobinages** (on a alors des bornes qui donnent accès à ce circuit, afin de pouvoir en modifier la résistance, ce qui est utile notamment au démarrage). En pratique, il faut donc faire le court-circuit soi-même. C'est la structure qui ressemble le plus à celle qui a été décrite précédemment. Il peut être également formé par une **cage**, réalisée à partir de barres en aluminium fixées entre deux anneaux.



C'est la structure la plus robuste. Elle est utilisée dans les machines de faible puissance (moins de 10 kW), c'est à dire essentiellement destinées aux applications domestiques.

Dans les deux cas, le circuit électrique est associé à un circuit magnétique qui doit canaliser le flux.

rq: Il faut noter que dans le cas de certaines machines à cage, cette dernière est réalisée afin de présenter une résistance qui dépend de l'état de la machine. Au démarrage, le glissement est important, ce qui occasionne un effet de peau sur le rotor. Seule la partie externe de la barre va intercepter des variations de flux et donc être le siège de courants induits. la cage présente donc une résistance importante (section moindre). Lorsque la machine est en régime permanent (faible glissement), l'effet de peau est moins important et la barre est disposée dans le circuit magnétique afin de conduire électriquement sur toute sa section. On utilise cette astuce afin d'avoir une résistance de l'induit importante au démarrage, ce qui assure un meilleur couple à cet instant. En régime permanent, on a, au contraire, intérêt à avoir une cage de résistance la plus faible possible, afin d'avoir une vitesse de rotation qui dépend le moins possible de la charge mécanique.



rq : Dans le cas d'une machine synchrone à rotor bobiné, on doit associer un rhéostat de démarrage triphasé, de quelques Ohms sur chaque phase pour pouvoir avoir un couple de démarrage important et pour limiter les courants induits au rotor. Ce rhéostat est ramené à zéro une fois la machine en régime permanent.

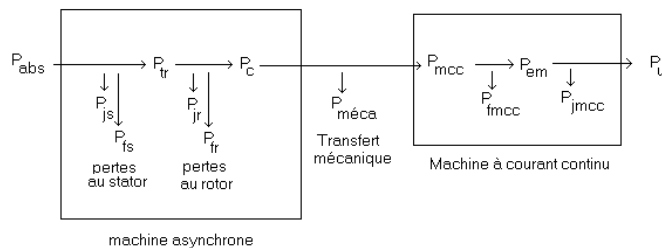
rq: L'existence de phénomènes inductifs au stator et au rotor impose que les deux circuits magnétiques soient feuilletés.

### II.2.3. Etude expérimentale du fonctionnement de la machine asynchrone triphasée.

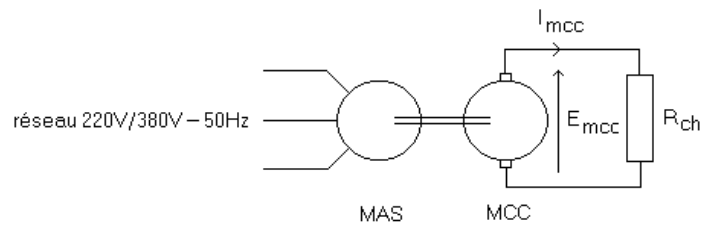
- Présentation du dispositif expérimental.

Le banc utilisé permet de faire fonctionner une machine asynchrone et une machine à courant continu associées mécaniquement sur le même arbre. La machine asynchrone disponible est une machine triphasée à un paire de pôles. Elle s'alimente à partir d'une source triphasée 220V/380V disponible dans la salle d'électricité et a une vitesse de synchronisme de 3000 t/min. La machine à courant continu supporte 4,4A maximum en régime permanent...il faudra donc être très vigilant sur ce point.

Quand l'une des machines fonctionnera en moteur, l'autre fonctionnera en génératrice et inversement. Si on suppose que l'énergie électrique est fournie à la machine asynchrone (moteur) et restituée, en partie, en sortie de la machine à courant continu (génératrice), alors, on assiste aux transferts d'énergie présentés sur la figure suivante :



Electriquement, cela revient à étudier le système suivant :



• Relation de base sur la MCC en régime permanent :

La machine à courant continu sera étudiée plus tard dans ce cours. Nous allons donner les relations les plus importantes associées à cette machine.

Le couple électromécanique de la MCC et donné par

$$C_{em} = K \cdot I_{mcc}$$

En régime permanent, on a

$$E_{mcc} = E_v - R_{mcc} \cdot I_{mcc} = K \cdot \Omega - R_{MCC} \cdot I_{mcc}$$

K est le coefficient de couplage électromécanique reliant couple et courant ou tension à vide et vitesse de rotation.  $R_{mcc}$  est la résistance d'induit de la machine à courant continu.  $E_v$  est la force électromotrice à vide de la machine.  $\Omega$  est la vitesse de rotation de cette dernière.

• Relation entre les grandeurs électriques et mécaniques, point de fonctionnement.

Si l'arbre tourne à la vitesse  $\Omega$  et que la machine à courant continu (de coefficient de couplage électromécanique K et de résistance d'induit  $R_{mcc}$ ) débite sur une charge  $R_{ch}$ , alors cette dernière applique un couple électromécanique résistant de la forme

$$C_{em} = K \cdot I_{mcc} = \frac{K^2}{(R_{ch} + R_{mcc})} \cdot \Omega$$

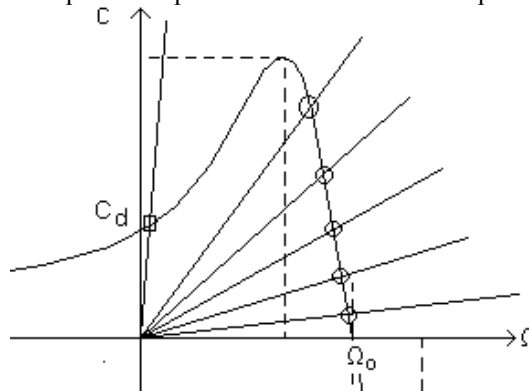
Expérimentalement, avec le banc utilisé, on trouve une évolution linéaire, en mesurant la tension sur la génératrice à courant continu à vide pour différentes valeurs de tension d'alimentation de la machine asynchrone

On en déduit

$$K = 0,11 \text{ V/Hz} \text{ ou } K = 0.218 \text{ V/(rad/s)}$$

La puissance disponible sur l'arbre de rotation, est la somme de la puissance électromécanique dans la machine à courant continu avec les pertes fer et mécaniques de cette dernière. Le couple utile sur l'arbre de rotation est donc la somme du couple électromécanique de la MCC avec le couple de pertes fer et mécanique de cette dernière.

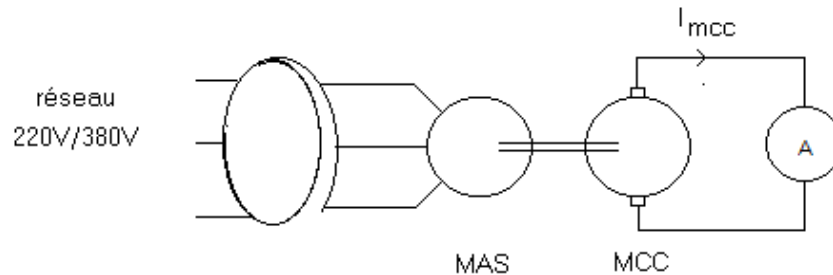
Si on néglige le couple de pertes fer et mécaniques de la machine à courant continu, le couple moteur de la machine asynchrone est proche de  $C_{em}$ . En mesurant le courant  $I_{mcc}$ ,  $\Omega$  pour plusieurs valeurs de  $R_{ch}$ , connaissant K, on va pouvoir tracer la caractéristique de couple en fonction de la vitesse pour la machine asynchrone.



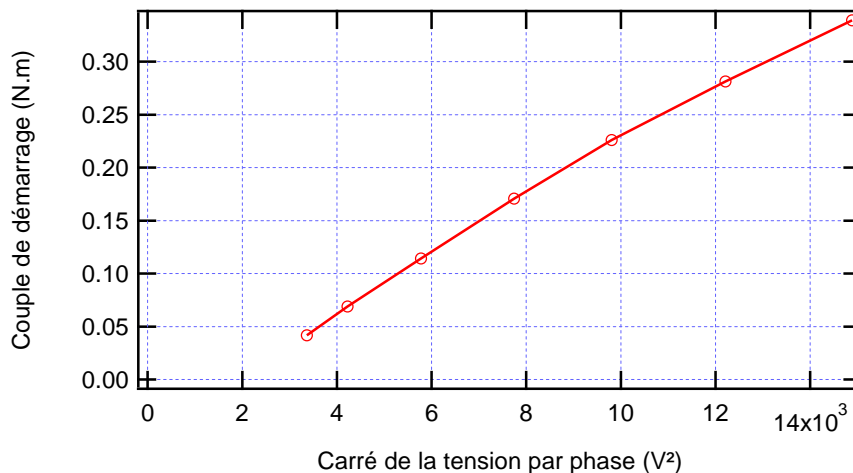
Les points entourés d'un cercle correspondent à différents points de fonctionnement obtenus pour une tension d'alimentation donnée de la machine asynchrone, en faisant varier le couple de charge mécanique appliqué par la machine à courant continu (on modifie  $R_{ch}$ ). Dans le cas particulier où la MCC est branchée sur un court circuit, la caractéristique de charge est pratiquement verticale ce qui donne une valeur approchée du couple de démarrage (point entouré d'un carré). Pour ce dernier essai, on travaillera à des tensions d'alimentation de la MAS suffisamment faibles, afin d'éviter d'avoir un courant dépassant les valeurs admissibles par la machine à courant continu...

- Démarrage de la machine : évolution du couple de démarrage avec la tension d'alimentation.

L'intérêt de cette expérience est de mesurer un paramètre important pour un moteur, le couple de démarrage qui permet d'expliquer pourquoi une machine asynchrone démarre sans assistance. Nous allons vérifier la corrélation existant entre couple de démarrage et tension d'alimentation.



Expérimentalement, pour déterminer le couple de démarrage, on place la tension d'alimentation  $V$  du moteur asynchrone à 0, on met la MCC en court circuit (placer un ampèremètre) puis on augmente progressivement  $V$ , en mesurant  $I$  dans la machine à courant continu (en faisant très attention à ne pas dépasser la valeur maximale supportable). On constate que la machine finit toujours par tourner ce qui signifie que l'on tend à surestimer le couple de démarrage. En traçant les valeurs de couple obtenues en fonction du carré de la tension d'alimentation, on obtient :

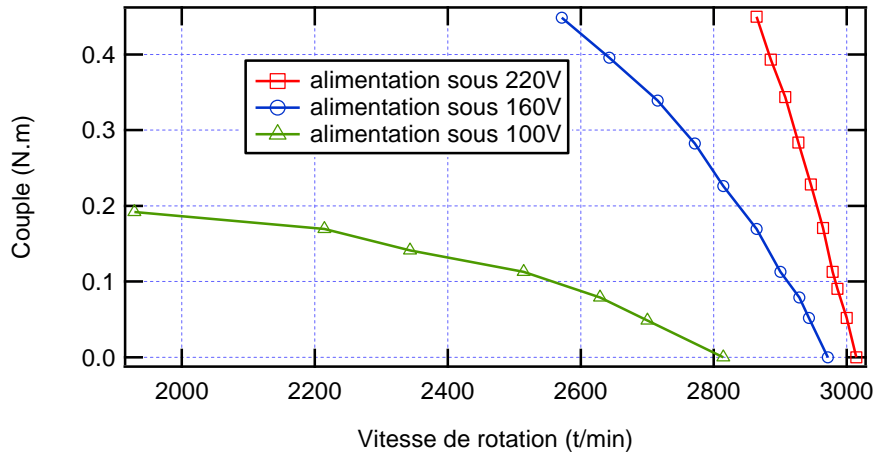


Théoriquement, pour une machine simplifiée (celle du paragraphe sur la spire placée dans un champ tournant), on s'attendrait à avoir, pour le couple de démarrage, qui est proportionnel au carré du flux maximal créé par le champ tournant. Dans un système à flux forcé, le flux est proportionnel à la tension d'alimentation. On doit donc avoir un couple de démarrage qui évolue comme le carré de la tension d'alimentation.

Même si la linéarité est expérimentalement mise en défaut (il faut garder à l'esprit toutes les approximations faites sur le modèle utilisé !), on constate bien une augmentation rapide du couple de démarrage avec la tension d'alimentation. Pour une tension suffisante, le démarrage de la machine asynchrone triphasée sera autonome... Par ailleurs, ce que l'on relève réellement, c'est le couple de démarrage de la machine asynchrone, auquel on a ôté le couple de pertes fer de la MCC (faibles étant donné la vitesse de rotation) et surtout le couple de pertes mécaniques, ce qui tend à décaler la courbe vers le bas.

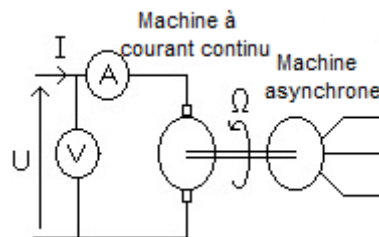
- Relevé de la caractéristique de couple/vitesse (on fait varier la charge mécanique).

Nous allons supposer que le couple électromécanique au niveau de la génératrice à courant continu est égal au couple utile sur l'arbre de rotation (on néglige donc les pertes fer de la machine à courant continu et les pertes mécaniques sur l'arbre). Lors de cet essai, on alimente la machine asynchrone sous une tension  $V$  fixée par phase (tension entre phase et neutre). Pour plusieurs charges  $R_{ch}$  de la génératrice à courant continu, on relève la vitesse de rotation et le courant qui traverse cette dernière ce qui nous donne le couple utile sur l'arbre (aux pertes près...). Cette procédure a été exécutée pour différentes valeurs de  $V$ , ce qui nous donne à chaque fois une courbe (couple/vitesse).

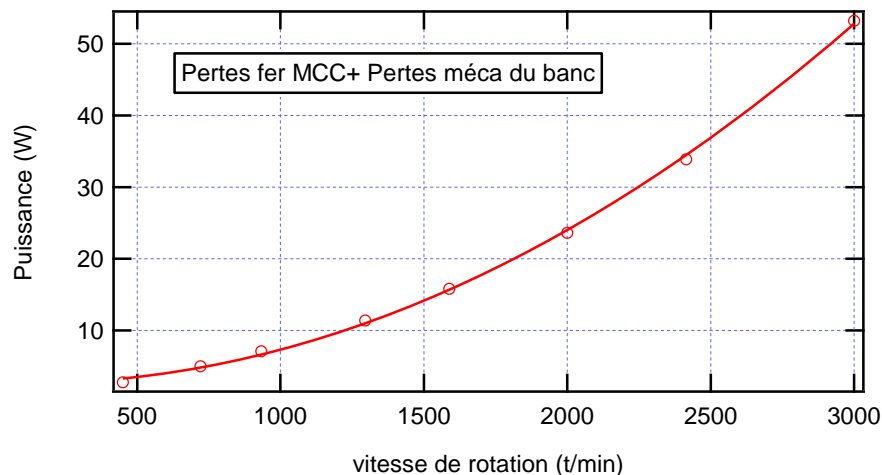


On constate que l'allure est conforme à ce qui avait été prévu. La valeur du couple maximum que peut atteindre la machine augmente effectivement avec la tension d'alimentation (on peut l'estimer sous 100V, mais il est inaccessible à 220V si on veut garder la machine en état). Par ailleurs, sous tension nominale (220V par phase), on constate que la vitesse de rotation fluctue peu en valeur relative, contrairement à ce qui se passe quand on alimente la machine sous faible tension.

La puissance utile réellement disponible sur l'arbre de rotation est en fait la somme de la puissance électromécanique disponible sur la génératrice à courant continu et des pertes fer et mécaniques de la machine à courant continu. Pour tenir compte des pertes fer et mécanique de la machine à courant continu, on peut les mesurer en réalisant le circuit suivant :



Sur la figure suivante, on a mesuré, par un essai à vide sur la machine à courant continu à différentes vitesses, la somme des pertes fer de la machine à courant continu et des pertes mécaniques de l'ensemble du banc, ce qui diffère peu des pertes précédemment évoquées

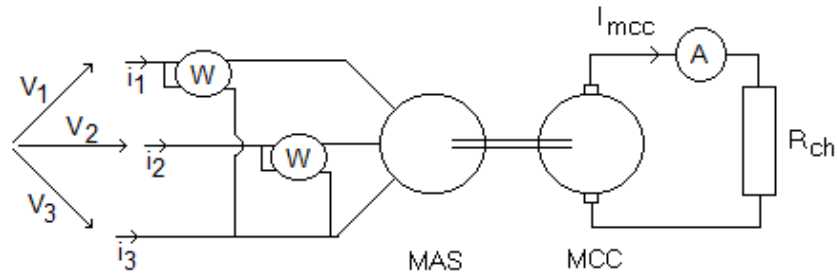


On pourrait utiliser cette courbe pour définir plus précisément la puissance utile en ajoutant les pertes à la vitesse considérée, à la puissance électromécanique.

• Rendement.

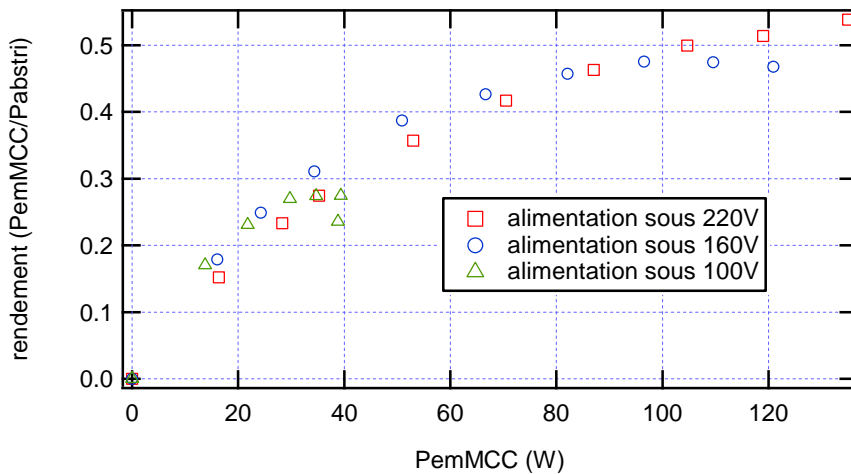
Comme pour tout système destiné à transférer une puissance, on peut observer l'évolution du rendement en fonction de la puissance transférée. Pour ça, on réalise le circuit suivant :





La somme algébrique de la lecture des deux wattmètres donnent la puissance d'entrée et la mesure du courant dans la MCC, la mesure de la vitesse par la dynamo tachymétrique et la connaissance du coefficient de couplage électromécanique K de la MCC donnent la puissance électromécanique dans la MCC, assimilable à la puissance utile sur l'arbre, en négligeant les pertes fer et mécanique de la MCC.

Pour différentes valeurs de la tension efficace d'entrée on a relevé le rendement (rapport entre la puissance électromécanique de la MCC et la puissance absorbée sur le triphasé).



On constate que le rendement est faible pour une machine électrique (il reste inférieur à 60% quel que soit la tension d'alimentation). La machine asynchrone étudiée est de faible puissance nominale (180W). Pour de telles machines, il n'est pas indispensable d'avoir un très bon rendement, car les échauffements résultants des pertes sont sans danger pour le système. La qualité de la machine (structure, matériau, mécanique) est donc moindre, ce qui conduit à des pertes relativement importantes par rapport à la puissance transférée et donc à un rendement médiocre.

On constate que le rendement maximum diminue quand on diminue la tension d'alimentation. En effet, dans ce cas, les pertes fer dans le rotor de la machine asynchrone baissent un peu au rotor (moins de flux sous la même fréquence), mais elles augmentent fortement au rotor (la variation de flux au rotor a pour pulsation la pulsation définie par la différence de vitesse entre le champ tournant et le rotor qui augmente quand la tension d'alimentation diminue). Dans un même temps, la puissance utile en sortie diminue.

Il faut noter que quand on change la charge, ou quand on change la tension d'entrée, la vitesse varie, ce qui complique l'interprétation des courbes de rendement.

Remarque : *méthode des deux wattmètres*

Dans la manipulation précédente, on a récupéré la puissance absorbée sur les trois phases avec seulement deux wattmètres. Ceci est possible quand trois fils seulement sont utilisés pour alimenter la machine (ou que le système est équilibré), c'est-à-dire quand

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0$$

La puissance recherchée est

$$P_{abs} = \langle v_1 i_1 + v_2 i_2 + v_3 i_3 \rangle$$

$$\text{Les deux wattmètres donnent } \begin{cases} \langle w_1(t) \rangle = \langle (v_1 - v_3) i_1 \rangle \\ \langle w_2(t) \rangle = \langle (v_2 - v_3) i_2 \rangle \end{cases}$$

Au total, on a  $W = \langle w_1 + w_2 \rangle = \langle v_1 i_1 + v_2 i_2 - v_3 (i_1 + i_2) \rangle = \langle v_1 i_1 + v_2 i_2 + v_3 i_3 \rangle$  ce qui est bien ce qui est attendu.

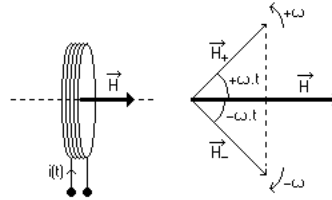
**II.2.4. Machine asynchrone monophasée.**

Ces machines fonctionnent sur le même principe que les machines triphasées, sauf que cette fois, il va falloir créer le champ tournant avec une seule phase.

• Création d'un champ tournant à partir d'un système monophasé : théorème de Leblanc.

On considère un bobinage d'axe Ox parcouru par un courant  $i(t)$  sinusoïdal de valeur efficace  $I$  et de pulsation  $\omega$ . Ce dispositif permet de créer un champ sur l'axe Ox défini par

$$\vec{H} = H_m \cdot \cos(\omega t) \cdot \vec{u}_x$$



Considérons deux champs  $H_+$  et  $H_-$  de norme constante  $H_m/2$  qui tournent en sens inverse à des vitesses  $\omega$  et  $-\omega$ . On constate alors que

$$\vec{H}_+ + \vec{H}_- = \left[ \frac{H_m}{2} \cdot \cos(\omega t) \cdot \vec{u}_x + \frac{H_m}{2} \cdot \sin(\omega t) \cdot \vec{u}_y \right] + \left[ \frac{H_m}{2} \cdot \cos(-\omega t) \cdot \vec{u}_x + \frac{H_m}{2} \cdot \sin(-\omega t) \cdot \vec{u}_y \right]$$

soit

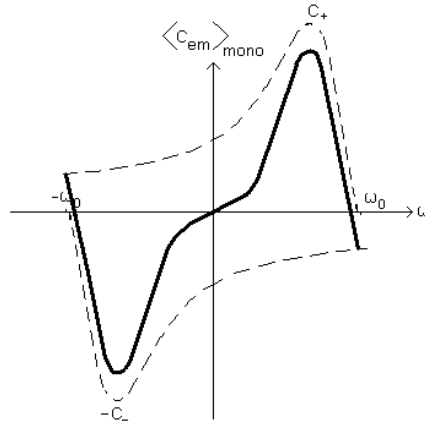
$$\vec{H}_+ + \vec{H}_- = H_m \cdot \cos(\omega t) \cdot \vec{u}_x = \vec{H}$$

Théorème de Leblanc:

Un bobinage alimenté par un courant  $i(t)$  sinusoïdal de pulsation  $\omega$  crée un champ  $\vec{H} = H_m \cdot \cos(\omega t) \cdot \vec{u}_x$  qui est équivalent à la somme de deux champs de norme constante  $H_m/2$  qui tournent en sens inverse aux vitesses  $\omega$  et  $-\omega$ .

• Application à la machine monophasée.

On peut donc considérer que la machine monophasée est la superposition de deux machines triphasées de vitesses de synchronisme  $\omega_0$  et  $-\omega_0$ . Elles fournissent chacune un moment de couple  $C_+$  et  $C_-$  tendant à faire tourner la machine dans des sens opposés. Le moment global est donc la différence des deux, ce qui conduit à la caractéristique suivante :



rq : Cette machine ne peut pas démarrer seule (couple de démarrage nul !). Elle devra donc être assistée lors de son démarrage. Pour cela, on associe au bobinage principal, un second bobinage. Il permet d'avoir un fonctionnement proche d'un régime diphasé et qui permet le lancement de l'ensemble. Il ne s'agit pas pour autant d'une vraie machine diphasée dans la mesure où le bobinage de démarrage n'est pas dimensionné comme le bobinage principal et ne joue un rôle notable qu'au lancement.

• Les machines monophasées ont des rendements médiocres (champ tournant glissant en sens inverse du sens de rotation qui implique l'existence de courants de Foucault importants). C'est pourquoi elles ne sont utilisées que pour des faibles puissances. Leur principal intérêt, est qu'elles sont adaptées à la forme de distribution d'énergie chez les particuliers. C'est donc ce type de moteur asynchrone qu'un particulier est le plus susceptible d'utiliser.

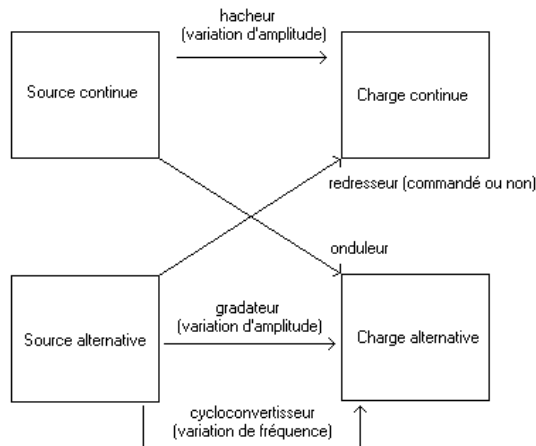
## Exemples de convertisseurs statiques d'énergie électrique/électrique

L'énergie électrique utilisée dans l'industrie et chez les particuliers provient principalement du réseau triphasé (excepté les piles, les batteries...). Or les dispositifs utilisant cette énergie ne fonctionnent que très rarement sous formes d'ondes sinusoïdales à 50 Hz.

Les convertisseurs statiques doivent donc permettre de transformer la forme de la puissance délivrée par la source afin de la rendre utilisable de façon optimale par la charge. Cette transformation est, à l'heure actuelle, effectuée par des systèmes complexes, réalisés à partir de composants électroniques utilisés comme interrupteurs.

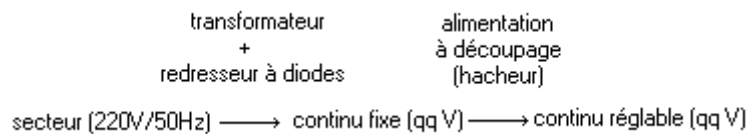
Pour fonctionner correctement, ces systèmes doivent fréquemment être associés à des filtres.

### Exemples de convertisseurs.

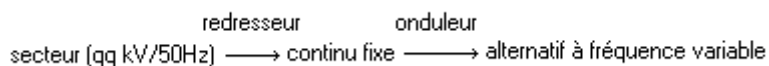


### Exemples d'applications.

- Alimentation d'une carte d'ordinateur :



- traction ferroviaire avec moteur à courant alternatif :



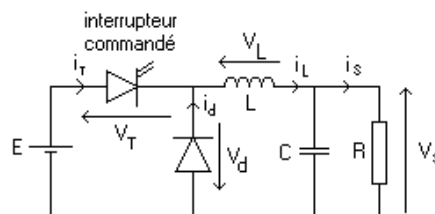
### I. Exemple de conversion continu-continu : le hacheur série.

Les convertisseurs continu-continu ont pour fonction de fournir une tension continue variable à partir d'une tension continue fixe. La tension continue de départ peut être un réseau alternatif redressé et filtré, une batterie d'accumulateurs, une alimentation stabilisée...

On distingue deux types de convertisseurs continu-continu. Ceux qui sont non isolés, que l'on appellera hacheurs, et ceux qui comportent un transformateur assurant l'isolation galvanique, que l'on appelle alimentations à découpage (cas des alimentations de PC...).

Nous allons nous contenter d'étudier un exemple de structure, celle du hacheur série.

#### **I.1. Schéma de principe.**



Dans le système présenté sur la figure, le hacheur est constitué par l'interrupteur commandé (avec sa commande) et par la diode. La charge est constituée par la résistance R. Les éléments L et C forment un filtre

dont le but est de limiter l'ondulation résultant du découpage sur la tension et le courant de sortie. Il est indispensable pour une bonne conversion.

Si ces éléments sont correctement calculés, on peut supposer que  $i_s$  et  $v_s$  sont continus (on néglige l'ondulation résiduelle). L'ensemble (filtre + charge) peut être composé différemment, mais nous raisonnerons sur cet exemple par la suite.

### 1. 2. Fonctionnement.

Le cycle de fonctionnement, de période de hachage  $T$  ( $T=1/f$ ), comporte deux étapes.

Lors de la première, on rend le transistor passant et la diode, polarisée en inverse, est bloquée. Cette phase dure de  $0$  à  $\alpha.T$ , avec  $\alpha$  compris entre  $0$  et  $1$ .  $\alpha$  est appelé rapport cyclique.

Lors de la seconde, on bloque le transistor. La diode devient passante. Cette phase dure de  $\alpha.T$  à  $T$ .

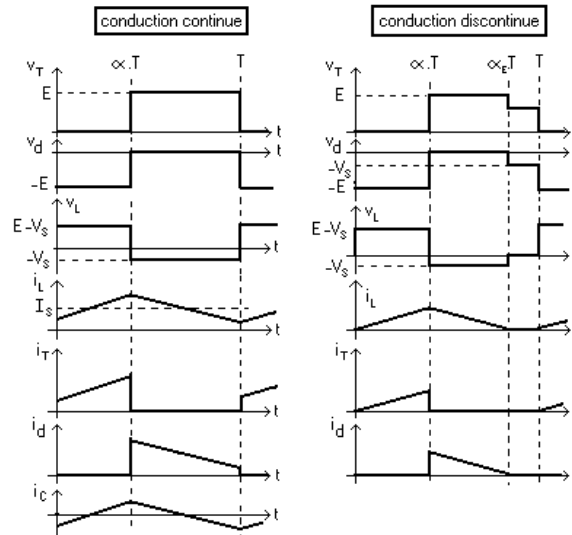
### 1. 3. Formes d'ondes.

Nous allons être amenés à distinguer deux cas : la **conduction continue** et la **conduction discontinue**.

- Dans le premier, le courant de sortie moyen est suffisamment fort et le courant dans l'inductance ne s'annule jamais, même avec l'ondulation due au découpage.

- Dans le second, le courant de sortie moyen est bien entendu positif, mais, en raison de sa faible valeur moyenne, l'ondulation du courant dans l'inductance peut amener ce dernier à s'annuler. Or, les interrupteurs étant unidirectionnels, le courant ne peut changer de signe et reste à  $0$ .

Les formes d'ondes données maintenant supposent que les composants sont tous parfaits et que tension et courant de sortie,  $v_s$  et  $i_s$ , peuvent être assimilés à leur valeur moyenne (ondulations de sortie négligées).



### 1. 4. Tension moyenne et ondulation de tension et de courant.

Nous allons désormais représenter les grandeurs par des lettres minuscules, leurs valeurs moyennes par des lettres majuscules et l'ondulation par une minuscule surmontée de  $\sim$ . Pour une grandeur  $a(t)$  quelconque, on aura donc

$$a = A + \tilde{a}$$

- valeur moyenne de la tension de sortie.

$V_s = -V_L - V_d$  soit  $V_s = -V_d$  car la tension moyenne aux bornes d'une inductance, en régime périodique, est nulle.

En **conduction continue**, on a  $V_s = \alpha.E$  alors qu'en **conduction discontinue**  $V_s = \frac{\alpha}{\alpha_E}.E$  (car

$$V_s = -V_d = \alpha.E + (1 - \alpha_E).V_s).$$

- remarque concernant  $i_L$ .

**La pente de  $i_L$**  est  $(E-V_s)/L$  de  $0$  à  $\alpha.T$  et  $(-V_s)/L$  de  $\alpha.T$  à  $\alpha_E.T$  (on suppose pour cela que l'ondulation de tension de sortie est négligeable) et dans le cas de la conduction continue,  $\alpha_E=1$ .

En effet, on a  $v_L = L \frac{di_L}{dt}$  avec  $v_L=E-V_s$  de  $0$  à  $\alpha.T$  et  $v_L=-V_s$  de  $\alpha.T$  à  $\alpha_E.T$ .

- Calcul de l'ondulation de courant dans l'inductance : nous raisonnerons en conduction continue et nous supposons l'ondulation de tension négligeable en sortie. Crête à crête, on a, compte tenu des calculs précédents

$$\Delta i_L = \frac{E - \alpha E}{L} \cdot \alpha T = \frac{\alpha(1-\alpha)}{L f} E$$

On constate que l'ondulation de courant sera d'autant plus faible que l'inductance sera importante (cette inductance est appelée inductance de lissage). De plus, en augmentant la fréquence de découpage, on diminuera encore l'ondulation. Il faut cependant garder à l'esprit que les pertes par commutation dans l'interrupteur augmentent avec la fréquence (penser à adapter le radiateur à la fréquence de hachage...).

- Calcul de l'ondulation de tension de sortie (en conduction continue).

Cette fois, on ne néglige plus ce phénomène. On a

$$i_c = C \cdot \frac{dv_c}{dt} \quad \text{et} \quad i_c = \tilde{i}_L$$

L'ondulation crête à crête sera prise entre deux instants successifs où  $i_c$  s'annule, par exemple entre  $(\alpha/2) \cdot T$  et  $\alpha \cdot T$  puis entre  $\alpha \cdot T$  et  $(\alpha+1) \cdot T/2$  puisque deux zones de fonctionnement sont à considérer.

Globalement, on a donc

$$\Delta v_c = \Delta v_{c1} + \Delta v_{c2} = \frac{1}{C} \left[ \int_{\frac{\alpha T}{2}}^{\alpha T} \tilde{i}_L \cdot dt + \int_{\alpha T}^{\frac{(\alpha+1)T}{2}} \tilde{i}_L \cdot dt \right] = \frac{1}{C} \left[ \left( \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta i_L}{2} \cdot \frac{\alpha T}{2} \right) + \left( \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta i_L}{2} \cdot \frac{(1-\alpha)T}{2} \right) \right]$$

soit

$$\Delta v_c = \frac{\Delta i_L}{8 \cdot C \cdot f} = \frac{\alpha(1-\alpha) \cdot E}{8 \cdot L \cdot C \cdot f^2}$$

On constate donc que l'ondulation décroît plus rapidement avec la fréquence que l'ondulation de courant. De plus, cette ondulation sera d'autant plus faible qu'inductance et capacité seront élevées.

rq: les évolutions de  $v_c$  sont des portions de paraboles si le courant  $i_c$  est supposé triangulaire.

rq: on ne raisonne pas en conduction discontinue car l'ondulation sera alors moins élevée. Ce régime n'est, de toute façon, pas très intéressant pratiquement.

### I.5. Caractéristique statique $V_s(I_s)$ .

En conduction continue,  $V_s = \alpha \cdot E$  est indépendant de  $I_s$ . En revanche, en conduction discontinue, on a  $V_s = (\alpha/\alpha_E) \cdot E$  avec  $\alpha_E$  qui dépend de  $I_s$ . Pour trouver la relation souhaitée, on suppose que le convertisseur est parfait ce qui nous donne

$$V_s \cdot I_s = E \cdot I_T$$

or, on a, à la limite de la conduction discontinue

$$I_T = \frac{i_{L \max}}{2} \cdot \alpha \quad \text{et} \quad i_{L \max} = \frac{E - V_s}{L} \cdot \alpha T$$

donc

$$V_s \cdot I_s = E \cdot \frac{E - V_s}{2 \cdot L \cdot f} \cdot \alpha^2$$

soit

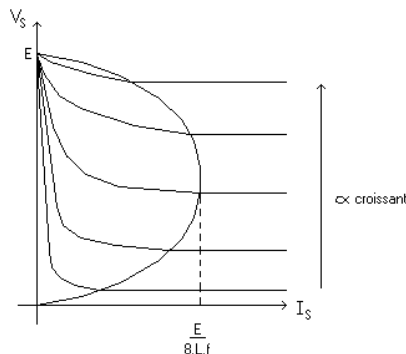
$$I_s = \frac{\alpha^2}{2 \cdot L \cdot f} \cdot \frac{E \cdot (E - V_s)}{V_s}$$

La courbe séparant la zone de conduction continue de la zone de conduction discontinue est obtenue en associant l'équation précédente et  $V_s = \alpha \cdot E$ , ce qui conduit à l'équation de parabole suivante

$$I_s = \frac{1}{2 \cdot L \cdot f} \cdot \frac{V_s \cdot (E - V_s)}{E}$$

Cette courbe est appelée courbe de conduction critique.

Graphiquement, la caractéristique  $V_s(I_s)$ , paramétrée par  $\alpha$ , pour une fréquence fixée, se présente sous la forme suivante



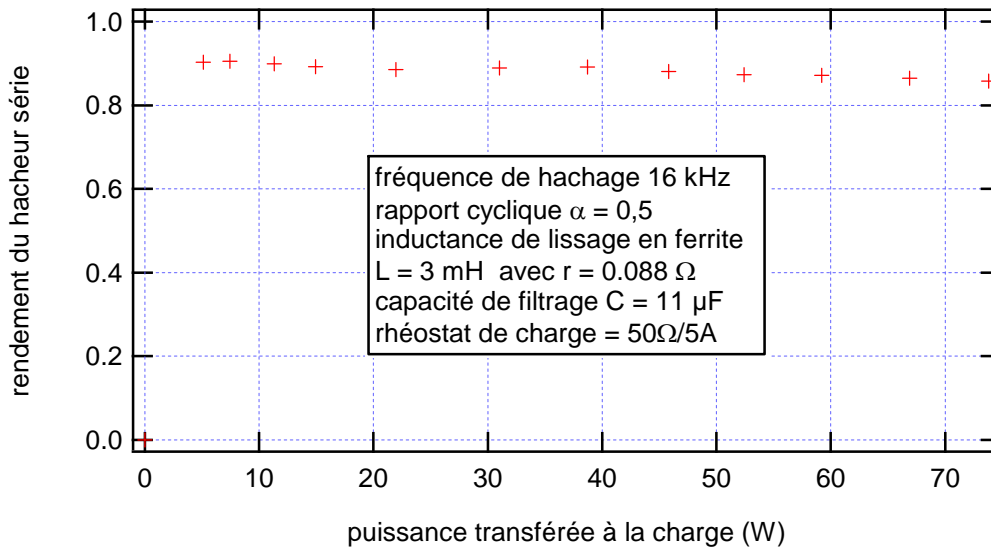
### 1.6. Etude expérimentale de la conversion de puissance à travers un hacheur série non réversible.

*Remarque :* le filtre ne fait pas, à proprement parler, partie du hacheur, mais il est indispensable pour réaliser une conversion continu-continu. C'est pourquoi, la puissance prise en compte dans le calcul de rendement sera mesurée après le filtre. Ce qu'il dissipe sera donc considéré comme consommé par le convertisseur.

#### 1.6.1 Rendement global de l'ensemble hacheur + filtre.

Nous avons mesuré la puissance active délivrée par la source et celle restituée au rhéostat de charge, pour une fréquence de hachage de 16 kHz, un rapport cyclique de 0,5, avec un filtre réalisé à partir d'une capacité céramique de 11  $\mu\text{F}$  et une inductance de lissage ferrite de 3 mH présentant une résistance de 0,088  $\Omega$ . Dans ces conditions, le filtrage est très efficace. La tension de sortie et le courant dans l'inductance sont pratiquement continus. La puissance transférée à la charge l'est donc uniquement sous forme continue.

- Des mesures de puissances nous avons tiré le rendement de l'ensemble constitué par le hacheur et le filtre



Le rendement est voisin de 90%, ce qui n'est pas si élevé pour ce type de structure. Cela s'explique probablement par le fait que nous sommes très loin des conditions nominales de fonctionnement du hacheur, susceptible de convertir 2 kW (200V- 10A). Nous allons maintenant chercher à déterminer les causes de pertes dans la structure.

#### 1.6.2. Analyse de la puissance consommée dans l'ensemble hacheur + filtre.

Les pertes dans le filtre sont essentiellement dues à la résistance du bobinage de l'inductance. On peut donc facilement les calculer connaissant le courant efficace dans cette dernière.

Les pertes dans le hacheur à proprement parler sont essentiellement localisées au niveau des interrupteurs. Elles sont de deux types :

- les pertes par conduction qui sont dues au fait que lorsqu'il est passant, l'interrupteur laisse passer un courant alors que la tension à ses bornes n'est pas strictement nulle, mais plutôt voisine du Volt. Ces pertes dépendent peu de la fréquence, mais elles dépendent évidemment du rapport cyclique.

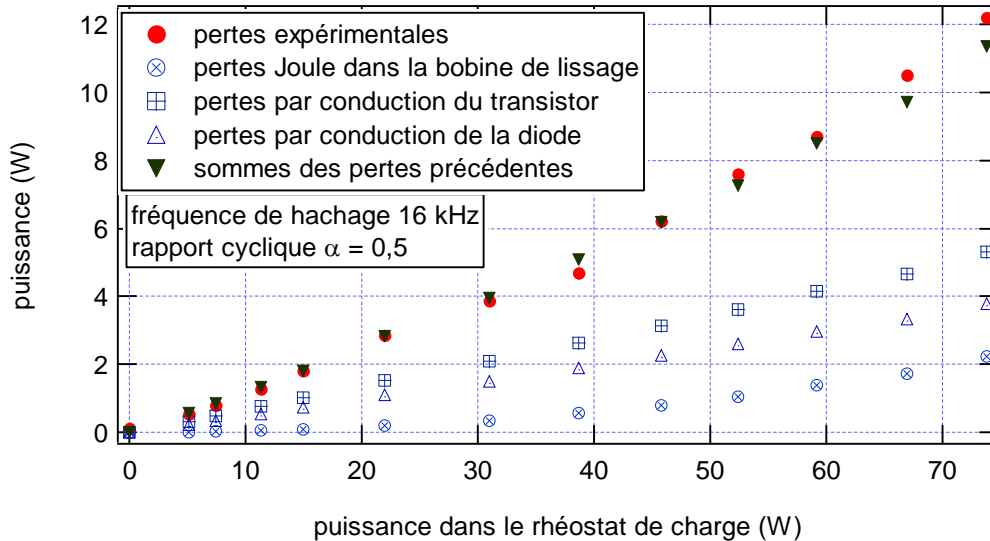
- les pertes par commutation, qui sont liées au fait que lors des commutations, courant et tension sont non nuls en même temps dans les interrupteurs commandés. Ces pertes dépendent peu du rapport cyclique, mais beaucoup de la fréquence. C'est concrètement les pertes par commutations qui limitent la fréquence de hachage, en imposant la forme et la taille du radiateur de protection sur l'interrupteur commandé. Ces pertes dépendent du niveau de courant dans l'interrupteur à l'état passant. Elles vont donc augmenter avec la puissance transférée à la charge.

- Globalement, les pertes dans le convertisseur associé à son filtre sont donc la somme des pertes par effet Joule dans l'inductance de lissage, des pertes par conduction dans le transistor et dans la diode ainsi que des pertes par commutation dans le transistor.

Les pertes par conduction dans le transistor seront calculées comme étant le produit du rapport cyclique  $\alpha$ , de la tension aux bornes de l'interrupteur à l'état passant (2,1V) et du courant traversant ce dernier lorsqu'il est passant. Pour la diode les pertes par conduction sont données par le produit de  $1 - \alpha$  par la tension aux bornes de la diode à l'état passant (1,5V) et par le courant dans la diode lors de cette phase. Il faut noter que cette façon d'estimer les pertes par conduction est simpliste, car les signaux sont loin d'être parfaits, notamment avec les oscillations résultant de l'effet des commutations sur les inductances et les capacités parasites du circuit.

Les pertes par commutation sont plus délicates à estimer car les commutations se font avec pseudo-oscillations, en raison des inductances de câblage et des capacités parasites des interrupteurs.

- Expérimentalement, on a représenté, sur le même graphe, les pertes globales mesurées dans l'ensemble hacheur + filtre, les pertes par conduction calculées dans le transistor et dans la diode, ainsi que les pertes Joule dans la bobine de lissage. A cette fréquence de hachage, les pertes par commutation semblent faibles devant les autres pertes. La somme des pertes par commutation avec les pertes Joule dans l'interrupteur correspond assez bien aux pertes effectivement mesurées pour le système. Ceci étant, il faut rester prudent sur le plan quantitatif en raison du caractère simpliste du calcul des pertes par conduction et des erreurs systématiques introduites par les différents appareils.



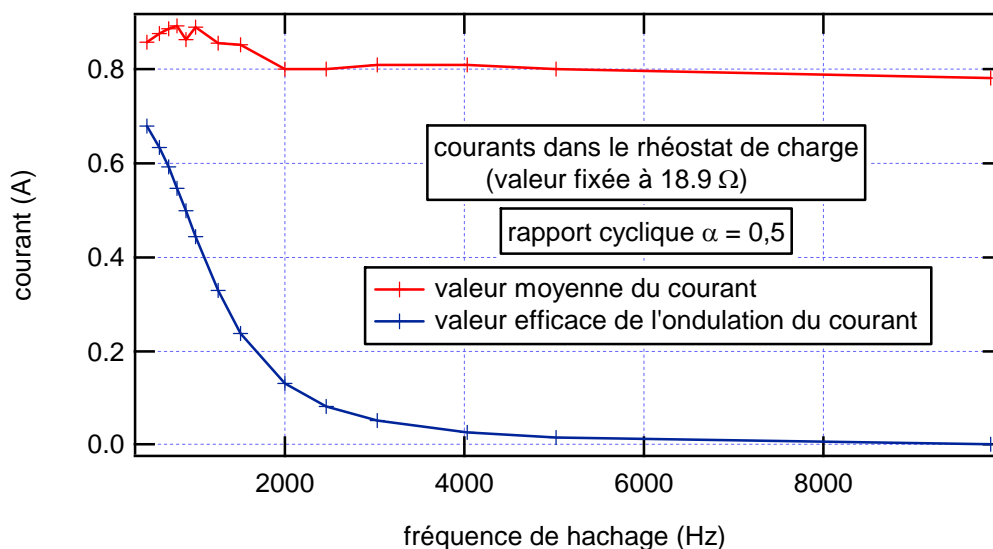
### 1.6 .3. forme de la puissance transférée à la charge.

Lors des essais précédents, nous avons choisi de travailler dans des conditions telles, que la tension et le courant dans la charge sont pratiquement continus. Cependant, en conservant le même filtre, si on diminue la fréquence de hachage, les ondulations de courant et de tension vont augmenter, ce qui signifie qu'une partie non négligeable de la puissance sera transférée à la charge par les harmoniques.

Si la charge est un simple rhéostat, cette remarque n'a pas grande importance. En revanche, si on alimente un moteur ou une carte électronique, ce point peut être inacceptable.

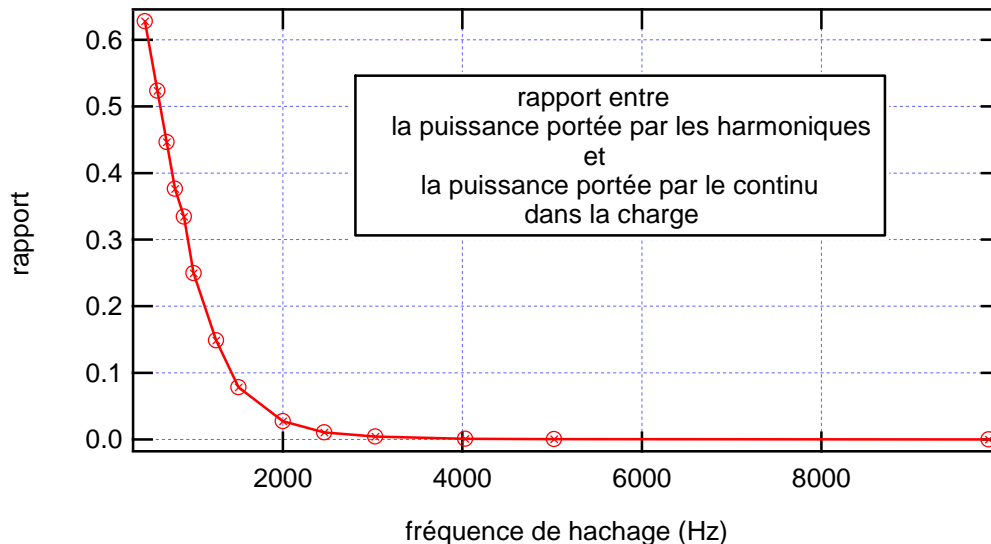
- Expérimentalement, pour une valeur donnée de la charge (rhéostat à  $18,9\Omega$ ), on a étudié la valeur moyenne du courant ainsi que la valeur efficace des seules harmoniques, pour différentes valeurs de la fréquence de hachage. Pour cela, on a utilisé une pince de courant à effet Hall envoyée à l'oscilloscope et on a mesuré la valeur moyenne en DC et la valeur efficace en AC.

*Remarque :* pour obtenir directement la puissance active dans le rhéostat, on a décidé de passer par les courants. En effet, ce dernier étant de nature inductive, il aurait été plus délicat de passer par les tensions.



Conformément à ce qui est attendu, lorsque la fréquence de hachage diminue, le courant moyen varie peu alors que la valeur efficace des harmoniques augmente notablement. Cela signifie qu'une part de plus en plus importante de la puissance active est transférée par les harmoniques. Dans ces conditions, un rendement global n'aurait plus vraiment de sens. Il faudrait définir un rendement qui ne prend en compte que la puissance continue de sortie et éventuellement un rendement prenant en compte les seules harmoniques, si ces dernières ont un pouvoir de nuisance pour la charge.

La qualité de la puissance transférée à la charge est présentée sur la figure suivante :



Au-delà de 2 kHz, la puissance est transférée à la charge presque intégralement sous forme continue. On peut alors considérer la conversion comme étant satisfaisante.

Mais où est donc passée la puissance des harmoniques ? En fait la puissance active transférée à la charge ne l'est plus que sous forme continue. Il y a donc moins de puissance globalement en sortie. Il en résulte que l'on appelle moins de puissance sur la source.

- Pour illustrer le problème d'une conversion continu-continu avec des fortes ondulations, on peut alimenter un moteur à courant continu en série avec une inductance de lissage par un hacheur, en faisant fonctionner ce dernier à une fréquence voisine du kHz. Si on écoute le son émis par le moteur en rotation, on constatera qu'il y a une composante à la fréquence de hachage. Pour s'en convaincre, il suffit de bouger légèrement cette dernière. Le son émis correspond à des fluctuations du couple au rythme des ondulations de courant. Il sera plus fort si on court-circuite l'inductance de lissage, ou si on diminue la fréquence de hachage, car alors les ondulations vont augmenter. Lors de cet essai, on verra que le son émis en rapport avec les ondulations disparaît quand la fréquence de hachage augmente. C'est en partie parce que les ondulations diminuent, mais aussi parce que l'on sort de la plage audible... c'est entre autre pour ça que la fréquence de hachage maximale est de 20 kHz.

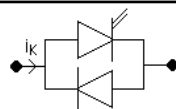
## 1.7. Hacheur série réversible en courant.

Dans ce système, le changement du sens de parcours de l'énergie est lié au changement de signe du courant alors que la tension reste de signe constant.

### 1.7.1. Interrupteur réversible en courant.

Cette fois, l'interrupteur est formé de deux composants. Le premier est un composant commandé à l'amorçage et au blocage (transistor, IGBT, GTO...), alors que le second est une diode. Ils sont montés en anti-parallèle.

Interrupteur réversible en courant



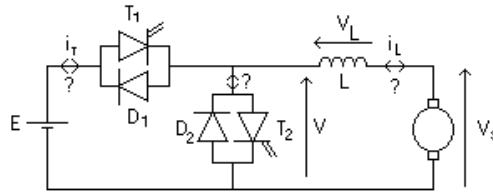
Cette fois,  $i_k$  peut être positif ou négatif. Il n'y aura plus de phénomène de conduction discontinue, dû à l'impossibilité, pour le courant, de changer de signe. Simplement, suivant le sens du courant, l'un ou l'autre des composants assurera la conduction.

### 1.7.2. Structure du hacheur série réversible en courant.

Nous allons reprendre la structure du hacheur série classique par des interrupteurs réversibles en courant.

Nous avons modifié la charge (inutile de demander à une résistance de se transformer en génératrice...) en prenant une machine à courant continu, qui peut, sous tension constante, fonctionner en génératrice ou en moteur.



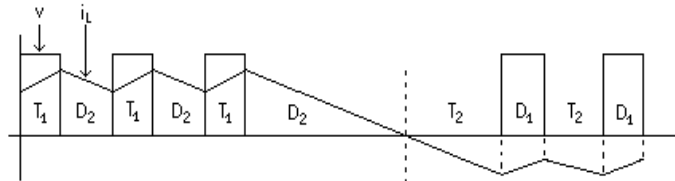


rq: la MCC ayant, en simplifiant, un comportement de filtre passe bas, elle sera insensible à l'ondulation de tension à ses bornes et ne réagira qu'à la valeur moyenne imposée par le hacheur.

### 1.7.3. Fonctionnement du hacheur réversible en courant.

Tant que le courant  $i_L$  est positif, T1 et D2 assurent le fonctionnement du hacheur en conduisant à tour de rôle comme nous l'avons expliqué précédemment.

Si  $i_L$  vient à s'annuler puis changer de signe, alors, dès que l'on détecte le passage par 0, on lance la commande de T2. C'est alors T2 et D1 qui assurent à tour de rôle la conduction.



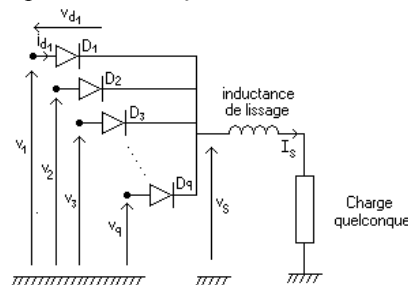
## II. Exemple de conversion alternatif-continu : redresseur triphasé à diodes.

Ce type de redresseur permet d'obtenir en sortie une tension redressée dont la valeur moyenne est fixée (non réglable). Ce dispositif est réalisé à partir de diodes.

### II.1. Structures de base.

Considérons un système q-phasé de tensions ( $v_1, v_2, \dots, v_q$ ) sinusoïdales, de valeur efficace  $V$ , déphasées de proche en proche de  $2\pi/q$  et de pulsation  $\omega$ .

Appliquons ce système à q diodes disposées de la façon suivante:



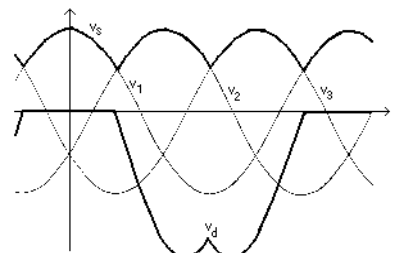
- Une seule diode peut conduire à la fois, sinon cela imposerait une tension instantanée identique sur deux phases ce qui est impossible. La diode qui conduit, à un instant  $t$  donné, est celle qui a le potentiel d'anode le plus élevé (ce qui impose une tension négative aux bornes des autres diodes qui, ainsi sont bloquées).

Lorsque la diode (i) conduit, la tension à ses bornes est nulle alors que la tension appliquée à la charge est  $v_i$ .

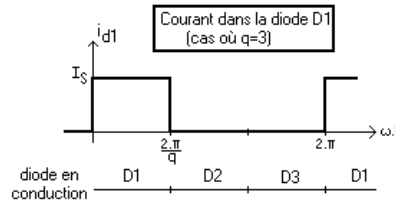
Lorsque la diode (i) est bloquée, la tension à ses bornes est négative et la tension de sortie est successivement, par ordre de conduction, celle des autres phases.

La tension est alors la différence entre la tension de la phase (i) et celle de la phase qui conduit (là où la diode est passant).

- Par la suite, nous allons nous limiter au cas triphasé ce qui nous conduit à une tension de sortie qui a l'allure suivante



- Si on considère que le courant dans la charge est parfaitement continu (grâce à l'inductance de lissage) et de valeur  $I_s$ , alors, le courant dans chaque diode aura une allure de créneau, de valeur  $I_s$  lorsque la diode conduit (un tiers du temps en triphasé) et nulle quand la diode est bloquée (les deux tiers de la période en triphasé).



- La tension moyenne de sortie est alors donnée par

$$V_s = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{q}}^{\frac{\pi}{q}} V \cdot \sqrt{2} \cdot \cos \theta \cdot d\theta$$

si on utilise le fait que la période du signal redressé est celle des tensions d'entrée divisée par  $q$  et si on raisonne sur la première de ces périodes. On raisonne alors en angle et non en temps car c'est plus commode.

On a donc

$$U_s = \frac{q}{\pi} \cdot V \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{q}\right)$$

- $rq$ : on peut calculer un facteur d'ondulation  $K$  défini par

$$K = \frac{u_{s\max} - u_{s\min}}{2 \cdot U_s}$$

Ce facteur évolue comme l'ondulation de la tension de sortie. Compte tenu des notations choisies, on a

$$K = \frac{V \cdot \sqrt{2} - V \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\pi/q)}{2 \cdot (q/\pi) \cdot V \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\pi/q)} = \frac{\pi}{2 \cdot q} \cdot \frac{(1 - \cos(\pi/q))}{\sin(\pi/q)}$$

A titre d'exemple, on donne ce coefficient pour plusieurs nombres de phases

q	2	3	4	6	12
K	0,79	0,3	0,16	0,07	0,017

L'ondulation de tension diminue quand on augmente le nombre de phases.

## II.2. Problème des chutes de tension en charge.

### Phénomènes à prendre en compte.

- La valeur de la tension de sortie est en réalité inférieure à celle qui est attendue. En effet, on doit prendre en compte les **résistances du transformateur** (primaire et secondaire pour chaque phase), la **résistance dynamique des interrupteurs** et les **inductances** (ramenées par le réseau, inductances de fuite du transformateur) qui empêchent les commutations de courant d'être instantanées.

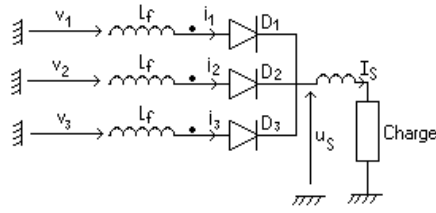
- La chute de tension liée à la résistance du transformateur dépend du couplage de ce dernier. On l'établit en faisant un bilan des pertes Joules dues aux enroulements. La puissance dissipée de cette façon est considérée comme égale à  $R_{eq} \cdot I_c^2$  avec  $R_{eq}$  résistance apparente modélisant la chute de tension dans le transformateur, vue du côté continu.

- Concernant les interrupteurs, on en a toujours un en conduction. Si  $\rho$  est la résistance d'un interrupteur, la chute de tension due à ces derniers sera donc  $\rho$ . On peut, par ailleurs, prendre en compte la tension seuil des interrupteurs qui contribue, elle aussi, à faire chuter la tension de sortie

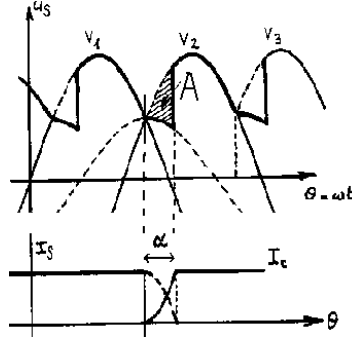
- Le fait que la commutation de courant ne soit pas instantanée entraîne aussi un effet que l'on représente par une chute de tension. C'est le phénomène d'empiètement. Il n'a bien entendu rien à voir avec l'effet Joule. C'est lui que nous allons détailler maintenant.

### Etude du phénomène d'empiètement sur notre redresseur.

Nous allons raisonner dans le cas particulier d'un redresseur simple triphasé à diodes dans lequel on prend en compte les inductances parasites notées  $L_f$ .



Lors de la commutation de la diode D1 à la diode D2, si on considère que le courant ne commute pas instantanément, il y aura un intervalle de temps pendant lequel deux diodes seront en conduction. La durée de cet intervalle de temps sera notée  $\alpha$



On aura alors

$$v_1 - l_f \cdot \frac{di_1}{dt} = u_s$$

$$v_2 - l_f \cdot \frac{di_2}{dt} = u_s$$

en ajoutant les deux équations, et sachant que  $i_1 + i_2 = I_s$ , on a

$$u_s = \frac{v_1 + v_2}{2}$$

Cela signifie que durant la commutation, la tension de sortie est inférieure à la tension attendue s'il n'y avait pas d'empîtement.

• Nous allons tout d'abord calculer la durée  $\alpha$  de l'empîtement.

En remplaçant  $u_s$  par sa valeur, on obtient, si on travaille en grandeurs angulaires

$$v_1 - v_2 = V \cdot \sqrt{2} \cdot [\sin(\theta) - \sin(\theta - 2\pi/3)] = V \cdot \sqrt{6} \cdot \sin(\theta + \pi/6) = 2 \cdot l_f \cdot \omega \cdot \frac{di_1}{d\theta}$$

en intégrant, entre  $5\pi/6$  et  $5\pi/6 + \alpha$ , on trouve que

$$1 - \cos \alpha = \frac{2 \cdot l_f \cdot \omega \cdot I_s}{V \cdot \sqrt{6}}$$

La durée de la commutation est d'autant plus longue que l'inductance parasite est importante

• La chute de tension moyenne causée par l'empîtement est donnée par

$$\delta U_s = \frac{1}{2\pi/3} \int_{5\pi/6}^{5\pi/6+\alpha} (v_2 - u_s) \cdot d\theta = \frac{1}{2\pi/3} \int_{5\pi/6}^{5\pi/6+\alpha} (l_f \cdot \omega \cdot \frac{di_2}{d\theta}) \cdot d\theta = \frac{1}{2\pi/3} \int_0^{I_s} (l_f \cdot \omega) \cdot di_2 = \frac{3 \cdot l_f \cdot \omega \cdot I_s}{2 \cdot \pi}$$

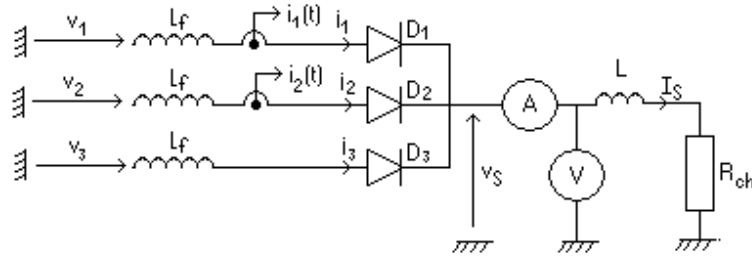
La résistance équivalente modélisant la chute de tension par empîtement est donc, pour ce montage donnée par

$$R_{\text{emp}} = \frac{3 \cdot l_f \cdot \omega}{2 \cdot \pi}$$

#### Approche expérimentale du problème.

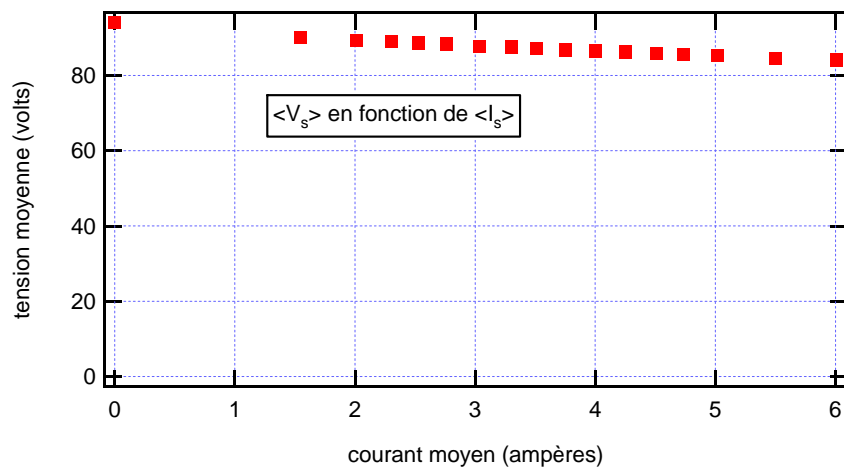
Pour mettre en évidence les effets de l'empîtement sur la caractéristique tension/courant d'un redresseur, nous allons commencer par relever cette caractéristique. Par la suite nous essaierons de détailler les différentes causes pour évaluer leurs contributions relatives.

Pour faire les relevés expérimentaux, nous allons réaliser le circuit suivant :

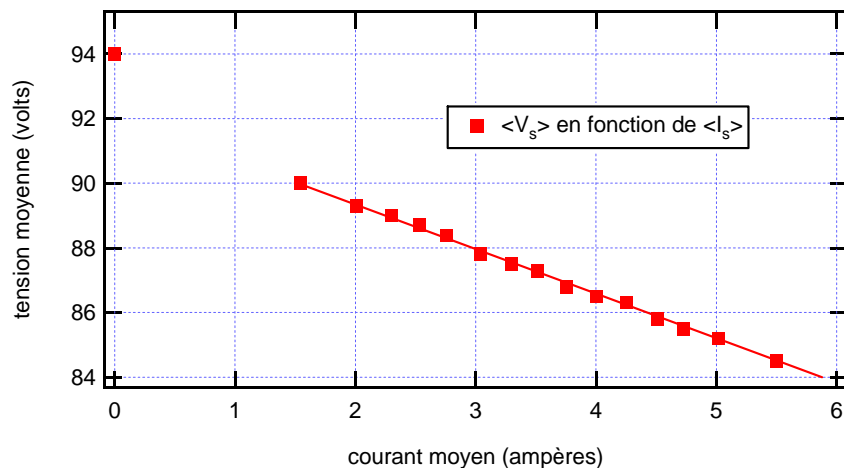


L'ampèremètre et le voltmètre nous donnent la valeur moyenne. Les capteurs de courant donnant  $i_1(t)$  et  $i_2(t)$  sont des capteurs de courant à zéro de flux (bande passante du continu à quelques kHz) tels que la sortie mesure est isolée de la partie du circuit où circule le courant à observer.

On travaille à une tension efficace entre neutre et phase fixée (pour faire tous les essais avec la même position de l'autotransformateur afin d'avoir tout le temps la même inductance de réseau). Alors, en faisant varier la résistance de charge  $R_{ch}$ , on observe l'évolution de la valeur moyenne de  $u_s$  en fonction de celle de  $i_s$  (on fera en sorte que  $i_s$  soit le plus continu possible en prenant une inductance  $L$  de la plus forte valeur possible). On obtient alors une caractéristique dont l'allure est la suivante :



On constate alors que le redresseur n'est pas une source de tension parfaite puisque la tension chute lorsque le courant débité augmente. On peut zoomer pour dilater la variation de  $\langle u_s \rangle$  en fonction de  $\langle i_s \rangle$ , ce qui donne



On en déduit une évolution de la forme

$$\langle v_s \rangle = 92.1 \pm 0.1 - (1.38 \pm 0.10) \cdot \langle i_s \rangle$$

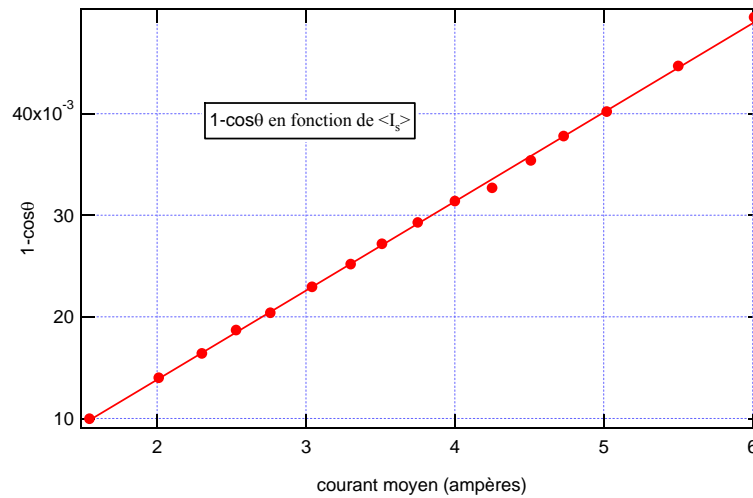
Sachant que l'on a une tension à vide de 94 V, la caractéristique précédente nous indique un effet de seuil de 1.9V environ et une résistance équivalente de chute de tension  $R_{eq} = 1.38 \pm 0.10 \Omega$ .

Nous allons maintenant détailler et quantifier les effets des phénomènes permettant d'expliquer la valeur de la résistance équivalente.

- Tout d'abord, on doit tenir compte de l'effet de la résistance du bobinage de sortie de l'autotransformateur. En moyenne, on peut dire que tout se passe comme si une résistance équivalente à cette dernière résistance venait se mettre en série avec la charge

Expérimentalement, compte tenu de la faible valeur de cette résistance, on choisit d'appliquer la méthode volt-ampèremétrique pour éviter les effets de contact. Ainsi, **alors que l'autotransformateur est hors tension**, mais dans sa position permettant de délivrer la tension voulue, on applique la tension d'une alimentation stabilisée entre phase et neutre et on relève le courant (si possible de l'ordre du courant de travail lors de l'expérience précédente). On recommence cette expérience pour chaque phase. On relève respectivement  $0.85 \pm 0.05 \Omega$ ,  $0.90 \pm 0.05 \Omega$  et  $1.30 \pm 0.05 \Omega$  dans chacune des phases. Sachant que la valeur moyenne relevées dépendent de la conduction successive de chacune des diodes, nous allons supposer que la résistance équivalente est une moyenne des différentes valeurs précédente soit  $R_{Jeq} = 1.02 \pm 0.05 \Omega$  pour les seules chutes de tensions ohmiques.

- Pour ce qui concerne l'empiètement à proprement parler, on trace  $1 - \cos\alpha$  en fonction de  $\langle i_s \rangle$  ce qui nous donne les évolutions suivantes



On obtient une droite de pente  $8.8 \cdot 10^{-3} \pm 0.1 \cdot 10^{-3}$  SI. De cette pente, on peut remonter à l'inductance de ligne de la source (tension efficace par phase  $V = 80V$ ,  $\omega = 2 \cdot \pi \cdot 50$  rad/s)

$$l_f = \frac{8.8 \cdot 10^{-3} \cdot 80 \cdot \sqrt{6}}{2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50} = 2.74 \pm 0.06 \text{mH}$$

On en déduit la résistance équivalente d'empiètement

$$R_{Eeq} = 0.41 \pm 0.01 \Omega$$

- Bilan : En sommant les effets des différentes chutes de tension, on a  $R_{Jeq} + R_{Eeq} = 1.43 \pm 0.06 \Omega$ . C'est comparable au résultat de l'étude globale de la chute de tension qui était  $R_{eq} = 1.38 \pm 0.10 \Omega$

rq : il faut noter que la dernière droite obtenue ne passe pas par l'origine, ce qui laisse penser que la modélisation n'est pas satisfaisante pour les faibles valeurs de courant.

## La machine à courant continu

Les machines électriques tournantes sont des **convertisseurs d'énergie**. Lorsqu'elles transforment de l'énergie électrique en énergie mécanique, on dit qu'elles fonctionnent en **moteur**. En revanche, si elles transforment l'énergie mécanique apportée par une autre machine en énergie électrique, on dit qu'elles fonctionnent en **génératrice**.

La machine à courant continu est une machine électrique tournante qui fonctionne, comme son nom l'indique, à partir de tensions et de courants continus. Dans le cas de petits moteurs, elle est donc adaptée à des sources d'énergie électrochimiques. Pour les fortes puissances, on la trouve dans les lignes de métro-RER où elle fonctionne en moteur (traction) ou en génératrice (freinage).

### I. Structure de la machine à courant continu.

Les machines tournantes sont constituées de deux parties principales. Le **stator** est la partie fixe du système. Il entoure la partie tournante, appelée **rotor**. Nous allons nous intéresser à la façon de réaliser une MCC

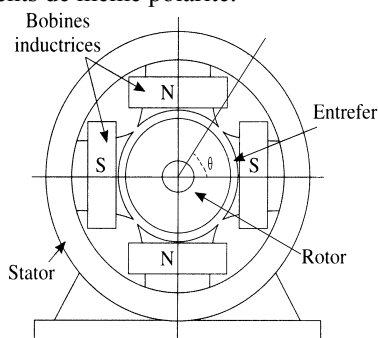
#### I.1. Phénomène d'induction.

- Un conducteur traversé par un courant, placé dans un champ magnétique est soumis à une force de Laplace. C'est le phénomène de base à prendre en compte dans une conversion d'énergie électrique en énergie mécanique.

- Un conducteur se déplaçant dans un champ magnétique va être le siège d'une f.e.m. induite. Il s'agit donc d'une conversion de sens inverse, d'énergie mécanique en énergie électrique.

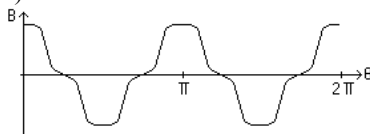
#### I.2. Description de la MCC.

Nous allons considérer, à titre d'exemple, une machine dite tétrapolaire, ou à 2 paires de pôles. Cette appellation provient du nombre de bobines inductrices fixées sur le stator. Il faut noter que ces bobines peuvent être remplacées par des aimants permanents de même polarité.



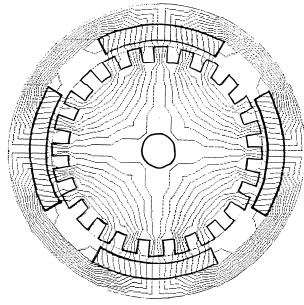
- **définitions:** Le circuit bobiné sur le rotor et l'ensemble réalisant le collecteur est appelé **induit**. Dans la pratique, il est parcouru par des courants importants. Le circuit qui est à l'origine de B dans l'entrefer est appelé **inducteur**. Il est situé au stator. Il est parcouru par des courants (sauf dans le cas d'un inducteur à aimants permanents car il n'y a plus de bobinage inducteur!). Ces derniers sont en général plus faibles que ceux de l'induit (excepté sur quelques machines particulières).

- La partie fixe, appelée stator, porte donc les éléments inducteurs (bobines parcourues par un courant continu ou aimants permanents), destinés à créer un champ magnétique. Nous considérerons, pour simplifier que ce dernier est radial dans l'entrefer (afin de pouvoir estimer simplement la force électromotrice induite dans chaque brin conducteur sans avoir à tenir compte d'un angle entre la vitesse et l'induction B). Son allure en fonction de la position angulaire, dans le cas d'une machine tétrapolaire, est la suivante (B est pris positif lorsqu'il est dirigé vers l'extérieur du rotor).

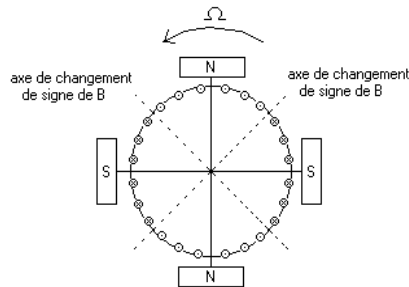


Cette allure va dépendre de la structure magnétique des pôles (forme géométrique et type de matériau). Mais ce qu'il faut retenir, c'est qu'il s'agit d'une fonction sans valeur moyenne, périodique, de période angulaire  $2\pi/p$ , où p est le nombre de paires de pôles. Elle est maximale face aux pôles sud et minimale face aux pôles nord (compte tenu de la convention choisie).

rq: Répartition des lignes de champ dans une MCC tétrapolaire sans réaction magnétique d'induit (le champ n'est créé que par l'inducteur).



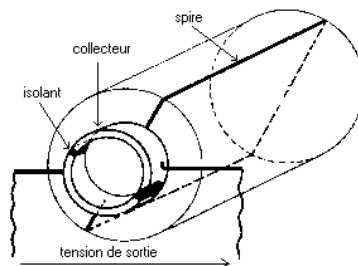
- La partie mobile (tournante), appelée rotor, porte des conducteurs en périphérie, perpendiculairement au plan de la figure. Ces conducteurs sont associés suivant des techniques de bobinage complexes afin de maintenir en permanence un circuit où va circuler le courant. On va essayer d'expliquer ça par la suite...
- Etant donné le sens de rotation choisi, les forces électromotrices induites et donc les courants induits si la machine est chargée, seront orientés comme suit :



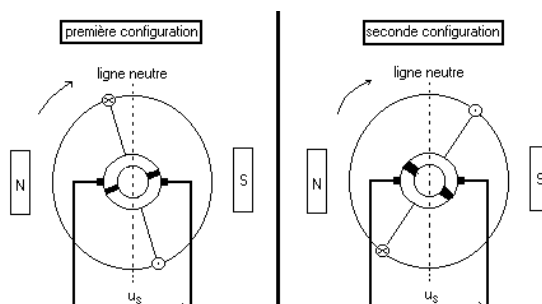
- *définition*: Les axes sur lesquels B change de signe sont appelés **lignes neutres**.
- Il va maintenant falloir exploiter ces forces électromotrices induites pour obtenir, en sortie, une tension continue. Le dispositif permettant de réaliser cette opération est appelé collecteur. Nous allons maintenant en détailler la structure.

### I.3. Structure du collecteur.

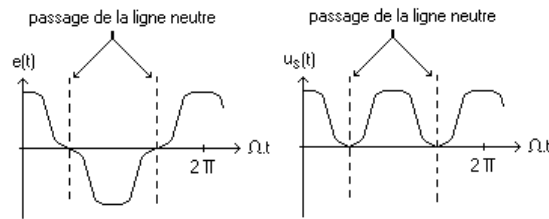
Nous allons donc raisonner à partir d'une spire tournant entre deux pôles N et S (il est plus simple de se représenter une machine bipolaire...). Dans l'entrefer, nous avons vu que  $B(\theta)$  était une fonction alternative (période angulaire  $2\pi$  si la machine est bipolaire). La rotation d'une spire traversée par le flux occasionné par B va provoquer l'induction d'une fem proportionnelle à la dérivée de ce flux et qui sera donc elle aussi alternative. A cette spire, on associera un collecteur, dont le rôle sera de redresser la fem induite (**le collecteur est un redresseur mécanique**). L'ensemble constitué du collecteur et de la spire du rotor est détaillé sur la figure suivante:



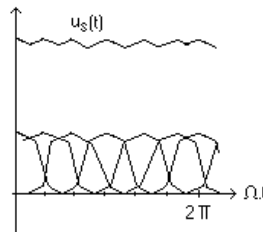
Pour ce système, deux configurations différentes vont se présenter, suivant la position angulaire du collecteur vis à vis des pôles (sur les figures suivantes, on suppose que le rotor tourne dans le sens inverse).



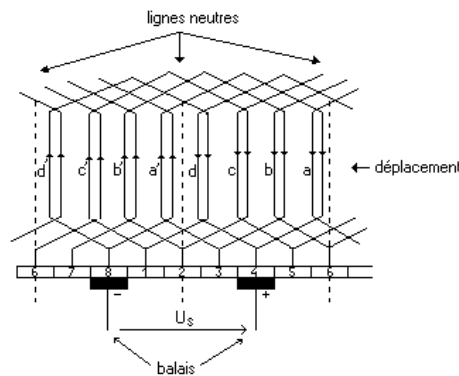
Dans les deux cas, on constate que la tension recueillie sera positive. Ainsi, pour une fem induite alternative, on aura une tension de sortie qui est redressée.



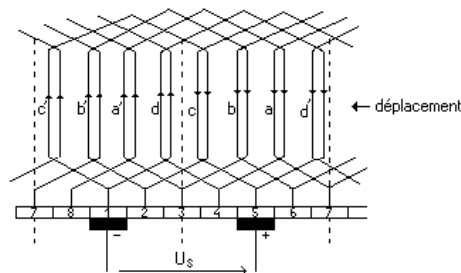
Néanmoins, cela n'est pas suffisant pour obtenir une tension de sortie assimilable à une tension continue. Il va falloir augmenter le nombre de brins ( $2N$  brins) et les relier entre eux de façon judicieuse. L'association des conducteurs, va permettre de faire comme si, on additionnait  $N$  tensions redressées déphasées entre elles de  $2\pi/N$ . On obtiendra alors une tension de sortie d'autant plus élevée et d'autant moins ondulée que le nombre  $N$  sera grand. Déjà, pour le cas simple  $N = 3$  (équivalent 3 spires = 6 brins), on se retrouve avec une tension de sortie de la forme suivante:



Techniquement, il existe différentes façons d'agencer les conducteurs. Nous allons donner un exemple possible de réalisation. Sur les figures suivantes, les lignes en pointillés représentent les lignes neutres. Les contacts (en noirs) permettent de récupérer la tension entre deux extrémités de spires (ici 4 et 8 pour le premier état) qui changent avec la rotation (1 et 5 à l'état suivant), mais en faisant toujours en sorte de récupérer l'ensemble des f.e.m. en série (suivre l'enroulement). Les extrémités non reliées aux contacts sont en l'air ce qui permet au courant de suivre l'enroulement. Pour interpréter les figures, il faut garder à l'esprit que seul les bobinages se déplacent, mais que lorsque l'un des brins prend la place de celui qui l'a précédé (ex : b remplacé par a), la f.e.m. à ses bornes prend la valeur que l'on avait aux bornes du prédécesseur.



après déplacement d'un pas vers la gauche, on arrive à la configuration suivante



*rq*: Les contacts glissants s'usent (frottement mécanique, arcs électriques...) ce qui nécessite un entretien. Ce problème est un défaut majeur sur les MCC sauf pour de petits moteurs à courte durée de vie.

*rq* : On constate que le circuit électrique est équivalent à un solénoïde.



#### I.4. Calcul de la fem induite.

Nous venons de voir que la tension de sortie  $e(t)$  pouvait se mettre sous la forme

$$e = \sum_{i=1}^{i=2N} |e_i|$$

si  $N$  est le nombre de spires ( $2N$  nombre de brins) et  $e_i$  la fem induite dans le brin ( $i$ ).

La fem dans un brin ( $i$ ) de longueur  $L$  se déplaçant à la vitesse  $v_i(t)$  sous une induction  $b_i(t)$  est donnée en valeur absolue par:

$$|e_i| = |v_i| |b_i| L \quad \text{soit} \quad e = L \cdot \sum_{i=1}^{i=2N} |v_i| |b_i| = k \cdot L \cdot \Omega \cdot \sum_{i=1}^{i=2N} |b_i|$$

En effet, la vitesse  $v_i$  est identique pour tous les brins et proportionnelle à la vitesse de rotation  $\Omega$ .

On notera désormais  $E$  la valeur moyenne de  $e$ . Sachant que la valeur moyenne de la somme des valeurs absolues des  $b_i$  est proportionnelle au flux créé par un pôle  $\phi$ , on a

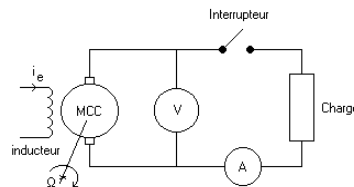
$$E \approx k \cdot L \cdot \Omega \cdot \sum_{i=1}^{i=2N} |b_i| \approx K' \cdot \Phi \cdot \Omega \quad \text{et on retiendra} \quad \boxed{E = K' \cdot \Phi \cdot \Omega}$$

où  $K'$  est une constante qui dépend des paramètres de construction de la machine (construction, géométrie, matériaux...). On posera par la suite  $K = K' \cdot \Phi$ .

#### I.5. Caractéristique à vide $E(i_e)$ – Réaction magnétique d'induit.

##### • Relevé expérimental.

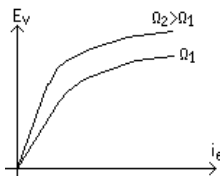
On réalise le montage suivant:



La machine à courant continu est entraînée par une autre machine. On relève la tension à ses bornes quand l'interrupteur est ouvert (essai à vide) et quand il est fermé (essai en charge).

##### • Essai à vide.

Quand l'interrupteur est ouvert, la machine ne débite aucun courant. On relève la tension pour plusieurs valeurs de  $i_e$ , courant d'excitation, injecté dans l'inducteur. On trouve la courbe suivante:



Cette courbe est appelée caractéristique à vide. Elle correspond à une vitesse de rotation donnée. Pour un  $i_e$  fixé, une augmentation de la vitesse de rotation entraînera une augmentation de  $E_v$ . On a donc

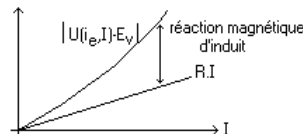
$$\boxed{E_v = K' \cdot \Phi(i_e) \cdot \Omega}$$

rq: La courbe ressemble à une courbe d'aimantation de matériau magnétique, ce qui est normal, puisque l'on caractérise un circuit magnétique avec entrefer.

rq: En faisant décroître  $i_e$ , on peut observer un léger effet d'hystérésis.

##### • Caractéristique en charge.

Cette fois on ferme l'interrupteur. La machine débite dans la charge (elle fonctionne en génératrice). On relève la tension  $U$  à ses bornes en fonction de  $I$ .



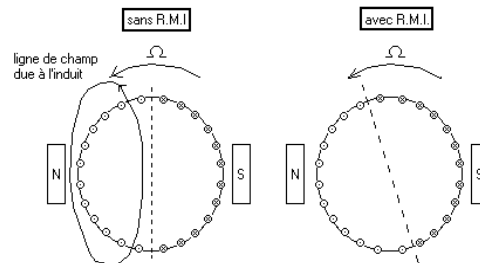
Deux phénomènes permettent d'expliquer la différence entre  $E_v$  et  $U$ . Tout d'abord, l'induit est formé de conducteurs que l'on peut représenter par une résistance  $R$ . Ensuite, le courant d'induit, qui résulte du déplacement du rotor sous le flux créé par l'inducteur va, lui aussi, créer un flux qui va s'opposer à la cause qui

lui a donné naissance. Il va donc s'opposer au flux inducteur. En charge, le système va donc fonctionner sous un flux inférieur à celui créé par l'inducteur, d'où une tension plus faible que celle attendue.

En charge, la tension de sortie de la machine s'écrit, en valeurs moyennes

$$U = K' \Phi (i_e, I) \Omega - R I$$

La réaction magnétique d'induit va décaler les lignes neutres. En effet, au champ créé par l'inducteur va se superposer un champ dû à l'induit. Il va en résulter une modification de l'induction. Dans le cas de deux pôles on a par exemple:



rq: La saturation de l'induit augmente l'effet de réaction magnétique d'induit.

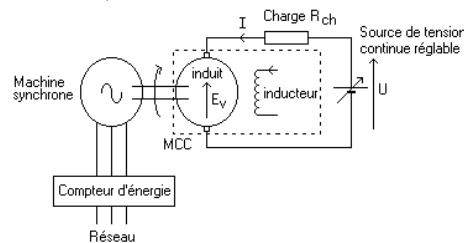
rq: La réaction magnétique d'induit peut être atténuée par l'ajout de bobinages compensant le flux créé par l'induit.

## **II. Fonctionnement de la machine à courant continu.**

Nous allons désormais supposer que tension et courant de sortie sont strictement continus et nous intéresser aux différentes caractéristiques électriques et mécaniques de la structure que nous venons de décrire.

### **II.1. Mise en évidence de la réversibilité.**

Nous allons entraîner la machine à courant continu avec une machine synchrone (machine triphasée qui permet de garantir une vitesse de rotation rigoureusement constante). On réalise le montage suivant (la source de tension continue réglable doit être réversible !):



La vitesse de rotation est constante et vaut  $\Omega$ . On maintient le courant dans l'inducteur rigoureusement constant, et on suppose la machine compensée (pas de RMI). Dans ce cas, la tension à vide aux bornes de la machine est constante et vaut  $E_v$ . Si  $R$  est la résistance d'induit, on a

$$E_v + (R + R_{ch}) I = U$$

Le courant est donc donné par

$$I = \frac{U - E_v}{R + R_{ch}}$$

Deux cas vont se poser.

- Si  $U > E_v$ , alors  $I > 0$  et la MCC fonctionne en moteur (elle "charge" la source continue réglable). Le compteur d'énergie verra alors de l'énergie fournie au réseau par ma machine synchrone (qui est donc une génératrice).

- Si  $U < E_v$ , alors  $I < 0$  et la MCC fonctionne en génératrice et fournit de l'énergie à la source continue réglable. Cette fois, le compteur d'énergie détecte de l'énergie absorbée sur le réseau alternatif et la machine synchrone fonctionne en moteur.

- Quand  $I$  est nul, la MCC n'est théoriquement ni motrice ni génératrice. En fait, de l'énergie est quand même absorbée sur le réseau alternatif, pour fournir les pertes mécaniques du banc tournant et les pertes fer dans les machines.

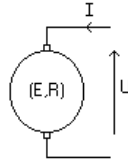
rq :  $R_{ch}$  permet de limiter le courant dans le circuit continu...

rq : pour mettre en marche ce système, il faut dans un premier temps amener la machine synchrone à sa vitesse de synchronisme en l'entraînant avec la machine à courant continu (la machine synchrone n'est pas

encore connectée au réseau). On s'arrange pour que la tension aux bornes de la machine synchrone soit de même amplitude et pratiquement synchrone au réseau et alors, seulement, on relie au réseau (on évite ainsi de coupler deux sources triphasées de tensions donnant des valeurs instantanées différentes ce qui provoquerait des appels de courant monstrueux... et ferait disjoncter la table de manipulation).

## II.2. Calcul du couple électromécanique (machine à aimant).

On considère les notations suivantes (la machine est considérée comme un récepteur électrique):



La puissance électrique fournie est convertie en puissance électromagnétique et en pertes Joule. On a donc

$$U.I = R.I^2 + C_{em}.\Omega$$

où  $C_{em}$  est le moment du couple électromécanique, souvent appelé, par abus de langage "couple électromagnétique".

Or  $E = U - R.I$  donc on a

$$E.I = C_{em}.\Omega$$

On a donc les deux relations générales

$$\begin{aligned} E &= K.\Omega \\ C_{em} &= K.I \end{aligned}$$

rq: nous n'avons pas fait d'hypothèse concernant la compensation de RMI. Ces relations sont donc générales. Si on suppose la machine compensée, le flux ne dépendra plus que de l'aimant.

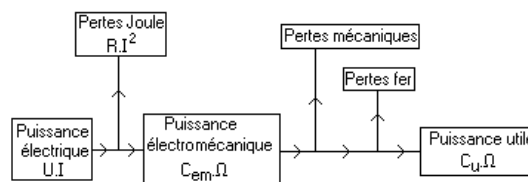
rq: En général, le courant d'inducteur est plus faible que le courant d'induit. Les bobinages d'inducteur sont donc souvent de section plus faible et par conséquent plus résistifs que ceux de l'induit. On a alors  $r > R$ .

rq: Pour les machines à excitation bobinée, quand excitation et induit sont dissociés, il faut veiller à ne jamais couper l'excitation sans couper l'induit, car dans ce cas, la machine va s'emballer ( $\Omega$  tend vers l'infini...). On a alors intérêt à se jeter au plus vite sur le bouton d'arrêt d'urgence. On veillera notamment à ce que l'excitation et l'induit soient protégés par les mêmes disjoncteurs...

## II.3. Analyse du transfert de puissance à travers la machine (machines à aimants).

### • Machine en moteur.

La puissance fournie à la machine va se répartir de façon suivante



Les pertes mécaniques correspondent à des frottements sur l'arbre et éventuellement à de la ventilation dans la machine (évacuation de l'énergie dissipée par les pertes). Les pertes fer sont liées à des variations de flux locales occasionnant des courants de Foucault, comme nous l'avons vu en étudiant la bobine à noyau de fer. Ces pertes vont dépendre de la vitesse de rotation de la machine.

Si on appelle  $P_0$  la puissance totale dissipée par pertes mécaniques et pertes fer, on a

$$C_u.\Omega = C_{em}.\Omega - P_0$$

On peut donc définir un moment de couple de pertes  $C_0$  par

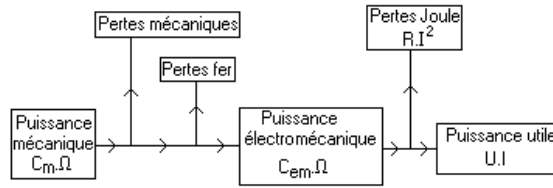
$$C_0 = \frac{P_0}{\Omega} = C_{em} - C_u$$

Globalement, on peut donc définir le rendement  $\eta$  par

$$\eta = \frac{C_u.\Omega}{U.I} = \frac{U.I - R.I^2 - P_0}{U.I}$$

### • Machine en génératrice.

La puissance fournie à la machine va se répartir de façon suivante



La puissance mécanique fournie est  $C_m \cdot \Omega$  où  $C_m$  est le moment du couple mécanique.

Cette fois, le rendement  $\eta$  sera défini comme le rapport de la puissance électrique récupérée en sortie sur l'ensemble des puissances fournies en entrée. On a donc

$$\eta = \frac{U \cdot I}{C_m \cdot \Omega} = \frac{C_m \cdot \Omega - R \cdot I^2 - P_0}{C_m \cdot \Omega}$$

rq: Plus la puissance convertie par la machine sera importante, plus il faudra veiller à avoir un bon rendement. Sinon, les échauffements provoqués par les pertes risquent de détériorer le système (vieillessement des isolants....).

#### II.4. Exemples de méthodes d'excitation des machines à courant continu.

Nous allons voir qu'il existe plusieurs méthodes pour alimenter l'inducteur de la machine, chacune d'entre elles conduisant à des caractéristiques de fonctionnement différentes. Nous allons nous placer dans le cas où la machine fonctionne en moteur.

- Machine à excitation séparée.

Le circuit inducteur n'est pas connecté au circuit induit (Cf montage illustrant la réversibilité). On a

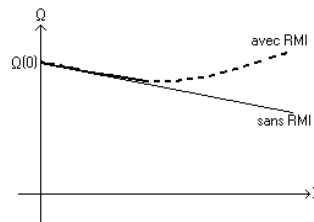
$$U = K' \cdot \Phi(I_e, I) \cdot \Omega + R \cdot I$$

Soit

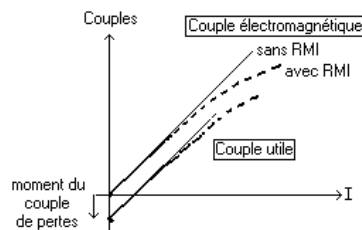
$$\Omega = \frac{U - R \cdot I}{K' \cdot \Phi(I_e, I)}$$

Si on néglige la RMI, la caractéristique  $\Omega(I)$  est décroissante. Sinon, la courbe commence par suivre la droite, puis croît légèrement, en raison de la réaction magnétique d'induit qui s'oppose au flux inducteur (et donc qui impose un flux global plus faible).

En général, on peut vérifier que  $\Omega(I) - \Omega(0) \ll \Omega(0)$ . Dans ce cas, quelle que soit la charge (quel que soit I), on peut considérer que la vitesse de fonctionnement est quasiment constante. L'allure globale est donnée sur la figure suivante :



Comme le moment du couple de pertes dépend essentiellement de la vitesse et que celle-ci varie peu, on peut considérer que ce moment est constant quel que soit I. Si on représente les différents moments de couple en fonction de la vitesse, on a



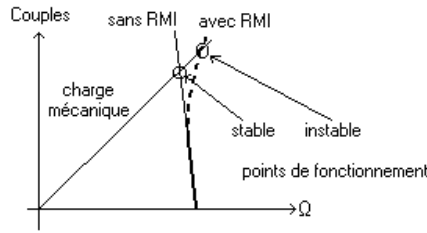
On peut aussi travailler avec les paramètres mécaniques et représenter le couple électromagnétique en fonction de la vitesse de rotation. On a alors

$$C_{em} = K' \cdot \Phi \cdot \frac{U - K \cdot \Phi \cdot \Omega}{R}$$

Alors, pour une vitesse variant peu, le couple de pertes  $C_0$  est presque constant et on a

$$C_u = C_{em} - C_0$$

On supposera, pour simplifier le graphique que ce couple peut être négligé. Cela donne la caractéristique suivante



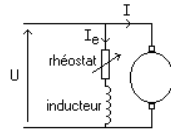
rq: Mécaniquement, on a

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_u - C_r$$

Si on associe, sur l'arbre, une charge mécanique imposant un couple résistant  $C_r$ , alors, au point de fonctionnement, la vitesse de rotation est fixée et  $C_u = C_r$ . Pour vérifier si ce point est stable, on écarte le système de sa position d'équilibre ( $\Omega \rightarrow \Omega + \delta\Omega$ ) et il faut que le signe de  $C_u - C_r$  renvoie le système vers  $\Omega$ . On voit alors que la RMI peut déstabiliser le système. On a peu de chances de rencontrer ce problème en pratique.

• Machine à excitation parallèle.

On câble la machine de la façon suivante:

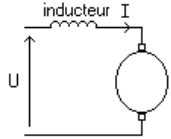


Si on néglige la chute de tension dans l'induit, on a  $\Omega \approx \frac{U}{K \cdot \Phi}$

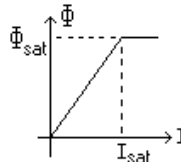
Si on cherche à réduire la vitesse, on ne peut pas réduire la tension, car en même temps, on réduirait le flux. En fait, il faut ajouter en série avec l'inducteur un rhéostat, qui permet de contrôler  $I_e$  indépendamment de  $U$ .

• Machine à excitation série.

Cette fois, l'inducteur et l'induit sont en série.



L'ordre de grandeur du courant d'induit étant important, le circuit magnétique constitué par le stator, le rotor et l'entrefer risque de saturer.

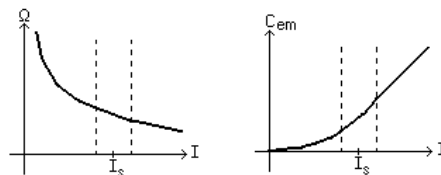


Nous allons donc considérer, pour simplifier, que le flux dans la machine évolue linéairement en fonction de  $I$  jusqu'à  $I = I_{sat}$  et alors  $\Phi = \alpha \cdot I$ . Pour des valeurs supérieures à  $I_{sat}$ , on suppose que le circuit est saturé et alors  $\Phi = \Phi_{sat}$ . On nuancera la courbe dans la zone où  $I = I_s$  puisque c'est là que le modèle proposé est le plus incorrect.

• Pour  $I < I_{sat}$ , on a donc  $\Omega = \frac{U - (R + r) \cdot I}{K' \cdot \alpha \cdot I} = \frac{U}{K' \cdot \alpha \cdot I} - \frac{R + r}{K' \cdot \alpha}$ . De plus  $C_{em} = K' \cdot \alpha \cdot I^2$

• Pour  $I > I_{sat}$ , on a  $\Omega = \frac{U - (R + r) \cdot I}{K' \cdot \Phi_{sat}}$  et  $C_{em} = K' \cdot \Phi_{sat} \cdot I$

Donc, en traçant ces fonctions lorsqu'on n'est pas dans le coude de saturation (voisinage de  $I_s$ ) et en prolongeant dans cette zone on obtient



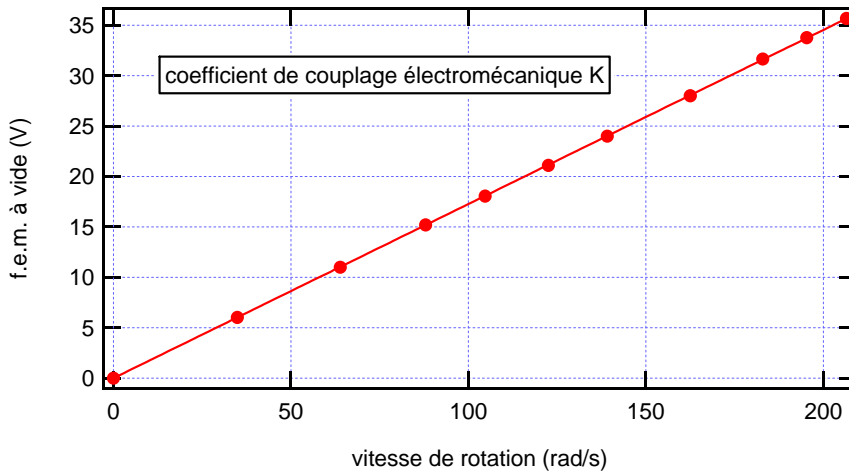
rq: Avant de faire un couplage série, on doit vérifier que l'inducteur peut supporter le courant d'induit!

### III. Relevés expérimentaux sur les machines à courant continu (exemples sur banc PARVEX).

#### III.1. Coefficient de couplage électromécanique K (machine à aimant où $E=K.\Omega$ ).

Si on suppose que les deux machines du banc sont identiques (même coefficient K pour chacune d'entre-elles), on alimente la première machine avec une alimentation stabilisée (tension de sortie E), la seconde fonctionnant à vide. On relève la tension  $E_v$  aux bornes de la machine à vide en fonction de la vitesse (donnée par la dynamo tachymétrique) pour plusieurs valeurs de E. Le coefficient de proportionnalité entre la tension à vide et la vitesse donne K.

Expérimentalement, pour le banc PARVEX, on trouve



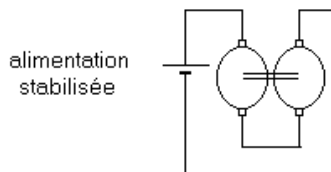
En ajustant, on trouve une relation de la forme

$$E_v = 0.173.\Omega \quad (\text{avec } \Omega \text{ en rad/s})$$

rq : ne pas mesurer la tension aux bornes de l'alimentation stabilisée, car elle diffère de la tension à vide en raison du caractère résistif de l'induit.

#### III.2. Mesure de la résistance d'induit (cas d'une MCC à aimant).

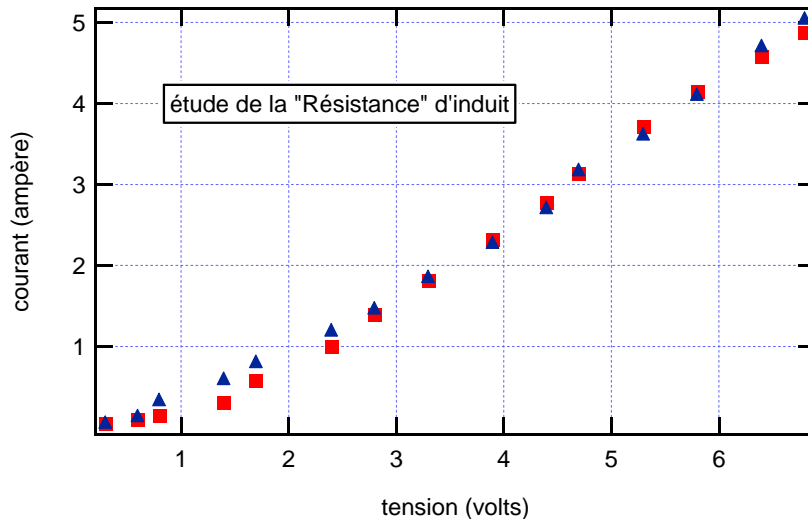
Pour obtenir la résistance de la machine, il faut parvenir à l'alimenter en continu sans qu'elle puisse tourner. En effet dans ce cas, seule la résistance d'induit sera prise en compte (pas de force électromotrice à vide et inductance d'impédance nulle en continu). Sachant que nous travaillons avec des machines à aimants identiques associées deux à deux, on procède de la façon suivante :



L'arbre ne tourne pas car les couples des deux machines s'opposent et ont même valeur absolue. Pour faire la mesure, on se place à un courant voisin du courant auquel on travaillera (même température et même état des balais...).

rq : il ne faut surtout pas faire de mesure à l'ohmmètre sous peine de trouver des valeurs beaucoup trop fortes (le courant injecté par l'ohmmètre est très faible et le contact entre rotor et stator n'a rien à voir avec ce qu'il serait dans les conditions normales d'utilisation... de plus on ne travaille pas à même température...).

Il peut être plus judicieux de relever, dans un premier temps, la caractéristique  $U(I)$  de la machine pour se rendre compte que cette dernière n'a pas un comportement purement ohmique, notamment pour les faibles valeurs de courant. Expérimentalement, sur le banc PARVEX, on obtient des caractéristiques de la forme suivante :



Il faut noter que l'effet de seuil au niveau des balais est susceptible d'être modifié lors de la rotation de la machine...

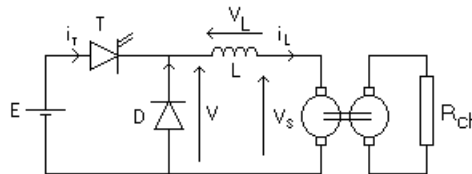
Globalement, on peut modéliser cet ensemble par la mise en série d'une vraie résistance (le bobinage d'induit) avec une tension constante (le seuil). soit une caractéristique pouvant s'écrire

$$U = V_{\text{seuil}} + R_{\text{mcc}} \cdot I$$

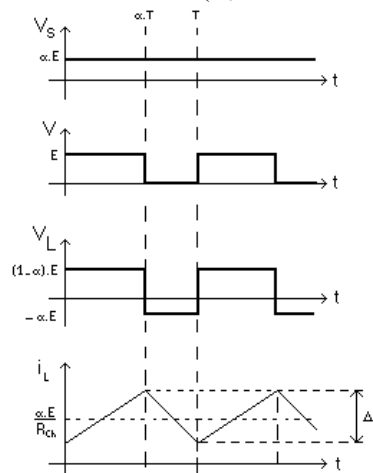
avec une tension  $V_{\text{seuil}} = 1.2\text{V}$  et  $R_{\text{mcc}} = 0.88\Omega$

### III. 3. Mesure de l'inductance.

Pour réaliser cette mesure, on peut alimenter la machine par un hacheur série (éventuellement en ajoutant une inductance de lissage). On va alors identifier l'ensemble constitué par l'inductance de lissage en série avec l'inductance de la machine. On charge la seconde machine afin de travailler à un courant moyen permettant d'éviter un mode discontinu. On choisit une fréquence de hachage permettant de faire apparaître un courant pratiquement en dents de scie. Les différentes grandeurs intéressantes sont représentées sur la figure suivante



Les formes d'ondes associées, en conduction continue ( $R_{\text{ch}}$  assez faible) ont l'allure suivante



Si  $L$  représente l'inductance globale (lissage + machine) et que l'on néglige les résistances d'induit des machines, on constate que

$$L = \frac{\alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot E}{\Delta i} \cdot T$$

Si on connaît l'inductance de lissage, il suffit de déduire sa valeur pour trouver celle de la machine...

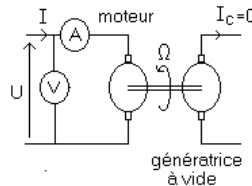
### III. 4. Détermination des pertes fer et mécanique et validation par mesure du moment d'inertie J.

Il faut tout d'abord noter qu'il existe forcément des frottements secs...la machine aurait du mal à s'arrêter seule dans le cas contraire... Sur les machines de faible puissance, les frottements secs sont souvent prépondérants sur les frottements fluides. L'origine des frottements, sur une machine à aimants, est à la fois d'origine mécanique et d'origine magnétique (pertes fer au rotor).

Le constructeur ne donne pas d'informations sur les frottements du banc car ces derniers évoluent avec l'usure et dépendent d'éventuels montages et démontages du système. Du coup, pour vérifier que nos résultats sont convenables, nous allons les utiliser pour déterminer J, le moment d'inertie, qui est lui, donné par le constructeur, et qui n'a pas de raison de changer.

#### III.4.1. Caractérisation des frottements par mesure directe des pertes.

Nous allons étudier le système à vide. Dans ce cas, aucune énergie électrique n'est transmise en sortie. L'intégralité de l'énergie absorbée l'est sous forme de pertes. Le montage réalisé est le suivant



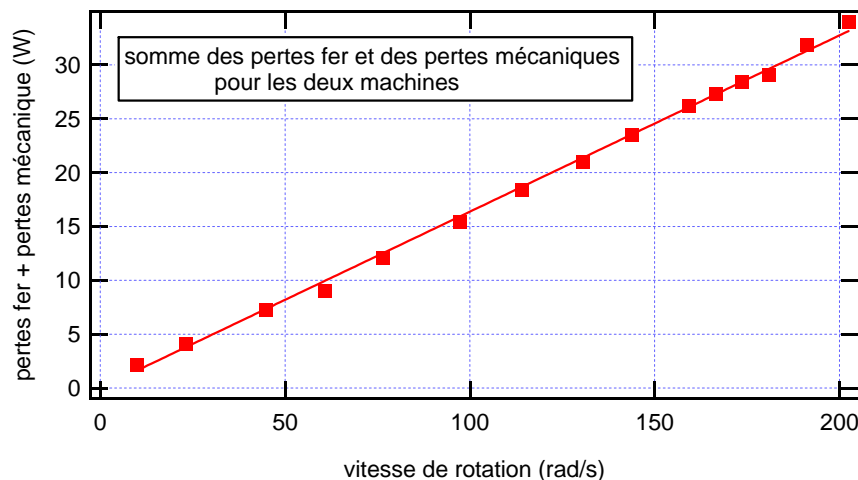
En augmentant la tension U, on va augmenter la vitesse. On mesurera la puissance absorbée ( $P_a=U.I$ ) en fonction de la vitesse. Pour chaque tension U appliquée en entrée, on relèvera donc U, I,  $\Omega$ .

Reste à analyser ce terme. On peut réaliser la décomposition suivante, en supposant que les différentes causes de pertes son découpées :

$$P_a = (V_{\text{seuil}} + R_{\text{mcc}}.I).I + P_{f1} + P_{m1} + P_{f2} + P_{m2}$$

$P_{f1}$  et  $P_{f2}$  représentent respectivement les pertes fer dans la première et la seconde machine. Si les deux machines sont réalisées de la même façon (c'est légitime dans notre cas), on peut supposer que ces deux termes sont égaux. Compte tenu de la structure des MCC que nous utilisons, les pertes fer ne dépendent à priori que du champ inducteur (constant dans la mesure où il s'agit de machines à aimants), et de la vitesse de rotation (qui donne la fréquence de variation de flux vu par le rotor). Pour nos machines, les pertes fer ne dépendent donc à priori que de la vitesse de rotation.  $P_{m1}$  et  $P_{m2}$  représentent les pertes mécaniques sur chacune des machines (frottements liés à la rotation et éventuellement à la ventilation). Là encore on va supposer que ces pertes se répartissent équitablement entre les deux machines et que  $P_{m1} = P_{m2}$ .

En relevant  $P_a - (V_{\text{seuil}} + R_{\text{mcc}}.I).I$  en fonction de la vitesse, on obtient une caractéristique de la forme suivante



La linéarité de la courbe précédente semble confirmer que le couple de pertes est essentiellement un couple de frottements secs.

En ajustant, on trouve une relation de la forme

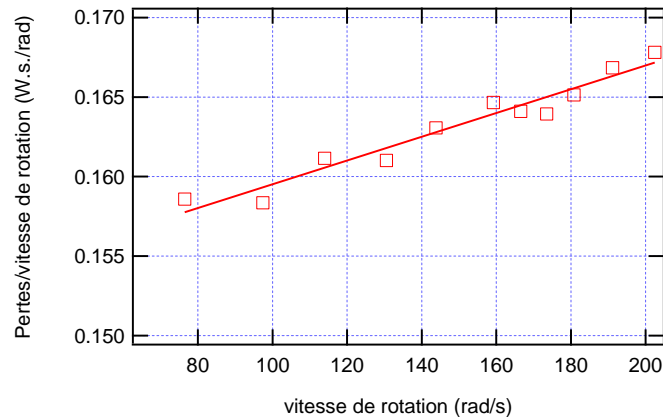
$$P_{f1} + P_{m1} + P_{f2} + P_{m2} = 0.164.\Omega \quad \text{avec } \Omega \text{ en rad/s (attention aux unités...)}$$

On peut donc en déduire un moment couple de pertes global pour les deux machines  $C_o = 0.164 \pm 0.006 \text{ N.m}$ .

rq : autre représentation des pertes :



On peut choisir de représenter le couple de perte en fonction de la vitesse de rotation soit la puissance de pertes fer et mécanique divisée par la vitesse de rotation en fonction de la vitesse de rotation. On obtient alors une courbe d'allure suivante :



Cette représentation permet de mettre en évidence un faible coefficient de frottement fluide avec un couple de perte qui répond au modèle du couple de pertes suivant :

$$C_{\text{pertes}} = C_o + f.\Omega$$

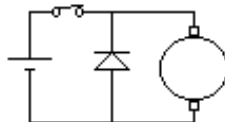
rq : Pour connaître les pertes d'une seule machine, on va diviser par deux la valeur globale obtenue, dans la mesure où les deux machines sont identiques. Il faudra cependant garder à l'esprit qu'une bonne partie des pertes d'origine purement mécaniques est liée à la qualité de l'accouplement, et non aux machines à proprement parler.

rq : *Quelle est l'origine de  $C_o$ ?* Ce « frottement sec » a une origine en partie mécanique (il s'agit d'un frottement mécanique à proprement parler, lié notamment à l'association toujours délicate de deux machines sur le même arbre de rotation). Cependant, il a également une origine magnétique car dans une machine à aimant, lors d'un lâché, il y aura des pertes fer pendant toute la décélération (dans le référentiel du rotor on voit un champ magnétique qui varie en fonction du temps en raison de la rotation). Ces pertes sont à l'origine d'un couple résistant. Celui-ci étant constant, c'est que les pertes magnétiques sont simplement proportionnelles à la vitesse de rotation.

rq : Pour déterminer rapidement l'ordre de grandeur du frottement sec d'origine purement mécanique, il suffit de vérifier à partir de quel courant injecté, le moteur démarre. Le couple peut alors être obtenu à partir de  $K$  et ce courant. Il n'y a pas de pertes fer dans ce cas, étant donné que la machine ne tourne pas.

#### III .4.2. Essai de lâchés à vide du moteur à courant continu.

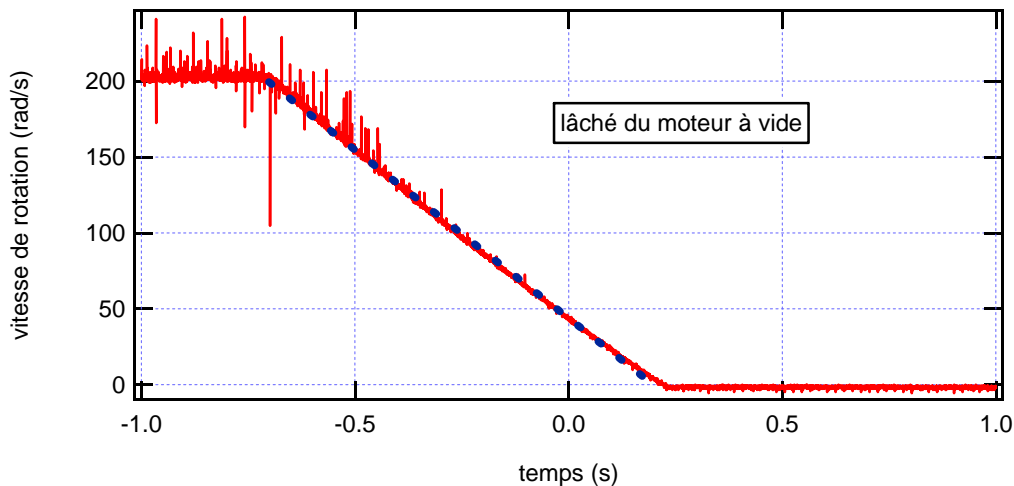
On va travailler avec la génératrice à vide. Pour éviter tout risque de surtension résultant de l'interruption brutale du courant dans un circuit inductif, on place une diode (diode de roue libre comme dans un hacheur).



On relève la réponse de la dynamo tachymétrique. Si les frottements secs sont dominants, on est ramené à l'équation différentielle suivante

$$J.\frac{d\Omega}{dt} = -C_0 \quad \text{d'où} \quad \Omega(t) = -\frac{C_0}{J}.t + \Omega(0)$$

Expérimentalement, on récupère une décélération d'allure suivante



Elle valide l'hypothèse d'une prédominance des frottements secs. La pente de la droite obtenue nous donne  $C_0/J$ . En ajustant, on trouve que

$$C_0/J = 222 \pm 10 \text{ s}^{-2}$$

On remarque cependant que la courbe commence à s'incurver légèrement, ce qui signifie qu'il subsiste des frottements fluides même si ceux-ci sont d'influence négligeable.

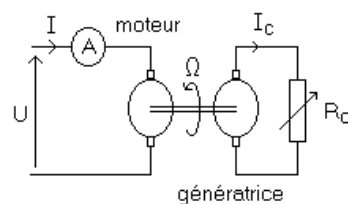
En se basant sur le paragraphe précédent qui nous a donné le couple de pertes, si on se limite à un couple de perte assimilable à du frottement sec (on a trouvé  $C_0 = 0.164 \pm 0.006 \text{ N.m.}$ ), connaissant  $C_0/J$  que nous venons de trouver, on en déduit  $J = 7,38.10^{-4} \pm 0.43. 10^{-4} \text{ kg.m.s}^{-2}$ .

Le constructeur donne  $J' = 3,13.10^{-4} \text{ kg.m.s}^{-2}$  pour une seule machine soit  $J = 6,26.10^{-4} \text{ kg.m.s}^{-2}$ . Les intervalles ne se recoupent pas. Nous avons cependant négligé d'inertie de la dynamo tachymétrique et l'inertie de la pièce d'accouplement des deux machines ce qui peut expliquer une partie de l'écart. Par ailleurs, les frottements ne sont pas parfaitement secs ce qui peut également expliquer en partie l'écart observé.

### III. 5. Etude du rendement lors du transfert de puissance (cas d'une machine à aimant).

On suppose que l'on connaît la résistance d'induit de la première et de la seconde machine (avec une méthode volt-ampèremétrique et surtout pas avec un ohmmètre !) ainsi que le seuil dû aux balais. On appellera les résistances  $R_{mcc}$  et les tensions de seuil  $V_{seuil}$ .

Pour pouvoir discuter de la courbe de rendement, il est préférable de travailler à vitesse constante, afin d'avoir des pertes fer et des pertes mécaniques constantes. Si tous les paramètres évoluent en même temps, ces courbes ne sont plus interprétables et perdent tout intérêt.



On utilise, pour  $R_c$  un rhéostat  $12\Omega/5A$ . Expérimentalement, on relève la puissance en entrée du moteur et en sortie de la génératrice, ainsi que les courants dans les deux machines, en faisant en sorte que  $u_\Omega$  délivrée par la dynamo tachymétrique reste constante quand on modifie la charge  $R_c$ . Pour cela, il sera nécessaire d'ajuster la tension  $U$ .

• *Notations* : Pour ce qui concerne les notations, la puissance absorbée est notée  $P_a$  et la puissance de sortie fournie à la résistance de charge est notée  $P_s$ . La puissance utile en sortie du moteur, disponible sur l'arbre de rotation est notée  $P_u$  et est donnée par

$$P_u = P_s + P_{f2} + P_{m2} + P_{j2}$$

On supposera que les pertes fer sont les mêmes sur les deux machines et que les pertes mécaniques se répartissent équitablement, ce qui signifie que  $P_{f2} + P_{m2} = (P_f + P_m)/2$

Le rendement de la mise en cascade des deux machines sera donné par

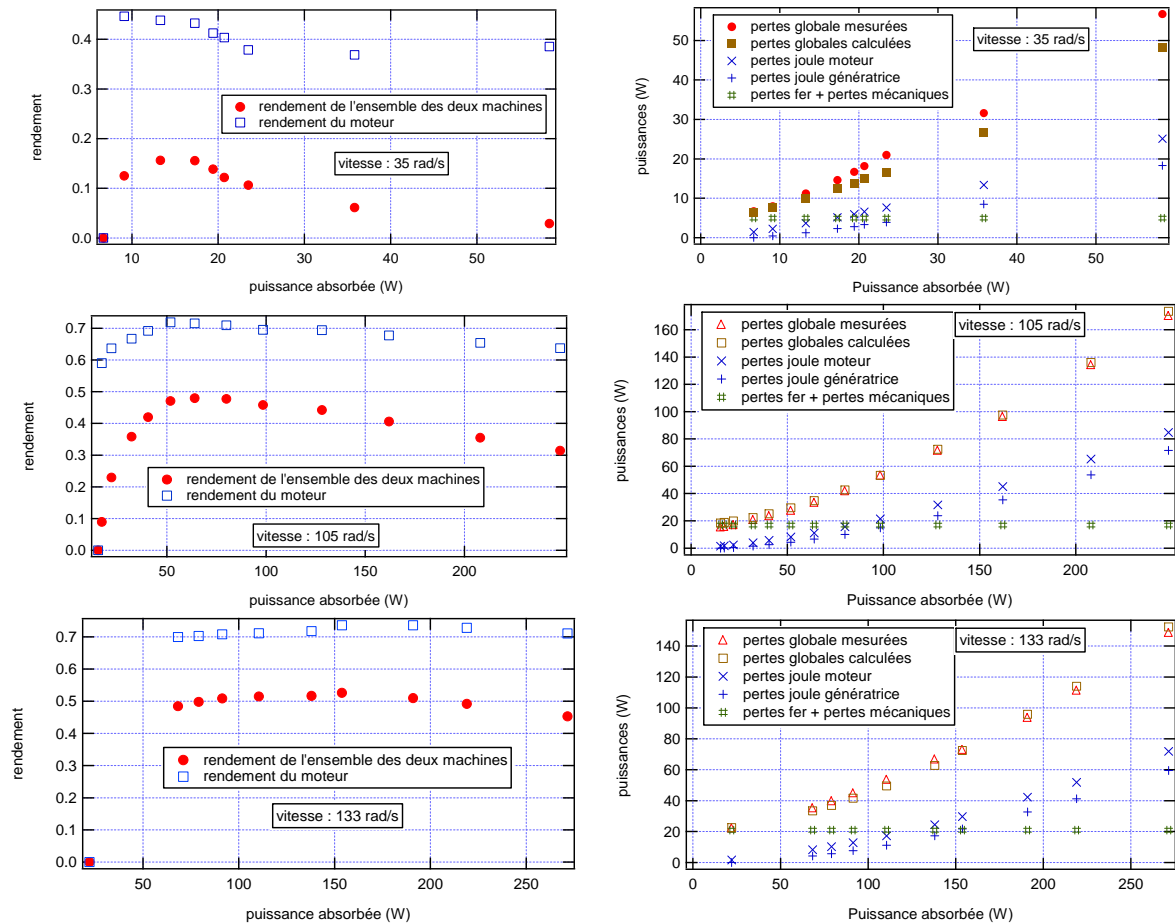
$$\eta_g = \frac{P_s}{P_a}$$

Le rendement électromécanique du seul moteur, sera lui, défini comme étant

$$\eta_1 = \frac{P_u}{P_a}$$

• *Résultats expérimentaux :*

Pour trois vitesses de rotation, on a relevé les puissances et les courants mis en jeu dans le système. Tout a été représenté en fonction de la puissance absorbée par le moteur. Les courbes sont les suivantes :



• *Interprétation :*

- On constate que pour les faibles vitesses, les rendements sont plus faibles. En effet, pour un niveau de courant donné, les pertes Joule sont les mêmes quelle que soit la vitesse de rotation, le couple électromécanique est également le même et c'est la vitesse qui va déterminer la puissance. Plus cette dernière est grande plus la puissance utile transférée sera importante et moins les pertes Joule auront d'incidence sur le rendement global. L'augmentation des pertes mécaniques et des pertes fer ne perturbe pas cette tendance, car leur augmentation avec la vitesse est trop faible.

- Le rendement optimal d'un moteur se situe au voisinage de 70 % ce qui est convenable pour des machines de faible puissance. Le rendement décroît après un optimum en raison de l'augmentation rapide des pertes Joule.

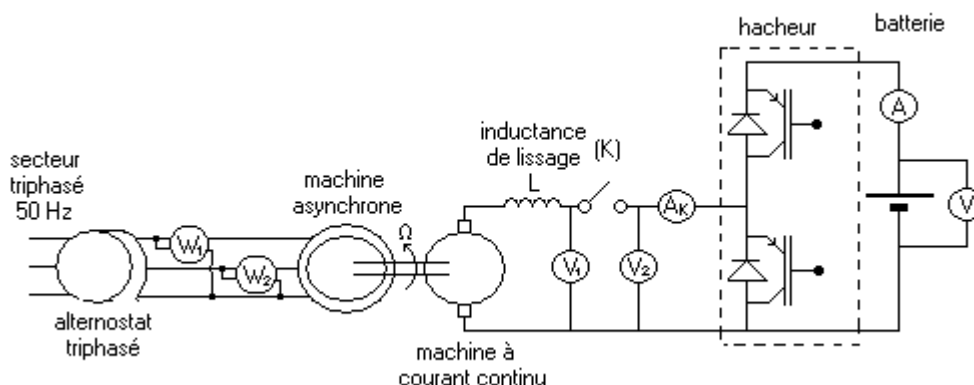
- Lorsque l'on fait un bilan de puissance, on constate que les pertes globales mesurées correspondent bien à la somme des pertes Joules et des pertes fer des deux machines avec les pertes mécaniques des deux machines et de l'accouplement. Pertes fer et pertes mécaniques ne peuvent pas être séparées avec un moteur à aimant. On a supposé que chaque machine contribue de la même façon en terme de pertes fer (même vitesse de rotation dans le même champ magnétique) et en terme de pertes mécaniques, ce qui nous a permis d'en déduire le rendement du moteur. La somme des pertes « fer » et des pertes mécaniques est obtenue par l'essai à vide du III.5.1. en tenant compte de la vitesse lors des essais.

On remarque que le bilan de puissance fonctionne moins bien lorsque les transferts mettent en jeu de faibles puissances, comme c'est le cas pour l'essai à 333 t/min (35 rad/s). Il s'agit peut être d'un problème d'erreur systématique sur les wattmètres lors du bilan de puissance et probablement du fait que les barres d'erreurs sont très importantes quand on mesure des pertes par différence entre une puissance d'entrée et une puissance de sortie (erreur absolue un peu plus forte que pour une puissance simple, mais erreur relative beaucoup plus forte...).

## Réversibilité d'un ensemble machine asynchrone – machine à courant continu

L'objectif de cette expérience est de mettre en évidence la réversibilité de deux convertisseurs électromécaniques : la machine asynchrone et la machine à courant continu. Elle permet, en outre, de présenter un hacheur deux cadrans réversible en courant (il s'agit d'une structure de hacheur série classique, tel que chaque interrupteur est réalisé à partir d'un transistor IGBT en anti-parallèle avec une diode afin d'être réversible en courant). Cette expérience nécessite de disposer, en plus des deux machines tournantes, d'une source continue, réversible en courant. Cette dernière sera réalisée au moyen d'une batterie de 24V et du hacheur réversible en courant, qui permet de faire la tension entre 0V et 24V.

### dispositif expérimental.



### protocole expérimental.

#### **ATTENTION !**

Pour faire fonctionner ce système, il faudra être très prudent lors de la fermeture de l'interrupteur (mise en parallèle de deux « sources de tension »), puis lors de l'ouverture de ce dernier à la fin de l'expérience (coupure du courant dans un circuit de puissance). Vous devrez donc être extrêmement vigilants lors de ces deux étapes.

Initialement, l'interrupteur (K) est ouvert.

On augmente progressivement la tension en sortie de l'alternostat, jusqu'à une tension entre neutre et phase d'une centaine de Volts environ (on justifiera cette valeur par la suite). On note alors la tension aux bornes du voltmètre  $V_1$ .

On règle ensuite le rapport cyclique du hacheur afin que la tension indiquée par le voltmètre  $V_2$  soit égale à celle indiquée par  $V_1$  (pour cela, on peut prendre un seul voltmètre que l'on promène, mais on fera attention au sens de branchement de ce dernier pour être certain d'avoir deux tensions égales et non opposées...).

Quand les deux tensions sont enfin égales, on peut fermer l'interrupteur (K). L'inductance de lissage L permet de limiter les surintensités résultant des inévitables petits écarts existant entre les deux tensions. Mais on veillera à ce que ces derniers soient les plus faibles possibles... il ne faut surtout pas connecter les deux sources sans avoir adapté leurs valeurs sous peine de destruction de certains éléments du circuit...

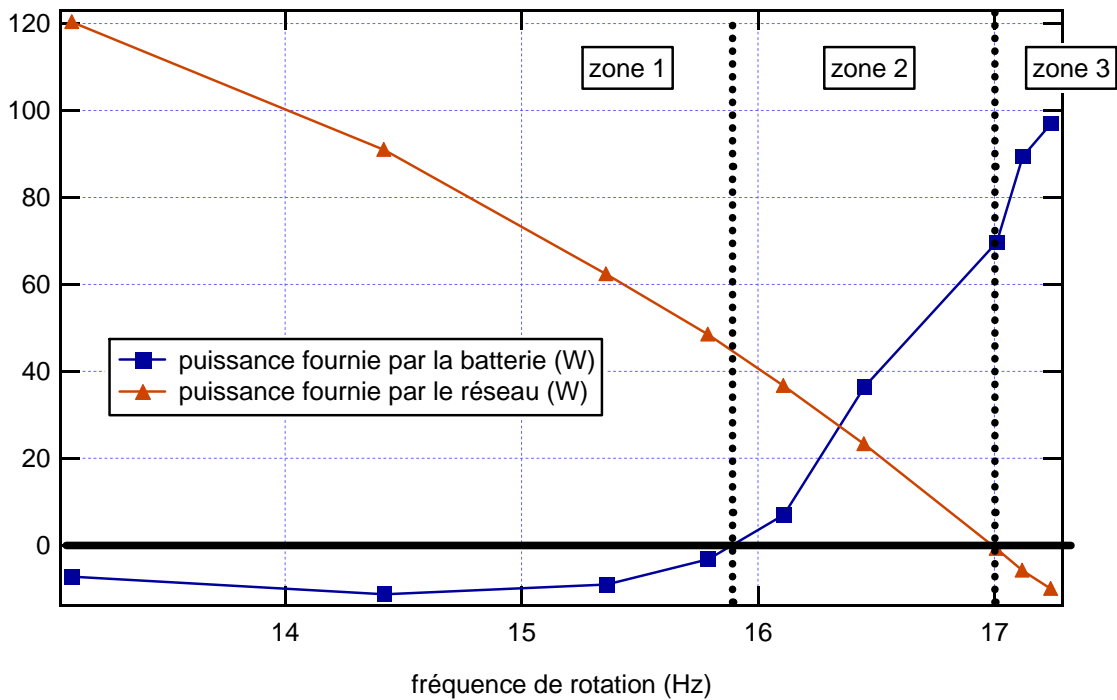
Une fois la connexion faite, on relèvera, pour différentes valeurs du rapport cyclique, la vitesse de rotation (ou la fréquence correspondante), la puissance absorbée en entrée (méthode dite des « deux wattmètres, telle que la puissance recherchée est la somme algébrique de  $W_1$  et  $W_2$ ) et la puissance fournie par la batterie (produit du courant continu par la tension continue...). On surveillera attentivement le niveau et le signe du courant dans la batterie.

On trace alors les deux puissances en fonction de la fréquence de rotation de la machine (cette dernière a trois paires de pôles, et donc un fréquence de rotation au synchronisme de 16.7 Hz (50/3 Hz)).

Un fois que tous les relevés effectués, pour arrêter la manip, on joue sur le rapport cyclique pour amener le courant dans l'interrupteur à 0. Quand c'est fait, on peut ouvrir ce dernier. On va alors faire décroître la tension délivrée par l'alternostat à 0. On débranche la batterie (attention de ne pas la mettre en court circuit par négligence !).

### exploitation des données.

On obtient les courbes suivantes



Sur ces courbes, on va pouvoir distinguer trois zones conduisant à des régimes de fonctionnement différents pour les systèmes.

Dans la zone 1, le réseau électrique fournit de l'énergie et la batterie en reçoit. On charge donc la batterie. La machine asynchrone fonctionne en moteur et la machine à courant continu en génératrice.

Dans la zone 2, le réseau électrique continue à fournir de l'énergie, mais la batterie en fournit aussi. Elle se décharge dans la machine à courant continu qui fonctionne en moteur tout comme la machine asynchrone. En fait, dans ce cas, les deux sources (réseau et batterie) fournissent les pertes du système...

Dans la zone 3, la batterie fournit de l'énergie et le réseau en reçoit. Si on plaçait un compteur d'énergie mécanique en entrée de la machine asynchrone, on verrait le sens de rotation du disque s'inverser... Dans ce cas, la machine à courant continu fonctionne en moteur et la machine asynchrone en génératrice.

$r_q$  : si la puissance absorbée sur le réseau s'annule au delà de la vitesse de synchronisme, c'est à cause des pertes de la machine asynchrone.

$r_q$  : si on ne fait pas travailler la machine asynchrone sous tension nominale, c'est pour limiter les pertes dans le banc de moteur. En effet, dans le cas où ces dernières sont trop importantes, on ne parvient pas à mettre en évidence le renvoi d'énergie au réseau. En effet la batterie ne suffisant pas à fournir les pertes, le réseau fournit le complément.

Version du 10/12/2013