

Département de physique

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

Sommaire

Partie A :

Conversion électrique/électrique.

- *Transformateur*
- *Hacheur*

Chapitre B :

Conversion électromécanique.

- *Machines synchrones et asynchrones.*
- *Machines à courant continu*

Annexe :

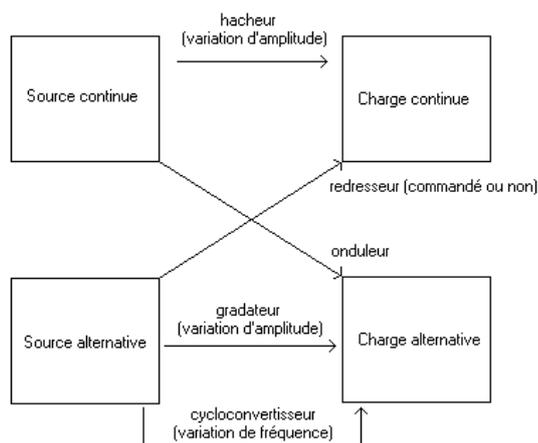
Puissance électrique : définition, mesure

Partie A : Conversion 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 pas toujours sous des tensions sinusoïdales à 50 Hz.

Les convertisseurs d'énergie électrique/électrique doivent donc permettre d'adapter la puissance électrique délivrée par la source afin de la rendre utilisable de façon optimale par la charge. On peut modifier facilement l'amplitude d'une tension sinusoïdale avec un transformateur. Pour modifier la forme des signaux, on aura recours à des systèmes plus complexes, réalisés à partir de composants électroniques (diodes, transistors...) utilisés comme interrupteurs. Pour fonctionner correctement, ces systèmes doivent fréquemment être associés à des filtres.

Exemples de convertisseurs.



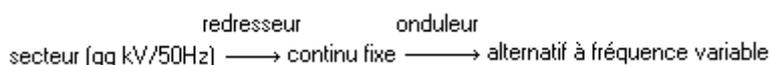
Exemples d'applications.

- Réseau de distribution : on élève ou abaisse la tension sinusoïdale avec des transformateurs de distribution. Production sous 10 à 25 kV dans une centrale puis transport sous 63, 225 ou 400 kV en France et utilisation sous 20 kV à 220V

- Alimentation d'une carte d'ordinateur :



- traction ferroviaire avec moteur à courant alternatif :



Dans la suite du cours, nous ne traiterons que le transformateur de distribution, et deux convertisseurs à base de semi-conducteurs : le hacheur et le redresseur. Ces systèmes sont ceux qui sont disponibles dans les salles de TP.

A.1. Le transformateur de distribution

Le transformateur va permettre de modifier la valeur efficace d'une tension sinusoïdale. Il s'agit donc d'un système qui va permettre d'adapter la tension fournie par une source à la tension dont a besoin une charge.

En pratique, la tension délivrée par un alternateur (10 à 25kV en sortie d'un alternateur de centrale) est augmentée lorsqu'on le connecte au réseau de distribution afin de faire passer une puissance électrique sur la ligne avec le maximum de tension pour limiter les pertes Joule dues au courant (en France, la tension sur le réseau de distribution est 400 kV, 225 kV, 90 kV et 63 kV). Quand on se rapproche de l'utilisateur, il faudra abaisser la tension pour que les champs électriques mis en jeux ne soient pas trop importants et que les dimensions des systèmes électriques utilisés ne conduisent pas à un claquage des diélectriques (plus les systèmes sont de taille importante plus on peut se permettre de travailler avec des tensions élevées).

L'objectif final de ce chapitre sera 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...

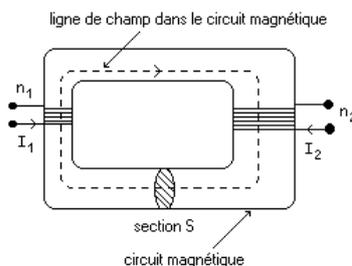
- *Les matériaux « durs »*, également appelés aimants, ont des H_c et des B_r élevés, et créent un champ dans leur voisinage en absence d'excitation. Il s'agit de matériaux, qui, une fois aimantés, restent dans un état saturé, en raison des défauts de structure qui bloquent les mouvements des parois 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 supposons, 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 :



1.2.1. 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

$$\phi = \iint_{(S)} \vec{B} \cdot \vec{dS} = cte$$

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 $\Phi = B.S$

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

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

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

1.2.2. 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 μ sa permittivité. Si S est la section droite du matériau au point considéré, alors

$$\sum_i n_i \cdot I_i = \oint \vec{H} \cdot \vec{dl} = \oint \frac{B}{\mu} \cdot dl = \oint \frac{\phi}{\mu \cdot S} \cdot dl = \phi \cdot \oint \frac{dl}{\mu \cdot S}$$

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

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

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

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

- r_q : 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.

- r_q : 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...

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

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

\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

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

La formule de Stokes donne

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

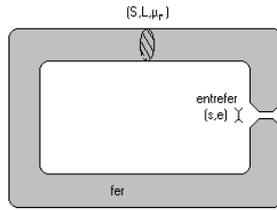
où le contour C est orienté par S.

Si le circuit magnétique est enlacé par i circuits filiformes de n_i spires (n_i est algébrique suivant que le courant est orienté en fonction de l'orientation du contour C), parcourus par des courants I_i , on a

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

1.2.3. 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 $L=1\text{m}$, 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 $B=1\text{ T}$ dans l'entrefer? (la structure décrite correspond à un électroaimant)



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

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

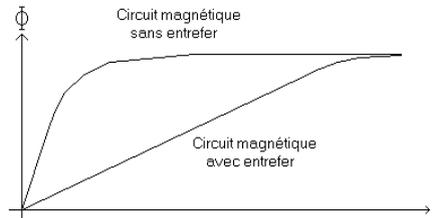
La valeur de la réductance globale du circuit dépend principalement de l'entrefer (cas fréquent!) donc

$$\frac{n \cdot I}{\phi} = \mathcal{R}_{\text{fer}} + \mathcal{R}_{\text{entrefer}} \sim \mathcal{R}_{\text{entrefer}}$$

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 $\phi(I)$.

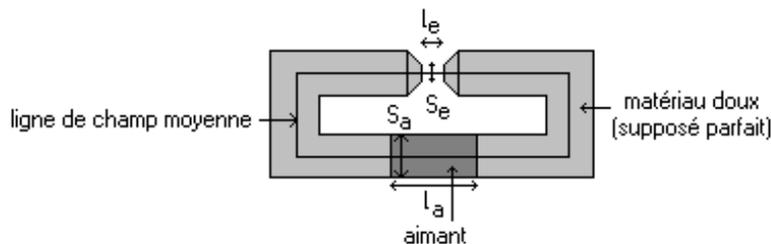
Nous venons de voir que la présence d'un entrefer dans le circuit magnétique augmentait considérablement la réductance de ce dernier. La pente de la courbe $\phi(I)$ est donc beaucoup plus faible en zone linéaire. En prolongeant sur les zones de saturation, on obtient des caractéristiques suivantes.



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 réductance 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

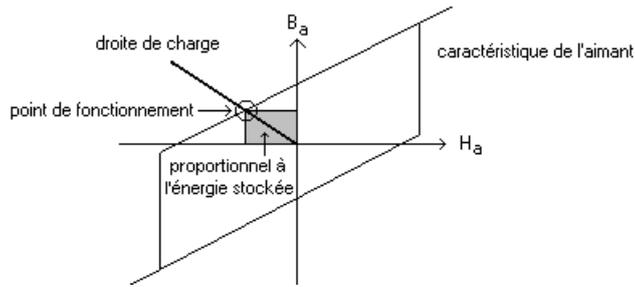
$$B_a \cdot S_a = B_e \cdot S_e = \mu_0 \cdot H_e \cdot S_e$$

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).

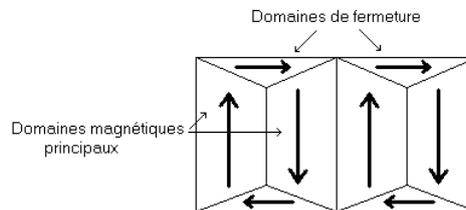
I.3. Complément sur les pertes dans les matériaux ferromagnétiques doux.

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.

I.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 réfléchie suivant le domaine sur lequel la réflexion a eu lieu), ou par effet Faraday (même chose mais en transmission).

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.

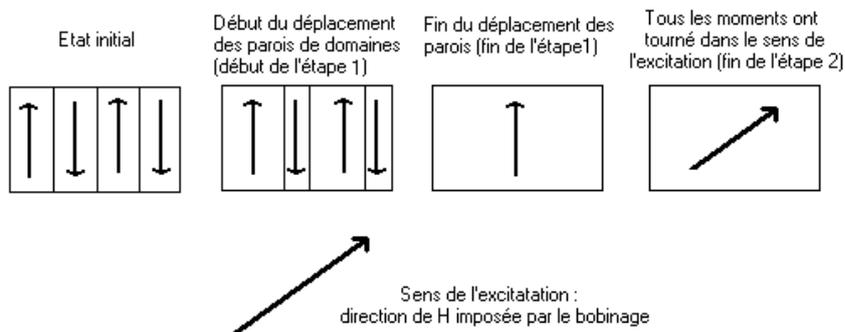
rq : Dans le cas d'un aimant, le matériau, en raison de ses irrégularités de structure, est figé dans un état mono domaine, d'où un champ observable à l'extérieur du matériau, en absence d'excitation.

I.3.2. Processus d'aimantation.

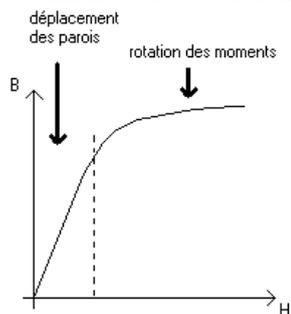
Si on excite le matériau par l'intermédiaire d'un bobinage appliquant un champ H , le matériau évolue de la façon suivante : (on n'a pas représenté les domaines de fermeture)

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.



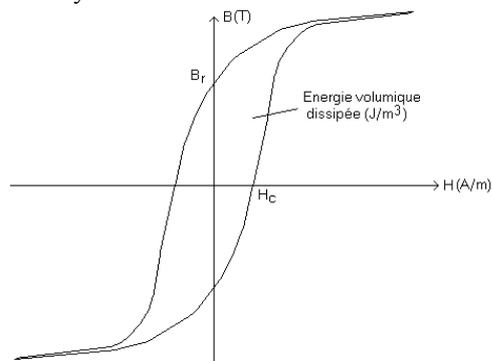
Si on relève les évolutions de B en fonction de H, cela se traduit par la courbe suivante, appelée courbe de première aimantation (on part d'un matériau désaimanté et les évolutions de H doivent être très lentes).



Il faut noter que l'on n'atteint la saturation que pour des valeurs très élevées de H (courants difficile à générer dans les laboratoires d'enseignement). 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.

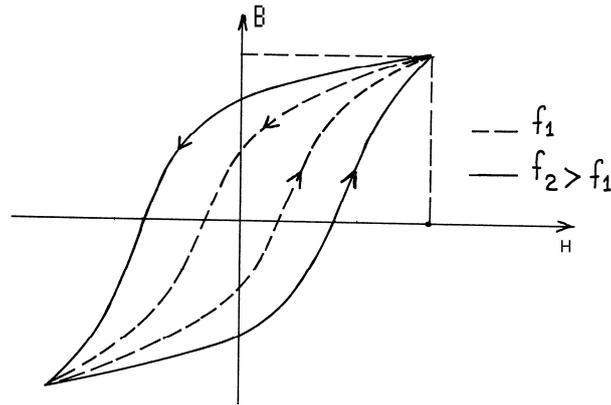
On modélise souvent la puissance dissipée par ces pertes par :

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

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.

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).

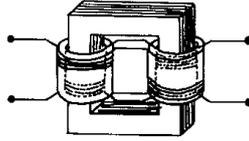
II.1. Structure.

II.1.1. Réalisation du transformateur.

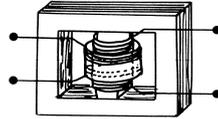
Un transformateur monophasé est constitué d'un circuit magnétique fermé (réalisé avec des tôles isolées) sur lequel on monte deux enroulements concentriques (afin que le couplage soit le meilleur possible). Le premier enroulement (celui qui reçoit la tension à transformer) est appelé primaire alors que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

On trouve principalement deux structures.

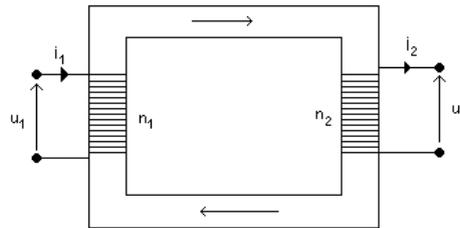
La première comporte un circuit magnétique à deux noyaux, chaque noyau portant la moitié des bobinages primaires et secondaires (pour obtenir le meilleur couplage possible). On pourra par exemple mettre les deux primaires et les deux secondaires en série.



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:



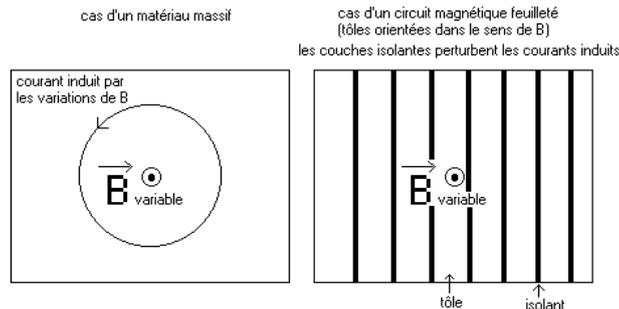
Nous avons choisi la convention récepteur pour le primaire (il est branché sur le réseau et se comporte donc comme une charge) et la convention générateur pour le secondaire (qui se comporte comme une source vis à vis de la charge du transformateur).

II.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 le distributeur d'énergie électrique. La part importante du nucléaire dans la production 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 φ_c).
 - 2/ celles qui enlacent certaines spires du primaire et du secondaire, 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 réductance rencontrée dépend principalement de cette partie du parcours.

Rappel :

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

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 α_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

$$u_1 = -e_1 + r_1 \cdot i_1 = \frac{d\varphi_1}{dt} + r_1 \cdot i_1 = n_1 \cdot \frac{d\varphi_c}{dt} + l_1 \cdot \frac{di_1}{dt} + r_1 \cdot i_1$$

$$u_2 = e_2 - r_2 \cdot i_2 = -\frac{d\varphi_2}{dt} - r_2 \cdot i_2 = -n_2 \cdot \frac{d\varphi_c}{dt} - l_2 \cdot \frac{di_2}{dt} - r_2 \cdot i_2$$

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

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

où \mathfrak{R} est la réductance du circuit magnétique et on considérera que φ_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 réductance est nulle et il n'y a plus de fuites ce qui donne

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

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

$$r_1 = 0 ; r_2 = 0$$

dans ce cas les équations précédentes deviennent :

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

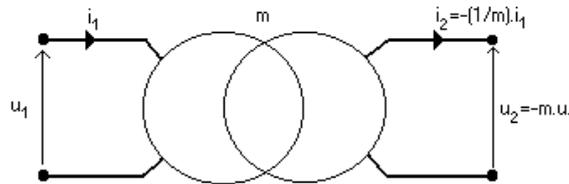
$$u_2 = -n_2 \cdot \frac{d\phi_c}{dt}$$

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

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 ϕ 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

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

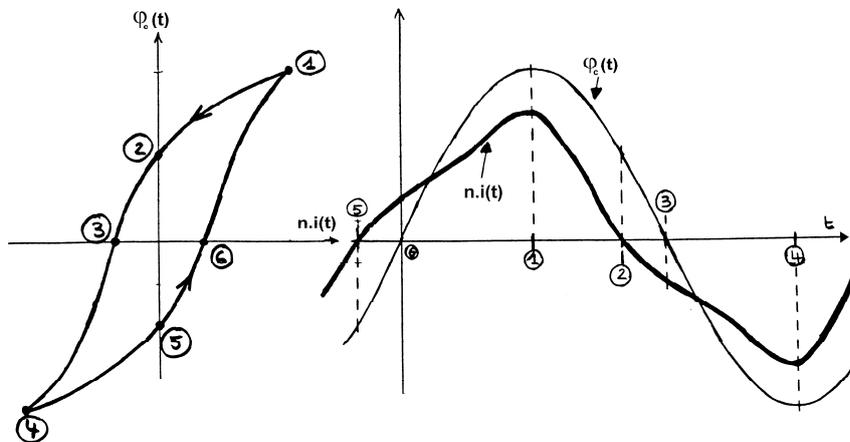
Le courant i_{10} est appelé courant magnétisant. Il s'agit du courant à vide du transformateur. Le circuit magnétique étant non linéaire (avec hystérésis), il est très distordu (supposer que le circuit travaille sous flux forcé sous une tension primaire sinusoïdale). En fait, cet essai revient à caractériser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

Sous la même tension u_1 (donc pour la même valeur de ϕ), 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 ?

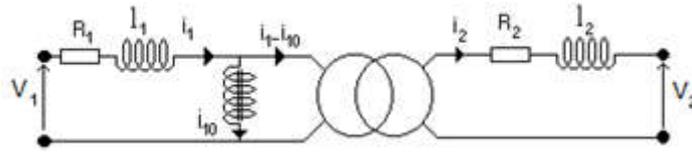
Dans le cas où le secondaire est à vide, dans la mesure où le flux est forcé sinusoïdal, puisque le matériau est non linéaire, le courant va présenter une distorsion. Dans le cas d'un matériau non linéaire avec hystérésis, le courant est distordu et déphasé (en avance) par rapport au flux Φ .



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 :

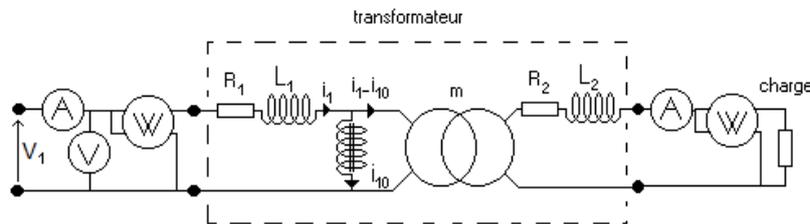


II.3. Transfert de puissance à travers un transformateur.

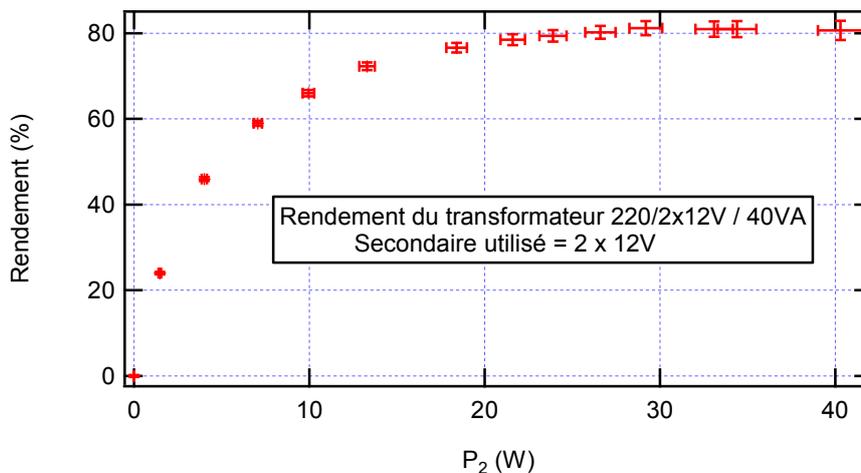
L'objectif de cette partie est de séparer les différentes causes de pertes dans un transformateur. On notera particulièrement l'évolution des pertes fer avec la tension appliquée au primaire.

II.3.1. Essai en charge et mesures complémentaires.

• On alimente le transformateur sous une tension délivrée par un 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 :



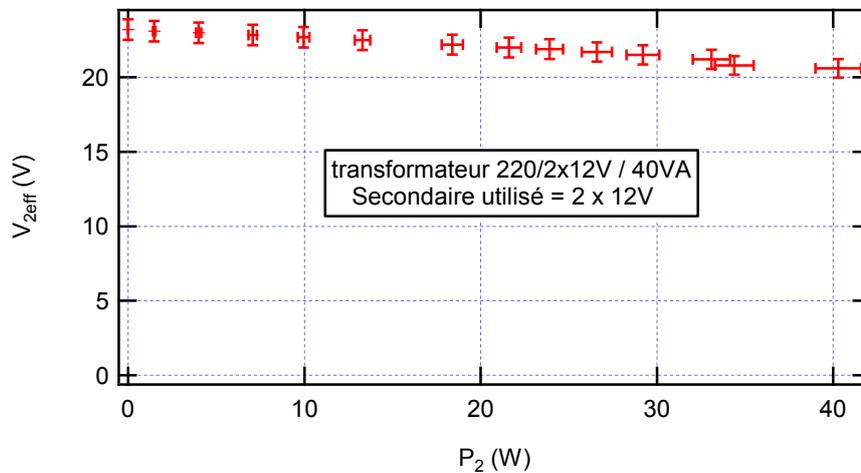
- Pour différentes charges (y compris la charge nominale), on mesure la puissance absorbée au primaire et la puissance restituée au secondaire ainsi que la valeur efficace des courants primaires et secondaires.
- On trace alors le rendement en fonction de la charge. On note que le point (0,0) est un 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).



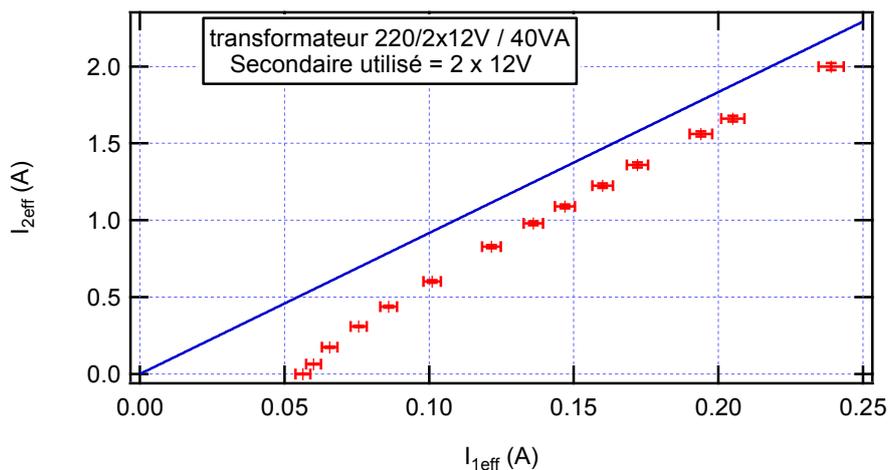
- Le rendement est faible pour les faibles charges, puisqu'à tension donnée, les pertes fer restent les mêmes quelle que soit la puissance transférée à la charge. Avec le transformateur étudié, le rendement est proche de son optimum, dès que l'on passe 50% de la charge nominale.
- Une fois l'essai en 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 $41.2 \pm 0.2 \Omega$ et pour le secondaire une résistance de $0.54 \pm 0.04 \Omega$ (pour ces mesures, on retire l'erreur systématique obtenue en reliant les deux fils de mesure en court-circuit)..

- La tension de sortie de transfo chute notablement quand on augmente la charge, ce qui s'explique par l'impédance de sortie du système.

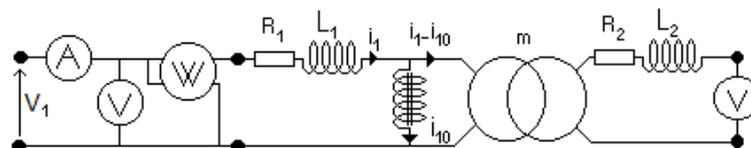


Nous venons de voir que le transformateur réel a des propriétés bien différentes du transformateur parfait. A ce titre, on peut également montrer la caractéristique donnant le courant secondaire en fonction du courant primaire qui est notablement affecté par les défauts du circuit magnétique. Il n'y 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.



II.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:

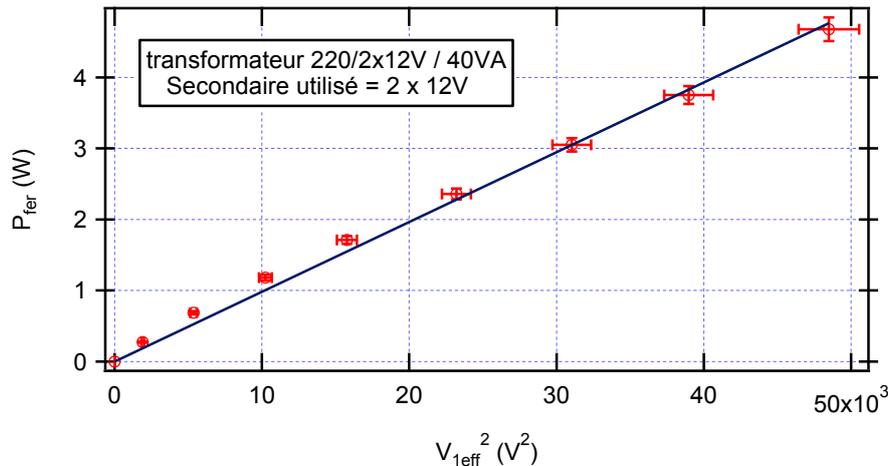


Pour cet essai, seul le primaire est parcouru par un courant. Ce circuit est la seule cause de pertes Joule. Si on retranche les pertes Joule du primaire à la puissance mesurée par le Wattmètre, on obtient les pertes fer. Or les pertes par hystérésis et les pertes par courants de Foucault peuvent être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

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

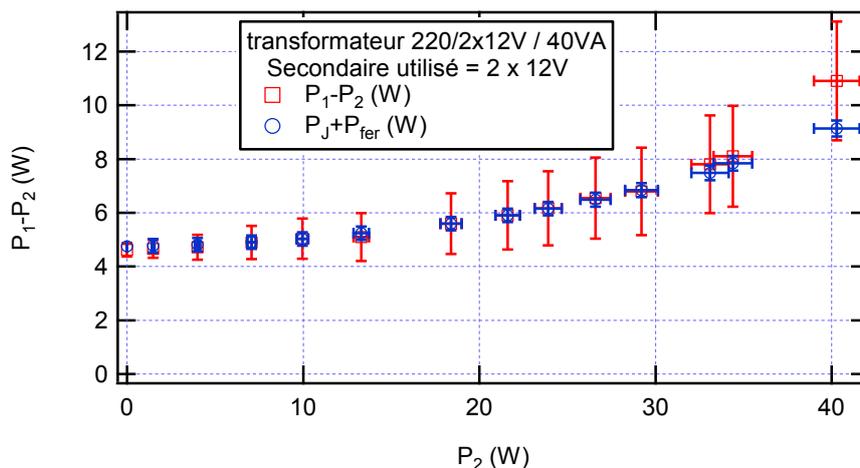
Le transformateur de distribution est un système à flux forcé (ce qui signifie que la tension d'entrée est pratiquement proportionnelle à la dérivée du flux). Les pertes fer, qui sont la somme des pertes par hystérésis et par courants de Foucault, qui sont proportionnelles à B_{max}^2 sont donc également proportionnelles à $V_{1\text{eff}}^2$.

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.



II.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 220V 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...

Cependant, alors que la mesure des pertes Joule et des pertes fer et donc des pertes globales 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. Les intervalles se recoupent. L'approche par mesure directe et par séparation des pertes conduisent à des résultats cohérents, mais il est abusif de pousser plus loin la comparaison.

A.2. Exemples de convertisseurs à semi-conducteur

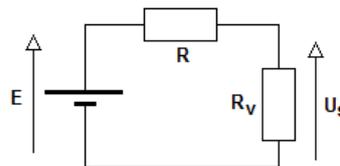
I. Exemple de conversion continu-continu : le hacheur série.

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.

Mais avant d'aller plus loin, pourquoi un hacheur pour modifier une tension continue et pas un simple circuit pont diviseur de tension comme on le fait parfois en électronique ?

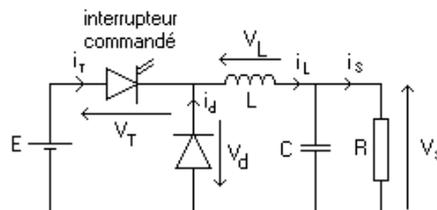


Avec un tel circuit, on a $U_s = \frac{R_v}{R+R_v} \cdot E$ et le rendement η est tel que $\eta = \frac{U_s^2}{R_v^2} = \frac{R_v}{R+R_v}$

Le rendement évolue fortement avec R_v et donc le niveau de tension demandé. Il est d'autant plus faible que la tension demandée en sortie est faible. Le rendement sera donc a priori faible sur une grosse partie de la plage de fonctionnement.

Or pour un convertisseur de puissance continu-continu, il faut évidemment délivrer la tension demandée, mais avec un rendement le plus proche possible de 1 afin de disposer de la puissance électrique appelée dans la charge. Un tel circuit n'a donc aucun intérêt quand on fait de la conversion de puissance.

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.

I.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 $\alpha \cdot T$, avec α compris entre 0 et 1. α est appelé rapport cyclique.

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

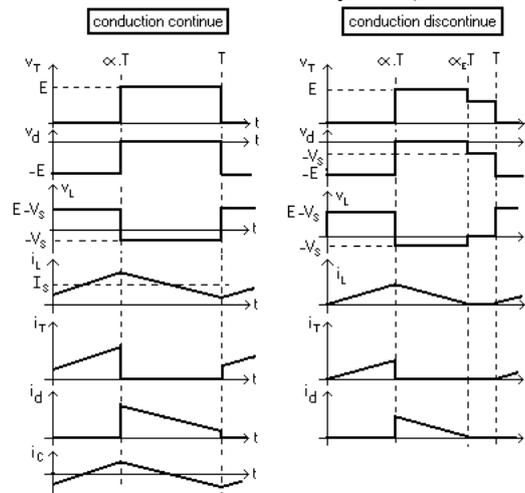
I.3. Formes d'ondes.

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).



I. 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 $(\alpha/2).T$ et $\alpha.T$ puis entre $\alpha.T$ et $(\alpha+1).T/2$ puisque deux zones de fonctionnement sont à considérer.

Globalement, on a donc

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

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

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

$$V_s.I_s = E.I_T$$

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

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

donc

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

soit

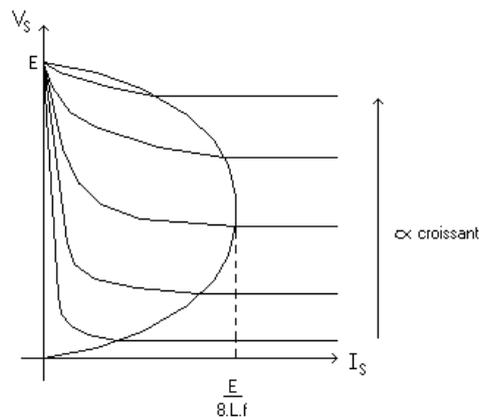
$$I_s = \frac{\alpha^2}{2.L.f} . \frac{E.(E - V_s)}{V_s}$$

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

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

Cette courbe est appelée courbe de conduction critique.

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



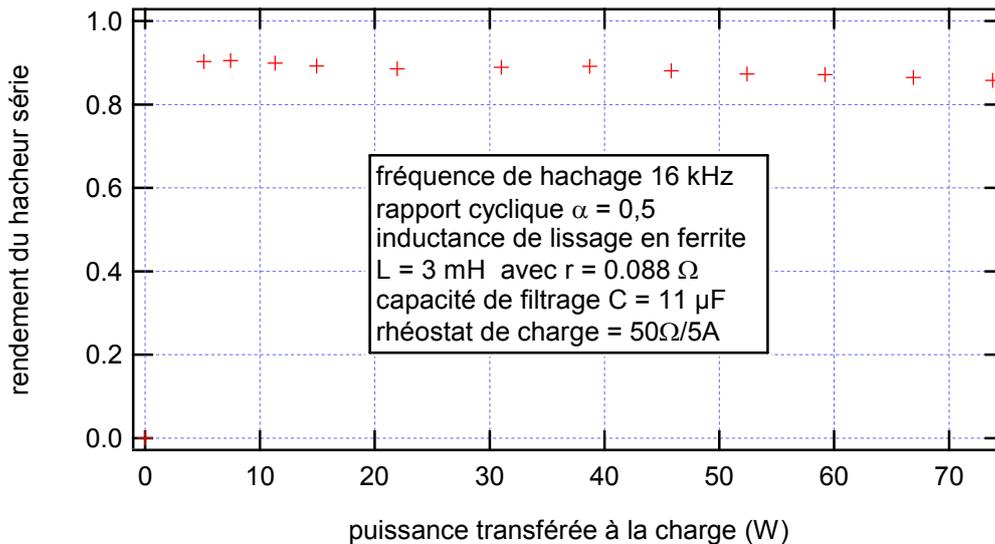
I.6. Etude expérimentale de la conversion de puissance à travers un hacheur série non réversible.

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.

I.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 μ F et une inductance de lissage ferrite de 3 mH présentant une résistance de 0,088 Ω . 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.

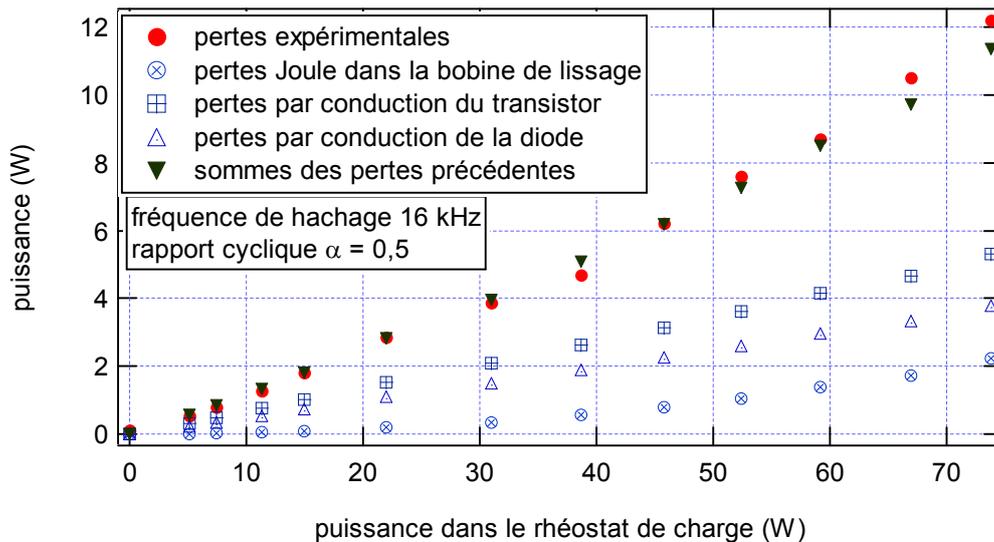
- les pertes par commutation, qui sont liées au fait que lors des commutations, courant et tension sont non nuls en même temps dans les interrupteurs commandés. Ces pertes dépendent peu du rapport cyclique, mais beaucoup de la fréquence. C'est concrètement les pertes par commutations qui limitent la 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 α , 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.



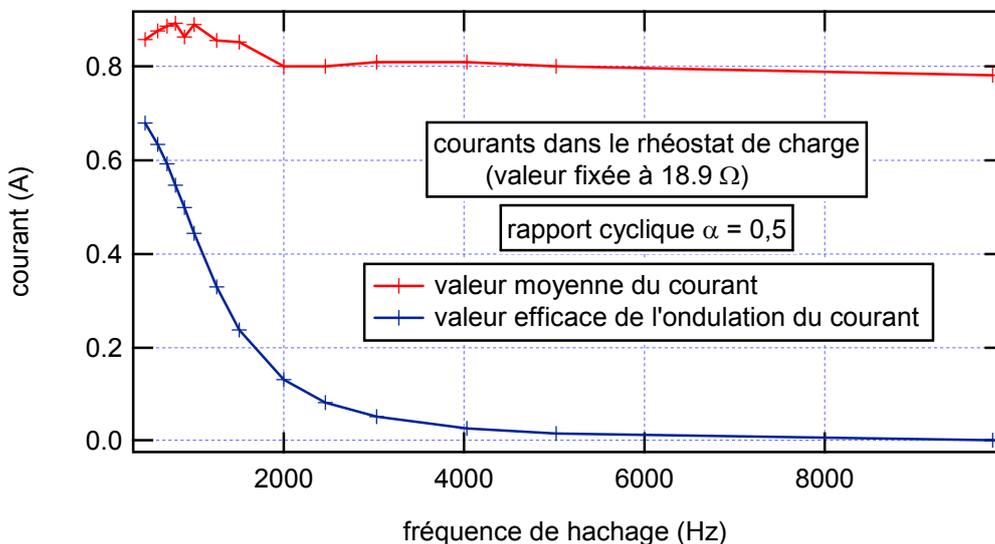
1.6.3. forme de la puissance transférée à la charge.

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.

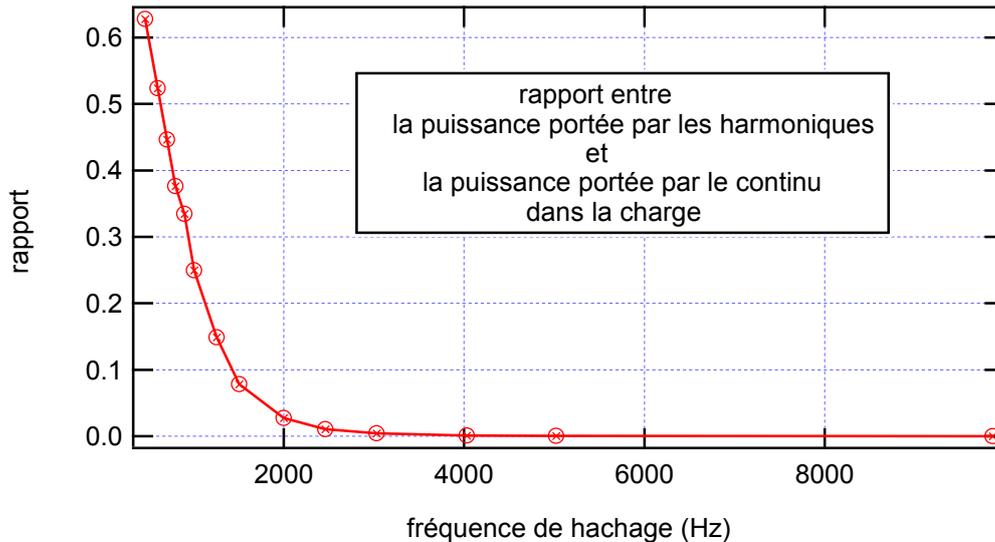
- Expérimentalement, pour une valeur donnée de la charge (rhéostat à $18,9\Omega$), on a étudié la valeur moyenne du courant ainsi que la valeur efficace des seules harmoniques, pour différentes valeurs de la fréquence de hachage. Pour cela, on a utilisé une pince de courant à effet Hall envoyée à l'oscilloscope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

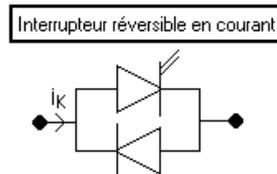
- Pour illustrer le problème d'une conversion continu-continu avec des fortes ondulations, on peut alimenter un moteur à courant continu en série avec une inductance de lissage par un hacheur, en faisant fonctionner ce dernier à une fréquence voisine du kHz. Si on écoute le son émis par le moteur en 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.

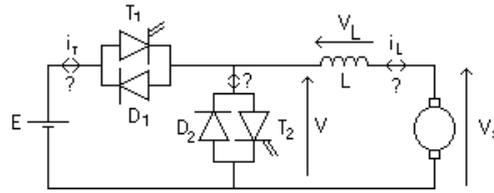


Cette fois, i_k peut être positif ou négatif. Il n'y aura plus de phénomène de conduction discontinue, dû à l'impossibilité, pour le courant, de changer de signe. Simplement, suivant le sens du courant, l'un ou l'autre des composants assurera la conduction.

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.

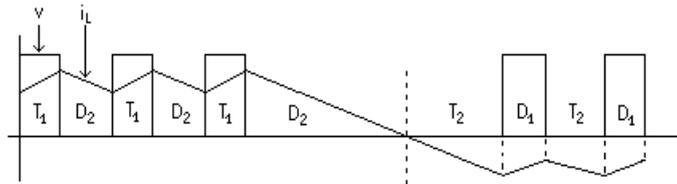


rq: la MCC ayant, en simplifiant, un comportement de filtre passe bas, elle sera insensible à l'ondulation de tension à ses bornes et ne réagira qu'à la valeur moyenne imposée par le hacheur.

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.



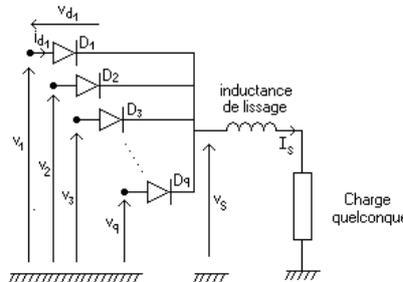
II. Exemple de conversion alternatif-continu : redresseur triphasé à diodes.

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 ω .

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



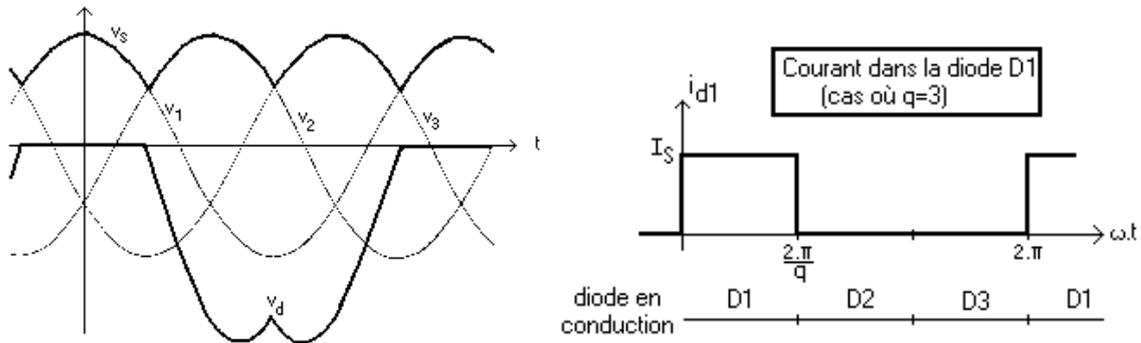
- Une seule diode peut conduire à la fois, sinon cela imposerait une tension instantanée identique sur deux phases ce qui est impossible. La diode qui conduit, à un instant t donné, est celle qui a le potentiel d'anode le plus élevé (ce qui impose une tension négative aux bornes des autres diodes qui,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

- Par la suite, nous allons nous limiter au cas triphasé. On considèrera 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). Ceci nous conduit aux allures de tensions et courants suivantes



- La tension moyenne de sortie est alors donnée par

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

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

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

- r_q: 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.

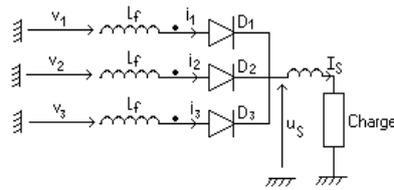
- La chute de tension liée à la résistance du transformateur dépend du couplage de ce dernier. On l'établit en faisant un bilan des pertes Joules dues aux enroulements. La puissance dissipée de cette façon est considérée comme égale à $R_{eq} \cdot I_c^2$ avec R_{eq} résistance apparente modélisant la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

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

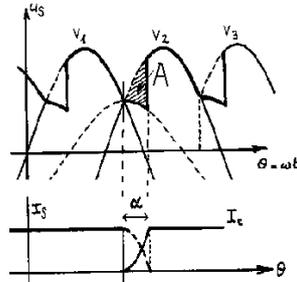
- Le fait que la commutation de courant ne soit pas instantanée entraîne aussi un effet que l'on représente par une chute de tension. C'est le phénomène d'empiètement. Il n'a bien entendu rien à voir avec l'effet Joule. C'est lui que nous allons détailler maintenant.

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 α



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'empîement.

• Nous allons tout d'abord calculer la durée α de l'empîement.

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 chute de tension moyenne causée par l'empîement est donnée par

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

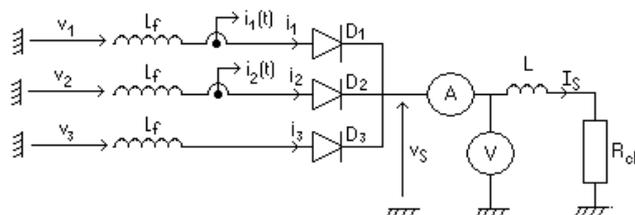
La résistance équivalente modélisant la chute de tension par empîement est donc donnée par

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

Approche expérimentale du problème.

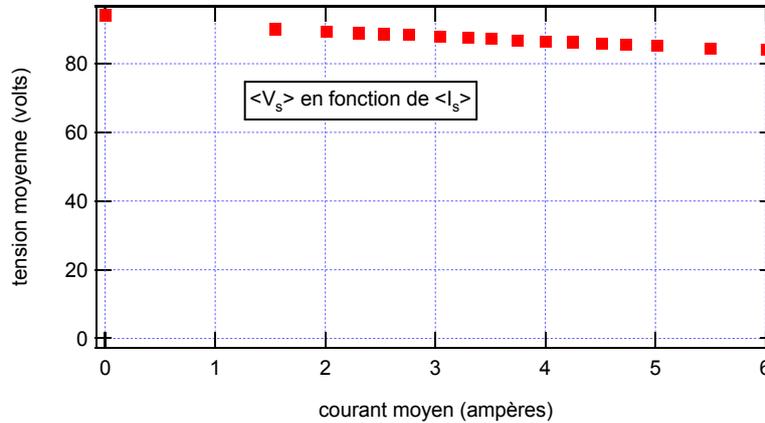
Pour mettre en évidence les effets de l'empîement sur la caractéristique tension/courant d'un redresseur, nous allons commencer par relever cette caractéristique. Par la suite nous essaierons de détailler les différentes causes pour évaluer leurs contributions relatives.

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

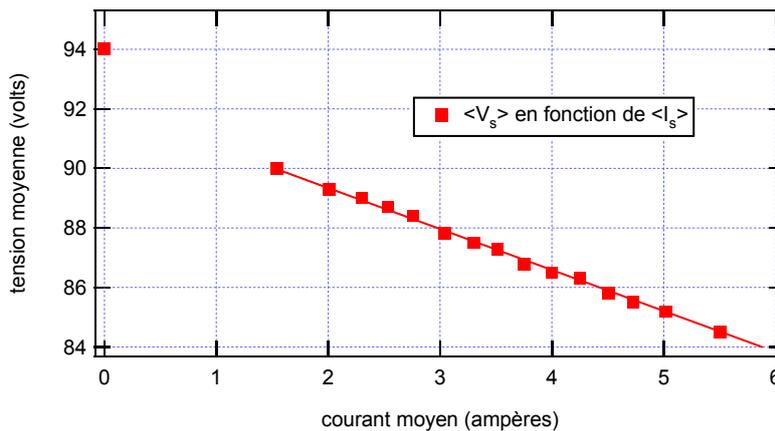


L'ampèremètre et le voltmètre nous donnent la valeur moyenne. Les capteurs de courant donnant $i_1(t)$ et $i_2(t)$ sont des capteurs de courant à zéro de flux (bande passante du continu à quelques kHz) tels que la sortie mesure est isolée de la partie du circuit où circule le courant à observer.

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

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

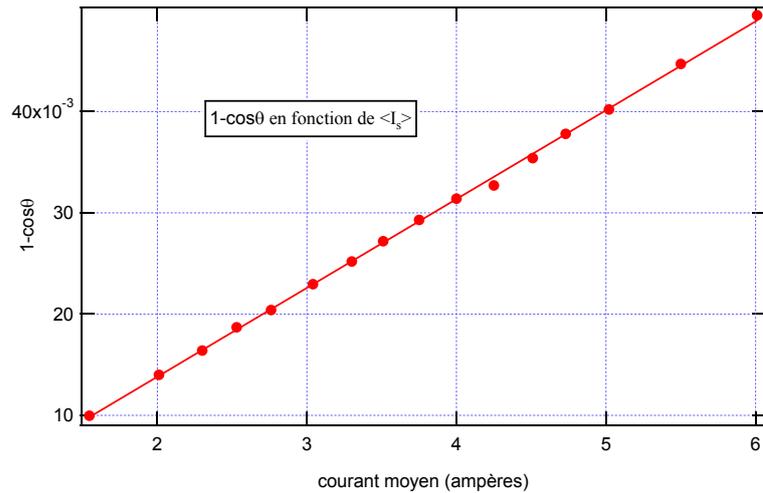
Sachant que l'on a une tension à vide de 94 V, la caractéristique précédente nous indique un effet de seuil de 1.9V environ et une résistance équivalente de chute de tension $R_{eq} = 1.38 \pm 0.10 \Omega$.

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'empîement 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 $V = 80\text{V}$, $\omega = 2 \cdot \pi \cdot 50$ 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'empîement

$$R_{\text{Eq}} = 0.41 \pm 0.01 \Omega$$

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

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.

Partie B : Conversion électromécanique

Les convertisseurs électromécaniques sont des structures qui permettent de transformer une puissance électrique en une puissance mécanique (fonctionnement en moteur), ou au contraire une puissance mécanique en puissance électrique (fonctionnement en générateur).

On peut citer notamment les machines à courant continu, pratiques à utiliser pour des applications de faible puissance (entraînement du hacheur optique, moteur de chariotage sur un interféromètre, robotique...) et même à plus forte puissance pour de l'entraînement électrique (motrice des RER).

Il existe également des convertisseurs fonctionnant avec des tensions alternatives. On citera notamment les machines synchrones qui peuvent à la fois servir d'alternateur (centrales électriques de forte puissance, éoliennes) ou de moteur (traction ferroviaire). On peut également citer les machines asynchrones qui elles aussi peuvent fonctionner en génératrice (éoliennes) ou de moteur (traction ferroviaire, électroménager...).

Il faut noter que pour les machines synchrone et asynchrone, leur emploi en génératrice nécessite souvent d'utiliser des convertisseurs électrique/électrique afin de les associer au réseau électrique. Pour les éoliennes en particulier, que l'on utilise un alternateur synchrone ou asynchrone, il est nécessaire de redresser la tension alternative pour alimenter un onduleur connecté au réseau. Pour la traction ferroviaire ou toute application en vitesse variable, il est nécessaire de passer par un onduleur pour modifier la vitesse.

B.1. Machines synchrones et asynchrones.

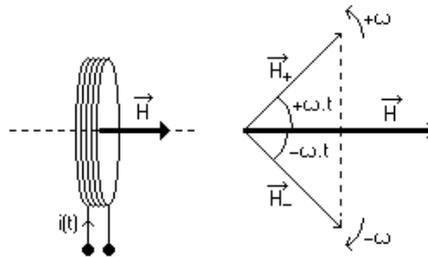
I. Production d'un champ tournant et définition du couple électromécanique.

Dans ce chapitre, nous allons voir comment créer un champ tournant. Nous commencerons en partant d'une structure monophasée (plus simple mais qui va poser problème en pratique) puis d'une structure triphasée et diphasée. Nous profiterons de cette partie pour présenter les systèmes triphasés et pourquoi on les utilise. Ensuite, nous verrons comment exploiter la forme des différents champs pour calculer l'énergie magnétique et en déduire le couple électromécanique dans la machine étudiée.

I.1. Production 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 ω . 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 ω 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 ω 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 ω et $-\omega$.

I.2. Production d'un champ tournant à partir d'une structure et des courants triphasés.

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les systèmes triphasés équilibrés de courant ou de tension, puis, nous verrons comment construire des structures qui permettent d'exploiter les propriétés de ces grandeurs afin de créer des champs tournants, qui permettent d'expliquer le fonctionnement des machines synchrones ou asynchrones.

I.2.1. Présentation des systèmes triphasés.

• 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

$$x_1 = X \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega t - \varphi)$$

$$x_2 = X \cdot \sqrt{2} \cdot \cos\left(\omega t - m \cdot \frac{2\pi}{3} - \varphi\right)$$

$$x_3 = X \cdot \sqrt{2} \cdot \cos\left(\omega t - 2m \cdot \frac{2\pi}{3} - \varphi\right)$$

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

$$x_1 = X \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega \cdot t - \varphi)$$

$$x_2 = X \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3} - \varphi)$$

$$x_3 = X \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega \cdot t - \frac{4 \cdot \pi}{3} - \varphi)$$

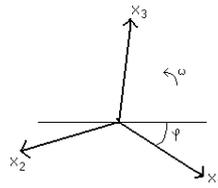
- En notations complexes, Si on note $\overline{X}_1 = X \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t - \varphi}$ et en écrivant $a = e^{j \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}$, on a

$$\overline{X}_1$$

$$\overline{X}_2 = a^2 \cdot \overline{X}_1$$

$$\overline{X}_3 = a \cdot \overline{X}_1$$

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



- Application : distribution de tension sur une prise triphasée.

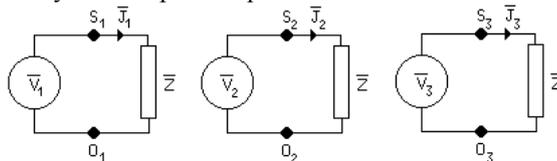
Sur une prise de tension triphasée, on aura accès à trois tensions formant un système sinusoïdal triphasé équilibré (direct ou inverse suivant l'ordre de prise des tensions).

- 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.

- Exemples 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.



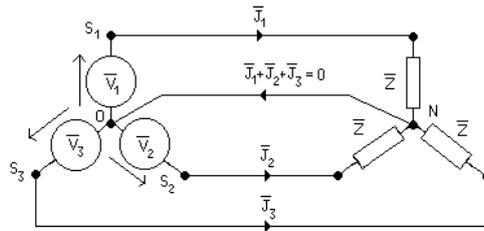
Nous pouvons envisager deux types d'associations pour ces trois bobinages, l'association en étoile et l'association en triangle.

rq: Nous nous plaçons dans le cas de systèmes triphasés équilibrés. Dans la*

* réalité, les systèmes ne le sont pas toujours (notamment les charges). Etoiles 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.

Association étoile.

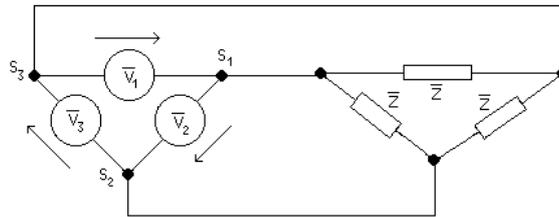
Les trois points O_1 , O_2 et O_3 sont mis au même potentiel. Dans ce cas, le système prend la forme donnée sur la figure suivante:



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.

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:



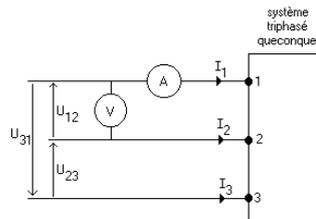
Trois câbles suffisent à relier les sources à la charge.

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.

• 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} .



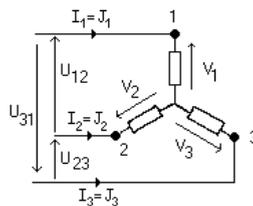
Nous allons voir que, suivant le couplage, étoile ou triangle, réalisé, grandeurs de lignes et grandeurs de phases ne sont pas forcément identiques.

Cas d'une étoile.

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

$$I = J$$

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.

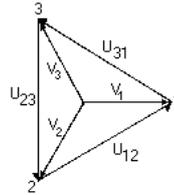
Par exemple on a $\overline{U}_{12} = \overline{V}_1 - \overline{V}_2$ avec dans un système direct $\overline{V}_2 = a^2 \cdot \overline{V}_1$ ce qui conduit à

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

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

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

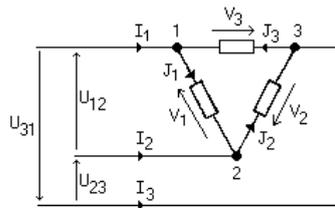
Pour mettre en évidence les déphasages, on peut tracer le diagramme de Fresnel suivant qui montre que le diagramme des tensions de phases directes conduit à un diagramme des tensions de lignes lui aussi direct et en avance de 30°.



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.

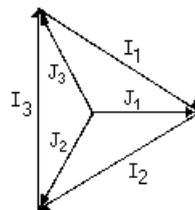
Pour un système équilibré et supposer que le système des courants de phases est direct.



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

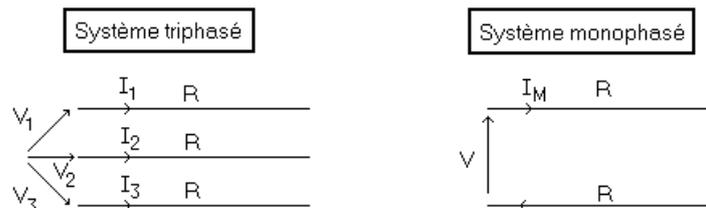
On constate que $I = J \cdot \sqrt{3}$ et que \overline{I}_1 est en retard de phase de 30° sur \overline{J}_1 .

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



• 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

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

Transporter la même énergie, sous tension V , sur la ligne monophasée, impose que $I_M=3.I$

En triphasé, les pertes en ligne sont donc

$$P_{Ltri} = 3.R.I^2$$

En monophasé, on doit en revanche dissiper

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

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 son homologue triphasée. On obtient alors des pertes en lignes

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

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

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

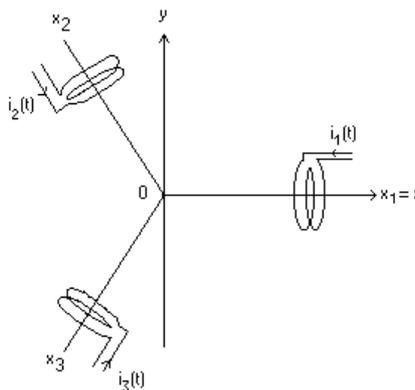
Il est donc nécessaire d'employer une quantité double de cuivre dans le cas d'une ligne monophasée, tout en ayant des pertes en ligne doubles !

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, le distributeur 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).

1.2.2. Champ tournant créé par une structure triphasée.

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:

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

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

$$\begin{aligned} \overline{h_1} &= H.\cos(\omega t) . e^{j.0} \\ \overline{h_2} &= H.\cos\left(\omega t - \frac{2.\pi}{3}\right) . e^{j\frac{2.\pi}{3}} \\ \overline{h_3} &= H.\cos\left(\omega t - \frac{4.\pi}{3}\right) . e^{j\frac{4.\pi}{3}} \end{aligned}$$

Globalement, on trouve que

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

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 ω sont équivalents à un rotor fictif bipolaire tournant à la vitesse ω . Ce rotor fictif passe par l'axe d'une bobine quand le courant y est maximum.

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

remarque : nous venons de traiter le cas d'un système triphasé. Il est également possible d'obtenir un champ tournant à partir d'une structure diphasée, avec deux phases disposées perpendiculairement et parcourues par des courants en quadrature.

$$\begin{aligned} \overline{h_1} &= H \cdot \cos(\omega t) \cdot e^{j \cdot 0} \\ \overline{h_2} &= H \cdot \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \cdot e^{j \frac{\pi}{2}} \end{aligned}$$

Soit finalement :

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

I.3. Champ tournant à répartition spatiale sinusoïdale.

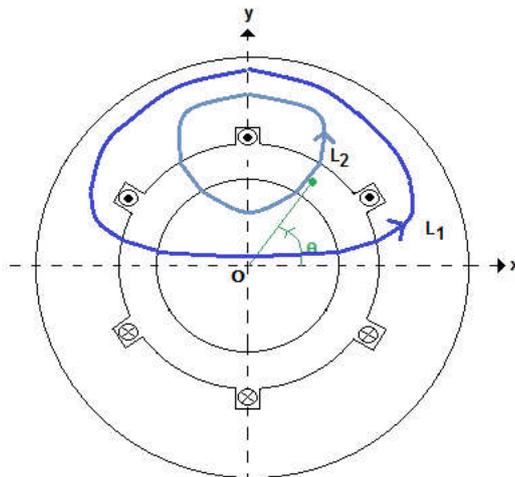
Le champ tournant n'est jamais créé qu'avec des bobines sans circuit magnétique. En effet, ce dernier est indispensable pour canaliser suffisamment le flux dans les bobinages dans lesquels on veut induire des tensions afin de limiter le courant nécessaire à l'obtention d'un flux suffisant pour le bon fonctionnement de la machine.

Nous allons chercher à voir comment est réalisée une phase en pratique et nous verrons ensuite comment fonctionne un système à plusieurs phases réalisées de la sorte et comment exploiter la notion de champ tournant dans ce cas.

I.3.1. Création d'un champ à répartition spatiale sinusoïdale.

Pour ça, nous allons travailler avec une structure de base comportant un rotor et un stator réalisés avec un matériau magnétique parfait (le matériau est supposé linéaire avec une valeur de perméabilité μ_r assez forte pour que les lignes de champ soient parfaitement canalisées et que la circulation du champ H dans le matériau magnétique soit négligeable devant la circulation de ce champ dans l'entrefer, la partie qui sépare rotor et stator).

Nous allons supposer, pour commencer que le courant qui traverse les conducteurs est un courant continu noté I.



Sur la figure précédente, nous avons représenté deux lignes de champ L_1 et L_2 . Ces lignes de champ sont perpendiculaires à l'axe Oy et sont radiales dans l'entrefer (si on suppose μ_r assez élevé).

Le champ H résultant du courant I dans les bobinages statorique sera radial.

Pour une position angulaire comprise entre $-\pi/6$ et $+\pi/6$, on aura la même norme de champ H_1 qu'entre $5\pi/6$ et $7\pi/6$, mais le champ sera sortant dans le premier cas et rentrant dans le second

De même la norme sera identique H_2 sur $(\pi/6 ; \pi/2)$ et sur $(-\pi/2 ; -\pi/6)$ avec un champ sortant.

La norme sera également H_2 sur $(\pi/2 ; 5\pi/6)$ et sur $(7\pi/6 ; 3\pi/2)$ mais avec un champ rentrant.

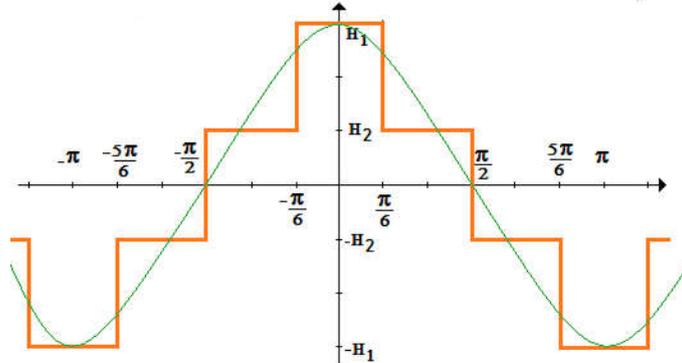
Pour calculer H_1 , il suffit d'appliquer le théorème d'Ampère en suivant la ligne L_1 . Compte tenu de l'orientation du vecteur \mathbf{H} , si on suppose que la circulation de \mathbf{H} est nulle dans le matériau magnétique, si e est la largeur de l'entrefer et si on suppose que l'on fait passer le même courant dans chaque encoche, on trouve que

$$2 \cdot H_1 \cdot e = 3 \cdot I \quad \text{soit} \quad H_1 = \frac{3}{2 \cdot e} \cdot I$$

De même, en suivant la ligne L_2 et moyennant les mêmes hypothèses, on a

$$2 \cdot H_2 \cdot e = I \quad \text{soit} \quad H_2 = \frac{1}{2 \cdot e} \cdot I$$

Si on trace l'allure de H dans l'entrefer en fonction de la position angulaire

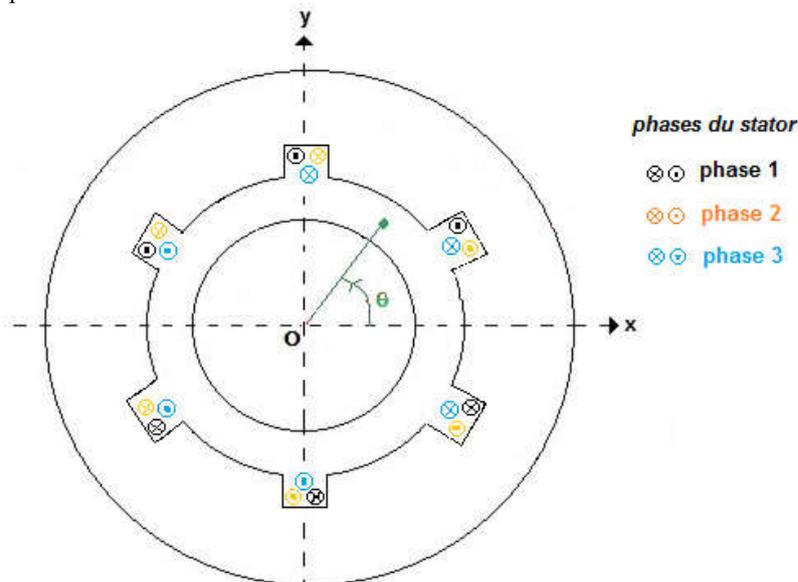


Si le courant n'est plus continu, mais sinusoïdal de pulsation ω (notons le $i(t)$), la forme précédente va voir son amplitude évoluer sinusoïdalement en fonction du temps pour une position angulaire donnée. Par ailleurs, si on travaille avec un nombre de conducteurs plus important répartis judicieusement sur le stator, la fonction continue par morceaux qui donne à un instant donné la forme du champ dans l'entrefer en fonction de la position angulaire peut prendre une allure pratiquement sinusoïdale en fonction de l'angle. C'est l'hypothèse que nous ferons par la suite pour étudier les convertisseurs (Cf sinusoïde ajoutée sur la figure précédente).

Remarque : on peut compliquer l'approche précédente en gardant une répartition symétrique des courants par rapport au plan Oyz , mais en ne faisant pas passer le même nombre de conducteur parcouru par I dans chaque encoche ce que permet d'ajuster l'allure précédente. Par ailleurs, on vient de définir une phase à une paire de pôle (on a une seule période de H quand l'angle Θ évolue de 2π). On pourrait réaliser une structure plus complexe permettant de placer les conducteurs afin d'avoir deux ou trois périodes de H quand Θ évolue de 2π . On aura alors une phase à 2 ou 3 paires de pôles.

1.3.2. Conséquence sur une structure triphasée.

Pour réaliser une structure triphasée, on va reproduire la structure précédente trois fois mais les trois phases seront décalées spatialement de $2\pi/3$. On peut utiliser chaque encoche pour mettre un câble de chaque phase. Les trois bobinages seront parcourus par un système triphasé équilibré de courants sinusoïdaux. Sur la figure suivante, on représente le sens positif des courants à un instant donné :



Dans l'entrefer, on va trouver un champ radial $\mathbf{H}_r(\Theta)$. Dans l'hypothèse où l'on est parvenu à faire pour chaque phase un champ à répartition spatiale sinusoïdale, le champ résultant dans l'entrefer sera radial et de forme

$$H_r(\theta) = H \cdot \cos(\omega \cdot t) \cdot \cos \theta + H \cdot \cos\left(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \cdot \cos\left(\theta - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + H \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \cdot \cos\left(\theta + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)$$

En développant

$$H_r(\theta) = \frac{H}{2} \cdot [\cos(\omega \cdot t + \theta) + \cos(\omega \cdot t - \theta)] + \frac{H}{2} \cdot \left[\cos\left(\omega \cdot t + \theta - \frac{4 \cdot \pi}{3}\right) + \cos(\omega \cdot t - \theta) \right] + \frac{H}{2} \cdot \left[\cos\left(\omega \cdot t + \theta - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + \cos(\omega \cdot t - \theta) \right]$$

Sachant que la somme de trois sinusoides de même amplitude maximale déphasées de $2\pi/3$ les unes par rapport aux autres est nulle, on a finalement :

$$H_r(\theta) = \frac{3 \cdot H}{2} \cdot \cos(\omega \cdot t - \theta)$$

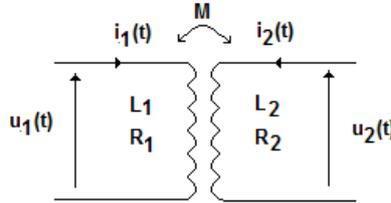
C'est un champ radial glissant dans l'entrefer.

1.4. détermination du couple électromécanique instantané.

1.4.1. Première approche : utilisation de l'énergie magnétique.

On va se limiter à un système où deux circuits électriques interagissent et on généralisera le résultat obtenu à des circuits électriques plus complexes.

Pour faire le calcul on se basera sur le schéma électrique suivant :



L'énergie élémentaire électrique fournie δW_e est la somme de l'énergie élémentaire fournie par effet Joule δW_J et de l'énergie électromécanique élémentaire δW_{em} .

$$\delta W_e = u_1 \cdot i_1 \cdot dt + u_2 \cdot i_2 \cdot dt = (R_1 \cdot i_1^2 + R_2 \cdot i_2^2) \cdot dt + (i_1 \cdot d\phi_1 + i_2 \cdot d\phi_2) = \delta W_J + \delta W_{em}$$

Sachant que $\phi_1 = L_1 \cdot i_1 + M \cdot i_2$ et que $\phi_2 = L_2 \cdot i_2 + M \cdot i_1$

La variation élémentaire de travail électromécanique δW_{em} peut elle-même être vue comme la somme de la variation élémentaire de travail mécanique δW_m et de la différentielle de l'énergie magnétique dE_{mag} (différentielle car l'énergie magnétique est un état et non une quantité) soit

$$\delta W_{em} = \delta W_m + dE_{mag}$$

sachant que

$$\delta W_m = C_{em} \cdot d\theta_r \quad \text{et que} \quad E_{mag} = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot i_1^2 + \frac{1}{2} \cdot L_2 \cdot i_2^2 + M \cdot i_1 \cdot i_2$$

Où C_{em} est le moment de couple électromécanique instantané et $d\theta$ la variation de position angulaire du rotor. On en déduit que

$$C_{em} \cdot d\theta = i_1 \cdot d\phi_1 + i_2 \cdot d\phi_2 - dE_{mag} = i_1 \cdot d\phi_1 + i_2 \cdot d\phi_2 - d\left(\frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot i_1^2 + \frac{1}{2} \cdot L_2 \cdot i_2^2 + M \cdot i_1 \cdot i_2\right)$$

De nombreux termes se simplifient et on peut en déduire le moment de couple soit

$$C_{em} = \frac{1}{2} \cdot i_1^2 \cdot \frac{dL_1}{d\theta_r} + \frac{1}{2} \cdot i_2^2 \cdot \frac{dL_2}{d\theta_r} + i_1 \cdot i_2 \cdot \frac{dM}{d\theta_r}$$

Connaissant les courants i_1 , i_2 ainsi que les inductances propres et la mutuelle, on connaît le couple électromécanique instantané et donc sa moyenne... Mais déterminer ces grandeurs n'est pas toujours simple dans des structures réelles.

- Dans les structures à pôles lisses, le déplacement angulaire du rotor n'entraîne pas de variation du circuit magnétique et donc des inductances propres. Dans ce cas, la relation se simplifie

$$C_{em} = i_1 \cdot i_2 \cdot \frac{dM}{d\theta_r}$$

- Dans le cas très particulier où on peut supposer que i_1 et i_2 ne dépendent pas de θ , on peut écrire que

$$C_{em} = \frac{1}{2} \cdot i_1^2 \cdot \frac{dL_1}{d\theta_r} + \frac{1}{2} \cdot i_2^2 \cdot \frac{dL_2}{d\theta_r} + i_1 \cdot i_2 \cdot \frac{dM}{d\theta_r} = \left(\frac{\partial E_{mag}}{\partial \theta_r} \right)_{(i_1, i_2) \text{ indep de } \theta}$$

Pour parvenir au moment de couple, il n'est pas nécessaire de passer par les inductances propres et mutuelles. L'énergie magnétique étant presque exclusivement localisée dans l'entrefer, on peut dire que

$$E_{mag} = \iiint_{\text{entrefer}} \frac{B^2}{2 \cdot \mu_0} dt$$

Où B est le champ d'induction global dans l'entrefer (résultant à la fois de l'action du stator et du rotor) et où dt est un élément de volume de l'entrefer. On calcule l'énergie magnétique et en la dérivant par rapport à la position angulaire, on en déduit le couple électromécanique recherché.

1.4.2. Autre approche : couplage entre les champs rotorique et statorique.

Pour calculer le moment de couple C_{em} , on peut aussi calculer le champ tournant \mathbf{B} créé par le stator, ainsi que le moment magnétique \mathbf{M} résultant du rotor.

Le moment de couple instantané est alors obtenu par la relation

$$C_{em} = \|\vec{M} \wedge \vec{B}\| = M \cdot B \cdot \sin(\widehat{M; B})$$

II. Application aux machines électriques tournantes à courants alternatifs

Dans ce paragraphe, nous allons voir des exemples de structures électrotechniques, dans lesquelles des grandeurs triphasées ou monophasées sont mises en jeu. 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.

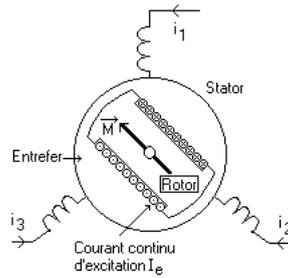
rq: Contrairement au rotor, le stator est siège de variations temporelles de flux magnétique. Pour éviter les courants de Foucault, il va devoir être **feuilleté**.

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.

Première approche :

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 ω_0 (on supposera que la machine n'a qu'une paire de pôles pour simplifier).
- On lance le rotor à la vitesse ω (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 θ 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:

$$C_{em} = \|\vec{M} \wedge \vec{B}\| = M.B.\sin(\vec{M}; \vec{B})$$

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 θ_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.

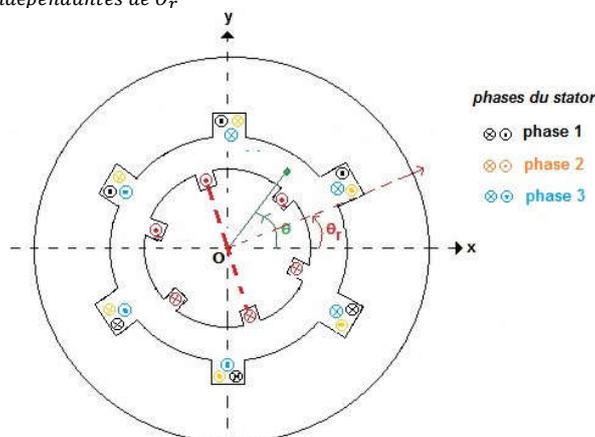
Deuxième approche :

On va utiliser la formule établie précédemment,

$$C_{em} = \left(\frac{\partial E_{mag}}{\partial \theta_r} \right)_{(i_1, i_2) \text{ indépendantes de } \theta_r}$$

et on va utiliser que

$$E_{mag} = \iiint_{\text{entrefer}} \frac{B^2}{2\mu_0} d\tau$$



On supposera que les phases du stator sont parcourues par des courants sinusoïdaux triphasés équilibrés, de valeur efficace $I_{\text{eff Stat}}$ et de pulsation ω . On supposera que chaque phase ne présente qu'une paire de pôles.

Le circuit rotorique sera supposé bobiné parcouru par un courant continu I_{Rotor} (dans le cas d'un rotor à aimant, le produit de K_{rotor} par I_{rotor} de l'expression suivante aurait été remplacé par un terme K'_{rotor}). Le champ créé par ce bobinage est supposé à répartition spatiale sinusoïdale (le circuit rotorique est construit sur le modèle de ce que nous avons détaillé précédemment pour les circuits statoriques). L'axe du circuit rotorique fait un angle Θ_r avec la référence des phases prise sur Ox. Le champ rotorique est maximal quand $\Theta = \Theta_r$. Si le rotor tourne à la vitesse angulaire Ω , alors on peut écrire que

$$\theta_r = \Omega \cdot t + \alpha$$

\mathbf{B} sera la somme du champ créé par le stator \mathbf{B}_{Stator} et du champ créé par le rotor \mathbf{B}_{Rotor} .

$$\vec{B} = \vec{B}_{Stator} + \vec{B}_{Rotor} = K_{Stat} \cdot I_{eff\ Stat} \cdot \cos(\omega \cdot t - \theta) \cdot \vec{u}_r + K_{Rotor} \cdot I_{Rotor} \cdot \cos(\theta - \theta_r) \cdot \vec{u}_r$$

Sachant que, pour une machine de longueur h, avec un entrefer d'épaisseur e avec un rayon moyen dans l'entrefer R, l'énergie magnétique s'écrit

$$E_{mag} = \int_0^{2\pi} \frac{1}{2 \cdot \mu_0} \cdot (B_{Stator}^2 + B_{Rotor}^2 + 2 \cdot B_{Stator} \cdot B_{Rotor}) \cdot h \cdot e \cdot R \cdot d\theta$$

Sachant que l'intégrale sur une période d'une sinusoïde au carré vaut 1/2, et que

$$\int_0^{2\pi} \cos(\omega \cdot t - \theta) \cdot \cos(\theta - \theta_r) \cdot d\theta = \frac{1}{2} \cdot \int_0^{2\pi} [\cos(\omega \cdot t - \theta_r) + \cos(\omega \cdot t + \theta_r - 2 \cdot \theta)] \cdot d\theta$$

$$= \frac{2 \cdot \pi \cdot \cos(\omega \cdot t - \theta_r)}{2} + 0$$

on peut écrire que

$$E_{mag} = \frac{h \cdot e \cdot R}{2 \cdot \mu_0} \cdot \left[\frac{(K_{Stat} \cdot I_{eff\ Stat})^2}{2} + \frac{(K_{Rotor} \cdot I_{Rotor})^2}{2} + 2 \cdot \pi \cdot K_{Stat} \cdot K_{Rotor} \cdot I_{eff\ Stat} \cdot I_{Rotor} \cdot \cos(\omega \cdot t - \theta_r) \right]$$

Le premier terme représente l'énergie magnétique propre au circuit statorique, le deuxième l'énergie magnétique propre au circuit rotorique et enfin le troisième l'énergie magnétique de couplage entre les circuits statorique et rotorique.

La rotation étant caractérisée par l'évolution de Θ_r , le couple électromécanique est alors donné par

$$C_{em} = \left(\frac{\partial E_{mag}}{\partial \theta_r} \right)_{(I_{eff\ Stat} \cdot I_{Rotor}) = ctes}$$

Soit

$$C_{em} = \frac{h \cdot e \cdot R \cdot \pi \cdot K_{Stat} \cdot K_{Rotor} \cdot I_{eff\ Stat} \cdot I_{Rotor}}{\mu_0} \cdot \sin(\omega \cdot t - \Omega \cdot t - \alpha)$$

Pour obtenir un moment de couple moyen non nul, il faut que la condition de synchronisme soit respectée, ce qui donne avec notre exemple $\omega = \Omega$. Le moment moyen de couple dépend alors de l'angle α , qui dépend de la charge mécanique qui sera appliqué à la machine synchrone.

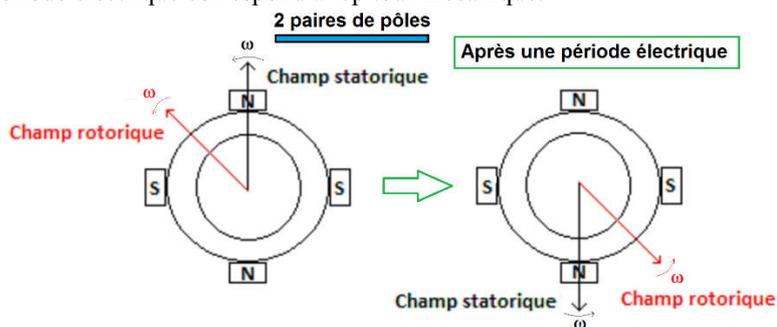
• Remarque sur la vitesse de rotation.

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 Ω de la machine est alors une fraction de la pulsation ω 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 $\Omega = 100 \cdot \pi$ 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 = $2 \cdot \pi / 60$ rad/s).

En pratique, une période électrique correspond à 1/p tour mécanique.



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

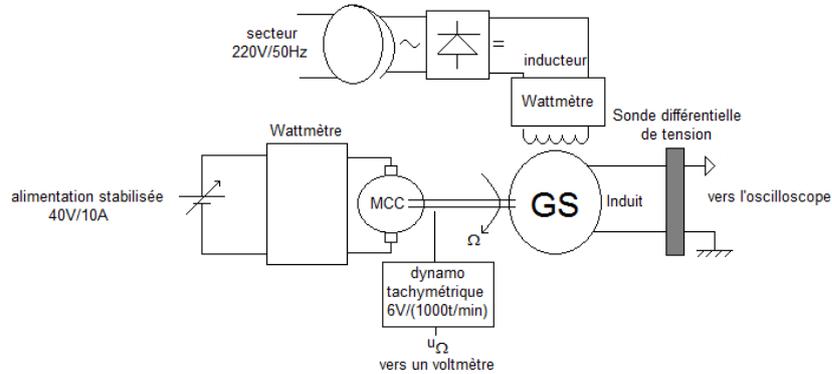
- Description du banc :

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 :



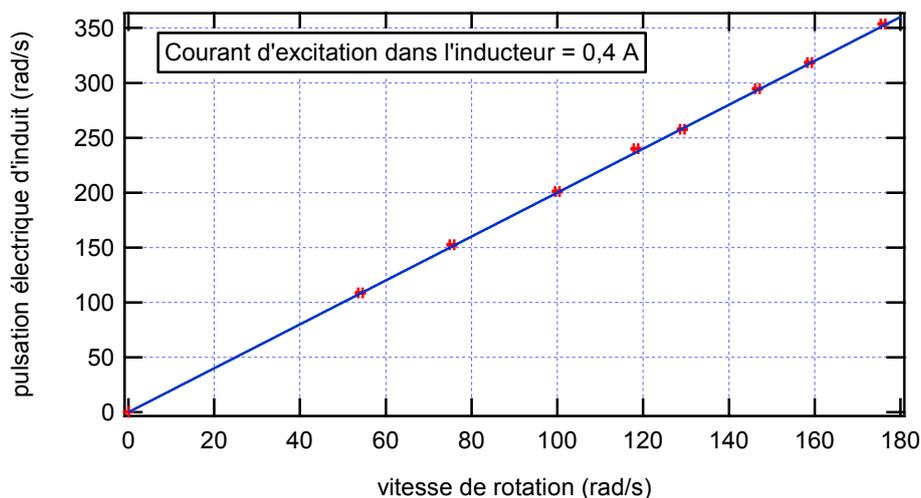
La machine synchrone ne délivre aucun courant. La puissance de sortie étant nulle, le rendement est également nul et la puissance appelée sur la source qui alimente le moteur ne fournit que des pertes.

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. On utilise pour ça un wattmètre donnant également le courant efficace.

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

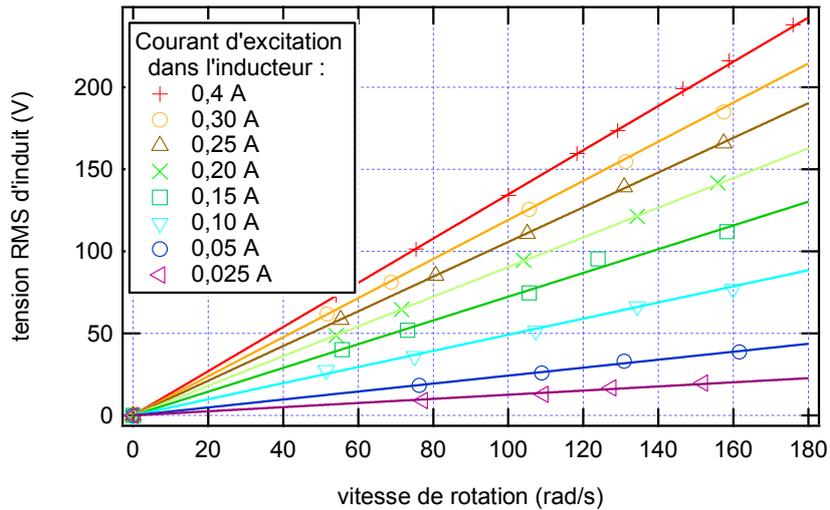
La tension en sortie de l'alternateur est observée par l'intermédiaire d'une sonde différentielle de tension qui atténue sa valeur (gain 1/20 et 1/200 avec un modèle ou 1/10 et 1/100 avec un autre) afin de la rendre observable sans danger à l'oscilloscope. Le signal observé est très distordu. La valeur 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 :



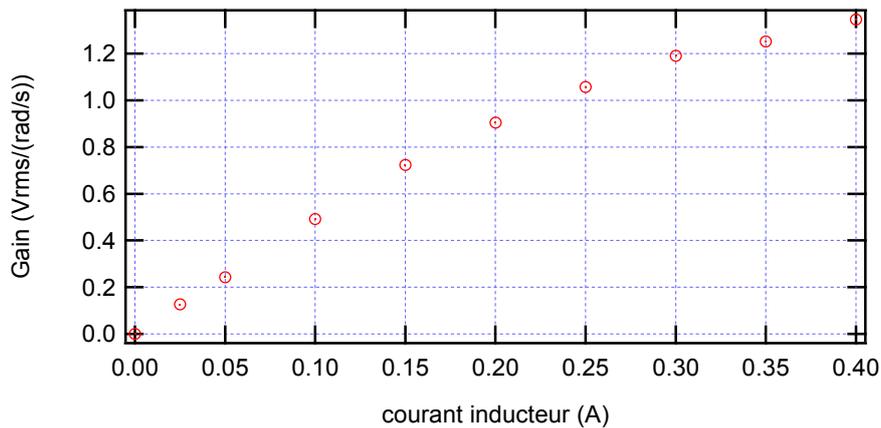
Cette courbe indique que la pulsation électrique de sortie est le double de la vitesse de rotation mécanique. L'alternateur présente bien deux paires de pôles.

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).



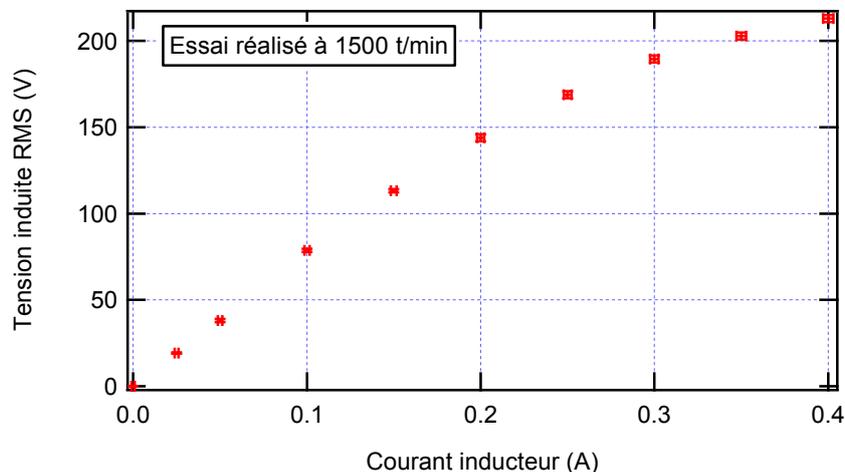
Ce réseau de courbe nous indique que la tension évolue linéairement avec la vitesse de rotation. C'est logique dans la mesure où la tension induite dépend de la dérivée du flux. Le flux vu par l'induit évolue périodiquement comme la vitesse de rotation. La tension présente des harmoniques, de pulsations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



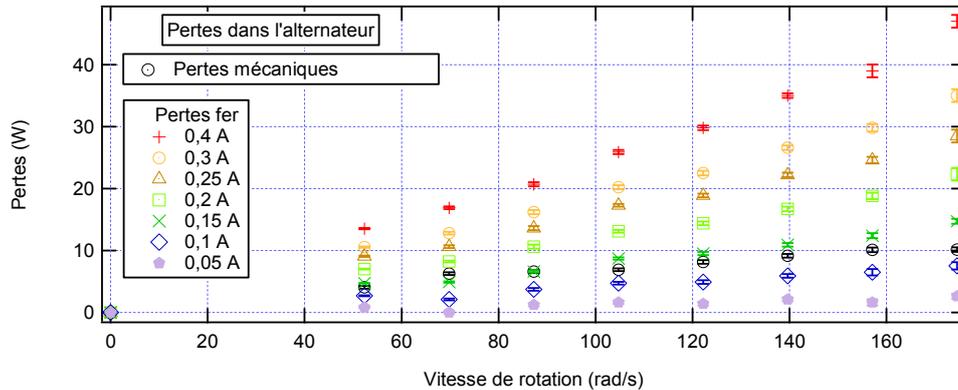
Plus le courant inducteur est important, moins la tension induite dans l'alternative évolue fortement avec la vitesse de rotation. Cette évolution est caractéristique de la saturation du circuit magnétique, avec un flux qui augmente de moins en moins avec le courant inducteur.

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 mécaniques, 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 :

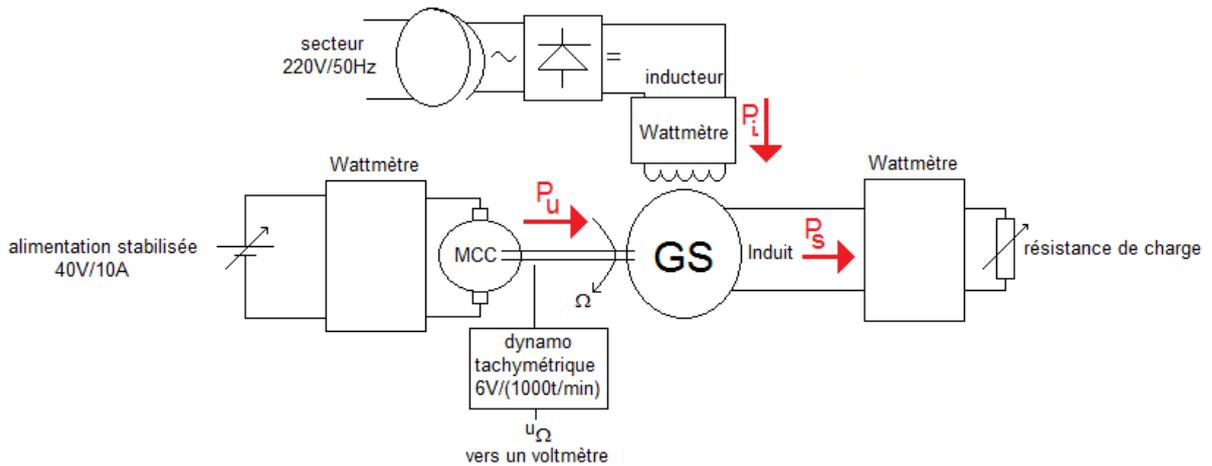


A vitesse donnée, l'augmentation des pertes fer avec le courant inducteur s'explique l'augmentation du flux dans le circuit magnétique avec le courant inducteur. A courant inducteur donné, l'augmentation des pertes fer avec la vitesse de rotation s'explique par le fait que la variation de flux dans le 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 $P_u = P_{abs} - P_{F+m MCC} - P_{J MCC}$
- la puissance absorbée dans l'inducteur P_i est donnée par le wattmètre
- la puissance électrique récupérée dans la charge : P_s

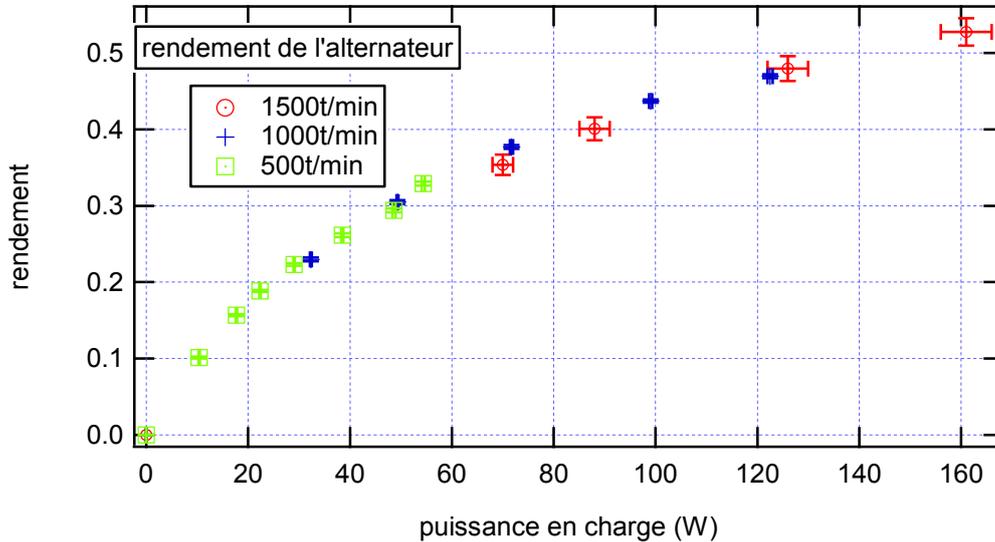
Le rendement est alors donné par

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

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 mécaniques

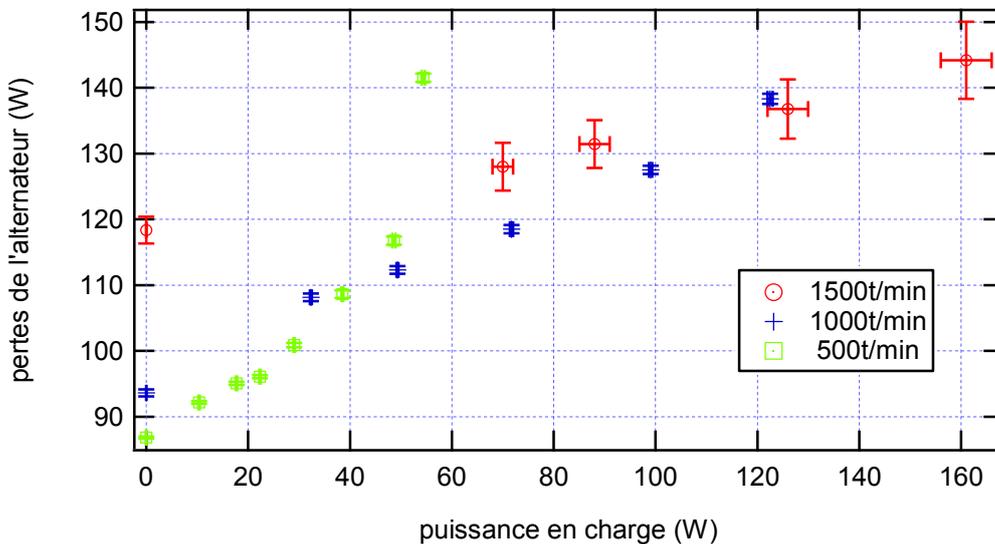
dans la machine synchrone (ventilation...), ainsi que des pertes fer dans l'induit (pas dans l'inducteur car le flux ne varie pas dans son référentiel). Pour ne pas faire apparaître les pertes fer dans l'induit, il suffit de tester le système sans alimenter l'inducteur et comparer à ce que l'on voit 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 :



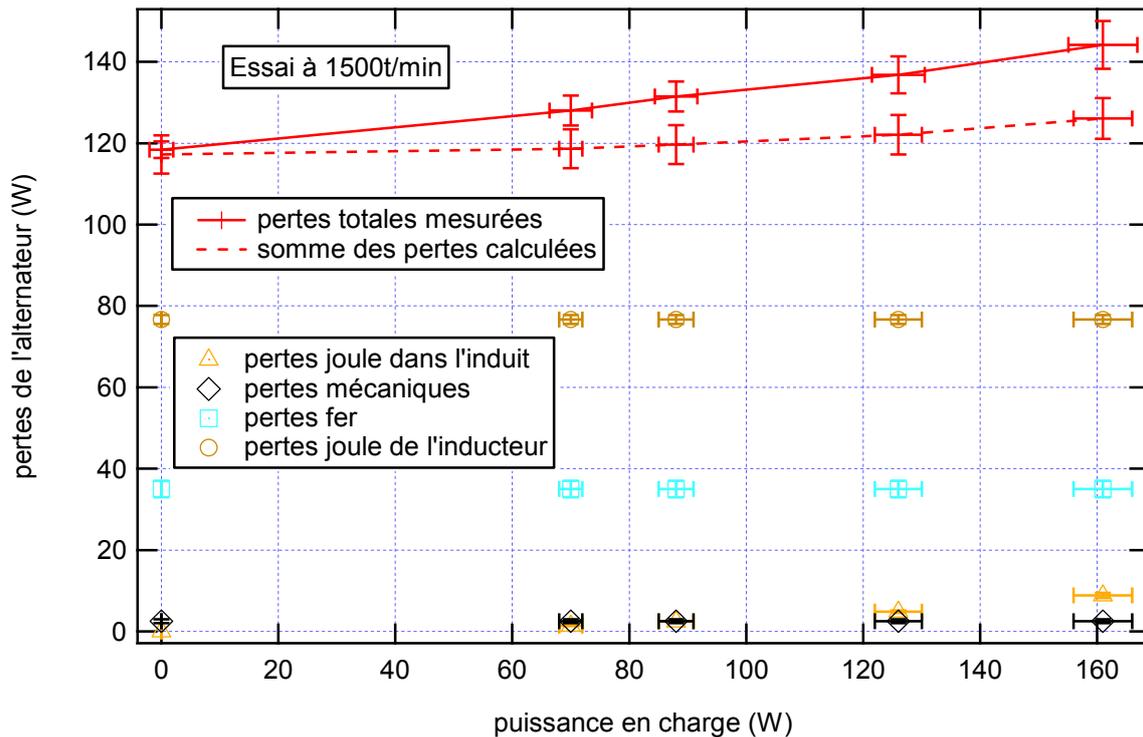
Le rendement tend vers une valeur proche de 60% pour la puissance nominale. C'est convenable pour une machine de faible puissance. Plus la vitesse de travail est faible, moins on peut atteindre des puissances de charge fortes. En effet, à basse vitesse, le courant dans le moteur d'entraînement augmente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

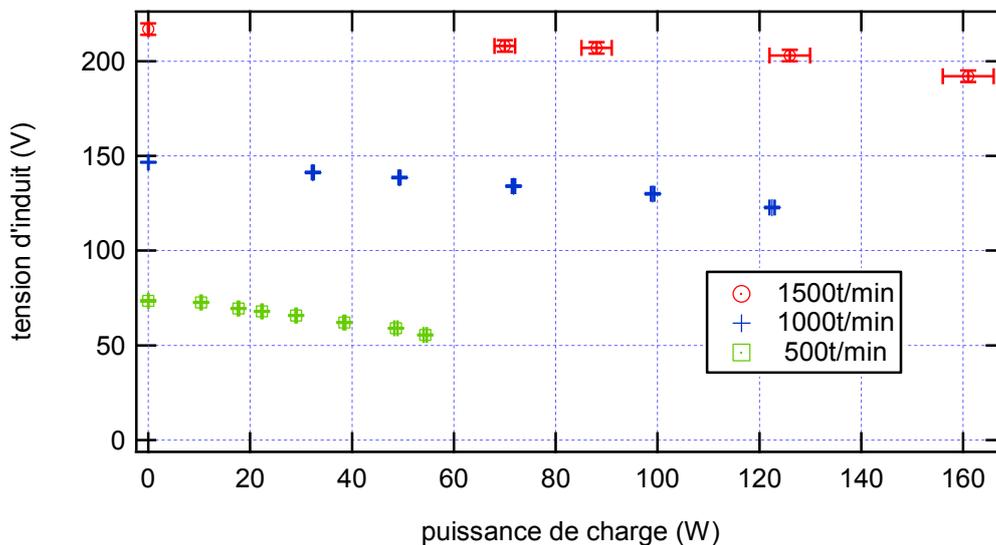
Par exemple, à 1500t/min, si on essaie de détailler les causes de pertes, on obtient les courbes suivantes :



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.



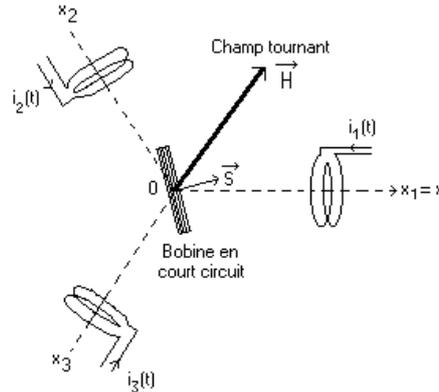
II.2. Les machines asynchrones.

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). On rencontre des machines triphasées notamment en traction ferroviaire et de façon

générale pour les machines de forte puissance (plus de 10 kW), quand la notion de rendement est fondamentale et des machines monophasées pour les applications domestiques (moteurs pour l'électroménager), quand l'installation disponible est monophasée et que les puissances mises en jeux sont moins importantes (autour du kW). Dans la suite, nous commencerons par présenter la machine asynchrone triphasée, dont la mise en œuvre est la plus simple (démarrage autonome en moteur) puis nous présenterons la machine asynchrone monophasée en expliquant ses défauts et les solutions pour pouvoir la faire démarrer.

II.2.1. Aspect qualitatif : expérience préliminaire.

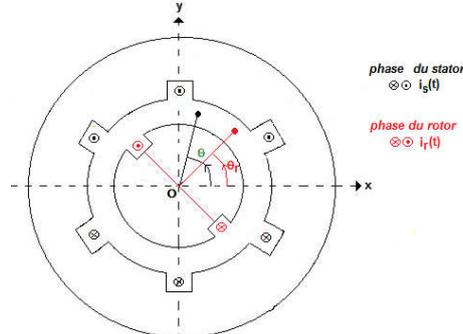
On place une bobine plate dans une zone dans laquelle on a créé un champ tournant H, par exemple produit par un système triphasé. Cette bobine a pour axe de rotation l'axe du champ tournant (perpendiculaire au plan de la figure). Sa résistance est R et son inductance L.



- 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.

II.2.2. Etude d'une machine asynchrone monophasée.

Pour étudier le couple d'une machine asynchrone monophasée, nous allons partir de la structure suivante. Le stator présente une phase distribuée dans 6 encoches. Pour le rotor, le bobinage ne présente, pour simplifier, qu'une spire. En revanche, au lieu d'injecter un courant continu dans le rotor comme on le fait dans une machine synchrone, on va mettre ce dernier en court-circuit.



Pour calculer le couple, nous allons supposer que la machine est à pôles lisses et donc que les inductances propres des circuits statoriques et rotoriques ne dépendent pas de la position angulaire du rotor. On peut dans ce cas utiliser la formule suivante :

$$C_{em} = i_s \cdot i_r \cdot \frac{dM}{d\theta_r}$$

Dans laquelle i_s et i_r représentent respectivement les courant statoriques et rotoriques et M la mutuelle entre le stator et le rotor. Dans la suite θ_r repère la position du rotor alors que θ repère une position dans l'entrefer.

Remarque : nous n'utilisons pas la formule donnant le couple à partir de la dérivée partielle de l'énergie magnétique par rapport à la position angulaire du rotor car cette dernière suppose que les courants rotoriques et statoriques sont indépendants de cette position angulaire du rotor ce qui est inexact dans une structure asynchrone.

II.2.2.1. Expression du champ statorique.

Nous allons supposer que le champ statorique dans l'entrefer est radial, à répartition spatiale sinusoïdale. Compte tenu de la géométrie du problème, le champ statorique dans l'entrefer présente à chaque instant, un maximum pour $\theta = 0$. Nous allons donc écrire que

$$\vec{B}_s = B_{s0} \cdot \cos\theta \cdot \vec{u}_r$$

En pratique, le courant statorique est sinusoïdal de pulsation ω et on va supposer que B_{s0} est proportionnel au courant statorique ce qui donne

$$\vec{B}_s(t) = k \cdot i_s(t) \cdot \cos\theta \cdot \vec{u}_r = k \cdot I_s \cdot \cos(\omega \cdot t) \cdot \cos\theta \cdot \vec{u}_r$$

II.2.2.2. Calcul de la mutuelle.

Dans ce cas, si on cherche le flux du champ statorique à travers la bobine rotorique, si on suppose que la machine présente une longueur h et que le rotor est de rayon r , on trouve que

$$\begin{aligned} \Phi_{s \rightarrow r} &= \iint_{\text{Rotor}} \vec{B}_s \cdot \vec{dS} = \int_{\theta_r - \pi/2}^{\theta_r + \pi/2} B_s(\theta) \cdot h \cdot r \cdot d\theta = \int_{\theta_r - \pi/2}^{\theta_r + \pi/2} B_{s0} \cdot \cos\theta \cdot h \cdot r \cdot d\theta \\ \Phi_{s \rightarrow r} &= [B_{s0} \cdot \sin\theta \cdot h \cdot r]_{\theta_r - \pi/2}^{\theta_r + \pi/2} = B_{s0} \cdot h \cdot r \cdot [\sin(\theta_r + \pi/2) - \sin(\theta_r - \pi/2)] = 2 \cdot B_{s0} \cdot h \cdot r \cdot \cos\theta_r. \end{aligned}$$

Sachant que $B_{s0} = k \cdot i_s$ et que si M est la mutuelle entre stator et rotor, $\Phi_{s \rightarrow r} = M \cdot i_s$, alors, on peut écrire que

$$M = 2 \cdot k \cdot h \cdot r \cdot \cos\theta_r = K \cdot \cos\theta_r$$

K est une constante qui dépend de la géométrie de la machine à travers h et r et du circuit magnétique (forme et matériau) à travers le coefficient k .

II.2.2.3. Expression du flux dans le rotor.

Pour calculer le courant, nous allons reprendre l'expression du flux du stator à travers le rotor. La dérivée de ce flux va imposer une tension induite dans la spire rotorique en court-circuit (qui sera représentée par une résistance R et une inductance L et nous supposons qu'elle présente n spires).

Nous avons obtenu que

$$\Phi_{s \rightarrow r}(t) = K \cdot i_s(t) \cdot \cos\theta_r(t) = K \cdot I_s \cdot \cos(\omega \cdot t) \cdot \cos(\omega_r \cdot t)$$

On peut réécrire cette expression sous la forme suivante:

$$\Phi_{s \rightarrow r}(t) = \frac{K \cdot I_s}{2} \cdot [\cos((\omega_r + \omega) \cdot t) + \cos((\omega_r - \omega) \cdot t)] = \Phi_{r+}(t) + \Phi_{r-}(t)$$

Le rotor voit donc un flux qui peut s'écrire comme la somme de deux champs Φ_{r+} et Φ_{r-} .

Nous allons calculer la tension et le courant induit associés à chacun de ces flux et nous en déduirons le courant global résultant dans la spire rotorique ce qui nous permettra d'établir l'expression de $i_r(t)$.

II.2.2.4. Expression de la tension induite.

La tension induite $e(t)$ dans le rotor par le champ statorique peut s'écrire

$$e(t) = -n \cdot \frac{d\Phi_{s \rightarrow r}}{dt} = -n \cdot \left(\frac{d\Phi_{r+}}{dt} + \frac{d\Phi_{r-}}{dt} \right) = e_+(t) + e_-(t)$$

On a donc

$$\begin{aligned} e_+(t) &= n \cdot \frac{K \cdot I_s}{2} \cdot (\omega_r + \omega) \cdot \sin((\omega_r + \omega) \cdot t) = \Phi_o \cdot (\omega_r + \omega) \cdot \cos((\omega_r + \omega) \cdot t - \pi/2) \\ e_-(t) &= n \cdot \frac{K \cdot I_s}{2} \cdot (\omega_r - \omega) \cdot \sin((\omega_r - \omega) \cdot t) = \Phi_o \cdot (\omega_r - \omega) \cdot \cos((\omega_r - \omega) \cdot t - \pi/2) \end{aligned}$$

II.2.2.5. Expression du courant induit.

Nous allons exprimer le courant induit au rotor sous la forme suivante :

$$i_r(t) = i_{r+}(t) + i_{r-}(t)$$

Pour calculer i_{r+} , on peut écrire que

$$\overline{e_{r+}} = -j \cdot \Phi_o \cdot (\omega_r + \omega) = R \cdot \overline{i_{r+}} + j \cdot L \cdot (\omega_r + \omega) \cdot \overline{i_{r+}}$$

Si on met i_{r+} sous la forme

$$i_{r+}(t) = I_{r+} \cdot \cos((\omega_r + \omega) \cdot t + \varphi_{r+})$$

On trouve que

$$\overline{i_{r+}} = \frac{-j \cdot \Phi_o \cdot (\omega_r + \omega)}{R + j \cdot L \cdot (\omega_r + \omega)} = \Phi_o \cdot (\omega_r + \omega) \frac{L \cdot (\omega_r + \omega) - j \cdot R}{R^2 + L^2 \cdot (\omega_r + \omega)^2}$$

On en déduit que

$$I_{r+} = \frac{\Phi_o \cdot |\omega_r + \omega|}{\sqrt{R^2 + L^2 \cdot (\omega_r + \omega)^2}} \quad \text{et} \quad \sin \varphi_{r+} = -\frac{|\omega_r + \omega|}{\omega_r + \omega} \cdot \frac{R}{\sqrt{R^2 + L^2 \cdot (\omega_r + \omega)^2}}$$

De la même façon, on peut écrire que

$$\overline{e_{r-}} = -j \cdot \Phi_o \cdot (\omega_r - \omega) = R \cdot \overline{i_{r-}} + j \cdot L \cdot (\omega_r - \omega) \cdot \overline{i_{r-}}$$

Si on met i_{r+} sous la forme

$$i_{r-}(t) = I_{r-} \cdot \cos((\omega_r + \omega) \cdot t + \varphi_{r-})$$

On trouve que

$$\overline{i_{r-}} = \frac{-j \cdot \Phi_o \cdot (\omega_r - \omega)}{R + j \cdot L \cdot (\omega_r - \omega)} = \Phi_o \cdot (\omega_r - \omega) \frac{L \cdot (\omega_r - \omega) - j \cdot R}{R^2 + L^2 \cdot (\omega_r - \omega)^2}$$

On en déduit que

$$I_{r-} = \frac{\Phi_o \cdot |\omega_r - \omega|}{\sqrt{R^2 + L^2 \cdot (\omega_r - \omega)^2}} \quad \text{et} \quad \sin \varphi_{r-} = -\frac{|\omega_r - \omega|}{\omega_r - \omega} \cdot \frac{R}{\sqrt{R^2 + L^2 \cdot (\omega_r - \omega)^2}}$$

II.2.2.6. Expression du couple.

Le moment du couple électromécanique de la machine peut s'écrire sous la forme

$$C_{em}(t) = i_s(t) \cdot i_r(t) \cdot \frac{dM}{d\theta_r} = i_s(t) \cdot (i_{r+}(t) + i_{r-}(t)) \cdot \frac{dM}{d\theta_r} = C_{em+}(t) + C_{em-}(t)$$

Calculons C_{em+} . On a

$$C_{em+}(t) = i_s(t) \cdot i_{r+}(t) \cdot \frac{dM}{d\theta_r} = I_s \cdot \cos(\omega \cdot t) \cdot I_{r+} \cdot \cos((\omega_r + \omega) \cdot t + \varphi_{r+}) \cdot (-K \cdot \sin \theta_r)$$

soit

$$C_{em+}(t) = -K \cdot I_s \cdot I_{r+} \cdot \cos(\omega \cdot t) \cdot \cos((\omega_r + \omega) \cdot t + \varphi_{r+}) \cdot \sin(\omega_r \cdot t)$$

On en déduit que

$$C_{em+}(t) = -\frac{K \cdot I_s \cdot I_{r+}}{2} \cdot [\sin((\omega_r + \omega) \cdot t) + \sin((\omega_r - \omega) \cdot t)] \cdot \cos((\omega_r + \omega) \cdot t + \varphi_{r+})$$

soit

$$C_{em+}(t) = -\frac{K \cdot I_s \cdot I_{r+}}{4} \cdot [\sin(2 \cdot (\omega_r + \omega) \cdot t + \varphi_{r+}) + \sin(-\varphi_{r+}) + \sin(2 \cdot \omega_r \cdot t + \varphi_{r+}) + \sin(-2 \cdot \omega \cdot t - \varphi_{r+})]$$

Le couple moyen correspondant peut donc s'exprimer sous la forme

$$C_{em+} = \langle C_{em+}(t) \rangle = \frac{K \cdot I_s \cdot I_{r+}}{4} \cdot \sin(\varphi_{r+})$$

On arrive donc à l'expression

$$C_{em+} = -\frac{K \cdot I_s}{4} \cdot \frac{\Phi_o \cdot |\omega_r + \omega|}{\sqrt{R^2 + L^2 \cdot (\omega_r + \omega)^2}} \cdot \frac{|\omega_r + \omega|}{\omega_r + \omega} \cdot \frac{R}{\sqrt{R^2 + L^2 \cdot (\omega_r + \omega)^2}}$$

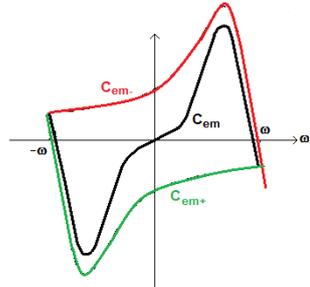
soit

$$C_{em+} = -\frac{K \cdot I_s}{4} \cdot \frac{\Phi_o \cdot R \cdot (\omega_r + \omega)}{R^2 + L^2 \cdot (\omega_r + \omega)^2} = -\frac{K \cdot I_s \cdot \Phi_o}{4 \cdot L} \cdot \frac{1}{\frac{R/L}{(\omega_r + \omega)} + \frac{(\omega_r + \omega)}{R/L}}$$

De la même façon, on peut calculer l'expression de C_{em-} ce qui conduit à

$$C_{em-} = -\frac{K \cdot I_s}{4} \cdot \frac{\Phi_o \cdot R \cdot (\omega_r - \omega)}{R^2 + L^2 \cdot (\omega_r - \omega)^2} = \frac{K \cdot I_s \cdot \Phi_o}{4 \cdot L} \cdot \frac{1}{\frac{R/L}{(\omega - \omega_r)} + \frac{(\omega - \omega_r)}{R/L}}$$

Graphiquement, les expressions précédentes ainsi que la résultante des deux moments de couple prennent la forme suivante :



II.2.2.7. Commentaires.

On constate qu'à vitesse nulle, le couple est nul ce qui signifie que la machine ne peut pas démarrer seule. Pour des vitesses comprises entre 0 et une valeur légèrement inférieure à ω , pulsation du courant statorique, le couple

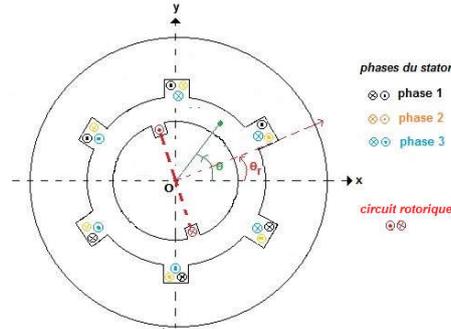
et la vitesse de rotation sont positifs. Le comportement est moteur. Au-delà de la vitesse de rotation pour laquelle C_{em} s'annule, la machine se comporte comme un alternateur.

II.2.3. Etude d'une machine asynchrone triphasée

Nous venons de voir que la machine asynchrone monophasée présentait un couple de démarrage nul. Pour obtenir une structure capable de démarrer de façon autonome, il faut que le champ tournant statorique soit créé par une structure polyphasée. Nous allons présenter le cas industriel classique de la machine asynchrone triphasée.

II.2.3.1. Structure de la machine asynchrone triphasée étudiée.

La machine asynchrone triphasée va présenter un stator constitué de trois phases décalées spatialement de $2\pi/3$ les unes des autres. Pour le rotor, on va conserver la même structure que pour la machine monophasée. On va donc travailler avec la configuration suivante :



II.2.3.2. Calcul du couple.

Pour obtenir le couple dans une machine asynchrone triphasée, on peut s'appuyer sur l'étude précédente.

Les deux couples calculés précédemment pour la machine monophasée correspondent à ce qui résulte de la phase 1. Nous les appellerons désormais C_{em1+} et C_{em1-} .

De la même façon on peut calculer les moments de couple qui résultent des phases 2 et 3.

• *Calcul du flux résultant de la phase 2 :*

Pour ce qui résulte de la phase 2, on écrira respectivement le courant statorique et la mutuelle entre la phase 2 et le rotor le la façon suivante :

$$i_{s2}(t) = I_s \cdot \cos(\omega \cdot t - 2\pi/3) \quad \text{et} \quad M_{2 \rightarrow r} = K \cdot \cos(\theta_r - 2\pi/3)$$

Le flux de la phase 2 dans le rotor s'écrit :

$$\begin{aligned} \Phi_{s2 \rightarrow r}(t) &= K \cdot I_s \cdot \cos(\omega \cdot t - 2\pi/3) \cdot \cos(\omega_r \cdot t - 2\pi/3) \\ &= \frac{K \cdot I_s}{2} \cdot [\cos((\omega_r + \omega) \cdot t + 2\pi/3) + \cos((\omega_r - \omega) \cdot t)] \end{aligned}$$

• *Calcul du flux résultant de la phase 3 :*

Pour la phase 3, de même, on aura

$$i_{s3}(t) = I_s \cdot \cos(\omega \cdot t + 2\pi/3) \quad \text{et} \quad M_{2 \rightarrow r} = K \cdot \cos(\omega_r \cdot t + 2\pi/3)$$

Le flux de la phase 3 dans le rotor s'écrit :

$$\begin{aligned} \Phi_{s3 \rightarrow r}(t) &= K \cdot I_s \cdot \cos(\omega \cdot t + 2\pi/3) \cdot \cos(\omega_r \cdot t + 2\pi/3) \\ &= \frac{K \cdot I_s}{2} \cdot [\cos((\omega_r + \omega) \cdot t - 2\pi/3) + \cos((\omega_r - \omega) \cdot t)] \end{aligned}$$

• *Calcul du flux global résultant des trois phases :*

Le flux global du stator vers le rotor est donné par l'expression suivante :

$$\begin{aligned} \Phi_{s \rightarrow r}(t) &= \frac{K \cdot I_s}{2} \cdot [\cos((\omega_r + \omega) \cdot t) + \cos((\omega_r - \omega) \cdot t)] \\ &\quad + \frac{K \cdot I_s}{2} \cdot [\cos((\omega_r + \omega) \cdot t + 2\pi/3) + \cos((\omega_r - \omega) \cdot t)] \\ &\quad + \frac{K \cdot I_s}{2} \cdot [\cos((\omega_r + \omega) \cdot t - 2\pi/3) + \cos((\omega_r - \omega) \cdot t)] \end{aligned}$$

La somme des trois termes en $\omega_r + \omega$ est nulle puisque les trois flux correspondants, de même amplitude sont déphasés de $2\pi/3$ entre eux. Globalement, l'expression se simplifie et on a

$$\Phi_{s \rightarrow r}(t) = \frac{3 \cdot K \cdot I_s}{2} \cdot \cos((\omega_r - \omega) \cdot t)$$

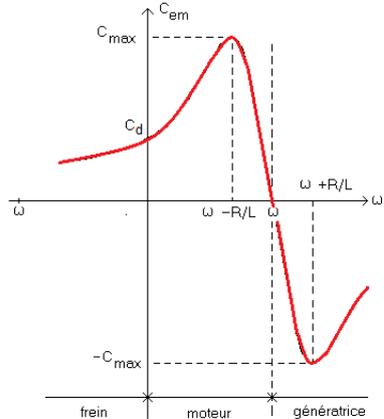
C'est bien l'expression du champ tournant associé.

• *Calcul du courant rotorique :*

On est ramené au même calcul qu'avec la machine monophasée, sauf que cette fois, seul un champ C_{em} sera calculé avec un flux trois fois plus fort que pour la machine monophasée. On déduit du calcul un couple moyen C_{em} tel que

$$C_{em} = n \cdot \frac{3 \cdot (K \cdot I_s)^2}{8 \cdot L} \cdot \frac{1}{\frac{R/L}{(\omega - \omega_r)^2} + \frac{R/L}{\omega_r^2}} = n \cdot \frac{3}{8 \cdot L} \cdot \Phi_{max}^2 \cdot \frac{1}{\frac{R/L}{(\omega - \omega_r)^2} + \frac{R/L}{\omega_r^2}}$$

L'allure de cette fonction présente la forme suivante :



II.2.3.3. Précisions et commentaires sur la machine asynchrone triphasée.

Pour avoir une bonne machine asynchrone, on va chercher à avoir un flux maximal important, une pente au voisinage de ω qui est la plus forte possible et un couple de démarrage le plus fort possible.

- **Couple maximal** : Le moment maximum du couple est donné par l'expression suivante :

$$C_{max} = n \cdot \frac{3}{16 \cdot L} \cdot \Phi_{max}^2$$

Il ne dépend pas de la résistance de la bobine mais seulement de son inductance et du flux vu par le rotor. 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... Par ailleurs, le système étant à flux forcé (Cf cours sur le transformateur), le flux Φ_{max} est proportionnel à la tension d'alimentation, ce qui signifie que le couple de démarrage évolue comme le carré de cette tension.

• **Pente au voisinage de ω** : Pour ça, il faut que R soit la plus faible possible. Dans ce cas, la variation de vitesse sera la plus faible possible quand la charge mécanique évolue. En pratique, on aura $R/L \ll \omega$ dans une machine réelle.

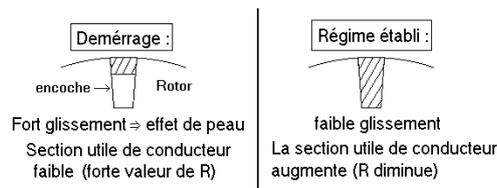
• **Couple de démarrage** : C'est le couple à $\omega_r=0$. L'expression du couple calculée nous donne le couple de démarrage C_d tel que

$$C_d = n \cdot \frac{3 \cdot I_s \cdot \Phi_{max}^2}{8 \cdot L^2 \cdot \omega} \cdot R$$

Si on suppose que $R/L \ll \omega$. Pour avoir un couple de démarrage important, il faut une résistance du circuit induit la plus forte possible, ce qui s'oppose à l'obtention d'une pente forte au voisinage de ω .

Pour surmonter ce problème, on utilise l'effet de peau.

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.



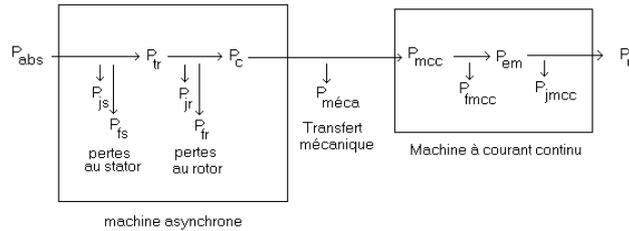
rq : Dans le cas d'une machine synchrone à rotor bobiné, on doit associer un rhéostat de démarrage triphasé, de quelques Ohms sur chaque phase pour pouvoir avoir un couple de démarrage important et pour limiter les courants induits au rotor. Ce rhéostat est ramené à zéro une fois la machine en régime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

II.2.4. Etude expérimentale d'une machine asynchrone triphasée

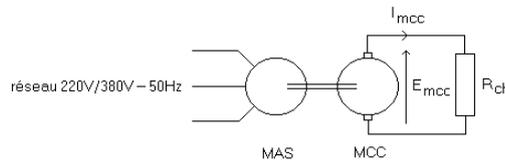
• Présentation du dispositif expérimental.

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 une 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 est 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. Ω 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 Ω 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

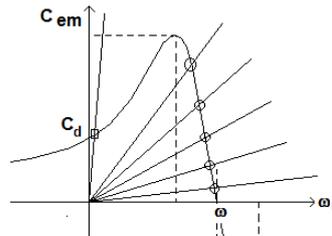
$$C_{em} = K \cdot I_{mcc} = \frac{K^2}{(R_{ch} + R_{mcc})} \cdot \Omega$$

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 mécaniques de cette dernière.

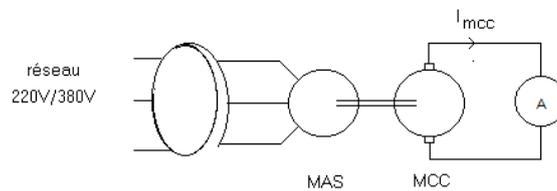
Si on néglige le couple de pertes fer et mécaniques de la machine à courant continu, le couple moteur de la machine asynchrone est proche de C_{em} . En mesurant le courant I_{mcc} , Ω pour plusieurs valeurs de R_{ch} , connaissant K, on va pouvoir tracer la caractéristique de couple en fonction de la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



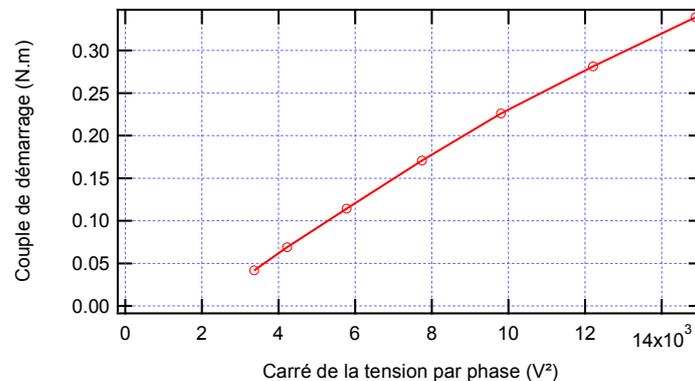
Les points entourés d'un cercle correspondent à différents points de fonctionnement obtenus pour une tension d'alimentation donnée de la machine asynchrone, en faisant varier le couple de charge mécanique appliqué par la machine à courant continu (on modifie R_{ch}). Dans le cas particulier où la MCC 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 :



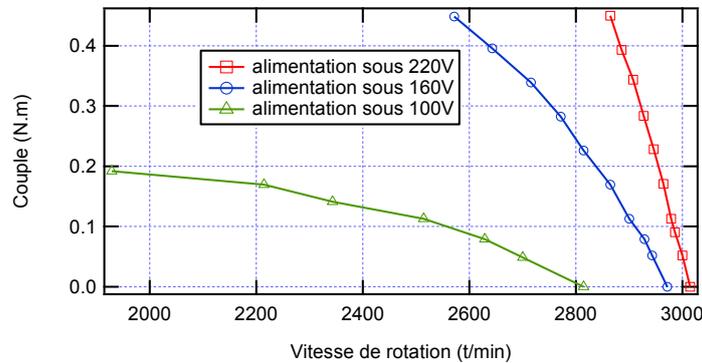
Théoriquement, pour une machine simplifiée (celle du paragraphe sur la spire placée dans un champ tournant), on s'attendrait à avoir, pour le couple de démarrage, qui est proportionnel au carré du flux maximal créé par le champ tournant. Dans un système à flux forcé, le flux est proportionnel à la tension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

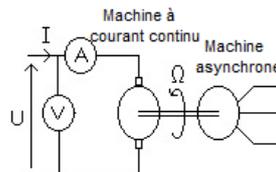
Nous allons supposer que le couple électromécanique au niveau de la génératrice à courant continu est égal au couple utile sur l'arbre de rotation (on néglige donc les pertes fer de la machine à courant continu et les pertes

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).

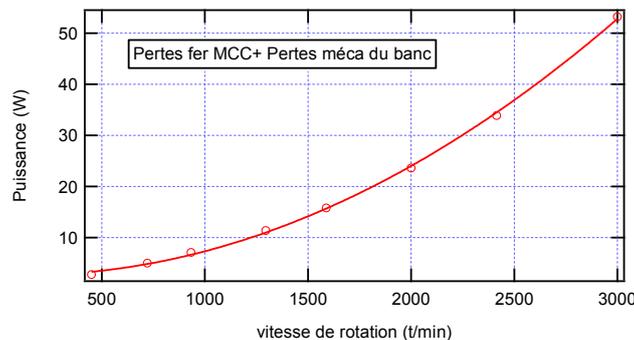


On constate que l'allure est conforme à ce qui avait été prévu. La valeur du couple maximum que peut atteindre la machine augmente effectivement avec la tension d'alimentation (on peut l'estimer sous 100V, mais il est inaccessible à 220V si on veut garder la machine en état). Par ailleurs, sous tension 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 :



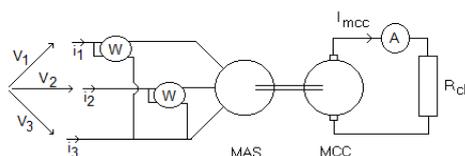
Sur la figure suivante, on a mesuré, par un essai à vide sur la machine à courant continu à différentes vitesses, la somme des pertes fer de la machine à courant continu et des pertes mécaniques de l'ensemble du banc, ce qui diffère peu des pertes précédemment évoquées



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

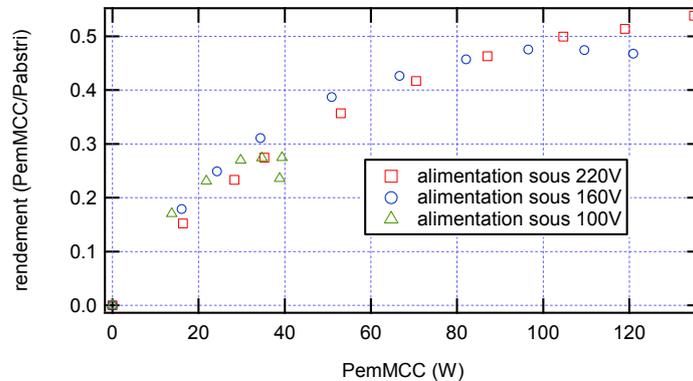
• Rendement

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

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

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

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

II.2.5. Précision sur la réalisation des machines asynchrones.

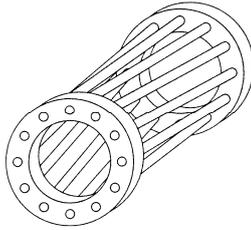
II.2.5.1. Les pertes fer dans les machines asynchrones.

Que la machine soit monophasée ou triphasée, le stator et le rotor sont le soumis à des variations de champ d'induction en fonction du temps. Or il faut utiliser des matériaux magnétiques au rotor et au stator pour travailler avec des champs assez intenses. Pour limiter les pertes fer qui résultent des courants induits dans les matériaux magnétiques, il faut feuilletter le rotor et le stator pour augmenter leur résistivité apparente.

II.2.5.2. La structure réelle du 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.



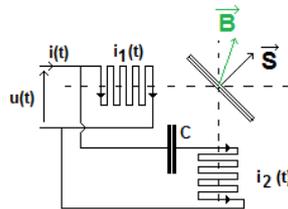
C'est la structure la plus robuste. Elle est utilisée dans les machines de faible puissance (moins de 10 kW), c'est à dire essentiellement destinées aux applications domestiques.

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

II.2.5.3. Comment faire démarrer seule une machine monophasée.

Cette machine ne peut pas démarrer seule (couple de démarrage nul !). Elle devra donc être assistée lors de son démarrage. C'est un problème important car les particuliers n'ont pas souvent du triphasé chez eux, or les constructeurs d'électroménager utilisent beaucoup le moteur asynchrone qui est simple à fabriquer et robuste.

Pour cela, on associe en parallèle avec le bobinage principal, un second bobinage auxiliaire, avec une capacité qui va déphaser le courant de ce circuit avec celui du circuit principal. Il permet d'avoir un fonctionnement proche d'un régime diphasé (deux phases géométriquement perpendiculaires avec des courants en quadrature) ce qui d'obtenir un couple de démarrage non nul.



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 qu'au lancement du moteur. En effet, sous l'effet de la rotation, un contact électrique mobile s'ouvre dès que la machine tourne assez vite ce qui coupe le circuit auxiliaire qui ne joue alors plus aucun rôle.

- 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.

B.2. 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**.

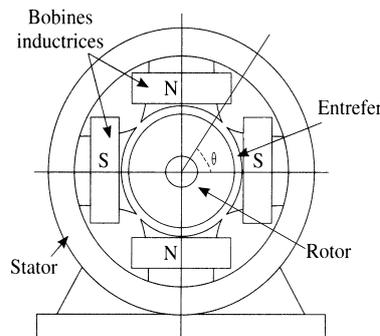
La machine à courant continu est une machine électrique tournante qui fonctionne, comme son nom l'indique, à partir de tensions et de courants continus même si paradoxalement, son fonctionnement s'explique en utilisant les lois de l'induction, comme pour la plupart des actionneurs électromécanique. Dans le cas de petits moteurs (jouets, robotique...), elle est adaptée à des sources d'énergie électrochimiques. Pour les fortes puissances, on la trouve par exemple dans les lignes de métro-RER où elle fonctionne en moteur (traction) ou en génératrice (freinage). Ce type d'application de forte puissance est en perte de vitesse.

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

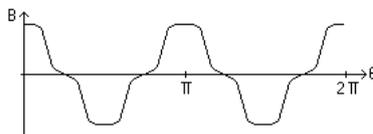
I.1. Description de la MCC.

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.



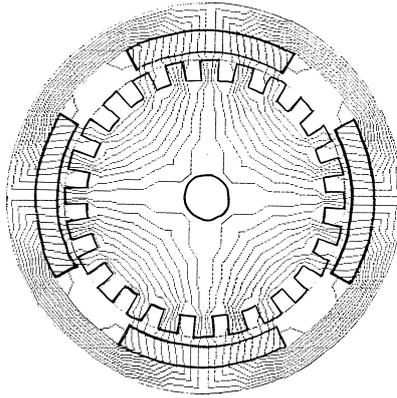
- *définitions*: Le circuit bobiné sur le rotor et l'ensemble réalisant le collecteur est appelé **induit**. Dans la pratique, il est parcouru par des courants importants. Le circuit qui est à l'origine de B dans l'entrefer est appelé **inducteur**. Il est situé au stator. Il est parcouru par des courants (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).

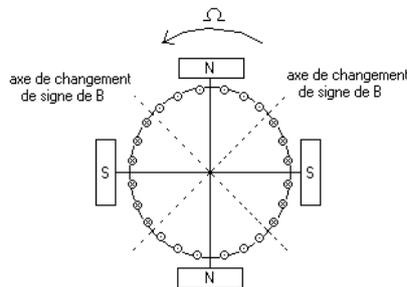


Cette allure va dépendre de la structure magnétique des pôles (forme géométrique et type de matériau). Mais ce qu'il faut retenir, c'est qu'il s'agit d'une fonction sans valeur moyenne, périodique, de période angulaire $2\pi/p$, où p est le nombre de paires de pôles. Elle est maximale face aux pôles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



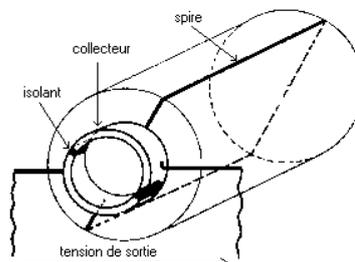
- La partie mobile (tournante), appelée rotor, porte des conducteurs en périphérie, perpendiculairement au plan de la figure. Ces conducteurs sont associés suivant des techniques de bobinage complexes afin de maintenir en permanence un circuit où va circuler le courant. On va essayer d'expliquer ça par 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 :



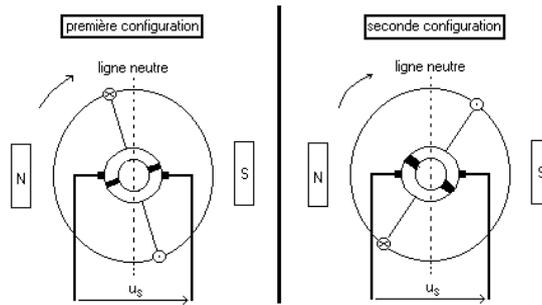
- *définition*: Les axes sur lesquels B change de signe sont appelés **lignes neutres**.
- Il va maintenant falloir exploiter ces forces électromotrices induites pour obtenir, en sortie, une tension continue. Le dispositif permettant de réaliser cette opération est appelé collecteur. Nous allons maintenant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

I.2. Structure du collecteur.

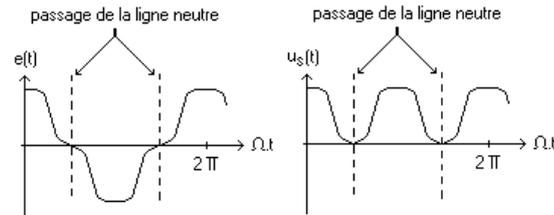
Nous allons donc raisonner à partir d'une spire tournant entre deux pôles N et S (il est plus simple de se représenter une machine bipolaire...). Dans l'entrefer, nous avons vu que $B(\theta)$ était une fonction alternative (période angulaire 2π si la machine est bipolaire). La rotation d'une spire traversée 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:



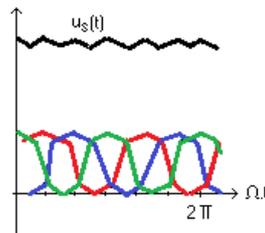
Pour ce système, deux configurations différentes vont se présenter, suivant la position angulaire du collecteur vis à vis des pôles (sur les figures suivantes, on suppose que le rotor tourne dans le sens inverse).



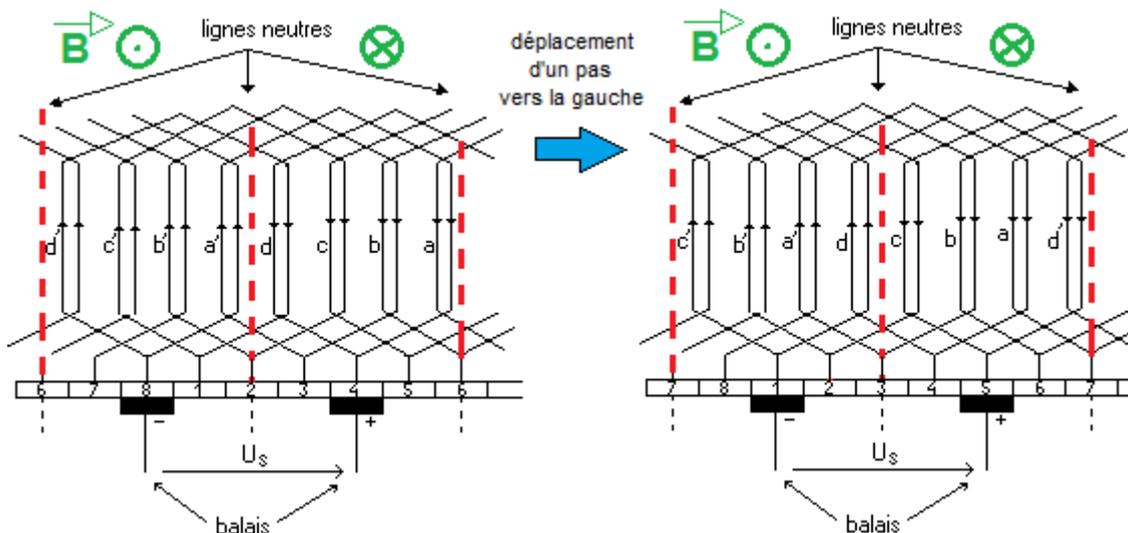
Dans les deux cas, on constate que la tension recueillie sera positive. Ainsi, pour une fem induite alternative, on aura une tension de sortie qui est redressée.



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.



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.3. Calcul de la fem induite.

En considérant deux brins décalés spatialement de π , on définit une spire et on peut compter N spires au total. Pour passer d'une spire à la spire la plus proche, on a un décalage angulaire de π/N , donc si ϕ_0 est le flux vu par la spire d'indice 0, celle qui capte le flux maximal (on choisit arbitrairement cette référence angulaire), la spire d'indice 1 sera $\phi_0 \cos(\pi/N)$ et la spire d'indice k verra le flux $\phi_0 \cos(k.\pi/N)$. La tension récupérée est la somme des tensions induites dans l'ensemble des spires supposées en série. Pour faire ce calcul, on va supposer que l'on travaille avec un nombre de spires suffisant pour adopter une distribution continue des spires. On dira alors que

$$\phi(\theta) = \phi_0 \cdot \cos\theta$$

On écrira alors que la tension de sortie à vide u_v de la machine, mesurée positivement répond à la formule suivante

$$u_{vide} = \left| \int_0^\pi e(\theta) \cdot d\theta \right| = \left| - \int_0^\pi \frac{d\phi(\theta)}{dt} \cdot d\theta \right| = \left| - \int_0^\pi d\phi(\theta) \cdot \Omega \right| = \left| \int_0^\pi \phi_0 \cdot \sin\theta \cdot d\theta \cdot \Omega \right|$$

soit

$$u_{vide} = \phi_0 \cdot \Omega \cdot \left| \int_0^\pi \sin\theta \cdot d\theta \right| = 2 \cdot \phi_0 \cdot \Omega$$

De cette formule, on déduit que la tension à vide (quand aucun courant ne circule) délivrée par la machine est proportionnelle à la vitesse de rotation. Le terme devant la vitesse dépend des caractéristiques de construction de la machine (circuit magnétique et éventuellement aimant pour ϕ_0 , nombre de brins et de spires pour N). Avec une machine réelle et un nombre de spire fini, la relation sera plus complexe quantitativement, mais dépendra toujours de Ω et ϕ_0 de la même façon.

Finalement, on définira les constante K' et K caractéristiques de la machine telles que

$$u_{vide} = (K' \cdot \phi_0) \cdot \Omega = K \cdot \Omega$$

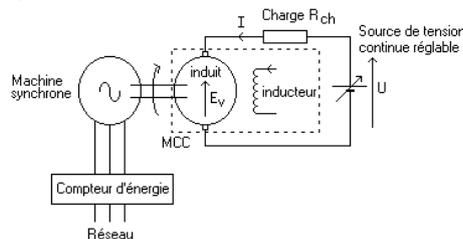
En pratique, pour des machines à aimant, ϕ_0 étant figé, on travaillera surtout avec K .

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 synchronisée (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 Ω . 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

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

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 synchronisée (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.

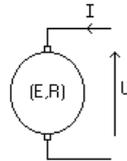
- Quand I est nul, la MCC n'est théoriquement ni motrice ni génératrice. En fait, de l'énergie est quand même absorbée sur le réseau alternatif, pour fournir les pertes mécaniques du banc tournant et les pertes fer dans les machines.

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

$$E = K.\Omega$$

$$C_{em} = K.I$$

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.

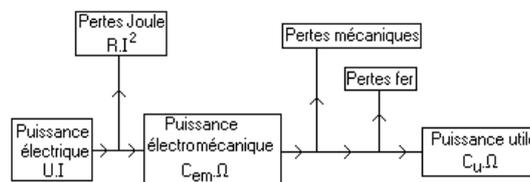
rq: En général, le courant d'inducteur est plus faible que le courant d'induit. Les bobinages d'inducteur sont donc souvent de section plus faible et par conséquent plus résistifs que ceux de l'induit. On a alors $r > R$.

rq : Pour les machine 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 (Ω 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'inducteur 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

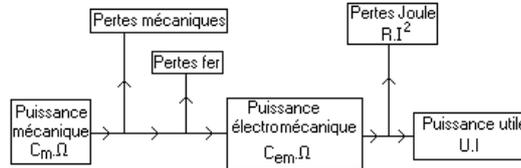
$$C_0 = \frac{P_0}{\Omega} = C_{em} - C_u$$

Globalement, on peut donc définir le rendement η par

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

• 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 η sera défini comme le rapport de la puissance électrique récupérée en sortie sur l'ensemble des puissances fournies en entrée. On a donc

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

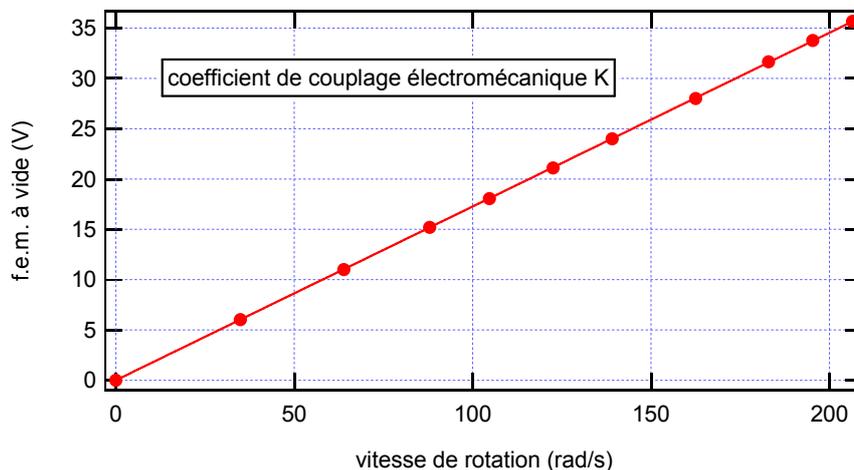
rq: Plus la puissance convertie par la machine sera importante, plus il faudra veiller à avoir un bon rendement. Sinon, les échauffements provoqués par les pertes risquent de détériorer le système (vieillesse des isolants....).

III. Relevés expérimentaux sur les machines à courant continu.

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

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

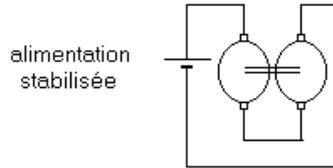
$$E_v = 0.173 \cdot \Omega \quad (\text{avec } \Omega \text{ en rad/s})$$

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

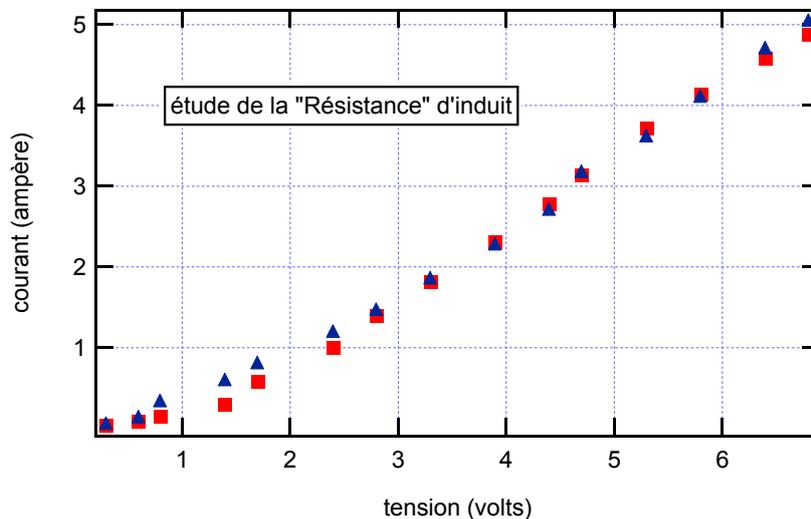
inductance d'impédance nulle en continu). Sachant que nous travaillons avec des machines à aimants identiques associées deux à deux, on procède de la façon suivante :



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 une courant voisin du courant auquel ou 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...

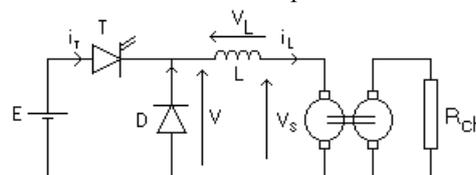
Globalement, on peut modéliser cet ensemble par la mise en série d'une vraie résistance (le bobinage d'induit) avec une tension constante (le seuil). soit une caractéristique pouvant s'écrire

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

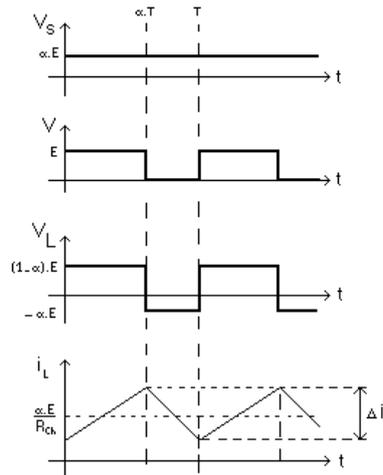
avec une tension $V_{\text{seuil}} = 1.2\text{V}$ et $R_{\text{mcc}} = 0.88\Omega$

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_{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

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

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

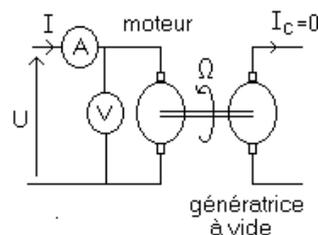
III. 4. Détermination des pertes fer et mécanique et validation par mesure du moment d'inertie J.

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



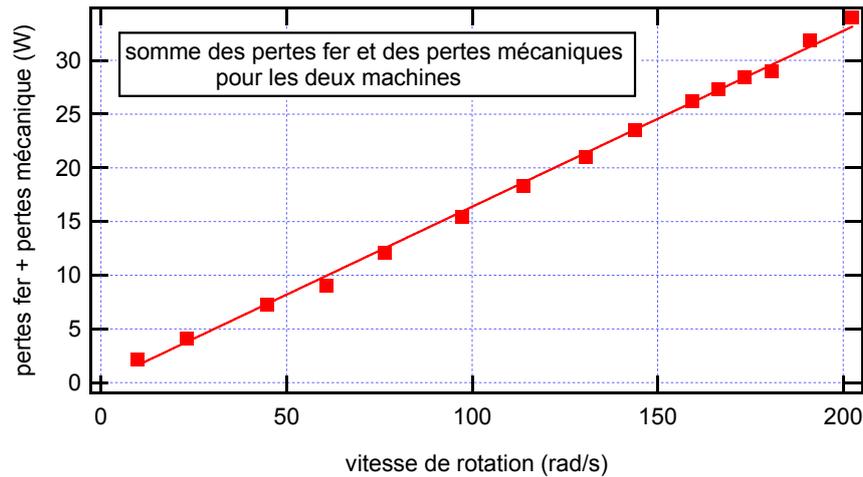
En augmentant la tension U , on va augmenter la vitesse. On mesurera la puissance absorbée ($P_a=U.I$) en fonction de la vitesse. Pour chaque tension U appliquée en entrée, on relèvera donc U, I, Ω .

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

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

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 a 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 a 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 $P_a - (V_{seuil} + R_{mcc}.I).I$ 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.

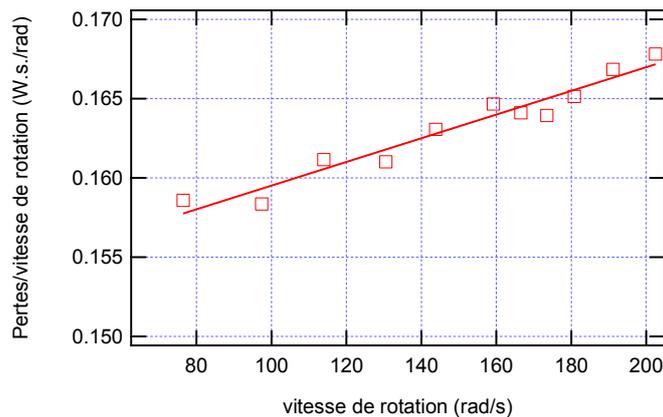
En ajustant, on trouve une relation de la forme

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

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 :

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

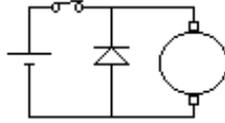
rq : Pour connaître les pertes d'une seule machine, on va diviser par deux la valeur globale obtenue, dans la mesure où les deux machines sont identiques. Il faudra cependant garder à l'esprit qu'une bonne partie des pertes d'origine purement mécanique est liée à la qualité de l'accouplement, et non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

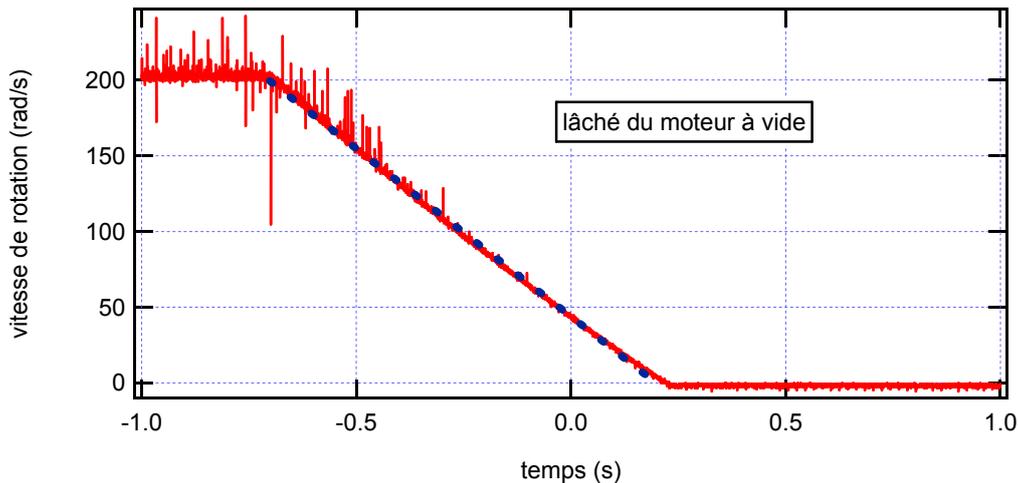
On va travailler avec la génératrice à vide. Pour éviter tout risque de surtension résultant de l'interruption brutale du courant dans un circuit inductif, on place une diode (diode de roue libre comme dans un hacheur).



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

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

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.

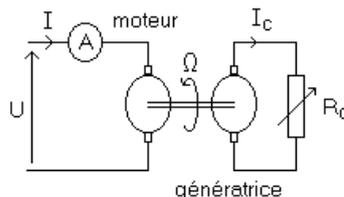
En se basant sur le paragraphe précédent qui nous a donné le couple de pertes, si on se limite à un couple de perte assimilable à du frottement sec (on a trouvé $C_0 = 0.164 \pm 0.006 \text{ N.m}$), connaissant C_0/J que nous venons de trouver, on en déduit $J = 7,38 \cdot 10^{-4} \pm 0.43 \cdot 10^{-4} \text{ kg.m}^2$.

Le constructeur donne $J' = 3,13 \cdot 10^{-4} \text{ kg.m}^2$ pour une seule machine soit $J = 6,26 \cdot 10^{-4} \text{ kg.m}^2$. 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 ω_0 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

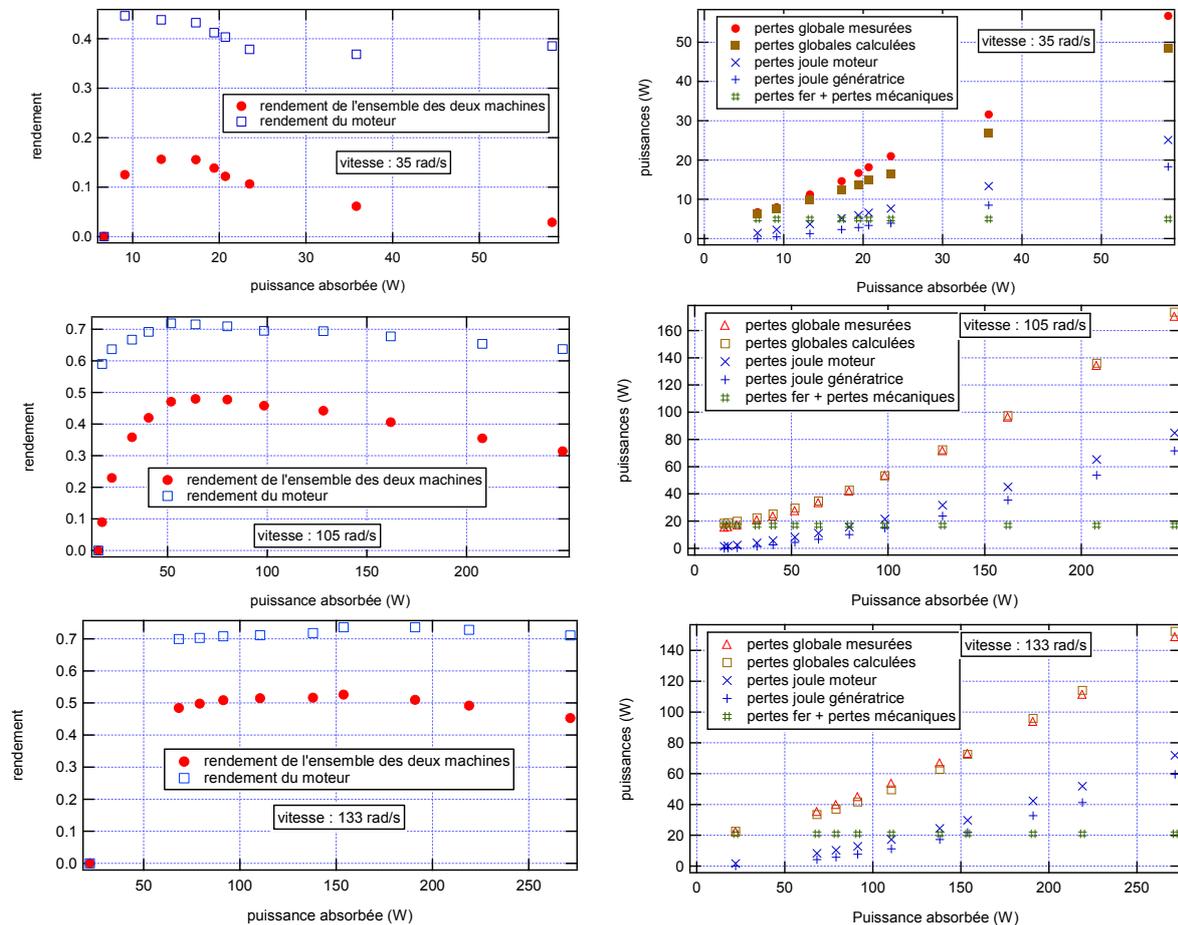
$$\eta_g = \frac{P_s}{P_a}$$

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. A une vitesse faible donnée, et donc pour une tension à vide faible donnée, pour convertir une puissance donnée, il faut davantage de courant que si la vitesse avait été plus importante. Les pertes Joule seront alors plus importantes. Le fait d'avoir des pertes mécaniques et des pertes fer plus faibles à faible vitesse ne compense pas l'augmentation des pertes Joule quand on diminue la vitesse.

- 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.

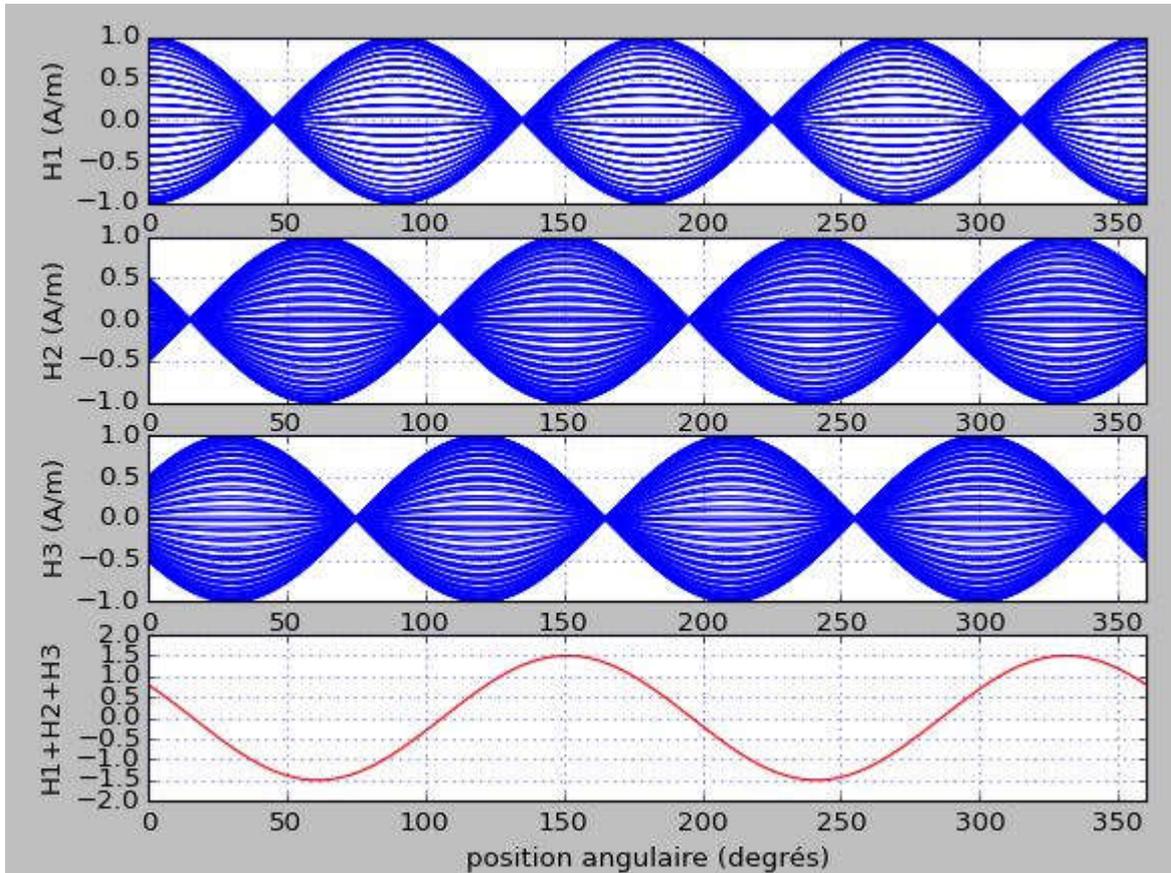
- Lorsque l'on fait un bilan de puissance, on constate que les pertes globales mesurées correspondent bien à la somme des pertes Joules et des pertes fer des deux machines avec les pertes mécaniques des deux machines et de l'accouplement. Pertes fer et pertes mécaniques ne peuvent pas être séparées avec un moteur à aimant. On a supposé que chaque machine contribue de la même façon en termes 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.4.1. 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...).

Annexe 1 : programme python pour le champ tournant

Sur les trois premières figures (en bleu), le programme représente, en fonction d'une position angulaire, les champs créés par trois bobinages déphasés spatialement de $2\pi/3$ et parcourus respectivement par des courants déphasés temporellement de $2\pi/3$. Ils se nomment respectivement H_1 , H_2 et H_3 . La figure du bas, en rouge, montre la résultante de ces trois champs stationnaires qui elle n'est pas stationnaire et va « glisser » dans l'entrefer.

Le programme permet de choisir le nombre de paires de pôles de chaque phase. Sur la figure, ce nombre de paires de pôle est égal à 2.



Annexe 2 : Puissance électrique

On considère une structure aux bornes de laquelle on applique une tension $u(t)$ et traversée par un courant $i(t)$. Nous allons étudier différents cas et établir la nature de la puissance électrique moyenne. En fonction de cette nature, on verra comment la mesurer.

Cas 1 : les deux grandeurs sont continues

Dans ce cas la puissance moyenne P s'écrit

$$P = \langle u(t) \cdot i(t) \rangle = \langle u(t) \rangle \cdot \langle i(t) \rangle$$

Pour faire la mesure, on peut prendre un wattmètre ou un ampèremètre et un voltmètre en configuration « prise de valeur moyenne » (DC des multimètres)

Cas 2 : l'une des grandeurs est continue et l'autre présente une ondulation et une valeur moyenne

(cas du push pull et de la mesure de puissance fournie par chacune des deux alimentations)

On suppose par exemple que

$$u(t) = E \quad \text{et} \quad i(t) = I_o + \sum_{k=1}^{\infty} I_k \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(k \cdot \omega \cdot t + \varphi_k)$$

$$\text{Alors, } P = \langle u(t) \cdot i(t) \rangle = E \cdot \langle i(t) \rangle = E \cdot I_o$$

Pour mesurer la puissance, on peut toujours utiliser un wattmètre ou alors un ampèremètre et un voltmètre en configuration « prise de valeur moyenne » (DC des multimètres). Il n'y a pas de puissance active portée par les harmoniques.

Cas 3 : tension et courant sont parfaitement sinusoïdaux de même pulsation ω

On suppose que

$$u(t) = U_{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega \cdot t) \quad \text{et} \quad i(t) = I_{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi)$$

$$\text{Alors } P = \langle u(t) \cdot i(t) \rangle = \langle 2 \cdot U_{eff} \cdot I_{eff} \cdot \frac{1}{2} \cdot (\cos(2 \cdot \omega \cdot t + \varphi) + \cos(\varphi)) \rangle = U_{eff} \cdot I_{eff} \cdot \cos \varphi$$

On peut faire la mesure avec un wattmètre (ou tout système qui prend l'image instantanée du courant et de la tension, qui fait le produit et prend la valeur moyenne). Le système de mesure des tensions et courants doit seulement avoir une bande passante assez large pour passer complètement la pulsation ω .

Cas 4 : l'un des grandeurs est parfaitement sinusoïdale et l'autre présente des harmoniques :

On suppose par exemple que

$$u(t) = U_{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega \cdot t) \quad \text{et} \quad i(t) = I_o + \sum_{k=1}^{\infty} I_k \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(k \cdot \omega \cdot t + \varphi_k)$$

$$\text{Alors } P = \langle u(t) \cdot i(t) \rangle = \langle I_o \cdot U_{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega \cdot t) \rangle + \langle \sum_{k=1}^{\infty} 2 \cdot I_k \cdot U_{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega \cdot t) \cdot \cos(k \cdot \omega \cdot t + \varphi_k) \rangle$$

Finalement, tous les termes sont nuls, sauf celui qui correspond à $k=1$.

$$\text{On a alors } P = \langle u(t) \cdot i(t) \rangle = U_{eff} \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1$$

On peut faire la mesure avec un wattmètre (ou tout système qui prend l'image instantanée du courant et de la tension, qui fait le produit et prend la valeur moyenne). Le système de mesure des tensions et courants doit seulement avoir une bande passante assez large pour passer complètement la pulsation ω .

Cas 5 : les deux signaux présentent des harmoniques (cas le plus général)

On suppose par exemple que

$$u(t) = U_o + \sum_{k=1}^{\infty} U_k \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(k \cdot \omega \cdot t + \varphi_{uk}) \quad \text{et} \quad i(t) = I_o + \sum_{k=1}^{\infty} I_k \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(k \cdot \omega \cdot t + \varphi_{ik})$$

Seuls le produit des grandeurs continues, et le produit des courants et tensions de même fréquence conduisent à des valeurs moyennes non nulles.

Finalement, on a

$$P = \langle u(t) \cdot i(t) \rangle = U_o \cdot I_o + \sum_{k=1}^{\infty} U_k \cdot I_k \cdot \cos(\varphi_{uk} - \varphi_{ik})$$

La puissance est portée par le continu et toutes les harmoniques pour lesquelles courant et tension sont non nuls.

Pour faire ce type de mesure, on doit disposer d'un système qui dispose d'assez de bande passante pour pouvoir récupérer toutes les harmoniques qui portent de la puissance.

Si on veut connaître la puissance harmonique par harmonique, on peut acquérir $u(t)$ et $i(t)$ avec assez de points et assez de résolution (nombre de bits de quantification) pour pouvoir représenter les harmoniques de rang élevé et de valeur faible et calculer les termes de la décomposition en série de Fourier (on obtient une valeur efficace et un phase pour chaque harmonique de courant. Le calcul de la puissance par harmonique est alors assez simple à réaliser.

Bibliographie :

- Traité d'électricité Volume IX – M Jufèr Presses polytechniques et universitaires romandes
- Physique tout en un PSI-PSI* S. CARDINI Dunod (nouveaux programmes)
- H Prépa (programmes 1997) : PSI-PSI* Electronique II
- « Electronique », De la Cressonnière/More, Tec et Doc
- Electromécanique : convertisseurs d'énergie et actionneurs D Grenier DUNOD

Version de décembre 2018