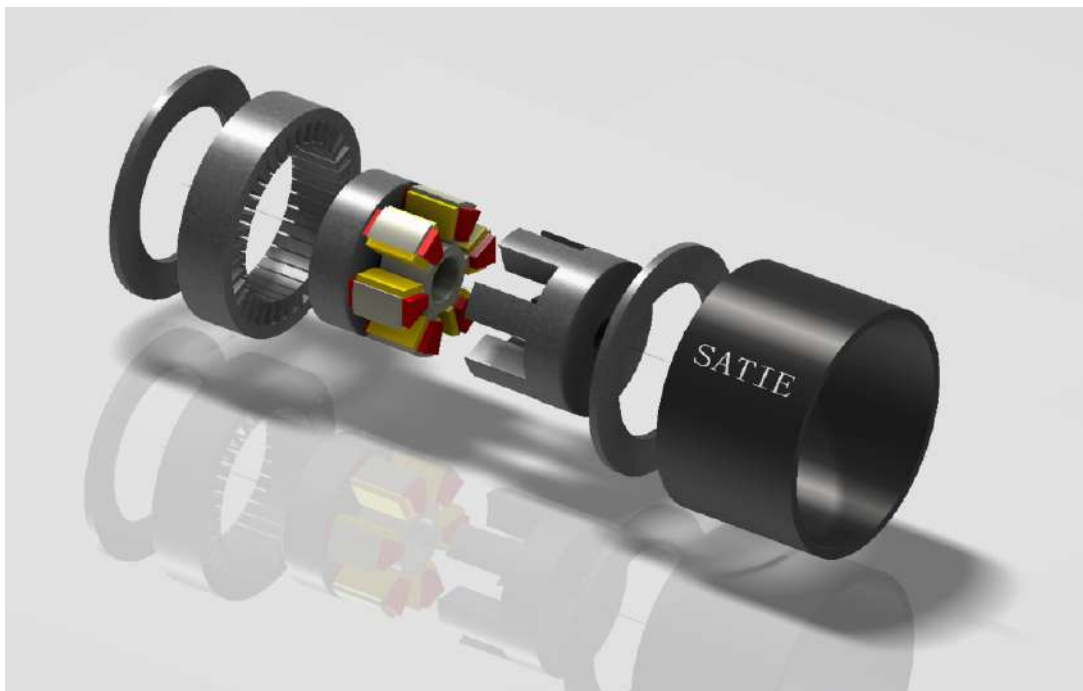


Conversion d'Energie

**Cours niveau master
Mohamed GABSI
gabsi@ens-cachan.fr**

**ENS Cachan
Laboratoire SATIE**

1



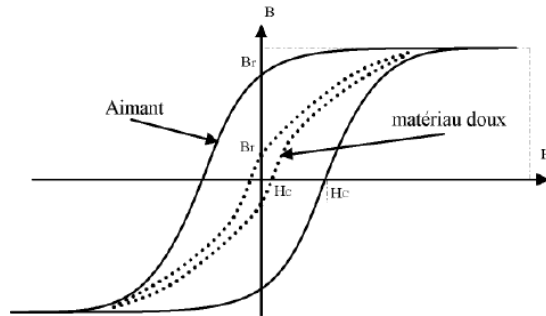
2

Machines électriques synchrones

1- Grandeurs classiques dans les machines électriques :

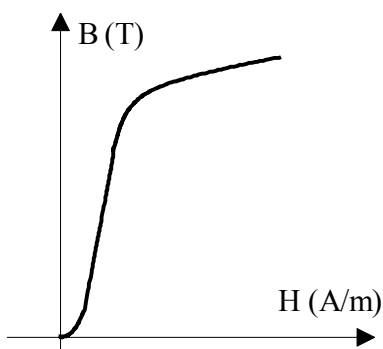
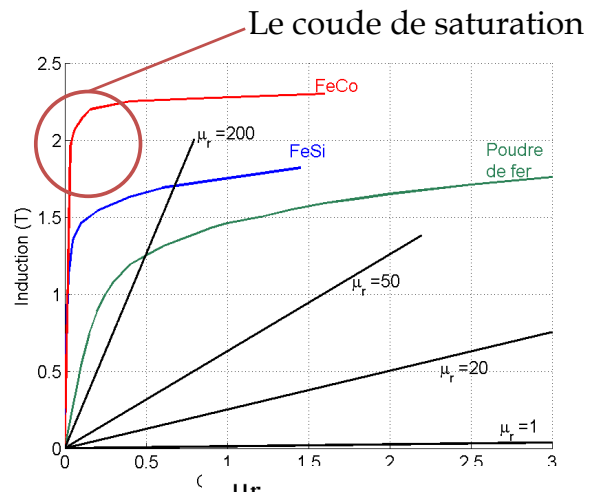
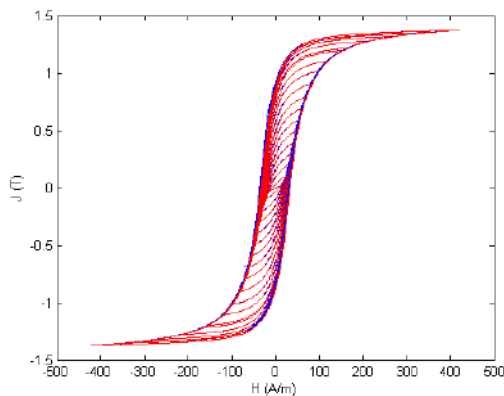
1.1 Matériaux magnétiques :

Les matériaux magnétiques usuels dans les machines électriques sont des alliages de fer et de silicium (FeSi) ou de fer et de cobalt (FeCo). Ils sont dits doux en référence à leur faible rémanence (contrairement aux matériaux durs à forte rémanence). Le taux du silicium dans le FeSi est faible (3 à 6 %) alors que le pourcentage du cobalt dans le FeCo est assez fort (de 18 à 50 %). Le FeCo est onéreux et donc réservé aux applications chères (avioniques) alors que le FeSi est un matériau grand public.



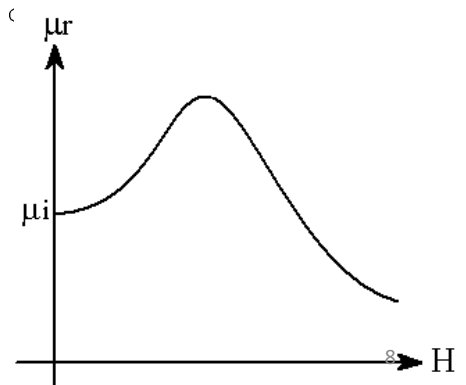
7

Pour simplifier l'étude, nous ne considérerons que les courbes de première aimantation. Le cycle d'hystérésis est donc négligé.

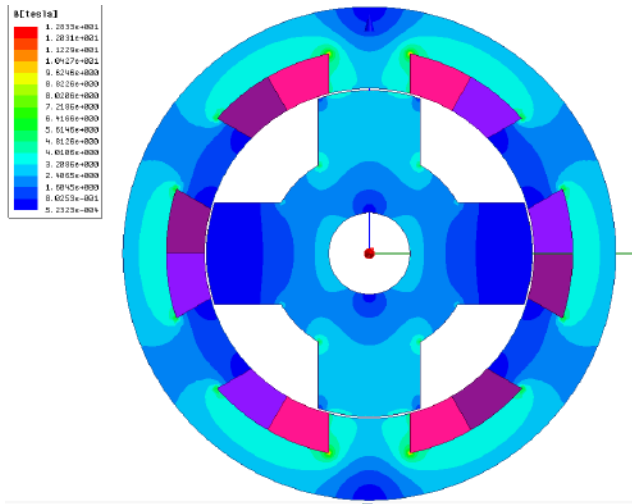


$$B = \mu H = \mu_r \mu_0 H$$

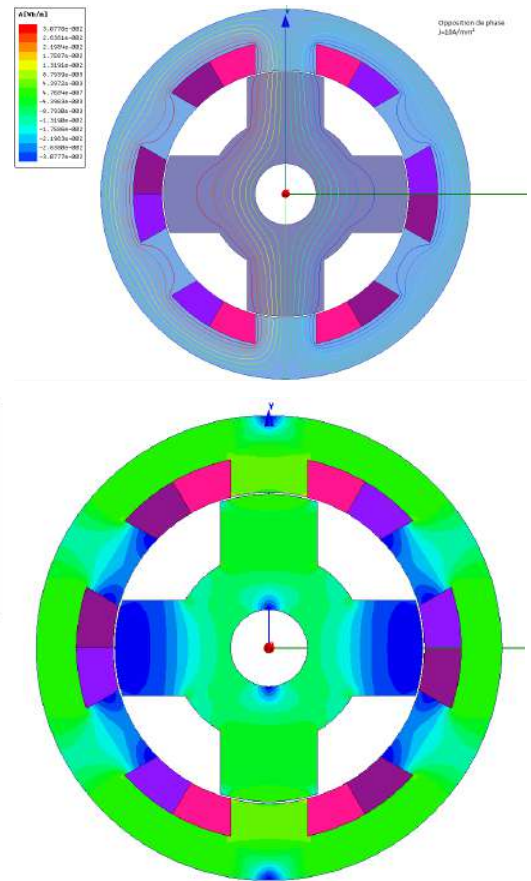
$$\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$$



La saturation des matériaux limite les performances des machines électriques car les inductions, les flux et donc les efforts électromagnétiques sont directement liés aux valeurs maximales atteintes au sein de ces matériaux. Les figures ci-dessous montrent les inductions dans une machine à réluctance variable ayant un matériau, théorique, non-saturable et dans une autre avec un matériau saturable.



Matériaux non saturables

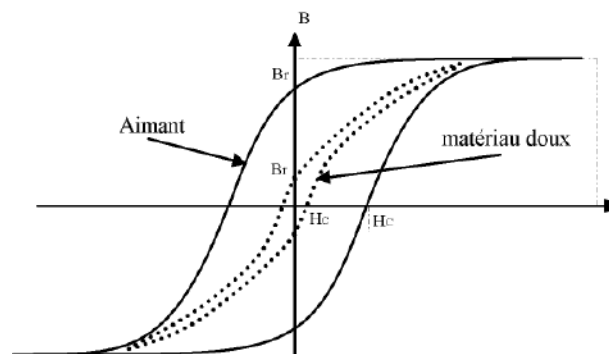


Matériaux saturables

9

1-2 Matériaux magnétiques durs : Aimants permanents

- Un aimant permanent est un matériau, une fois aimanté, se désaimante difficilement.
- Un aimant permanent se caractérise par une caractéristique $B_a(H_a)$ ayant des fortes valeurs de B_r et H_c .



Différents types d'aimants

1- Alnico : découvert en 1932 au Japon

C 'est un acier dont la composition du départ était Fe 63%,Ni 25%,Al 12%. On a ensuite remplacé une proportion de fer par du cobalt.

Caractéristiques : $B_r = 1.35 \text{ T}$ et $H_c = 59 \text{ kA/m}$ (faible !)

2- Ferrites : découverts dans les années 40 par Philips

Ferrites de strontium (Sr) , $\text{SrO}, 6 \text{ Fe}_2, \text{O}_3$

Ferrites de Baryum (Ba) : $\text{BaO}, 6 \text{ Fe}_2, \text{O}_3$

= 300 kA/m

Caractéristiques : $B_r = 0.4 \text{ T}$ et H_c

3- Terres rares

- Samarium-Cobalt SmCo : 1966 aux USA

Caractéristiques : $B_r = 1 \text{ T}$ et $H_c = 1200 \text{ kA/m}$ à 250° C

- Néodyme-fer-bore : 1983 au Japon et aux USA en 1984

Caractéristiques : $B_r = 1,3 \text{ T}$ et $H_c = 1100 \text{ kA/m}$ à 150° C

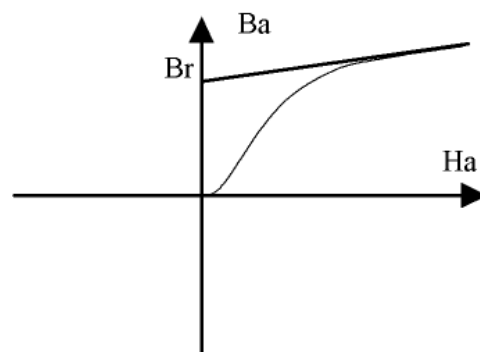
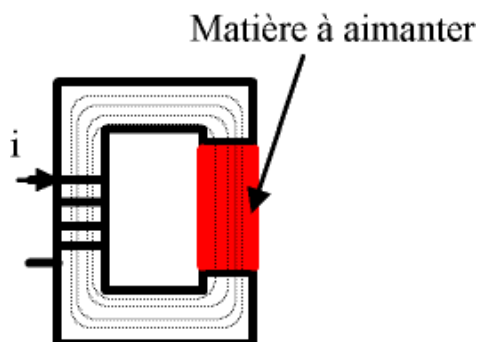
11

Magnétisation d'un aimant

En pratique, on utilise un circuit d 'aimantation dit « aimanteur ».

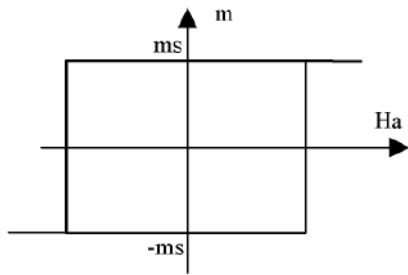
Par la décharge rapide d 'un condensateur, par exemple, on soumet

le matériau à un champ magnétique intense. Après la coupure du courant, la matière conserve sa polarisation.



12

L'aimant doit avoir une aimantation la plus élevée possible et un champ coercitif suffisant pour la conserver après sa sortie de l'aimanteur. Un aimant moderne a une caractéristique « carrée » qui peut être modélisée par le graphique suivant :



L'aimantation prend uniquement deux valeurs $\pm m_s$.

L'induction B_a au sein de l'aimant peut s'écrire en fonction de l'aimantation m et du champ H_a de la façon suivante :

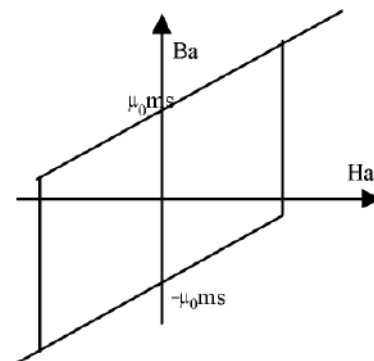
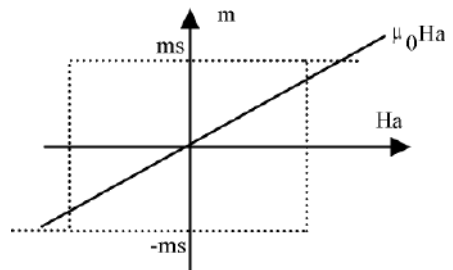
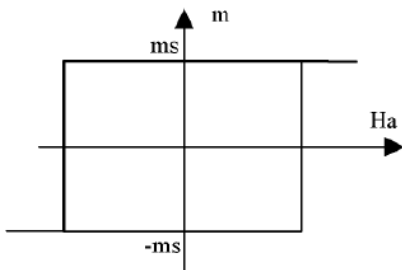
$$B_a = \mu_0 (H_a + m)$$

Ou aussi,

$$B_a = \mu_0 H_a + B_r \quad \text{avec} \quad B_r = \mu_0 m_s$$

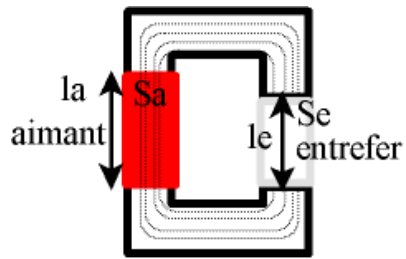
13

$$B_a = \mu_0 (H_a + m)$$



14

Circuit comportant un aimant permanent



Le circuit magnétique est non saturé
et l'aimant a une perméabilité relative
égale à 1.

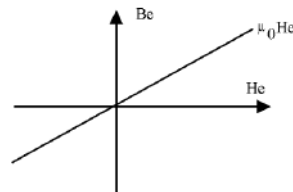
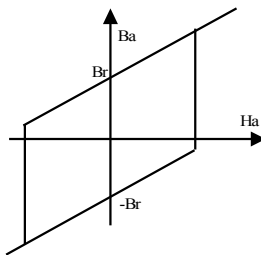
Th. d'Ampère + conservation du flux

$$B_a = \mu_0 H_a + \mu_0 m = \mu_0 H_a + B_r$$

$$B_e = \mu_0 H_e$$

$$H_a l_a + H_e l_e = 0$$

$$B_a S_a = B_e S_e$$



15

Point de fonctionnement

Dans le circuit précédent, l'aimant est la source d'énergie et l'entrefer représente la charge. L'intersection de la caractéristique de l'aimant avec celle de la charge représente le point de fonctionnement.

En partant des 4 équations principales, on peut établir des relations mettant en évidence le point de fonctionnement.

$$H_a l_a + H_e l_e = 0 \quad (1)$$

$$B_a S_a = B_e S_e \quad (2)$$

$$B_a = \mu_0 H_a + B_r \quad (3)$$

$$B_e = \mu_0 H_e \quad (4)$$

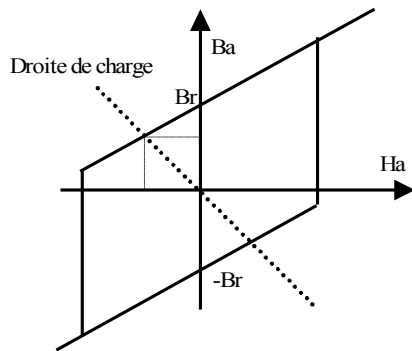
$$\left. \begin{aligned} B_a &= \frac{B_e S_e}{S_a} = \frac{\mu_0 H_e S_e}{S_a} \\ H_e &= -\frac{H_a l_a}{l_e} \end{aligned} \right\} \Rightarrow$$

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

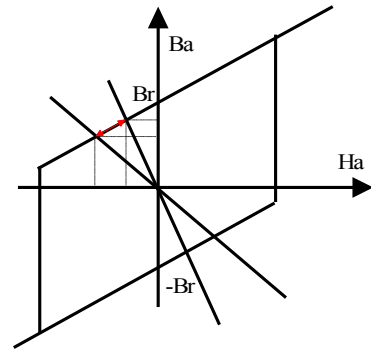
16

Nous avons deux relations entre B_a et H_a . La première dépend des caractéristiques du circuit magnétique et la deuxième des caractéristiques propres de l'aimant.

$$\begin{cases} B_a = -\frac{\mu_0 S_e l_a}{S_a l_e} H_a \\ B_a = \mu_0 H_a + B_r \end{cases}$$

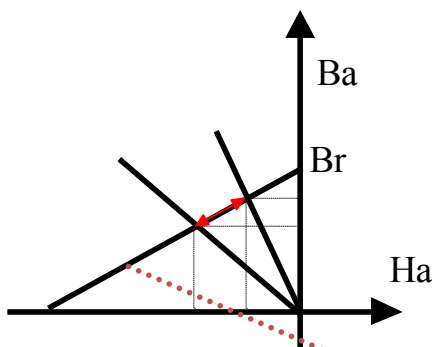


Si les caractéristiques du circuit changent, le point de fonctionnement se déplace



17

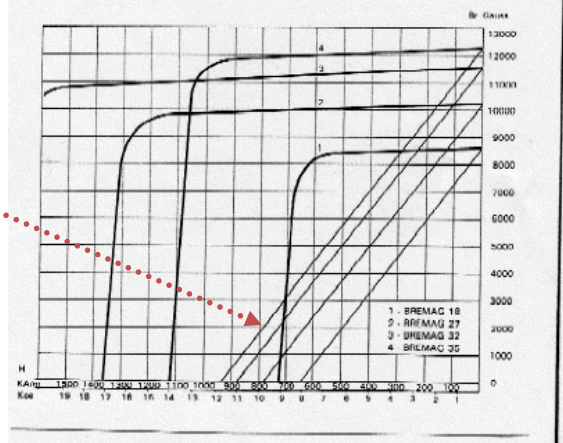
Zone utile de la caractéristique de l'aimant



Propriétés

| Propriété | Symbole | Unité | BREMAG 18 | BREMAG 27 | BREMAG 32 | BREMAG 35 |
|------------------------------------|---------|---------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| Induction | Br | G | 8600 | 10500 | 11500 | 12300 |
| Rémanence | | mT | 860 | 1050 | 1150 | 1230 |
| Champ coercitif | Hc | Oe | 7200 | 10000 | 11000 | 11300 |
| | | KA/m | 570 | 800 | 875 | 900 |
| Champ coercitif intrinsèque | IHc | Oe | 8000 | 17000 | 20000 | 14000 |
| | | KA/m | 716 | 1350 | 2070 | 1110 |
| Energie spécifique | BH max | MG Oe | 18 | 27 | 32 | 35 |
| | | Kj / m³ | 144 | 208 | 256 | 280 |
| Coefficient de température sur Br | | % / °C | -0,04 | -0,11 | -0,1 | 0,1 |
| Coefficient de température sur IHc | | % / °C | -0,6 | -0,6 | -0,6 | -0,6 |
| Masse spécifique | | g/cm³ | 8,25 | 7,2 | 7,3 | 7,4 |
| Température maxi d'utilisation | | °C | 260 | 150 | 175 | 150 |

Courbes à 20° C



Détermination du champ créé par un aimant : point de fonctionnement

En partant de :

$$\begin{cases} B_a = -\frac{\mu_0 S_e l_a}{S_a l_e} H_a \\ B_a = \mu_0 H_a + B_r \end{cases}$$

On trouve l'expression de B_a :

$$\begin{cases} B_a = -\frac{\mu_0 S_e l_a}{S_a l_e} \frac{B_a - B_r}{\mu_0} \\ B_a \left(1 + \frac{S_e l_a}{S_a l_e} \right) = \frac{S_e l_a}{S_a l_e} B_r \end{cases} \Rightarrow B_a = \frac{S_e l_a}{S_a l_e} \frac{S_a l_e}{(S_a l_e + S_e l_a)} B_r$$

$$B_a = \frac{l_a}{\left(\frac{S_a}{S_e} l_e + l_a \right)} B_r$$

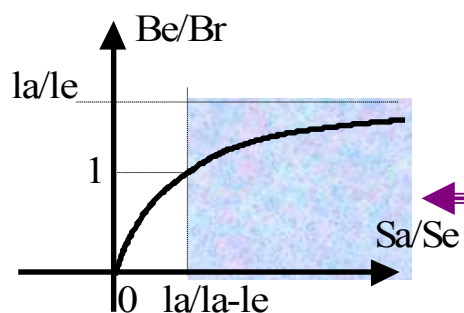
Remarque :

Si l_e tend vers 0, B_a tend vers B_r valeur maximale.

19

Induction dans l'entrefer :

$$B_e = B_a \frac{S_a}{S_e} = \frac{l_a \frac{S_a}{S_e}}{\left(\frac{S_a}{S_e} l_e + l_a \right)} B_r$$

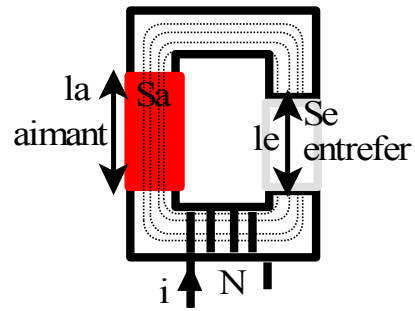


La concentration du flux correspond à $B_e > B_r$

20

Désaimantation d'un aimant

Selon le sens du courant i , la bobine renforce ou s'oppose au champ de l'aimant.

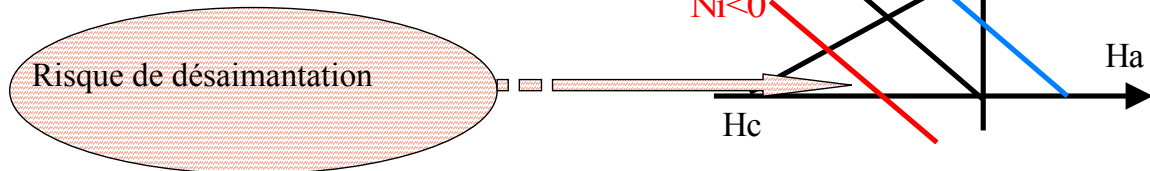


$$H_a l_a + H_e l_e = \pm Ni$$

$$B_a S_a = B_e S_e$$

$$B_a = \frac{B_e S_e}{S_a} = \frac{\mu_0 H_e S_e}{S_a} \text{ avec } H_e = \pm \frac{Ni}{l_e} - \frac{H_a l_a}{l_e}$$

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



21

Énergie spécifique

Quelle est l'énergie maximale qu'on peut stocker dans l'entrefer d'un circuit comportant un aimant ?

L'énergie magnétique de l'entrefer est :

$$W_{me} = \frac{1}{2} B_e H_e V_e = \frac{1}{2} \frac{B_a S_a}{S_e} \left(-\frac{H_a l_a}{l_e} \right) V_e = -\frac{1}{2} B_a H_a V_a$$

Le volume aimant nécessaire est :

$$V_a = -\frac{B_e H_e V_e}{B_a H_a} = -\frac{\mu_0 H_e^2 V_e}{B_a H_a}$$

Ce volume est d'autant plus petit que le produit $(B_a H_a)$ est plus grand. La valeur maximale de ce produit reflète l'énergie spécifique maximale d'un aimant.

22

Dans le cas où :

$$B_a = \mu_0 H_a + B_r \Rightarrow H_a = \frac{B_a - B_r}{\mu_0}$$

On peut écrire :

$$(B_a H_a) = \frac{B_a^2}{\mu_0} - \frac{B_a B_r}{\mu_0}$$

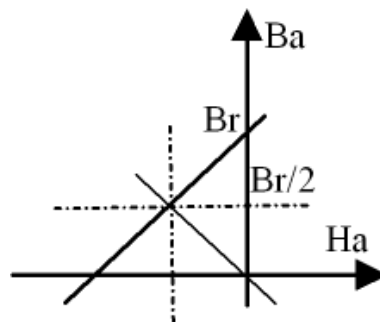
La valeur maximale de l' énergie spécifique est atteinte pour B_a et H_a calculés comme suit :

$$\frac{\partial}{\partial B_a} \left(\frac{B_a^2}{\mu_0} - \frac{B_a B_r}{\mu_0} \right) = 2 \frac{B_a}{\mu_0} - \frac{B_r}{\mu_0} = 0 \Rightarrow B_a = \frac{B_r}{2}$$

Et donc :

$$H_a = -\frac{B_r}{2\mu_0}$$

$$(B_a H_a)_{\max} = \frac{B_r^2}{4\mu_0}$$



23

Équivalence entre une bobine et un aimant

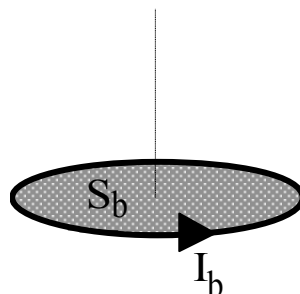
Un aimant peut être remplacé par une bobine équivalente : cette bobine doit créer le même moment magnétique qu' un aimant.

Moment magnétique d' un aimant :

$$M_a = m V_a$$

Moment magnétique d' une bobine :

$$m_b = S_b I_b$$



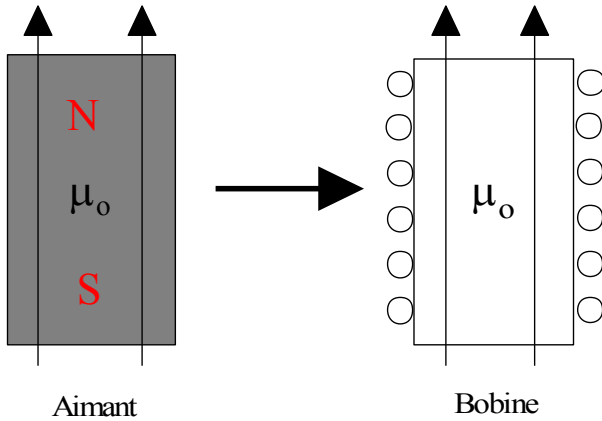
Pour N spires :

$$M_b = N S_b I_b$$

24

$$M_a = M_b \Rightarrow mV_a = NS_b I_b$$

$$\left. \begin{array}{l} mV_a = NS_b I_b \\ \frac{B_r}{\mu_0} S_a l_a = NS_b I_b \end{array} \right\} \Rightarrow NI_b = \frac{B_r}{\mu_0} \frac{S_a}{S_b} l_a$$



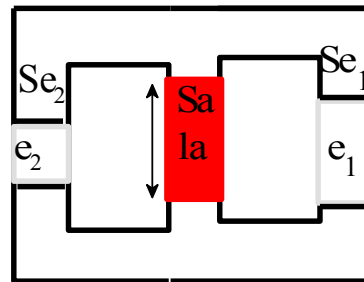
Exemple :

$$\left. \begin{array}{l} B_r = 1 \text{ T} \\ l_a = 10^{-2} \text{ m} \\ S_a = S_b \end{array} \right\} NI_b = \frac{10^{-2}}{4\pi 10^{-7}} = 7957 \text{ At}$$

25

Exemple

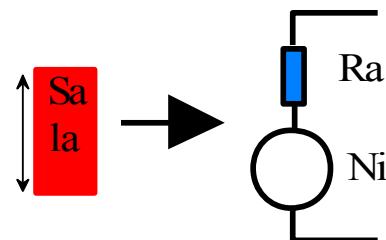
On suppose que le circuit magnétique a une perméabilité relative $\mu_r = 10000$. Sa réluctance est donc négligeable.



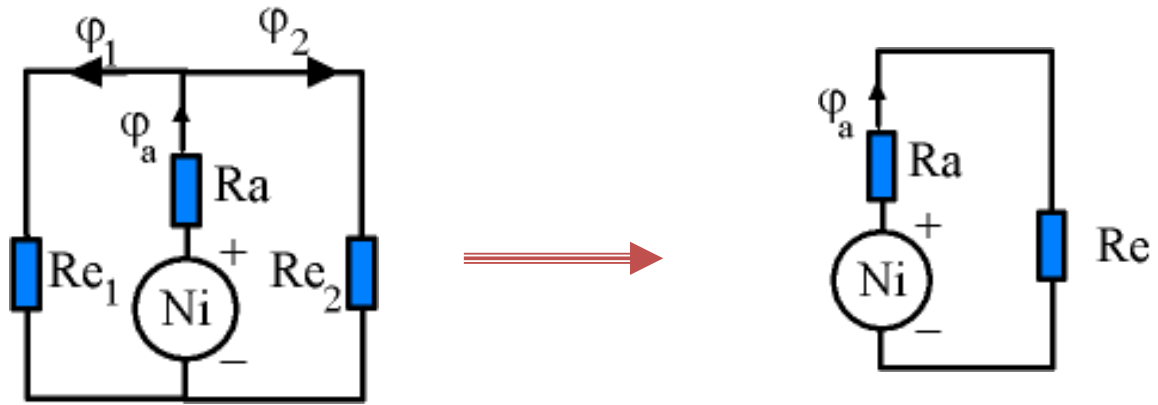
On remplace d'abord l'aimant par une bobine équivalente :

$$Ni = \frac{B_r l_a}{\mu_0}$$

$$R_a = \frac{l_a}{\mu_0 S_a}$$



26



avec

$$R_e = R_{e1} // R_{e2} = \frac{R_{e1} \cdot R_{e2}}{R_{e1} + R_{e2}}$$

$$\varphi_a = \frac{Ni}{R_a + R_e}$$

$$\varphi_1 = \frac{Ni - R_a \varphi_a}{R_{e1}}$$

$$\varphi_2 = \frac{Ni - R_a \varphi_a}{R_{e2}}$$

27

$$R_{e1} = \frac{l}{\mu_0} \frac{e_1}{Se_1} \quad \text{et} \quad R_{e2} = \frac{l}{\mu_0} \frac{e_2}{Se_2}$$

$$\varphi_a = \frac{Ni}{R_a + R_e} = \frac{Ni}{\frac{l}{\mu_0} \frac{l_a}{Sa} + \frac{\frac{l}{\mu_0} \frac{e_1}{Se_1} \cdot \frac{l}{\mu_0} \frac{e_2}{Se_2}}{\frac{l}{\mu_0} \frac{e_1}{Se_1} + \frac{l}{\mu_0} \frac{e_2}{Se_2}}}$$

$$\varphi_a = \frac{Ni}{R_a + R_e} = \frac{\mu_0 Ni}{\frac{l_a}{Sa} + \frac{e_1 e_2}{e_1 Se_2 + e_2 Se_1}}$$

Si on suppose :

$$Se_1 = Se_2 = Se \quad \text{et} \quad e_1 \ll e_2$$

$$\varphi_a = \frac{Ni}{R_a + R_e} = \frac{Ni}{\frac{l_a}{\mu_0 Sa} + \frac{e_1}{\mu_0 Se}}$$

28

Nous pouvons retrouver ce dernier résultat en appliquant la méthode présentée dans le paragraphe « point de fonctionnement ».

$$\varphi_a = \frac{Ni}{R_a + R_e} = \frac{Ni}{\frac{l_a}{\mu_0 Sa} + \frac{e_l}{\mu_0 Se}}$$

Sachant que :

$$Ni = \frac{B_r l_a}{\mu_0}$$

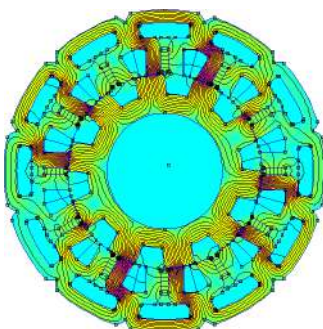
$$\varphi_a = \frac{B_r}{\frac{l_a}{\mu_0 Sa} + \frac{e_l}{\mu_0 Se}} \frac{l_a}{\mu_0} = B_a S_a$$

$$B_a = \frac{B_r l_a}{l_a + e_l \frac{Sa}{Se}}$$

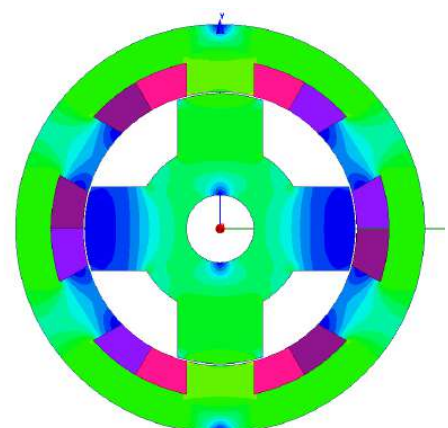
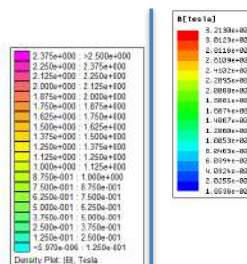
29

1.3 Quels niveaux de champ et induction magnétiques dans les machines électriques ?

- Les matériaux FeSi et FeCoaturent et leurs inductions restent généralement inférieures à 2.5T. L'induction maximale dans l'entrefer sera voisine de 1T.



Machine à commutation de flux
à double excitation en fer-cobalt



Machine à réluctance variable
en fer-Silicium

30

1.4 Quel niveau de densité de courant dans les machines électriques ?

Les densités efficaces J du courant dépendent de la taille de la machine. L'ordre de grandeur classique est :

- Pour les micro-actionneurs,
 $J = \text{qlq } 1000 \text{ A/mm}^2$
- Machines de tailles moyennes,
 $J = \text{qlq } 10 \text{ A/mm}^2$
- Machines de grandes tailles,
 $J = \text{qlq } 1 \text{ A/mm}^2$

La valeur de J influence fortement les pertes joules.

$$P_j = RI_{eff}^2 = \rho \frac{l}{s} (J_{eff} s)^2 = \rho (J_{eff})^2 V_{cu}$$

31

1.5 Quelle densités d'énergie et de forces

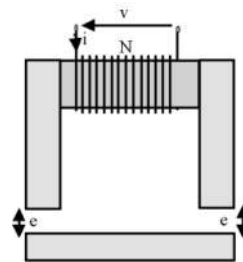
La densité volumique de l'énergie W/V (J/m^3) est équivalente à la densité surfacique de la force :

$$\frac{W}{V} = \frac{Fd}{Sd} = \frac{F}{S} (\text{N/m}^2)$$

Dans un système électromagnétique, la densité de l'énergie est :

$$\frac{W}{V} = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_0}$$

Dans un système électromagnétique, la densité de la force normale pour une induction de l'ordre de 1T est égale à environ 40 N/cm².



La pression tangentielle appliquée sur la surface de l'entrefer est définie comme :

$$\sigma = \frac{F_t}{S_e}$$

L'ordre de grandeur de cette pression est de 1 à 3 N/cm².

32

1.6 Quel niveau de couple massique dans les machines électriques ?

Le couple massique dans une machine électrique dépend fortement du type de refroidissement adopté et du régime considéré (régime transitoire ou permanent).

Classiquement, le couple massique est de l'ordre de 1Nm/kg.

Pour rappel :

- la densité massique du fer est de l'ordre de 7600 kg/m³
- la densité massique du cuivre est de l'ordre de 8900 kg/m³
- la densité massique des aimants terres rares est entre de 7300 kg/m³ à 8500 kg/m³.

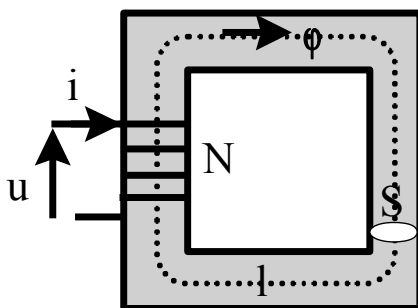
Pour une machine de taille moyenne (motorisation de véhicule électrique, la densité moyenne peut être considérée de l'ordre de 5000 kg/m³

33

2- Création des efforts électromagnétiques

2.1 - Énergie et coénergie magnétiques

On considère un circuit statique comportant une bobine d'une résistance R et d'un circuit magnétique d'une section S ayant une longueur moyenne l . On négligera les pertes autres que les pertes Joule.



$$u = Ri + N \frac{d\phi}{dt}$$

$$uidt = Ri^2 dt + \underbrace{iNd\phi}$$

$$dW_e = dW_{th} + dW_m$$

La quantité d'énergie électrique absorbée se transforme en chaleur et en énergie magnétique stockée dans le circuit magnétique

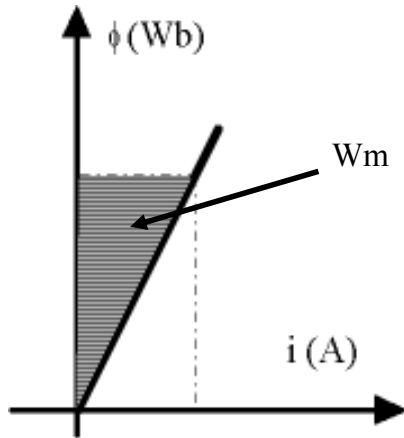
34

Nous avons donc :

$$dW_m = Nid\phi = id\phi$$

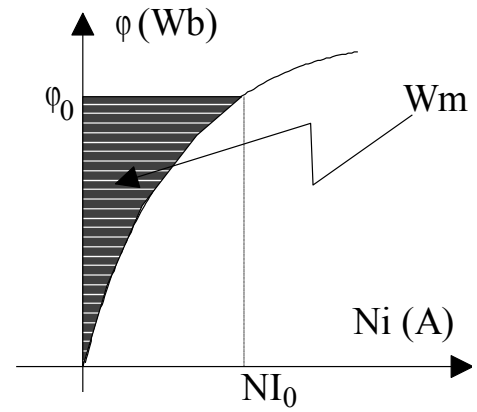
$$W_m = \int iNd\phi = \int id\phi$$

Dans le cas linéaire :



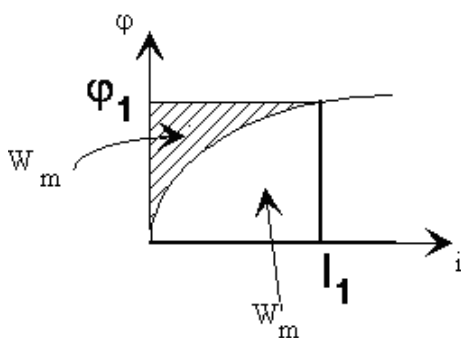
$$W_m = \frac{1}{2} \phi i$$

$$\phi = Li \quad \text{et} \quad W_m = \frac{1}{2} Li^2$$

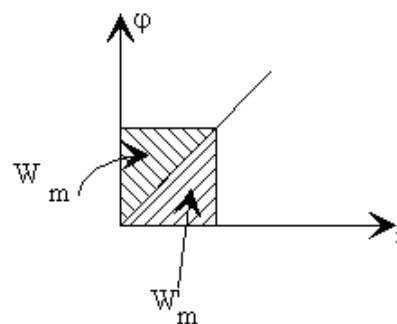


35

La coénergie est une grandeur, dénuée de tout sens physique, qu'on utilisera surtout dans le calcul du couple d'une machine. Sur la figure suivante, on distingue la coénergie :



Energie et co-énergie:
- cas de saturation



Energie et co-énergie:
cas de non saturation

$$W_m' = \int N\phi di$$

$$W_m + W_m' = N\phi I_1$$

Dans le cas linéaire, l' énergie est égale à la coénergie

$$W_m = W_m'$$

36

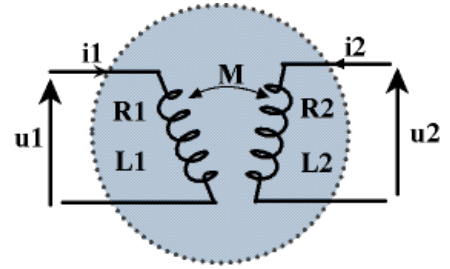
2.2 Expression du couple instantané : La méthode des travaux virtuels

Si on néglige les pertes, une variation de l'énergie électrique entraîne une variation de l'énergie magnétique et de l'énergie mécanique.

$$dW_e = dW_m + p_m dt$$

$$dW_e = e i dt = N i d\phi \quad \text{et} \quad p_m dt = c d\theta$$

$$N i d\phi = dW_m + c d\theta \quad c = \left(- \frac{\partial W_m}{\partial \theta} \right)_{\phi = \text{cte}}$$



Nous avons aussi :

$$W_m + W'_m = N \phi i \quad \text{et donc} \quad dW_m + dW'_m = N \phi di + N i d\phi$$

$$N i d\phi = dW_m + c d\theta \quad c d\theta = dW'_m - N \phi di \quad c = \left(\frac{\partial W'_m}{\partial \theta} \right)_{i = \text{cte}} \quad 37$$

En appliquant la formule suivante :

$$c = \left(\frac{\partial W'_m}{\partial \theta} \right)_{i = \text{cte}}$$

Dans le cas linéaire (matériaux non saturés) :

$$W'_m = W_m$$

$$W'_m = \frac{1}{2} \phi_1 i_1 + \frac{1}{2} \phi_2 i_2$$

$$\phi_1 = L_1 i_1 + M i_2 = N_2 \phi_1$$

$$\phi_2 = L_2 i_2 + M i_1 = N_2 \phi_2$$

$$W'_m = \frac{1}{2} (L_1 i_1 + M i_2) i_1 + \frac{1}{2} (L_2 i_2 + M i_1) i_2$$

$$c = \underbrace{\frac{1}{2} i_1^2 \frac{dL_1}{d\theta}}_{\text{couple de réductance}} + \underbrace{\frac{1}{2} i_2^2 \frac{dL_2}{d\theta}}_{\text{couple de réductance}} + \underbrace{i_2 i_1 \frac{dM}{d\theta}}_{\text{couple de mutuelle}}$$

Exemple : machine à 3 bobines

$$W'_m = \frac{1}{2}\phi_1 i_1 + \frac{1}{2}\phi_2 i_2 + \frac{1}{2}\phi_3 i_3$$

$$\phi_1 = L_1 i_1 + M_{12} i_2 + M_{13} i_3$$

$$\phi_2 = M_{12} i_1 + L_2 i_2 + M_{23} i_3$$

$$\phi_3 = M_{13} i_1 + M_{23} i_2 + L_3 i_3$$

$$W'_m = \frac{1}{2}(L_1 i_1 + M_{12} i_2 + M_{13} i_3) i_1 + \frac{1}{2}(M_{12} i_1 + L_2 i_2 + M_{23} i_3) i_2 + \frac{1}{2}(M_{13} i_1 + M_{23} i_2 + L_3 i_3) i_3$$

$$c = \frac{1}{2} i_1^2 \frac{dL_1}{d\theta} + \frac{1}{2} i_2^2 \frac{dL_2}{d\theta} + \frac{1}{2} i_3^2 \frac{dL_3}{d\theta} + i_1 i_2 \frac{dM_{12}}{d\theta} + i_1 i_3 \frac{dM_{13}}{d\theta} + i_2 i_3 \frac{dM_{23}}{d\theta}$$

Exemple : machine à n bobines

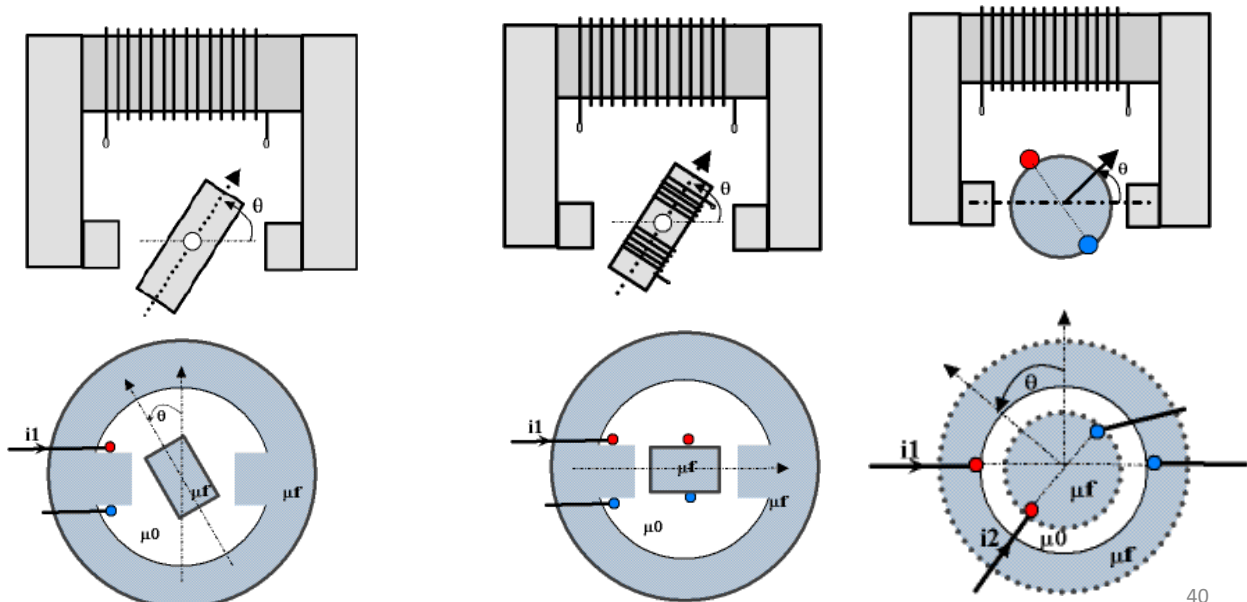
$$c = \sum_{k=1}^n \frac{1}{2} i_k^2 \frac{dL_k}{d\theta} + \sum_{k \neq l}^n \frac{1}{2} i_k i_l \frac{dM_{kl}}{d\theta}$$

39

3. Structures de bases

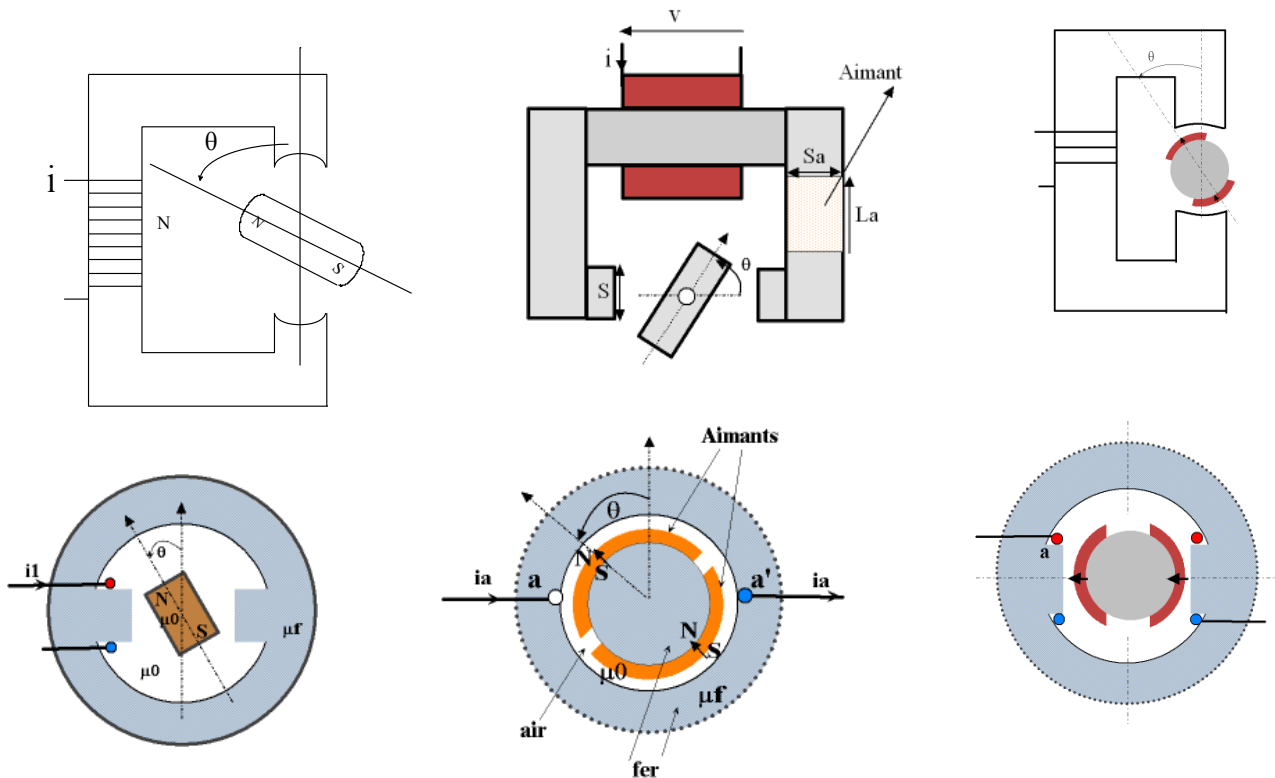
Les structures électromagnétiques de base d'une Machine électrique comportent :

- Un circuit ferromagnétique fixe (le stator)
- Un circuit ferromagnétique tournant (le rotor)
- Des bobines et/ou des aimants



40

Structures de bases à aimants permanents



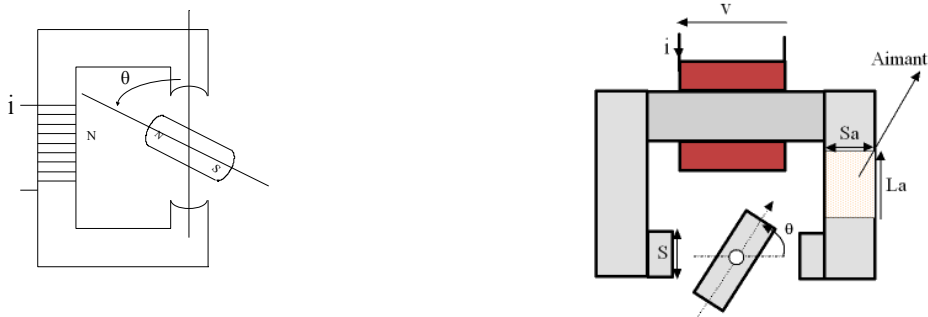
Il y a une infinité de structures!!

41

4. Structures à aimants permanents

4.1 variation instantanée du couple

Les machines à aimants permanents comportent, généralement, des rotors aimantés. Certaines structures comportent des aimants au stator. Une grande variété de machines existe mais nous n'étudierons que les plus courantes.



Toujours dans le cas de non saturation magnétique, nous pouvons remplacer l'aimant par une bobine équivalente et réutiliser le résultat établi précédemment :

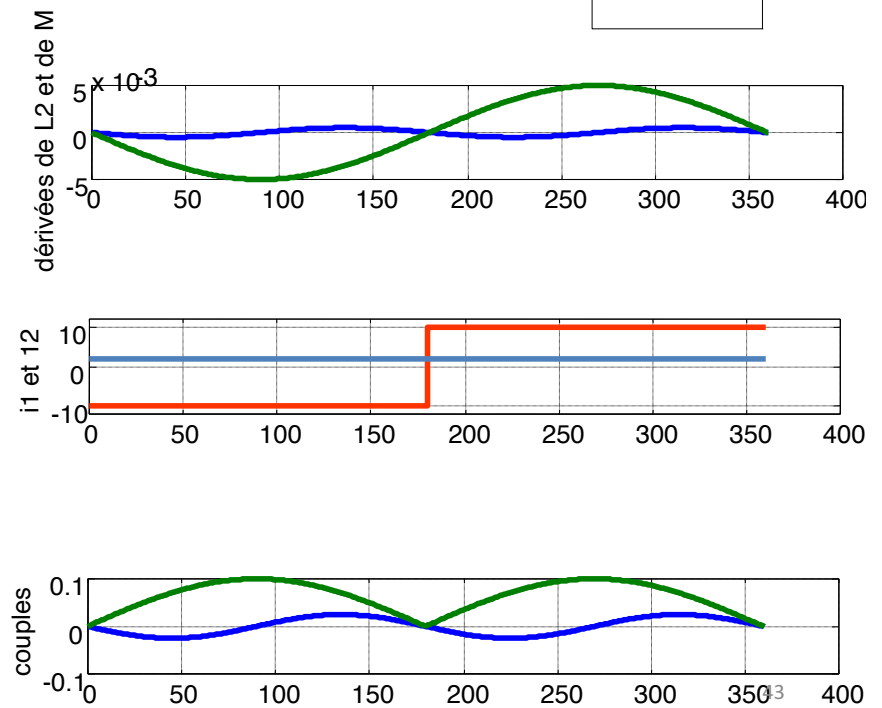
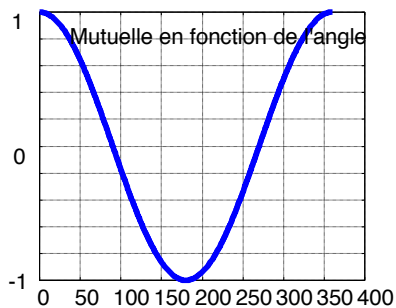
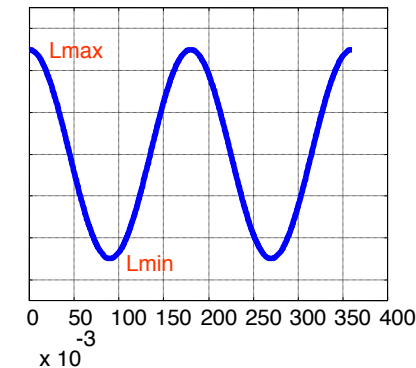
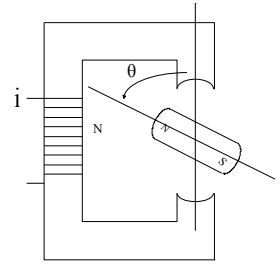
$$c = \underbrace{\frac{1}{2} i_1^2 \frac{dL_1}{d\theta}}_{\text{couple de réluctance}} + \underbrace{\frac{1}{2} i_2^2 \frac{dL_2}{d\theta}}_{\text{couple de réluctance}} + \underbrace{i_2 i_1 \frac{dM}{d\theta}}_{\text{couple de mutuelle}}$$

Le courant dans la bobine équivalente à l'aimant est forcément constant, il sera noté I_2 . Le deuxième couple de réluctance sera appelé couple de détente ou cogging torque. Le couple de mutuelle sera appelé couple hybride.

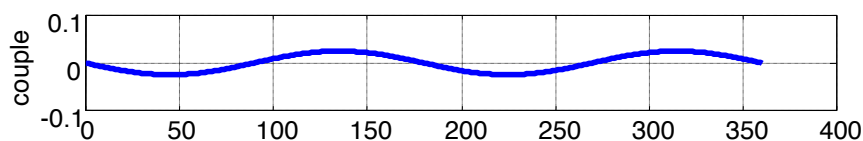
$$c = \underbrace{\frac{1}{2} i_1^2 \frac{dL_1}{d\theta}}_{\text{couple de réluctance}} + \underbrace{\frac{1}{2} I_2^2 \frac{dL_2}{d\theta}}_{\text{couple de détente}} + \underbrace{I_2 i_1 \frac{dM}{d\theta}}_{\text{couple hybride}}$$

42

Dans ce type de machine, l'alimentation classique se présente sous forme d'un courant sinusoïdal ou aussi de créniaux $\pm I'$. Dans le cas de la première structure, lors de la rotation de l'aimant, l'inductance statorique reste constante alors que L_2 , celle de la bobine équivalente à l'aimant et la mutuelle varient périodiquement.

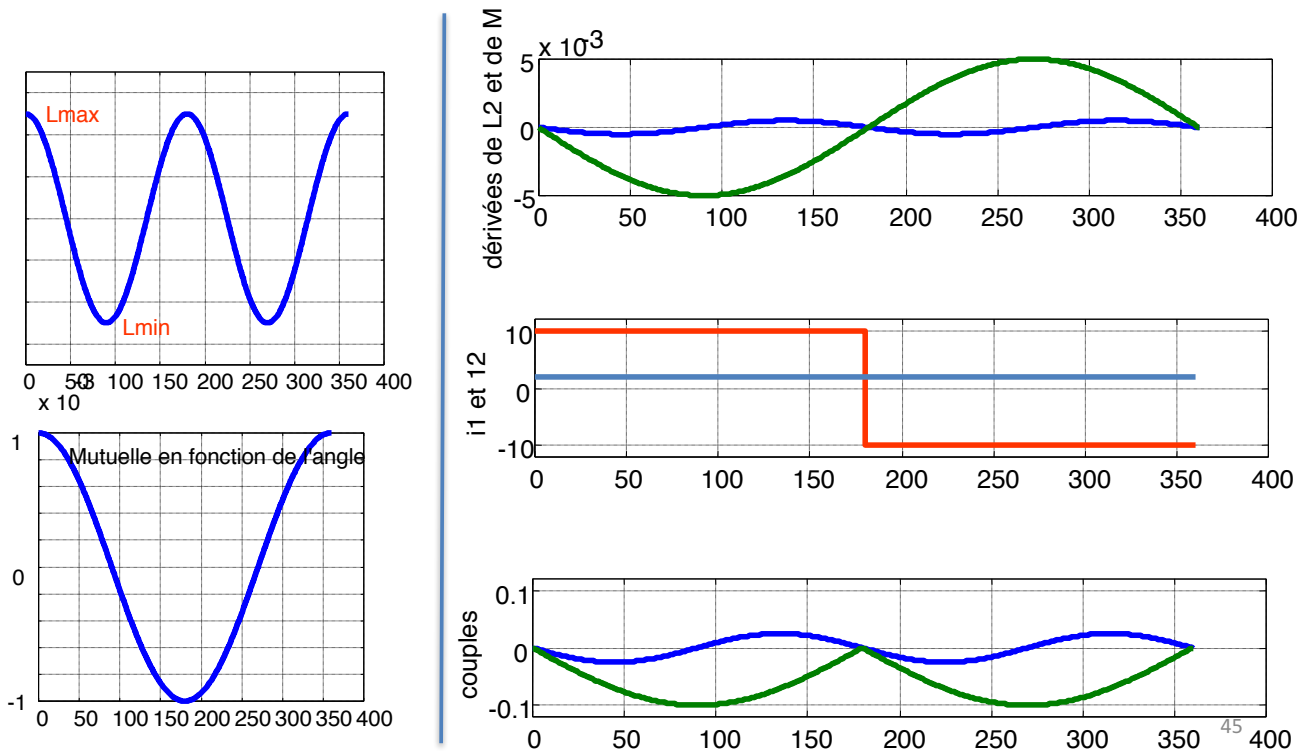


L'inductance de la bobine équivalente à l'aimant varie périodiquement en passant par des valeurs maximales et minimales. Le couple réactif aura forcément une valeur moyenne nulle. Ce couple sera considéré comme un couple parasite.



Nous pouvons aussi décaler le courant et tracer les couples de détente et hybride. Ces deux résultats montrent :

1. Le couple hybride a une valeur moyenne non nulle et dépendante de l'alimentation.
2. la valeur du couple de détente est toujours nulle. Ce couple sera considéré comme un couple parasite.



Nous pouvons aussi procéder d'une autre manière pour étudier la machine à aimants. Afin de simplifier l'étude, nous considérerons le couple de détente comme négligeable.

Le couple peut se calculer en dérivant la co-énergie par rapport à l'angle en maintenant le courant constant :

$$c = \left(\frac{\partial W'_m}{\partial \theta} \right)_{i=cte}$$

En négligeant le couple de détente, la co-énergie peut s'écrire en ne s'intéressant qu'à celle vue par la phase. Dans ce cas, le flux sera considéré comme la superposition d'un flux propre et d'un flux d'excitation généré par l'aimant :

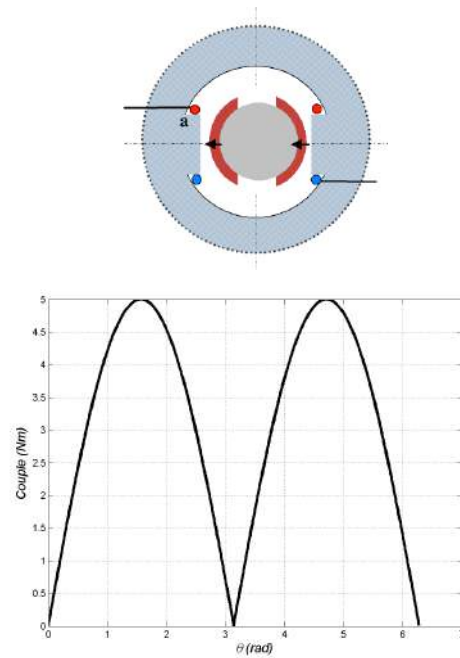
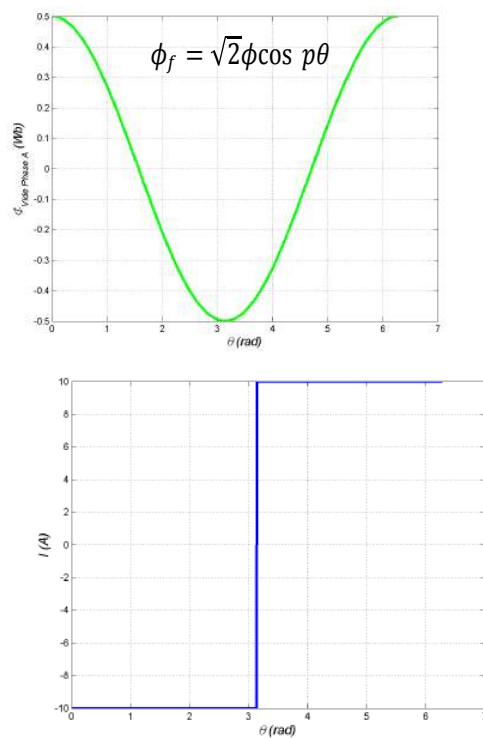
$$W'_m = \int \phi di = \int (Li + \phi_f) di = \frac{1}{2} Li^2 + i\phi_f$$

$$c = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} + i \frac{d\phi_f}{d\theta}$$

Ce couple comporte deux termes ; l'un de réluctance et l'autre est un couple hybride.

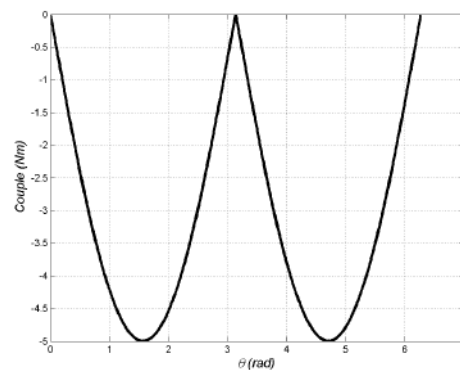
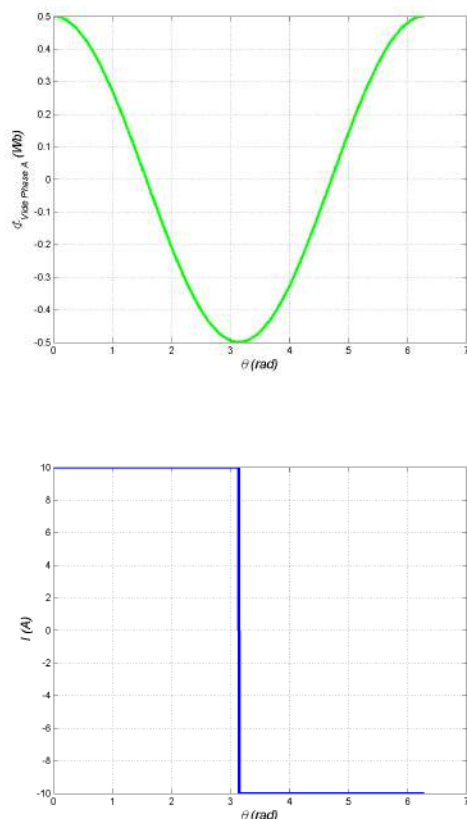
4.2 Calcul de la valeur moyenne du couple

L'objectif est de produire un couple moyen maximal avec le minimum de pertes. Nous limiterons la discussion aux pertes Joule. Dans le cas où nous négligerons le couple de réductance (cas des machines où l'inductance ne varie pas avec la position du rotor), nous pouvons injecter un courant en créneaux $\pm I$ en adéquation avec la variation du flux à vide ϕ_f . L'exemple ci-dessous nous permet de relever certaines conclusions intéressantes.

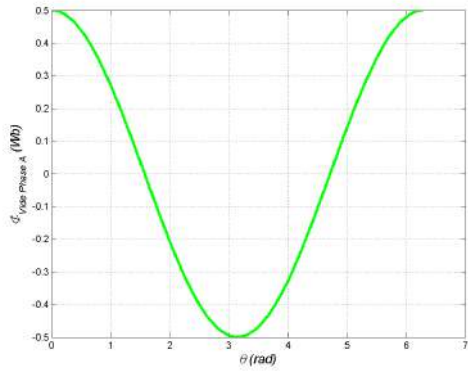


Le couple hybride a une valeur moyenne positive mais il présente des « angles morts » ce qui ne garantit pas le démarrage. 47

Nous pouvons aussi produire un couple moyen négatif en décalant le courant.



Nous pouvons aussi produire un couple moyen non nul en utilisant un courant sinusoïdal :

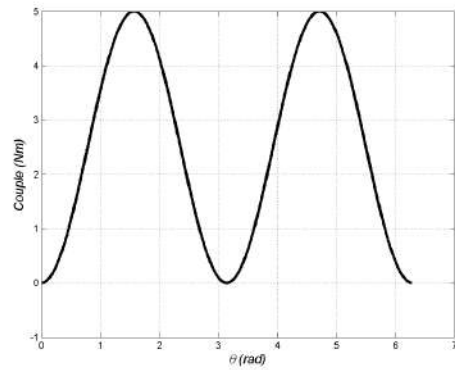
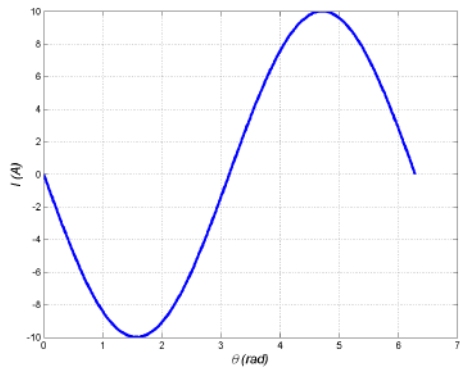


$$\phi_f = \sqrt{2} \phi \cos p \theta$$

$$i = \sqrt{2} I \cos(p\theta + \frac{\pi}{2} - \psi)$$

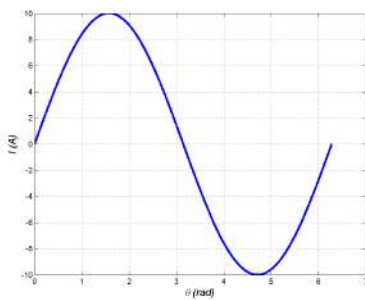
$$c = 2pI\phi \left[\frac{1}{2} \cos(2p\theta + \pi - \psi) + \frac{1}{2} \cos \psi \right]$$

Cas de $\psi = 0^\circ$

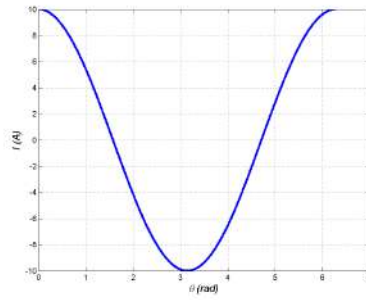


49

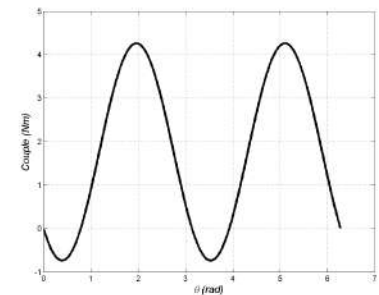
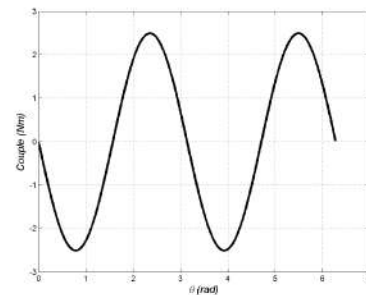
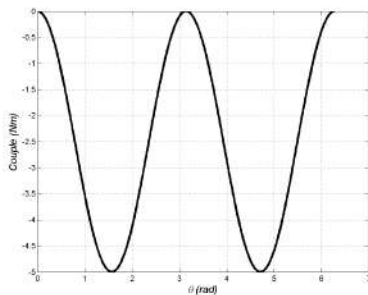
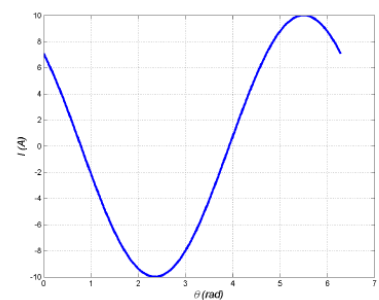
Cas de $\psi = 180^\circ$



Cas de $\psi = 90^\circ$



Cas de $\psi = 45^\circ$

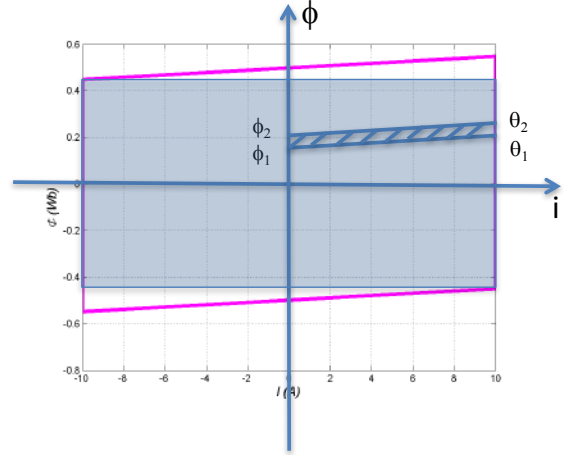
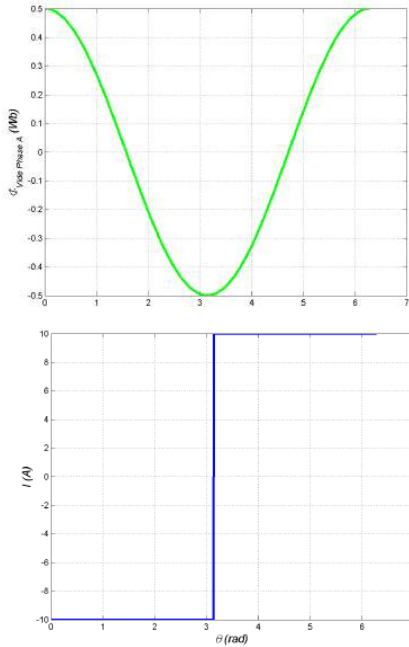


50

Comment calculer le couple moyen de ce type de machine ? L'évolution du point de fonctionnement dans le plan Flux(courant) nous permet de calculer la variation de la coénergie sur une période électrique et le couple moyen :

$$C = p \frac{\Delta W'_m}{2\pi}$$

Dans le cas d'une alimentation en créneaux $\pm I'$, en suivant l'évolution du courant et du flux total de la phase, nous pouvons tracer l'évolution du point de fonctionnement en fonction de la variation de l'angle :

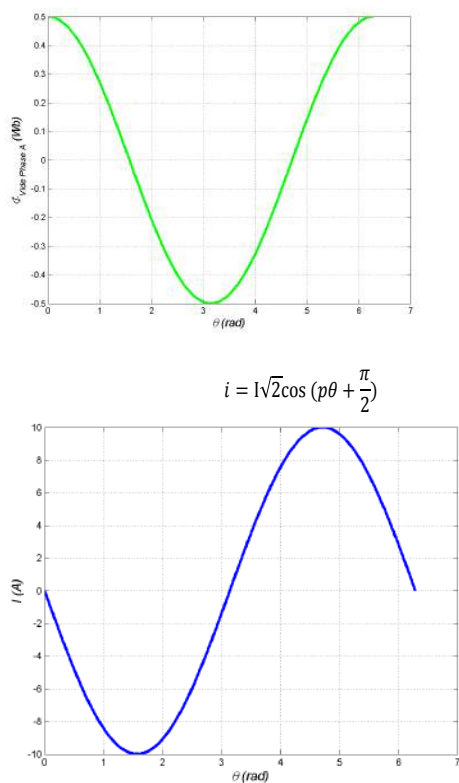


La quantité de variation de la coénergie est égale à l'aire du parallélogramme et le couple moyen est :

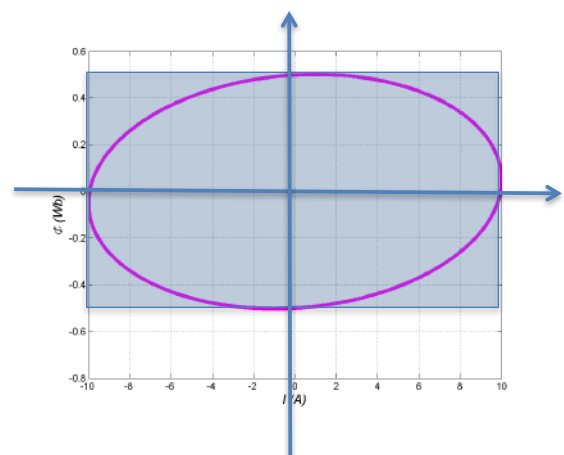
$$C = p \frac{4I'\sqrt{2}\phi}{2\pi} = p \frac{2I'\sqrt{2}\phi}{\pi}$$

51

Dans le cas d'une alimentation sinusoïdale, en suivant l'évolution du courant et du flux total de la phase, nous pouvons tracer l'évolution du point de fonctionnement en fonction de la variation de l'angle :



$$i = I\sqrt{2}\cos\left(p\theta + \frac{\pi}{2}\right)$$



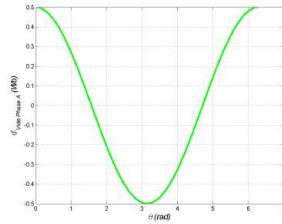
La quantité de variation de la coénergie est égale à l'aire de l'ellipse et le couple moyen est :

$$\Delta W'_m = \pi\sqrt{2}I\sqrt{2}\phi$$

$$C = pI\phi$$

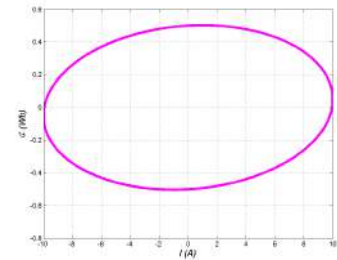
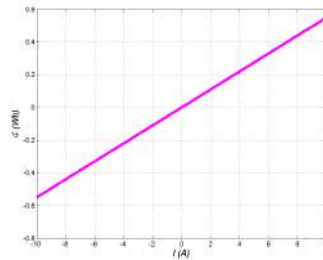
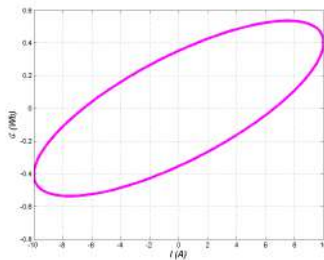
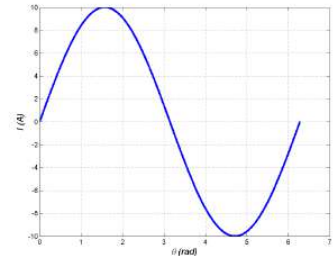
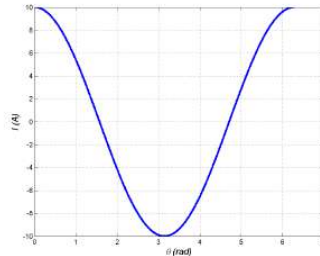
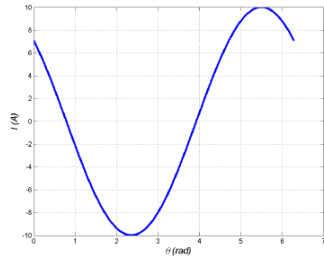
52

En déphasant le courant par un angle ψ , nous agissons la variation de la co-énergie et donc sur la valeur moyenne du couple :



$$i = I\sqrt{2}\cos(p\theta + \frac{\pi}{2} - \psi)$$

$$C = pI\phi\cos\psi$$



53

Nous pouvons comparer les performances en couple pour les deux types d'alimentation. La valeur efficace du courant en créneaux $\pm I'$ est égale à I' et celle d'un courant sinusoïdal est égal à I .

$$C_{\text{créneaux}} = p \frac{2I'\sqrt{2}\phi}{\pi}$$

$$C_{\text{sinus}} = pI\phi$$

$$\frac{C_{\text{sinus}}}{C_{\text{créneaux}}} = \frac{I\pi}{I'\sqrt{2}}$$

Il serait pertinent de faire cette comparaison à pertes Joule égales (c'est à dire à courants efficaces égaux) : $I'=I$. Dans ce cas le rapport des couples devient :

$$\frac{C_{\text{sinus}}}{C_{\text{créneaux}}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1.11$$

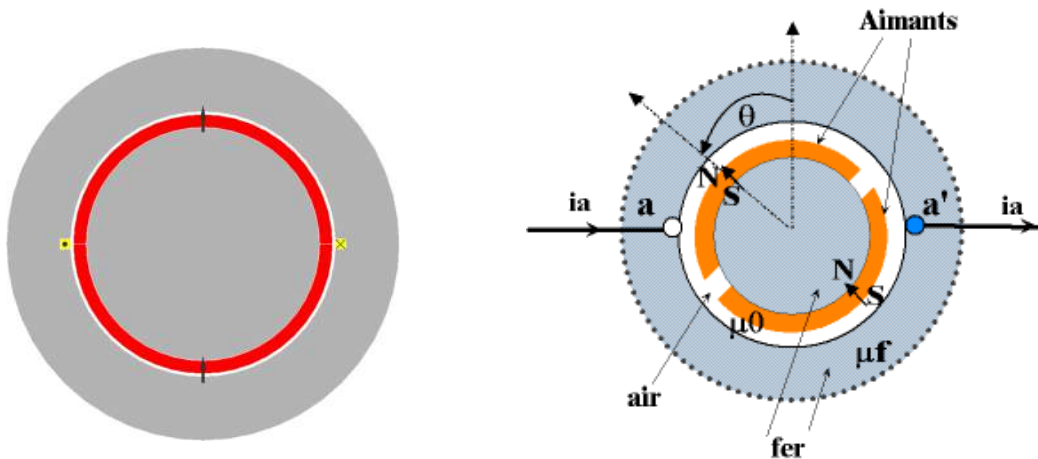
A mêmes pertes Joule, la machine alimentée en sinusoïdal développe plus de couple.

54

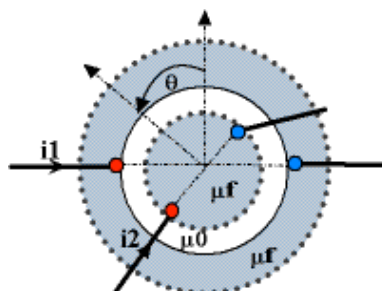
Cas des machines synchrones à pôles lisses À aimants ou à inducteurs bobinés

55

L'approche précédente peut expliquer le fonctionnement d'autres types de machines à aimants permanents. Les figures ci-dessous montrent un stator (un cylindre creux avec une bobine comportant deux conducteurs aller-retour)) et un rotor composé d'un cylindre ferromagnétique plein avec des aimants collés à la périphérie.

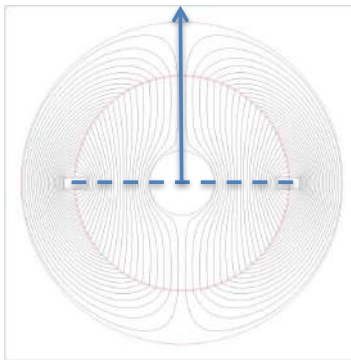


L'équivalent de cette machine en rotor bobiné se présente comme suit :

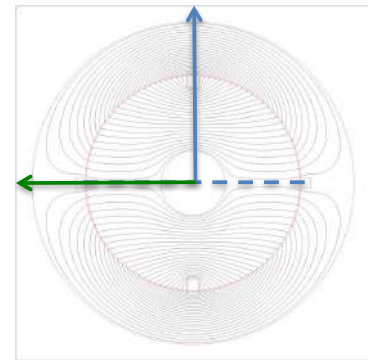
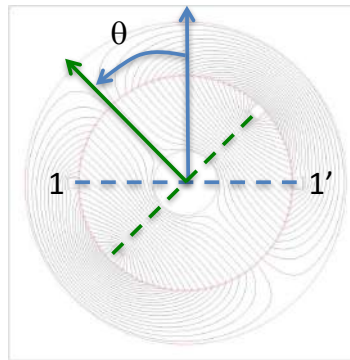


56

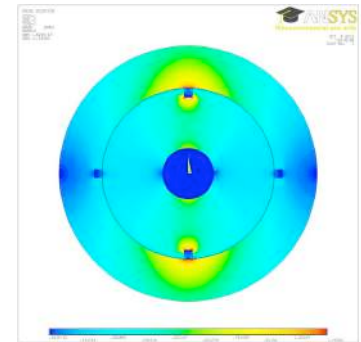
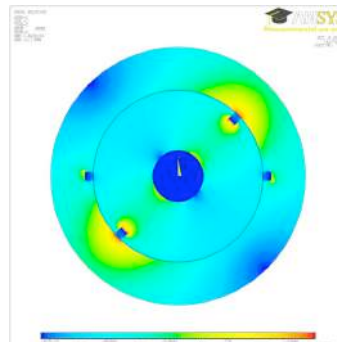
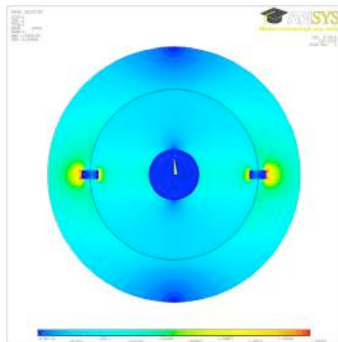
Répartition des lignes de flux :



$\theta=0^\circ$



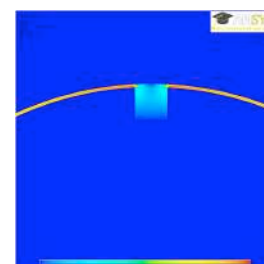
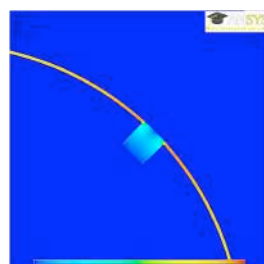
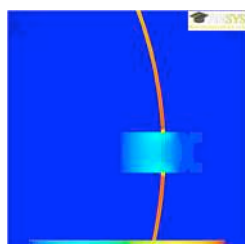
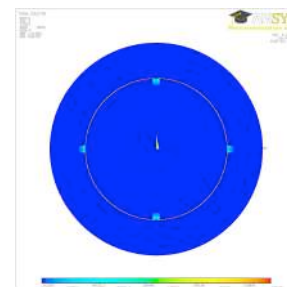
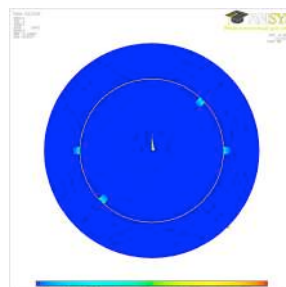
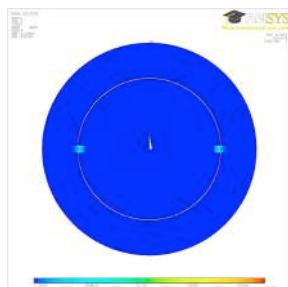
Répartition des densités du flux (inductions magnétiques) :



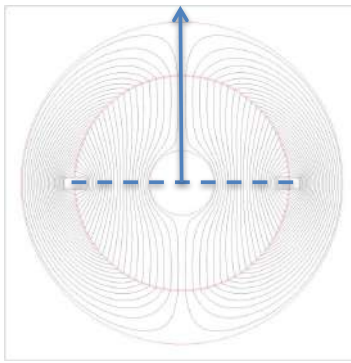
Répartition des champs magnétiques :

Les figures montrent un champ H très faible dans les parties ferromagnétiques (perméabilité élevée). Les forces magnétomotrices (ou les ampères-tours) servent à magnétiser l'air compris dans l'entrefer. Le théorème d'Ampère nous permet de calculer H_e dans l'entrefer :

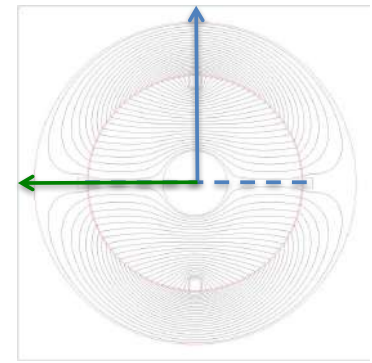
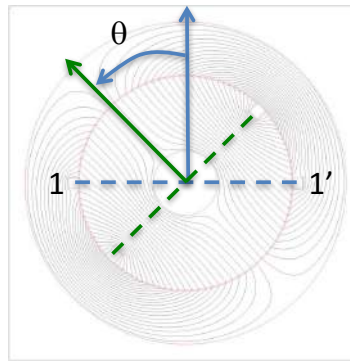
$$H_e = \frac{N_1 i_1}{2e}$$



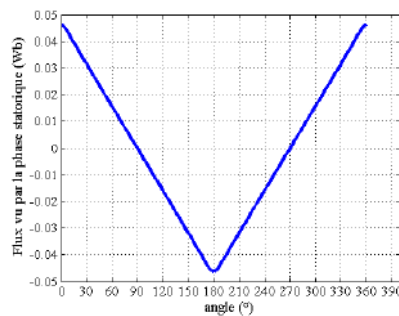
En injectant un courant continu au rotor, le flux recueilli dans la bobine statorique variera avec la position du rotor, repéré par l'angle θ .



$\theta=0^\circ$



$\theta=90^\circ$



Le flux varie entre ses valeurs extrêmes d'une façon quasi-triangulaire. Dans une machine réelle, la répartition du bobinage au stator et la saturation du matériau magnétique rapproche cette variation d'une variation sinusoïdale.

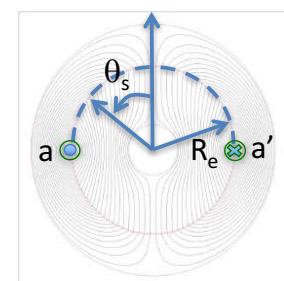
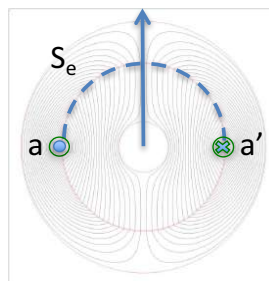
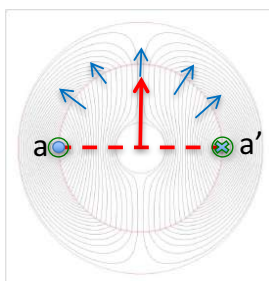
59

Comment calculer le flux statorique ?

Flux propre : flux généré par la phase (dans elle même quand elle est la seule alimentée)

Le flux de la bobine statorique est normalement dû à l'induction traversant sa section montrée ici par la ligne pointillée. Or, il est plus aisé de calculer les inductions au niveau de l'entrefer (grâce au théorème d'Ampère).

Le flux sera donc calculé au niveau de la surface de l'entrefer S_e montrée par la deuxième figure et grâce à la conservation du flux, la valeur trouvée exprimera le flux embrassé par la bobine statorique.



$$\phi_1 = N_1 \varphi_1 = N_1 \oint \vec{B}_e \cdot d\vec{S}_e$$

Or dS_e s'écrit comme suit en fonction du rayon de l'entrefer, de la longueur de l'entrefer et de l'angle repérant la zone d'intégration au niveau de l'entrefer :

$$dS_e = R_e L_e d\theta_s$$

60

Pour la bobine statorique considérée, il faut considérer toute l'ouverture angulaire allant De -90° à $+90^\circ$.

$$\phi_1 = N_1 \varphi_1 = N_1 \oint \vec{B}_e \cdot d\vec{S}_e = N_1 R_e L_e \int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} \vec{B}_e \cdot d\vec{\theta}_s$$

Dans le cas d'un fonctionnement non saturé des matériaux et dans le cas où l'épaisseur de l'entrefer e est très petite devant le rayon R_e , l'induction peut être considérée constante dans cet entrefer.

$$\phi_1 = N_1 B_e R_e L_e \pi$$

L'induction est créée par le courant de la phase (théorème d'Ampère) :

$$B_e = \mu_0 \frac{N_1 i_1}{2e}$$

$$\phi_1 = \mu_0 \frac{N_1^2 i_1}{2e} R_e L_e \pi$$

$$\phi_1 = \mu_0 \frac{N_1^2 i_1}{2e} R_e L_e \pi = L_1 i_1$$

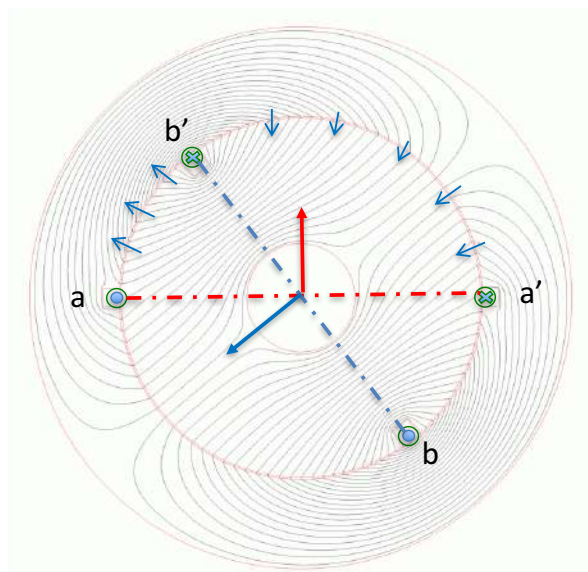
L_1 est l'auto-inductance de la phase (l'inductance propre) :

$$L_1 = \mu_0 \frac{N_1^2}{2e} R_e L_e \pi$$

61

Comment calculer la mutuelle entre deux phases ?

Le flux généré par la phase b-b' (seule cette phase est alimentée) dans la phase a-a' représente seulement le tiers de celui généré par une phase en elle-même. En plus, le signe du flux recueilli est de opposé apposé.

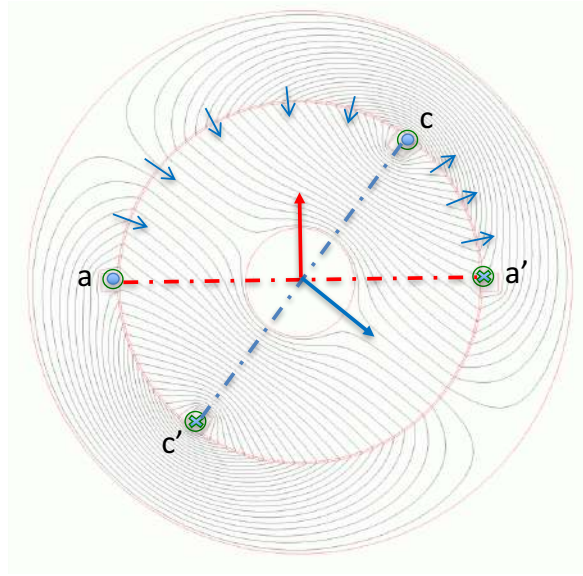


$$M_{ab} = -\frac{\mu_0 \frac{N_1^2}{2e} R_e L_e \pi}{3} = -\frac{L_1}{3}$$

62

Comment calculer la mutuelle entre deux phases ?

Le flux généré par la phase b-b' (seule cette phase est alimentée) dans la phase a-a' représente seulement le tiers de celui généré par une phase en elle-même. En plus, le signe du flux recueilli est de opposé apposé.



$$M_{ac} = -\mu_0 \frac{N_1^2}{2e} R_e L_e \pi / 3 = -L_1 / 3$$

63

Comment calculer le flux statorique ?

Flux de mutuelle stator-rotor : flux généré par l'inducteur dans la phase (seul l'inducteur est alimenté)

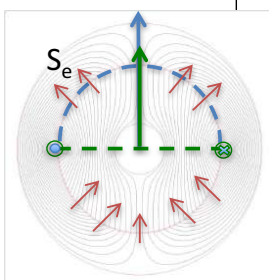
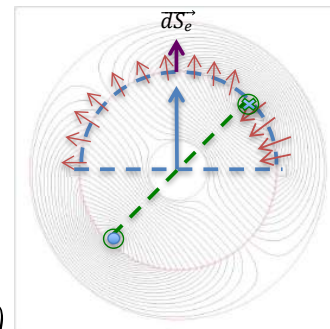
Sur la surface de calcul du flux de la phase, nous distinguerons deux régions : la première où l'induction passe du rotor vers le stator sera considérée dans le même sens que l'élément de surface dS_e et la deuxième où l'induction passe du stator vers le rotor sera dans le sens opposé à l'élément de surface dS_e . Pour une variation de θ tel que :

$$\theta \in [0, \pi]$$

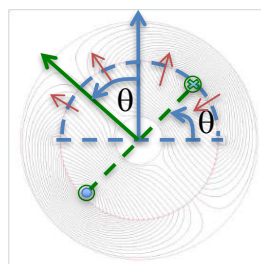
$$\phi_{f1} = N_1 \varphi_{f1} = N_1 \oint \vec{B}_e \cdot \vec{dS}_e = N_1 R_e L_e \left\{ \int_{-\pi/2}^{\theta-\pi/2} -B_e d\theta_s + \int_{\theta-\pi/2}^{+\pi/2} B_e d\theta_s \right\}$$

$$\phi_{f1} = N_1 \varphi_{f1} = N_1 R_e L_e B_e \{ [-\theta] + [\pi - \theta] \}$$

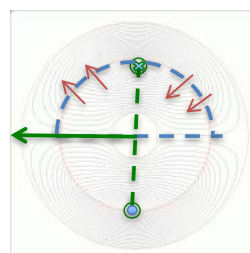
$$\phi_{f1} = N_1 R_e L_e B_e (\pi - 2\theta)$$



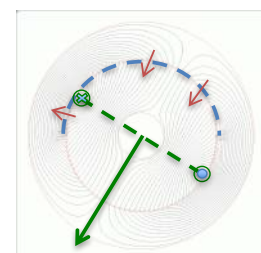
Flux maximal et positif
à $\theta = 0^\circ$



Flux positif
à $\theta = 30^\circ$



Flux nul
à $\theta = 90^\circ$



Flux négatif
à $\theta = 150^\circ$

64

Comment calculer le flux statorique ?

Flux de mutuelle stator-rotor : flux généré par l'inducteur dans la phase (seul l'inducteur est alimenté)

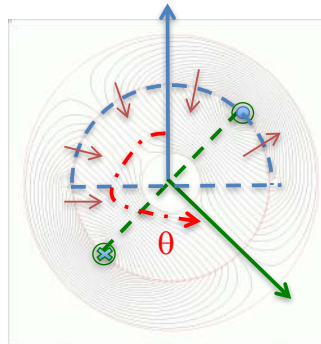
Pour une variation de θ tel que :

$$\theta \in [\pi, 2\pi]$$

$$\phi_{f1} = N_1 \varphi_{f1} = N_1 \oint B_e \cdot d\vec{S}_e = N_1 R_e L_e \left\{ \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\theta - \frac{3\pi}{2}} B_e \cdot d\vec{\theta}_s + \int_{\theta - \frac{3\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} -B_e \cdot d\vec{\theta}_s \right\}$$

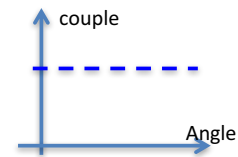
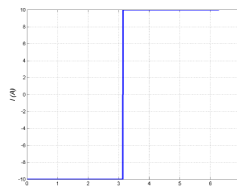
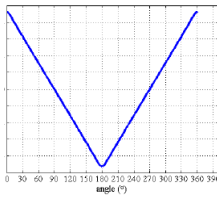
$$\phi_{f1} = N_1 \varphi_{f1} = N_1 R_e L_e B_e \left\{ [\theta - \pi] - \left[\frac{\pi}{2} - (\theta - \frac{3\pi}{2}) \right] \right\}$$

$$\phi_{f1} = N_1 R_e L_e B_e (2\theta - 3\pi)$$



65

Dans le cas d'un flux triangulaire, calcul du couple



$$c = i_1 \frac{d\phi_{f1}}{d\theta}$$

Le couple moyen (avec le bon calage du courant : $\psi = 0$) :

$$C = \frac{2\Phi_{fmax}}{\pi} I$$

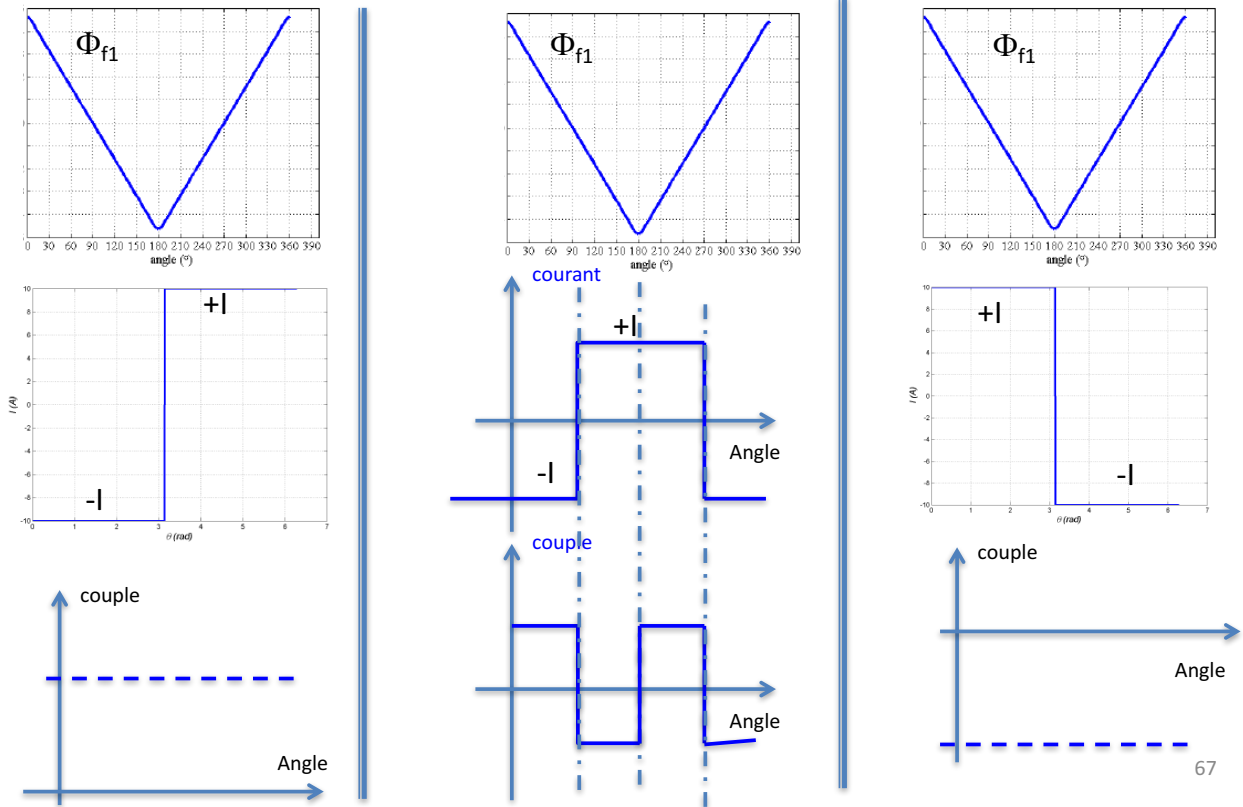
$$C = 2N_1 I R_e L_e B_e$$

$$C = \frac{2c_{max}}{\pi} = \frac{2N_1 I R_e L_e \pi B_e}{\pi} = 2N_1 I R_e L_e B_e$$

66

Allure du couple ?

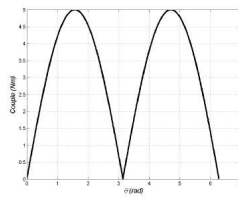
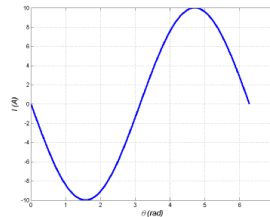
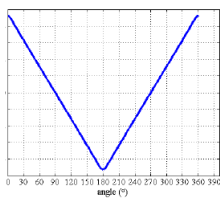
En alimentant la phase par un courant en créneaux + ou - I bien choisi, le couple obtenu est parfaitement constant. Mais en cas de décalage, ce couple devient très instable (voir ci-dessous).



67

Dans le cas d'un flux triangulaire, quelle incidence sur le calcul du couple pour un courant sinusoïdal ?

Le couple moyen (avec le bon calage du courant : $\psi = 0$) :



Pour

$$\theta \in [0, \pi]$$

$$c = i_1 \frac{d\phi_{f1}}{d\theta}$$

Pour

$$\theta \in [\pi, 2\pi]$$

$$c = \frac{-2\Phi_{fmax}}{\pi} \sqrt{2} I \cos\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right)$$

$$c = \frac{2\Phi_{fmax}}{\pi} \sqrt{2} I \cos\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right)$$

Le couple moyen est :

$$C = \frac{2c_{max}}{\pi} = \frac{2}{\pi} \frac{2\Phi_{fmax}\sqrt{2}I}{\pi} = \frac{4\sqrt{2}\Phi_{fmax}I}{\pi^2}$$

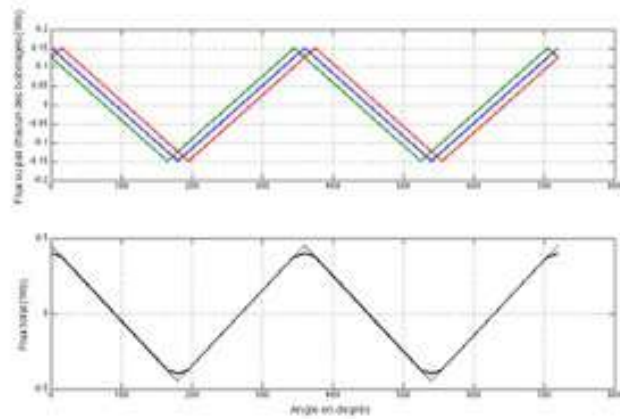
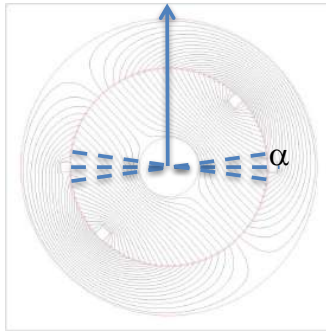
Comme on le verra plus tard, dans le cas d'une machine triphasée à p paires de pôles :

$$C = 3p \frac{4\sqrt{2}\Phi_{fmax}I}{\pi^2}$$

68

Flux de mutuelle stator-rotor : modèle sinusoïdal

Afin de rapprocher la variation du flux d'une allure sinusoïdale, la solution la plus communément utilisée consiste en la distribution du bobinage. Nous pouvons par exemple subdiviser le bobinage en trois parties égales puis les distribuer comme indiqué ci-dessous en les décalant d'un petit angle α . Le flux obtenu dans la phase est dans ce cas la somme de trois flux décalés de cet angle α et tend vers une allure sinusoïdale.



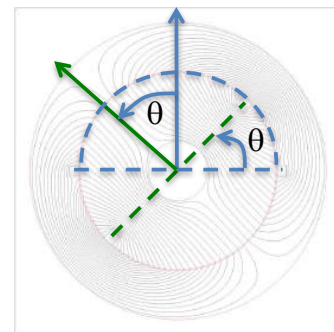
69

Flux de mutuelle stator-rotor : modèle sinusoïdal

Nous supposons que le flux varie d'une façon sinusoïdale (avec la même valeur maximale) :

$$\phi_{f1} = N_1 R_e L_e \pi B_e \cos \theta$$

$$\phi_{f1max} = N_1 R_e L_e \pi B_e$$



Sachant que :

$$B_e = \mu_0 \frac{N_f i_f}{2e}$$

$$\phi_{f1max} = \mu_0 \frac{i_f N_1 N_f R_e \pi L_e}{2e}$$

$$\phi_{f1} = \mu_0 \frac{i_f N_1 N_f R_e \pi L_e}{2e} \cos \theta$$

$$\phi_{f1} = \mu_0 \frac{i_f N_1 N_f R_e \pi L_e}{2e} \cos \theta = M_{1f} i_f$$

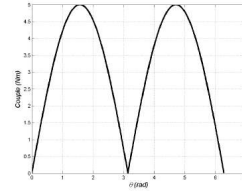
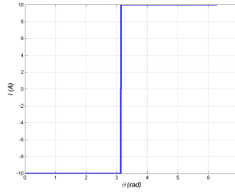
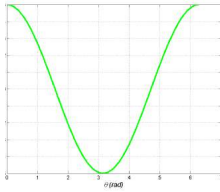
D'où l'expression de la mutuelle stator-rotor

$$M_{1f} = \mu_0 \frac{N_1 N_f R_e \pi L_e}{2e} \cos \theta$$

70

Dans le cas d'un flux sinusoïdal, quelle incidence sur le calcul du couple ?

Considérer que le flux varie d'une façon sinusoïdale (en gardant la même valeur maximale) peut influencer l'allure instantanée du couple mais pas sa valeur moyenne.



$$c = i_1 \frac{d\phi_{f1}}{d\theta} \text{ avec } \phi_{f1} = N_1 B_e R_e L_e \pi \cos\theta$$

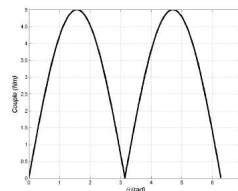
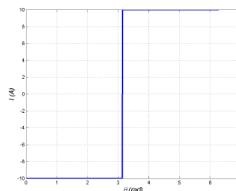
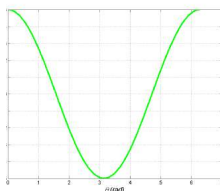
$$C = \frac{2c_{max}}{\pi} = \frac{2N_1 I R_e L_e \pi B_e}{\pi} = 2N_1 I R_e L_e B_e$$

71

Dans le cas d'un flux sinusoïdal, quelle incidence sur le calcul du couple ?

Considérer que le flux varie d'une façon sinusoïdale mais en prenant uniquement le fondamental du signal triangulaire :

$$\phi'_{f1} = \left(\frac{8}{\pi^2}\right) N_1 B_e R_e L_e \pi \cos\theta$$



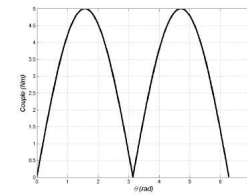
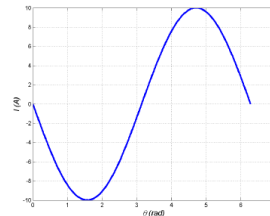
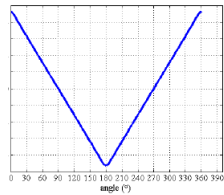
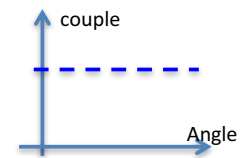
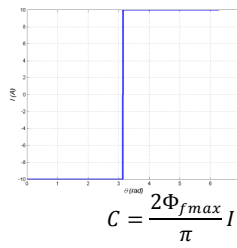
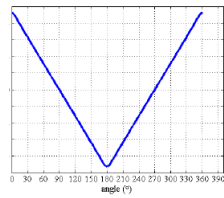
$$c = i_1 \frac{d\phi_{f1}}{d\theta}$$

$$C = \frac{2c_{max}}{\pi} = \frac{8}{\pi^2} \frac{2N_1 I R_e L_e \pi B_e}{\pi} = 8 \frac{2N_1 I R_e L_e B_e}{\pi^2}$$

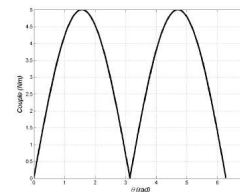
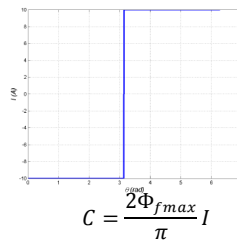
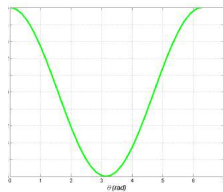
Le couple moyen obtenu est évidemment plus faible.

72

Résumé : comparaison des couples moyens à mêmes pertes joules :



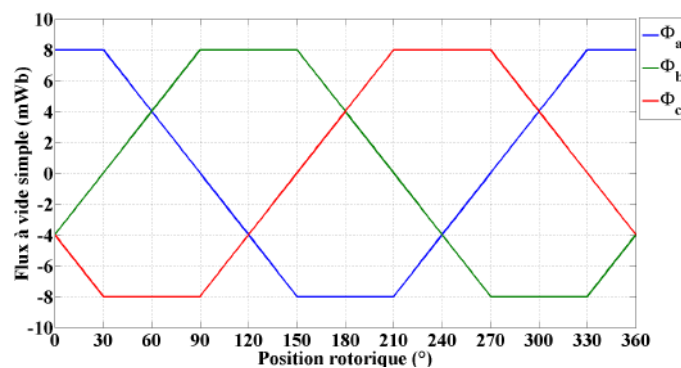
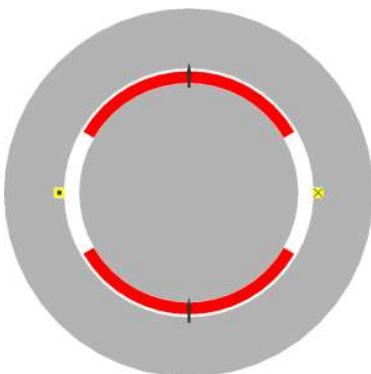
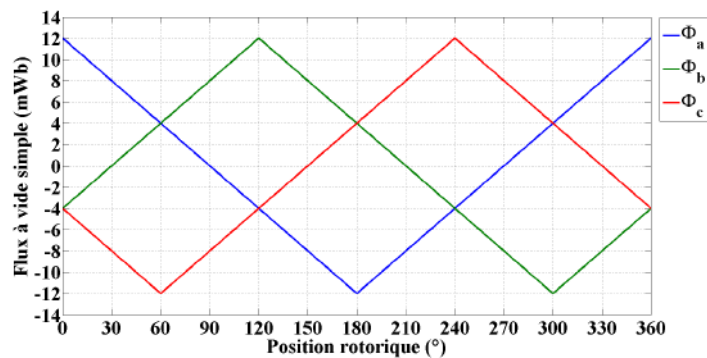
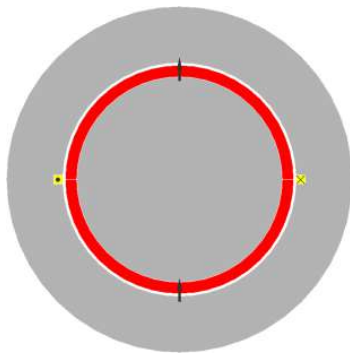
$$C = \frac{4\sqrt{2}\Phi_{fmax}I}{\pi^2} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \left(\frac{2\Phi_{fmax}I}{\pi} \right)$$



73

Cas d'une machine à aimants

Au niveau du rotor, nous pouvons remplacer l'inducteur bobiné par celui comportant des aimants permanents.



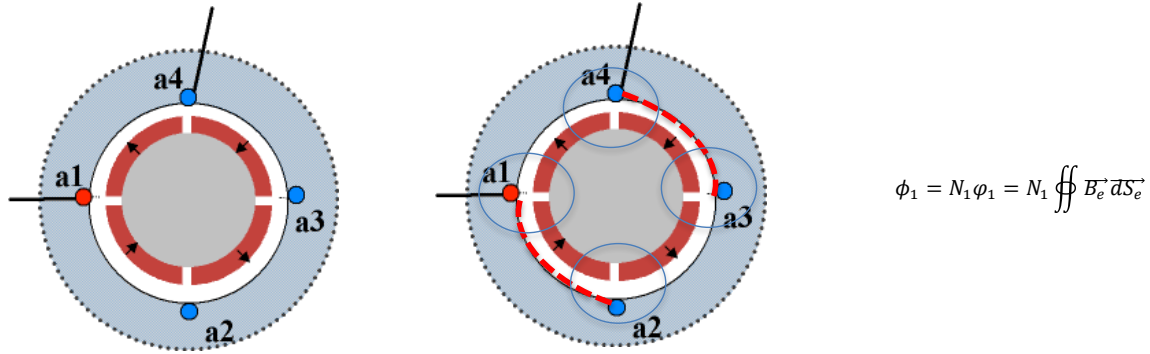
74

Influence du nombre de paires de pôles ?

Dans le cas où le nombre de pôles dépasse 2, la structure du stator et celle du rotor changent comme indiqué sur la figure ci-dessous où le nombre de pôles est égal à 4. Nous avons ici $2p = 4$, avec p est le nombre de paires de pôles.

Le flux sera donc calculé au niveau de la surface de l'entrefer S_e montrée par la deuxième figure.

Quelque soit le nombre de pôles, le flux embrassé par la bobine statorique se calcule sur la moitié de la surface totale au niveau de l'entrefer.

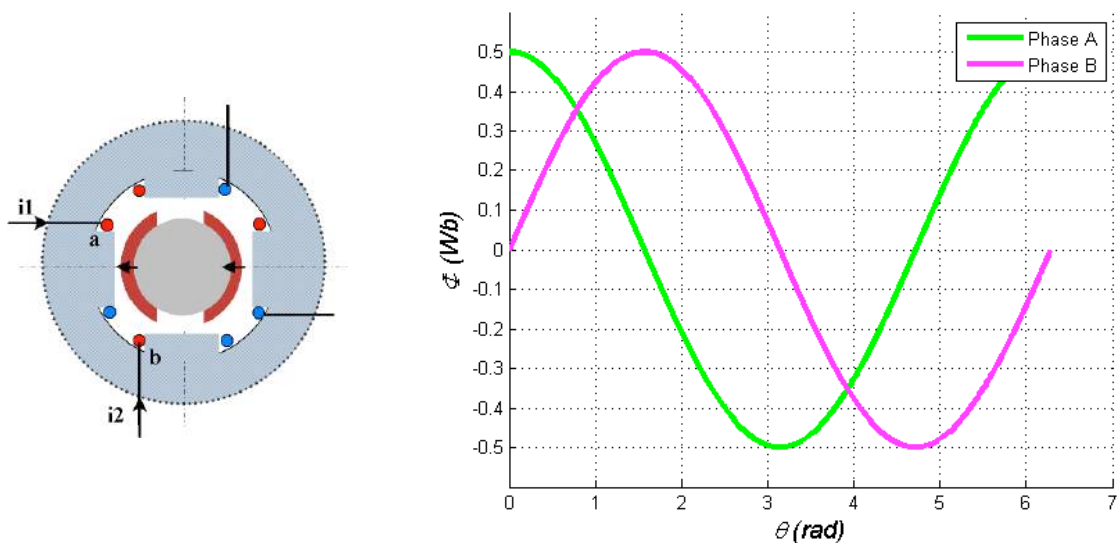


La différence par rapport à la machine bipolaire réside dans la fréquence de variation du flux. La fréquence du flux est p fois plus grande que celle obtenue précédemment

75

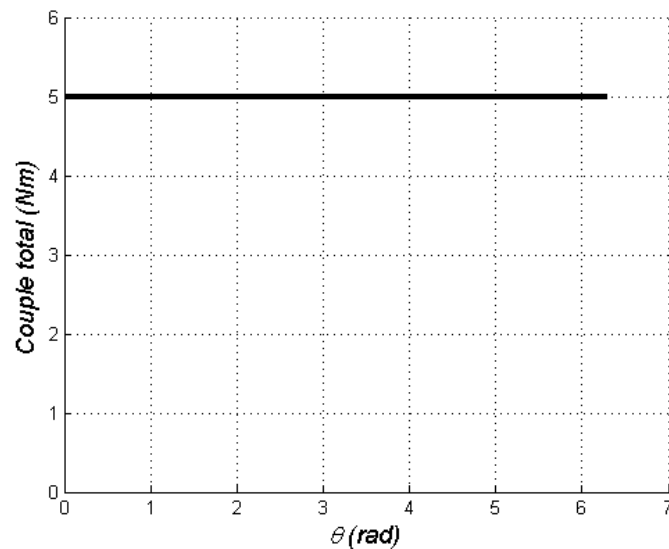
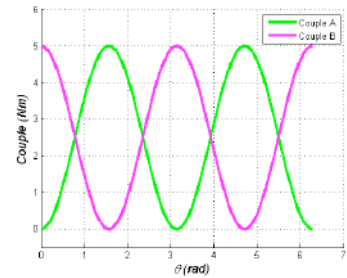
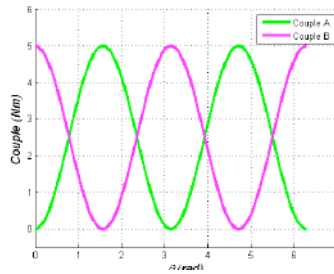
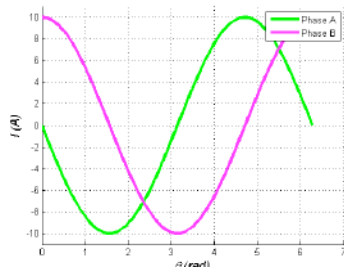
Comment se comportent les machines à aimants à deux phases ?

Afin de régler le démarrage des machines à aimants, nous pouvons augmenter le nombre de phases. Nous commençons par étudier les cas des machines à deux phases.



76

Comment se comportent les machines à aimants à deux phases ?



La machine à aimants à deux phases produit un couple parfaitement constant !! Il n'y a plus de problème de démarrage.

77

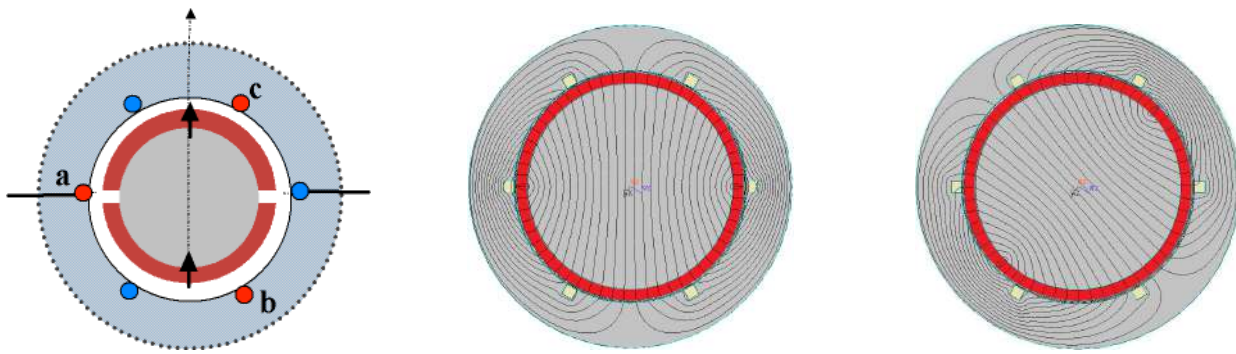
5. Machines triphasées

Les machines triphasées sont les plus utilisées. Les raisons sont à la fois historiques et techniques. Le réseau électrique étant triphasé, les machines à courant alternatif avaient été alimentées directement ou au travers des transformateurs par ce réseau imposant ainsi le triphasé. Par ailleurs, les machines triphasées, contrairement aux machines monophasées, n'ont pas de problèmes de démarrage et contrairement aux machines à deux phases, ont un couple moins ondulé. Pour des applications où la sûreté de fonctionnement est exigée, il est parfois intéressant d'augmenter le nombre de phases. Ainsi nous pouvons trouver des machines penta-phasées, hexa-phasées....

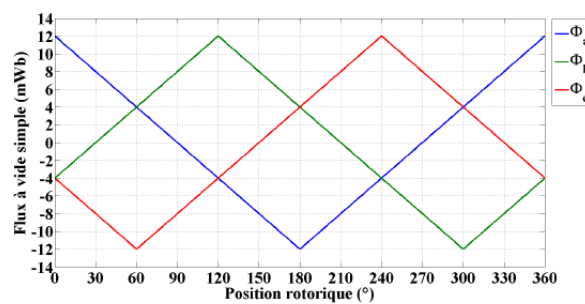
78

Machines triphasées à aimants :

En partant des machines monophasées, nous pouvons augmenter le nombre de phases :



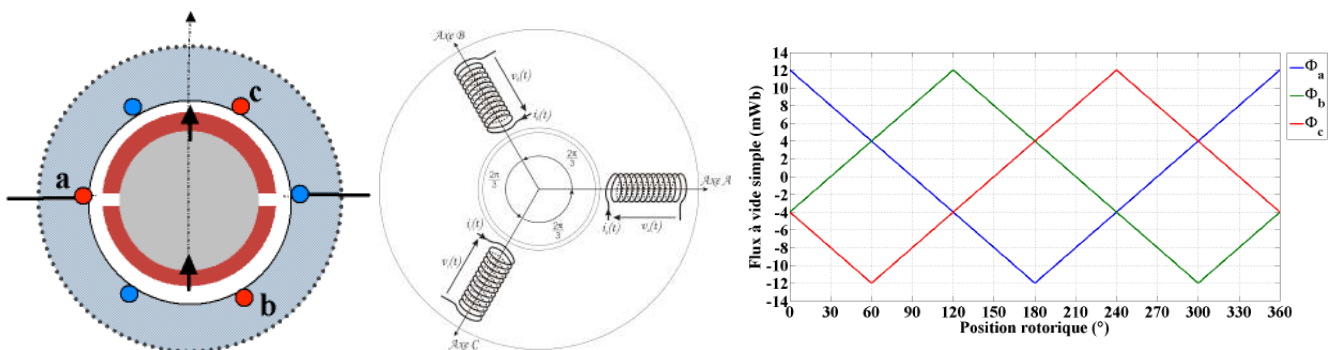
En négligeant l'effet de la saturation magnétique, la variation du flux est triangulaire :



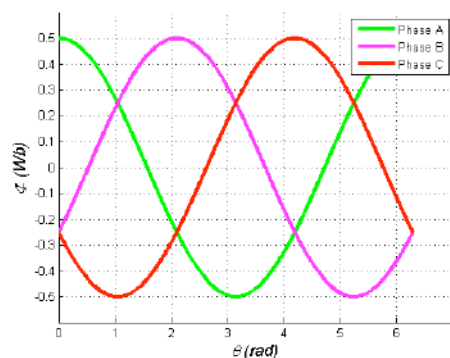
79

Machines triphasées à aimants :

En partant des machines monophasées, nous pouvons augmenter le nombre de phases :



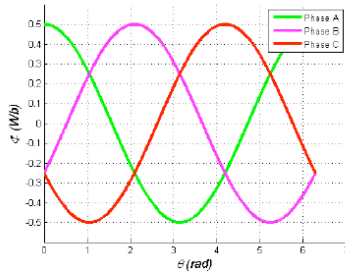
Pour simplifier l'étude, nous pouvons ne considérer que les fondamentaux des flux :



$$\begin{aligned}\phi_{fa} &= \sqrt{2}\phi \cos \theta \\ \phi_{fb} &= \sqrt{2}\phi \cos(\theta - 120^\circ) \\ \phi_{fc} &= \sqrt{2}\phi \cos(\theta - 240^\circ)\end{aligned}$$

80

En alimentant correctement les phases, nous pouvons produire un couple à valeur moyenne non-nulle.

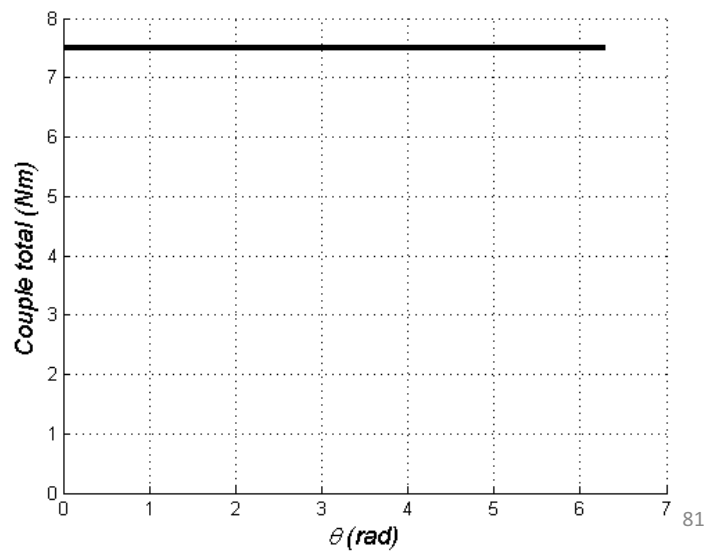
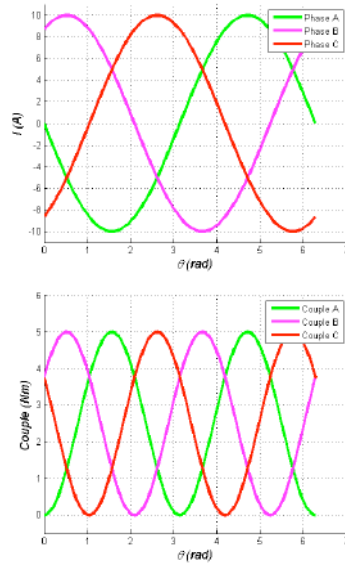


$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = I\sqrt{2} \begin{pmatrix} \cos(p\theta + \frac{\pi}{2} - \psi) \\ \cos(p\theta + \frac{\pi}{2} - \psi - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(p\theta + \frac{\pi}{2} - \psi + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix}$$

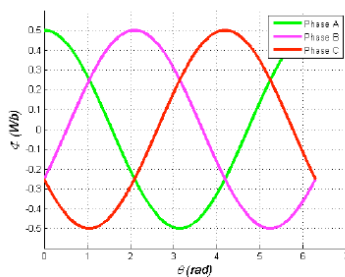
$$c = i_a \frac{d\varphi_{fa}}{d\theta} + i_b \frac{d\varphi_{fb}}{d\theta} + i_c \frac{d\varphi_{fc}}{d\theta}$$

Si le déphasage ψ est nul :

$$C = 3p\phi I$$



En alimentant correctement les phases, nous pouvons produire un couple à valeur moyenne non-nulle.

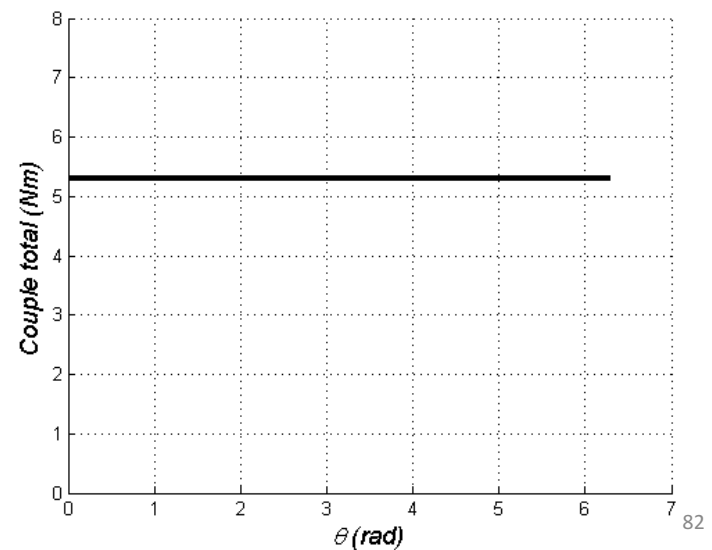
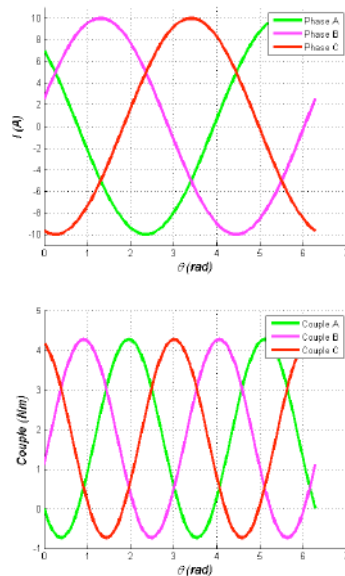


$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = I\sqrt{2} \begin{pmatrix} \cos(p\theta + \frac{\pi}{2} - \psi) \\ \cos(p\theta + \frac{\pi}{2} - \psi - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(p\theta + \frac{\pi}{2} - \psi + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix}$$

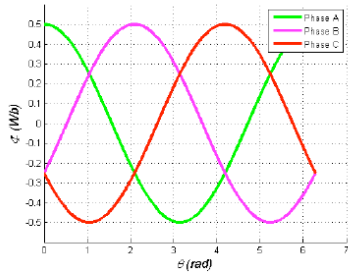
$$c = i_a \frac{d\varphi_{fa}}{d\theta} + i_b \frac{d\varphi_{fb}}{d\theta} + i_c \frac{d\varphi_{fc}}{d\theta}$$

Si le déphasage ψ est égal à 45° :

$$C = 3p\phi I \cos\psi$$



En alimentant correctement les phases, nous pouvons produire un couple à valeur moyenne non-nulle.

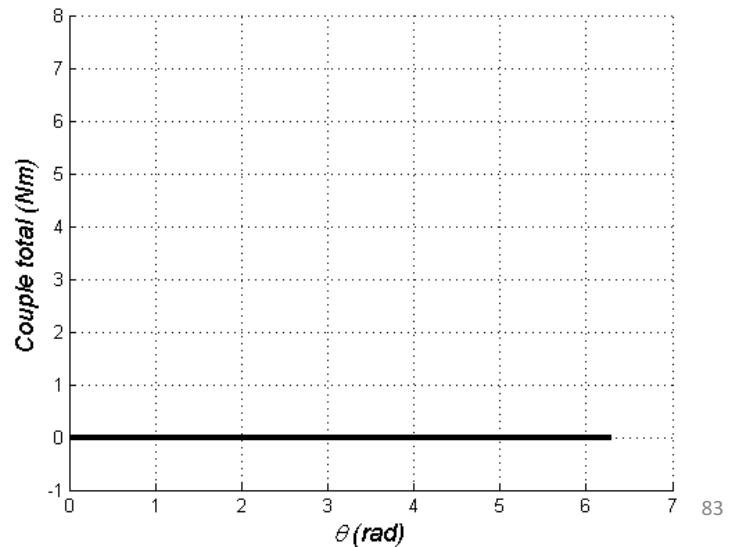
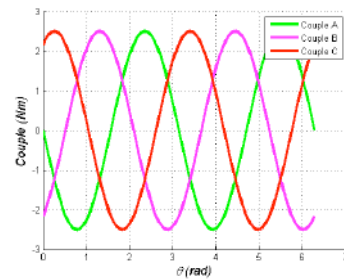
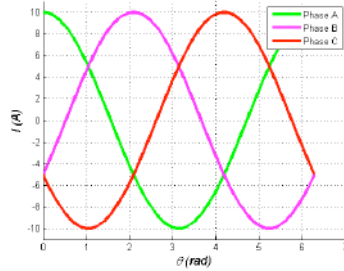


$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = I\sqrt{2} \begin{pmatrix} \cos(p\theta + \frac{\pi}{2} - \psi) \\ \cos(p\theta + \frac{\pi}{2} - \psi - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(p\theta + \frac{\pi}{2} - \psi + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix}$$

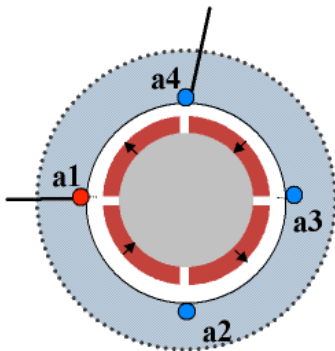
$$c = i_a \frac{d\varphi_{fa}}{d\theta} + i_b \frac{d\varphi_{fb}}{d\theta} + i_c \frac{d\varphi_{fc}}{d\theta}$$

Si le déphasage ψ est égal à 90° :

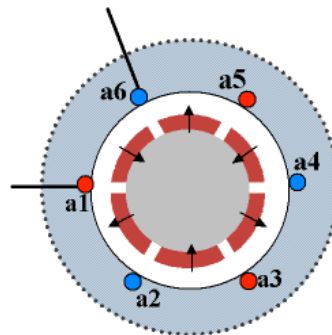
$$C = 3p\phi I \cos\psi = 0$$



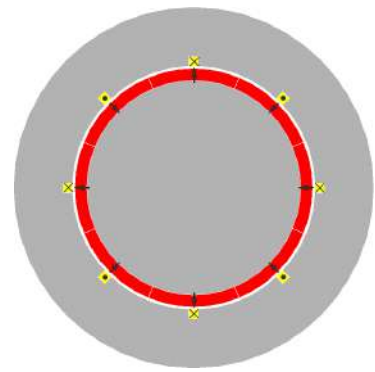
En partant des machines monophasées une paire de pôles, nous pouvons augmenter le nombre de pôles en agissant sur la répartition du bobinage et sur le nombre d'aimants au rotor. Sur les machines ci-dessous, seule une phase est représentée, les deux autres phases sont décalée de 120° chacune.



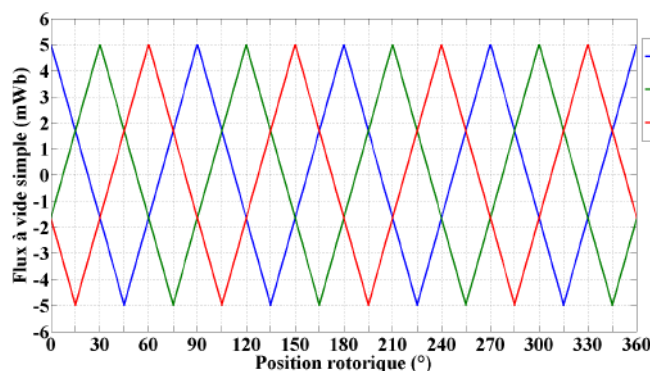
2 paires de pôles : $p=2$



3 paires de pôles : $p=3$



4 paires de pôles : $p=4$



Flux triphasé pour $p=4$

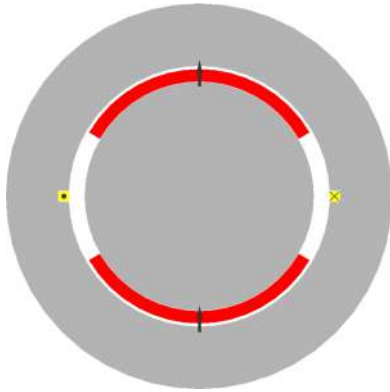
En ne considérant que le fondamental du signal :

$$\phi_{fa} = \sqrt{2}\phi \cos p\theta$$

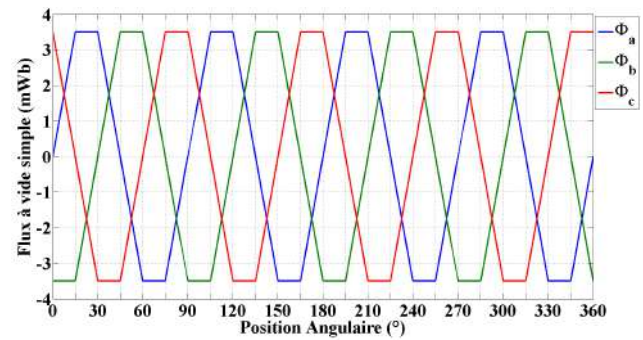
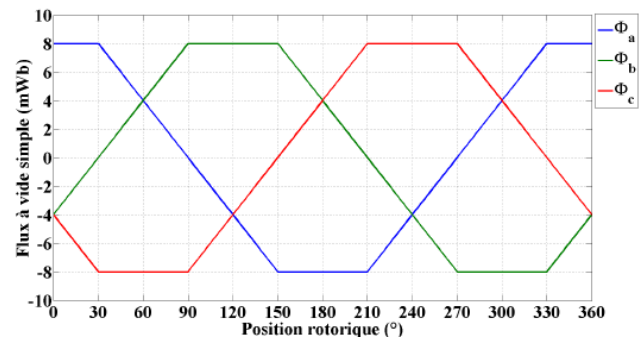
$$\phi_{fb} = \sqrt{2}\phi \cos(p\theta - 120^\circ)$$

$$\phi_{fc} = \sqrt{2}\phi \cos(p\theta - 240^\circ)$$

En changeant l'ouverture angulaire des aimants, on change les allures des flux. Nous pouvons réaliser ainsi des machines à flux trapézoïdal.



4 paires de poles : $p=4$



Flux triphasé pour $p=4$

85

En adaptant le courant à l'allure du flux, nous pouvons améliorer les performance en termes de rapport de couple sur pertes Joule.

6- Modélisation des machines triphasées à pôles lisses

Flux des phases :

$$(\phi)_3 = (L)(i)_3 + (\phi_f)_3$$

Dans le cas des machines à pôles lisses, les inductances propres des trois phases sont identiques et égales à L_s et les mutuelles entre les phases sont identiques et égales à M_s .

$$(\phi)_3 = \begin{pmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{pmatrix}$$

$$(i)_3 = \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix}$$

$$(L) = \begin{pmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{pmatrix}$$

$$(\phi_f)_3 = \begin{pmatrix} \phi_{fa} \\ \phi_{fb} \\ \phi_{fc} \end{pmatrix}$$

Tensions à vide aux bornes des phases, induites par les variations des flux inducteurs :

$$\begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{pmatrix} = E\sqrt{2} \begin{pmatrix} \cos(p\Omega t + \frac{\pi}{2}) \\ \cos(p\Omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(p\Omega t + \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix}$$

87

Tensions en charge aux bornes des phases :

En considérant le cas où la somme des courants est nulle :

$$i_a + i_b + i_c = 0$$

$$(\phi)_3 = L_c(i)_3 + (\phi_f)_3$$

$$L_c = L_s - M_s$$

$$v_a = Ri_a + L_c \frac{di_a}{dt} + e_a$$

$$v_b = Ri_b + L_c \frac{di_b}{dt} + e_b$$

$$v_c = Ri_c + L_c \frac{di_c}{dt} + e_c$$

$$(v)_3 = R(i)_3 + L_c \frac{d(i)_3}{dt} + (e)_3$$

$$(v)_3 = \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix}$$

$$(i)_3 = \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix}$$

$$(e)_3 = \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{pmatrix}$$

88

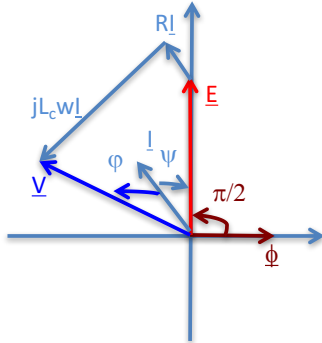
Stratégie de la commande : comment choisir I et ψ ?

Dans le cas d'un fonctionnement équilibré des trois phases, nous pouvons considérer un schéma monophasé équivalent et écrire la tension simple en temporel et en notation complexe :

$$v = Ri + L_c \frac{di}{dt} + e$$

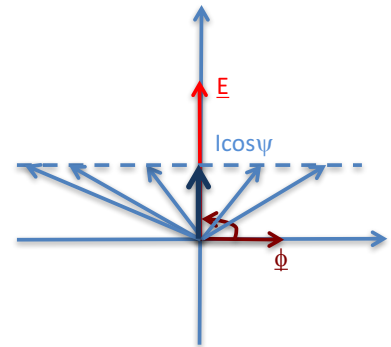
$$\underline{V} = R\underline{I} + jL_c\omega\underline{I} + \underline{E}$$

Nous pouvons aussi représenter graphiquement toutes ces grandeurs.



D'après l'expression du couple, plusieurs courants peuvent produire la même valeur moyenne du couple. En effet, tous les courants ayant la même projection sur l'axe vertical ($I\cos\psi$), donnent la même valeur du couple :

$$C = 3p\phi I\cos\psi$$



89

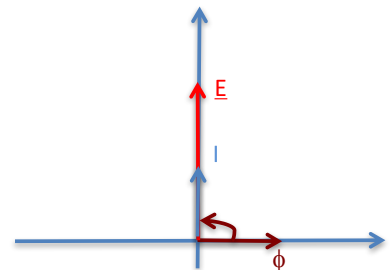
Plusieurs types de courants peuvent créer le couple désiré ; mais seul un seul courant donne les pertes Joule minimales.

Commande à pertes Joule minimales : minimiser I

$$I = \frac{C}{3p\phi\cos\psi}$$

I est minimal quand ψ est nul :

$$I = \frac{C}{3p\phi}$$



D'une façon générale, le facteur de puissance représente le rapport entre la puissance active consommée par la machine et la puissance apparente mise en jeu. Si ce facteur est petit, la taille de l'onduleur alimentant la machine grossit et son coût peut devenir prohibitif.

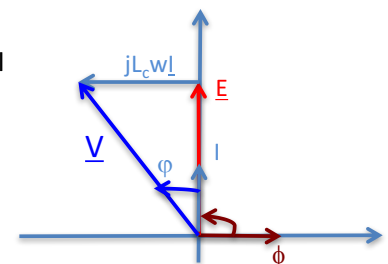
$$\cos\varphi = \frac{C\Omega + \text{pertes}}{3VI} \approx \frac{C\Omega}{3VI}$$

Dans le cas de pertes Joule minimales et en négligeant la chute résistive RI devant les autres grandeurs, le facteur de puissance est :

$$V = \sqrt{(L_c\omega I)^2 + (\omega\phi)^2}$$

$$\cos\varphi = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{L_c I}{\phi}\right)^2}}$$

La valeur de ce facteur dépend des caractéristiques intrinsèques de la machine et du courant.



90

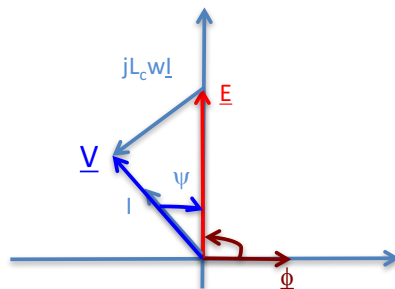
Commande à facteur de puissance maximal :

A tension d'alimentation fixée, le courant est d'autant plus élevé que le facteur de puissance est faible.

$$I = \frac{C\Omega}{3V\cos\phi}$$

Si on impose un déphasage nul entre la tension et le courant, nous devons commander le déphasage du courant de la façon suivante :

$$\Psi = \text{Arcsin} \frac{L_c I}{\phi}$$



91

Commande sur une large plage de vitesses :

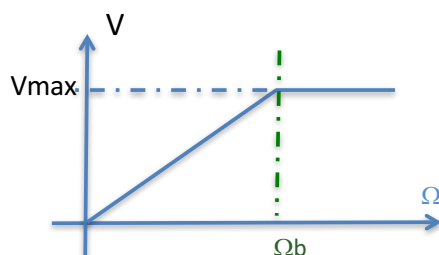
A tension d'alimentation maximale fixée, la vitesse maximale et la variation du couple et de la puissance sont dépendantes de la nature du courant (valeur efficace et déphasage).

Le réglage de ψ permet d'élargir la zone de fonctionnement. Ce type de commande est la seule possibilité offerte par les machines à aimants. Pour les machines avec excitation bobinée, nous pouvons agir sur le courant inducteur.

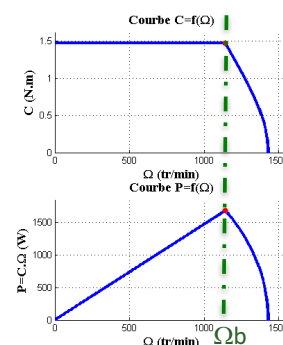
En négligeant la chute résistive, nous pouvons écrire :

$$\underline{V} = jL_c\omega\underline{I} + \underline{E}$$

La valeur efficace de la tension appliquée doit augmenter avec la vitesse jusqu'à atteindre sa valeur maximale. A partir de cette valeur V_{max} , si la vitesse continue à augmenter, nous ne pouvons plus assurer l'égalité de l'équation en tension sans diminuer la valeur du courant et donc sans diminuer le couple.



$$\Psi = 0$$



92

Commande sur une large plage de vitesses :

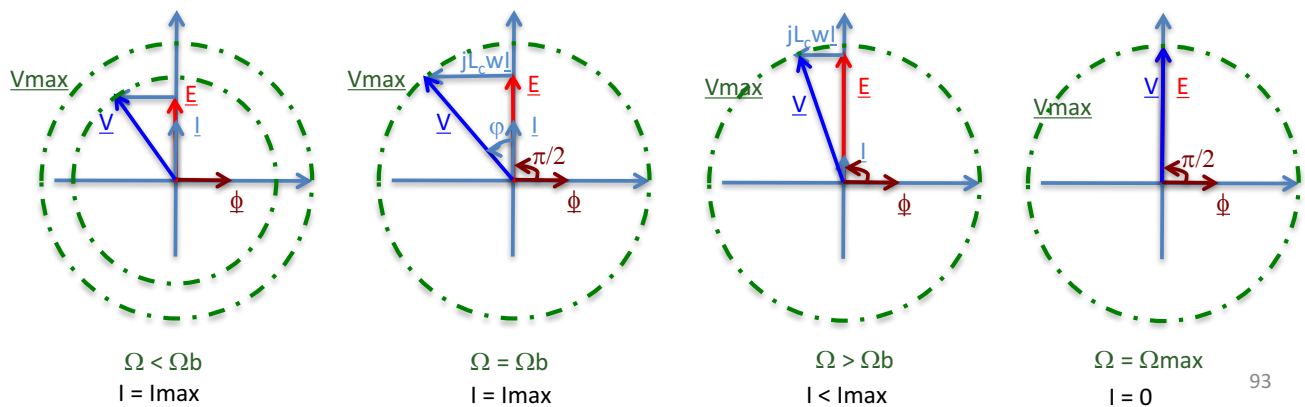
A tension d'alimentation maximale fixée, la vitesse maximale et la variation du couple et de la puissance sont dépendants de la nature du courant (valeur efficace et déphasage).

Le réglage de ψ permet d'élargir la zone de fonctionnement. Ce type de commande est la seule possibilité des machines à aimants. Pour les machines avec excitation bobinée, nous pouvons agir sur le courant inducteur.

En négligeant la chute résistive, nous pouvons écrire :

$$\underline{V} = jL_c \omega \underline{I} + \underline{E}$$

Dans le cas où **le courant reste colinéaire avec la fem E ($\psi = 0$)**, les figures ci-dessous montrent comment toutes les grandeurs électriques évoluent au fur et à mesure que la vitesse augmente.



93

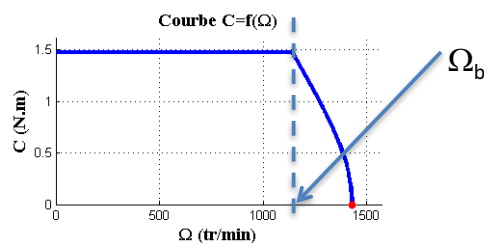
Dans ce cas avec **ψ nul**, nous pouvons calculer la vitesse de base :

En négligeant la chute résistive et en considérant le cas où la vitesse de base Ω_b est atteinte (avec la tension maximale V_{max} et le courant nominal I_n) :

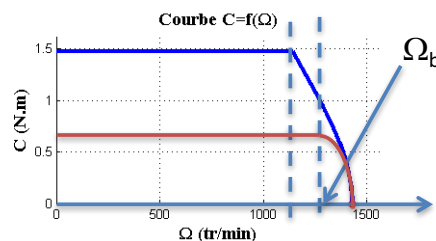
$$V_{max}^2 = (p\Omega_b L_c)^2 I_n^2 + E_b^2$$

$$V_{max}^2 = (p\Omega_b L_c)^2 I_n^2 + (p\phi)^2 \Omega_b^2$$

$$\Omega_b = \frac{V_{max}}{p\sqrt{(\phi)^2 + (L_c I_n)^2}}$$



Remarque : Dans le cas où la valeur du courant nominal est plus faible ($I = I'_n$), la vitesse du base augmente (nous pouvons imposer un couple constant sur une plus large plage de vitesses)

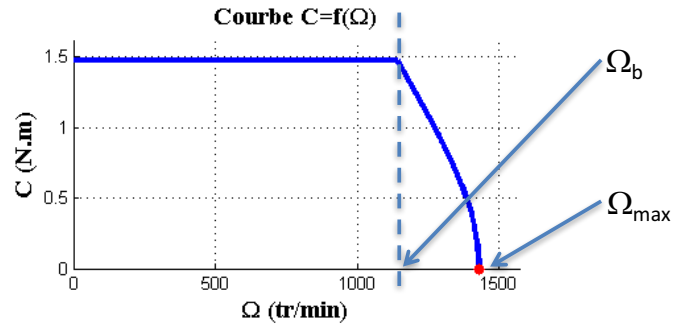


94

Dans le cas où ψ est nul, nous pouvons calculer la vitesse maximale atteinte :

On maintient la tension à sa valeur maximale pendant que la vitesse et la fem à vide augmentent alors que le courant diminue jusqu'à s'annuler. Dans ce cas :

$$\Omega_{max} = \frac{V_{max}}{p\phi}$$



Entre la vitesse de base et la vitesse maximale, le courant et le couple diminuent rapidement :

$$V_{max}^2 = (p\Omega L_c)^2 I^2 + (p\phi\Omega)^2$$

$$I = \frac{\sqrt{V_{max}^2 - (p\phi\Omega)^2}}{p\Omega L_c}$$

$$C = 3p\phi I = 3p\phi \left(\frac{\sqrt{V_{max}^2 - (p\phi\Omega)^2}}{\Omega L_c} \right)$$

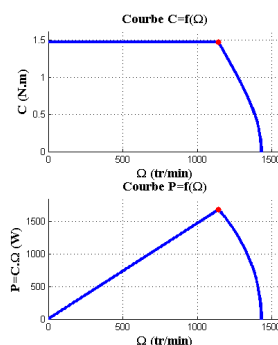
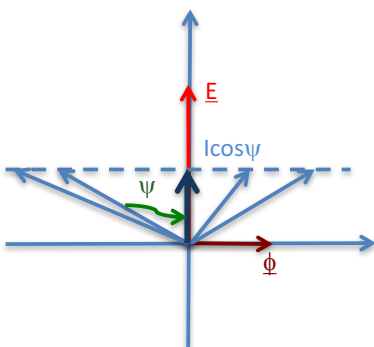
95

Commande avec défluxage :

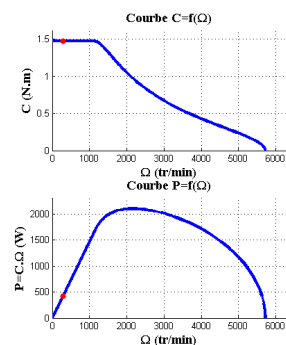
Commande avec ψ non nul

Le réglage de l'angle ψ permet d'élargir la zone de fonctionnement. Comme nous l'avons montré précédemment, la projection du courant sur l'axe des ordonnées contrôle directement le couple. Sa projection sur l'axe des abscisses nous permettra, quant à elle, d'élargir la zone de fonctionnement en vitesse. En partant de la vitesse nulle, nous augmentons la tension d'alimentation en maintenant, jusqu'à la vitesse de base, le courant à sa valeur nominale et ψ nul (le couple reste constant et la puissance augmente linéairement).

Après la vitesse de base, le courant reste égal à sa valeur nominale et nous agissons sur la valeur de ψ . Le couple et la puissance commencent à diminuer.



$\Psi = 0$



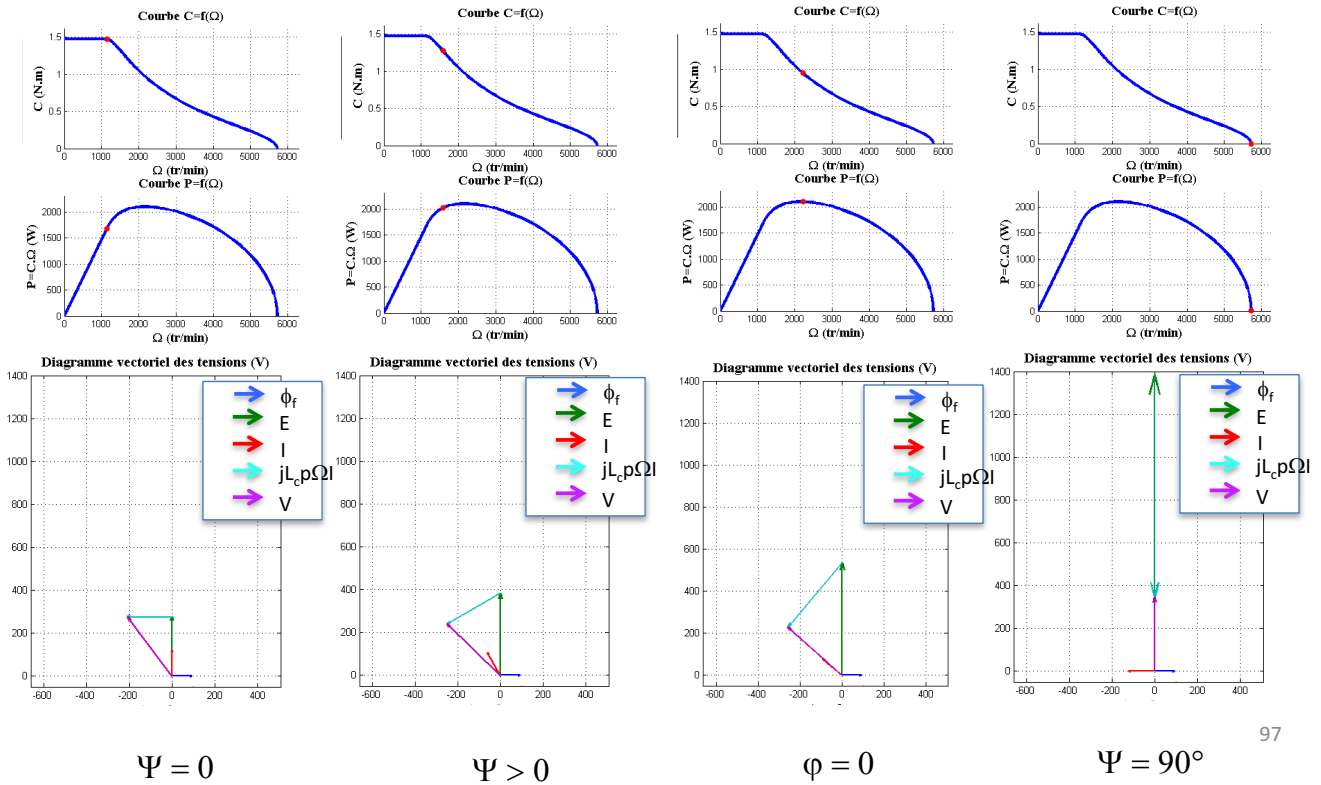
Ψ variable

96

Commande avec défluxage :

Commande avec ψ non nul

Plus la vitesse augmente, plus le déphasage ψ se rapproche de $\pi/2$:



97

Commande avec défluxage :

Commande avec ψ non nul

Trouver la variation de la vitesse et de l'angle ψ qui maximise la puissance délivrée par la machine :

Utiliser les relations dans un triangle quelconque :

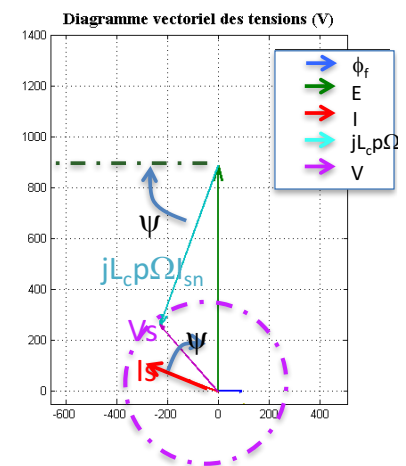
$$V_{max}^2 = (p\phi\Omega)^2 + (p\Omega L_c)^2 I_n^2 - 2p\phi\Omega L_c p\Omega I_n \cos\left(\frac{\pi}{2} - \psi\right)$$

$$V_{max}^2 = (p\phi\Omega)^2 + (p\Omega L_c)^2 I_n^2 - 2p\phi\Omega L_c p\Omega I_n \sin\psi$$

$$\Omega^2 = \frac{V_{max}^2 / p^2}{(\phi)^2 + (L_c)^2 I_n^2 - 2p\phi L_c I_n \sin\psi}$$

D'où,

$$\sin\psi = \frac{((\phi)^2 + (L_c)^2 I_n^2)(p\Omega)^2 - V_{max}^2}{2p\phi\Omega L_c p\Omega I_n}$$



$$\sin\psi = \frac{((\phi)^2 + (L_c)^2 I_n^2)(p\Omega)^2 - V_{max}^2}{2\phi L_c I_n (p\Omega)^2}$$

L'angle ψ varie avec la vitesse.

98

Deux cas particuliers :

Commande avec ψ non nul

Dans le cas où la vitesse est égale à **la vitesse de base**, la tension est maximale (V_{max}) et $\psi = 0$:

L'angle est nul :

$$\sin\psi = \frac{((\phi)^2 + (L_c)^2 I_n^2)(p\Omega)^2 - V_{max}^2}{2\phi L_c I_n (p\Omega)^2} = 0$$

$$\Omega_b = \frac{V_{max}}{p\sqrt{(\phi)^2 + (L_c I_n)^2}}$$

Dans le cas où la vitesse est égale à **la vitesse maximale**, $\sin\psi$ est égal à 1 :

$$\sin\psi = \frac{((\phi)^2 + (L_c)^2 I_n^2)(p\Omega_{max})^2 - V_{max}^2}{2\phi L_c I_n (p\Omega_{max})^2} = 1$$

$$V_{max}^2 = ((\phi)^2 + (L_c)^2 I_n^2)(p\Omega_{max})^2 - 2\phi L_c I_n (p\Omega_{max})^2$$

$$V_{max}^2 = (\phi - L_c I_n)^2 (p\Omega_{max})^2$$

$$\Omega_{max} = \frac{V_{max}}{p(\phi - L_c I_n)}$$

99

Commande avec défluxage :

Commande avec ψ non nul

Nous pouvons réécrire autrement la variation de l'angle ψ ,

$$\sin\psi = \frac{((\phi)^2 + (L_c)^2 I_n^2)(p\Omega)^2 - V_{max}^2}{2\phi L_c I_n (p\Omega)^2}$$

$$\sin\psi = V_{max}^2 \frac{\left(\frac{((\phi)^2 + (L_c)^2 I_n^2)}{V_{max}^2}\right)(p\Omega)^2 - 1}{2\phi L_c I_n (p\Omega)^2}$$

Pour une vitesse variant entre la vitesse de base et la vitesse maximale :

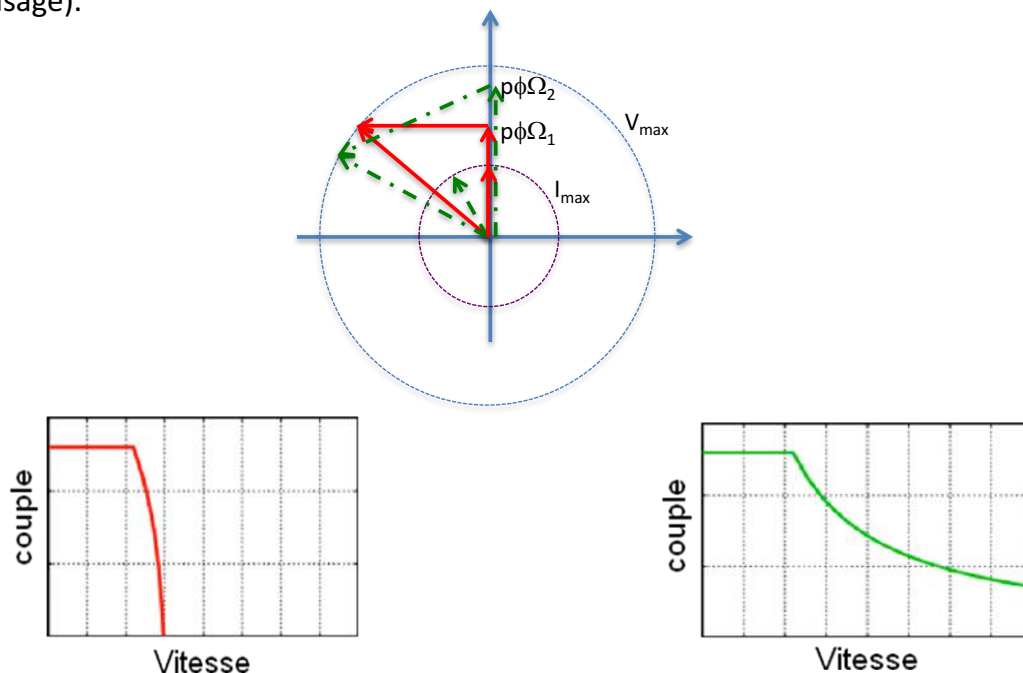
$$\sin\psi = V_{max}^2 \frac{\left(\frac{1}{(p\Omega_b)^2}\right)(p\Omega)^2 - 1}{2\phi L_c I_n (p\Omega)^2} = \frac{V_{max}^2}{2\phi L_c I_n (p\Omega)^2} \frac{((p\Omega)^2 - (p\Omega_b)^2)}{(p\Omega_b)^2}$$

$$\sin\psi = \frac{V_{max}^2}{2\phi L_c I_n (p\Omega)^2} \frac{((p\Omega)^2 - (p\Omega_b)^2)}{(p\Omega_b)^2}$$

100

Commande avec défluxage :

En résumé, à tension d'alimentation maximale fixée, la vitesse maximale et la variation du couple et de la puissance sont dépendants de la nature du courant (valeur efficace et déphasage).



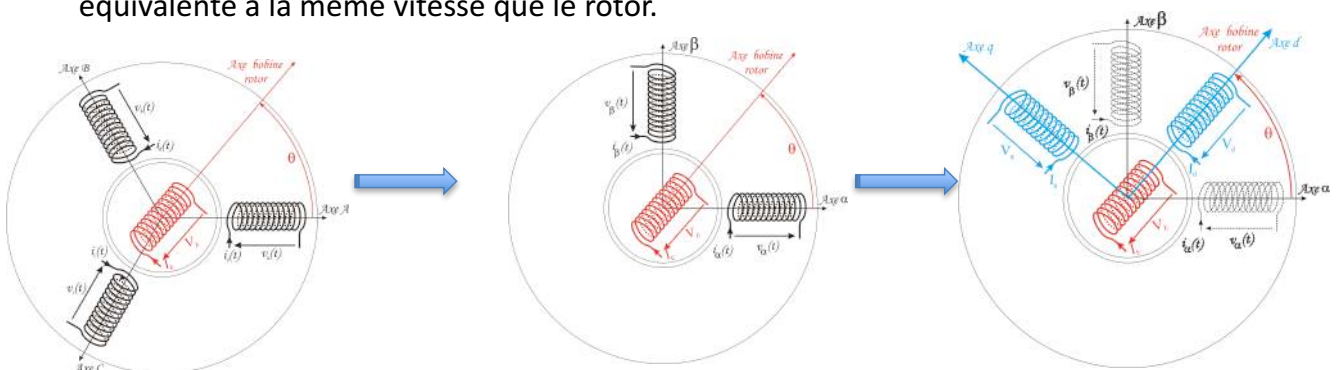
Le réglage de ψ permet d'élargir la zone de fonctionnement. Ce type de commande est la seule possibilité des machines à aimants. Pour les machines avec excitation bobinée, nous pouvons agir sur le courant inducteur.

101

Stratégie de commande dans le plan dq :

L'objectif de cette technique est de :

- Diminuer le nombre de grandeurs à contrôler : on transforme la machine 3 phases en une machine 2 phases.
- Contrôler des grandeurs linéaires et continues et non des grandeurs variables et régies par des équations non-linéaires : faire tourner le stator de la machine 2 phases équivalente à la même vitesse que le rotor.



L'utilisation des matrices de transformation et celles de rotation nous permet d'établir un modèle mathématique équivalent et facile à implémenter sur un ordinateur.

102

Stratégie de commande dans le plan dq :

Afin de diminuer le nombre de phases, nous utiliserons les matrices de transformation C_{32} et T_{32} qui permettent de faire la liaison entre un système à 3 équations avec celui d'un système à 2 équations.

Nous montrons d'abord que :

$$\begin{pmatrix} \cos(p\theta) \\ \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} +1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos p\theta \\ \sin p\theta \end{pmatrix} \quad C_{32} = \begin{pmatrix} +1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix}$$

Le produit de cette matrice par sa transposée n'est pas égal à la matrice unité : ${}^T C_{32} C_{32} = \frac{3}{2} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$

Par contre, en choisissant bien la matrice T_{32} , ce produit peut être égal à l'unité : $T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} C_{32}$
 ${}^T T_{32} T_{32} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$

Cette dernière matrice servira à transformer un vecteur à deux lignes en un autre à trois lignes

$$(x)_3 = T_{32} (x)_2 = T_{32} \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix}$$

103

Stratégie de commande dans le plan dq :

Par ailleurs, nous avons besoin d'une matrice de rotation $P(\gamma)$ qui applique à un vecteur \underline{X} un décalage angulaire γ le transformant en un vecteur \underline{X}' :

$$\underline{X}' = P(\gamma) \underline{X} \quad P(\gamma) = \begin{pmatrix} \cos \gamma & -\sin \gamma \\ \sin \gamma & \cos \gamma \end{pmatrix}$$

Nous citerons deux propriétés importantes :

$${}^T P(\gamma) = P(-\gamma) \\ P(\gamma) P(\gamma') = P(\gamma + \gamma')$$

Equations aux flux :

$$(\phi)_3 = (L)(i)_3 + (\phi_f)_3$$

Cette dernière matrice servira à transformer un vecteur à deux lignes en un autre à trois lignes.

$$(\phi)_3 = (L)(i)_3 + \sqrt{2} \phi \sqrt{\frac{3}{2}} T_{32} \begin{pmatrix} \cos p\theta \\ \sin p\theta \end{pmatrix} \\ (\phi)_3 = T_{32} (\phi)_2$$

104

En utilisant la matrice de transformation et en considérant une machine à pôles lisses nous pouvons écrire :

$$(\phi)_2 = \begin{pmatrix} \phi_\alpha \\ \phi_\beta \end{pmatrix} = L_c(i)_2 + \sqrt{3} \begin{pmatrix} \cos p\theta \\ \sin p\theta \end{pmatrix} \phi$$

$$\begin{cases} \phi_\alpha = L_c i_\alpha + \sqrt{3} \phi \cos p\theta \\ \phi_\beta = L_c i_\beta + \sqrt{3} \phi \sin p\theta \end{cases}$$

En partant des équations de tensions :

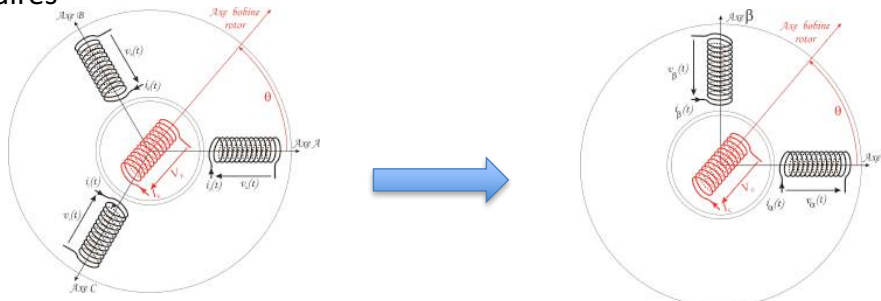
$$(v)_3 = R(i)_3 + \frac{d(\phi)_3}{dt}$$

Nous pouvons réécrire un système à deux équations :

$$(v)_2 = R(i)_2 + \frac{d(\phi)_2}{dt}$$

$$\begin{cases} v_\alpha = R i_\alpha + \frac{d\phi_\alpha}{dt} \\ v_\beta = R i_\beta + \frac{d\phi_\beta}{dt} \end{cases}$$

Ainsi, nous avons une machine diphasée équivalente. Les équations sont malheureusement non-linéaires



105

Afin de linéariser les équations, nous pouvons utiliser une matrice de rotation tournant à la même vitesse que le rotor (ou le champ tournant).

$$(x)_2 = P(p\theta)(x)_{dq}$$

Nous pouvons réécrire les équations des flux :

$$(\phi)_2 = L_c(i)_2 + \sqrt{3} \phi P(p\theta) \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}$$

En multipliant les deux membres de l'équation par la transposée de la matrice de rotation :

$$\begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix} = L_c \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \sqrt{3} \phi \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Nous écrirons ensuite les équations des tensions dans le repère tournant :

$$(v)_2 = R(i)_2 + \frac{d(\phi)_2}{dt}$$

$$P(p\theta)(v)_{dq} = RP(p\theta)(i)_{dq} + \frac{d(P(p\theta)(\phi)_{dq})}{dt}$$

$$(v)_{dq} = R(i)_{dq} + P(-p\theta) \frac{d(P(p\theta)(\phi)_{dq})}{dt}$$

106

$$(v)_{dq} = R(i)_{dq} + P(-p\theta) \left[p\Omega P \left(p\theta + \frac{\pi}{2} \right) (\phi)_{dq} + P(p\theta) \frac{(\phi)_{dq}}{dt} \right]$$

$$(v)_{dq} = R(i)_{dq} + p\Omega P \left(\frac{\pi}{2} \right) (\phi)_{dq} + \frac{(\phi)_{dq}}{dt}$$

$$(v)_{dq} = R(i)_{dq} + p\Omega \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix} + \frac{(\phi)_{dq}}{dt}$$

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = R \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + p\Omega \begin{pmatrix} -\phi_q \\ +\phi_d \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{d\phi_d}{dt} \\ \frac{d\phi_q}{dt} \end{pmatrix}$$

107

$$\begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix} = L_c \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \sqrt{3}\phi \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = R \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + L_c \begin{pmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{pmatrix} + p\Omega \begin{pmatrix} -L_c i_q \\ L_c i_d + \sqrt{3}\phi \end{pmatrix}$$

$$v_d = Ri_d + L_c \frac{di_d}{dt} - p\Omega L_c i_q$$

$$v_q = Ri_q + L_c \frac{di_q}{dt} + p\Omega L_c i_d + \sqrt{3}p\Omega\phi$$

En considérant le régime permanent :

$$V_d = RI_d - p\Omega L_c I_q$$

$$V_q = RI_q + p\Omega L_c I_d + p\Omega\sqrt{3}\phi$$

Nous avons ainsi écrit des équations linéaires faciles à utiliser dans un système de commande.

108

Correspondance entre cette machine de Park et la machine réelle :

Cette machine diphasée doit produire la même puissance et le même couple que la machine réelle :

$$v_d i_d + v_q i_q = C\Omega + \text{pertes}$$

$$(RI_d - p\Omega L_c I_q)I_d + (RI_q + p\Omega L_c I_d + p\Omega\sqrt{3}\phi)I_q = C\Omega + R(I_d^2 + I_q^2)$$

$$p\sqrt{3}\phi I_q = C$$

Afin de continuer d'établir cette correspondance entre les deux machines (fictive et réelle), nous allons adopter la notation complexe suivante :

$$\underline{V_s} = \underline{V_d} + j\underline{V_q}$$

$$\underline{I_s} = I_d + jI_q$$

$$\underline{V}_s = (RI_d - p\Omega L_c I_q) + j(RI_q + p\Omega L_c I_d + p\Omega\sqrt{3}\phi)$$

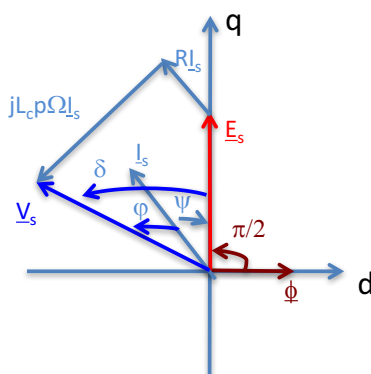
$$\underline{V}_s = R(I_d + jI_q) + jp\Omega L_c(I_d + jI_q) + jp\Omega\sqrt{3}\phi$$

$$\underline{V_s} = R\underline{I_s} + jp\Omega L_c \underline{I_s} + \underbrace{jp\Omega\sqrt{3}\phi}_{E_s}$$

109

$$\underline{V}_s = R\underline{I}_s + jp\Omega L_c \underline{I}_s + \underbrace{jp\Omega\sqrt{3}\phi}_{E_s}$$

Afin de mieux comprendre la suite, nous traçons le diagramme vectoriel reliant ces grandeurs :



$$E_s = E_s e^{j\frac{\pi}{2}}$$

$$V_s = V_s e^{j(\frac{\pi}{2} + \delta)}$$

$$I_s = I_s e^{j(\frac{\pi}{2} - \psi)}$$

$$\begin{cases} I_d = -I_s \sin\psi \\ I_q = I_s \cos\psi \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_d = -V_s \sin \delta \\ V_q = V_s \cos \delta \end{cases}$$

$$E_s = p\Omega\sqrt{3}\phi$$

Quelles sont les relations entre les grandeurs électriques de la machine de Park avec celles de la machine réelle ?

Les deux machines doivent avoir les mêmes pertes Joule :

$$R(I_d^2 + I_q^2) = RI_s^2 = 3RI^2$$

$$I_s = \sqrt{3}I$$

L'égalité des couples peut confirmer aussi cette relation :

$$C = p\sqrt{3}\phi I_q = p\sqrt{3}\phi I_s \cos\psi = \frac{E_s}{\Omega} I_s \cos\psi$$

110

L'égalité des couples peut nous donner la relation entre les fem :

$$C = (p\sqrt{3}\phi)I_q = \left(\frac{E_s}{\Omega}\right)I_s \cos\psi$$

$$C = 3(p\phi)I \cos\psi = 3\left(\frac{E}{\Omega}\right)I \cos\psi$$

$$C = 3\left(\frac{E}{\Omega}\right)I \cos\psi = \left(\frac{E_s}{\Omega}\right)I_s \cos\psi$$

$$3EI = E_s I_s$$

$$E_s = \sqrt{3}E$$

La tension est donnée comme suit :

$$V_s = \sqrt{(R + p\Omega L_c)^2 I_s^2 + E_s^2}$$

$$V_s = \sqrt{3}V$$

111

Remarque : On peut retrouver l'expression temporelle de la tension

$$(x)_3 = T_{32}P(p\theta)(x)_{dq}$$

$$(v)_3 = T_{32}P(p\theta)(v)_{dq}$$

$$(v)_3 = T_{32}P(p\theta)V_s \begin{pmatrix} -\sin\delta \\ \cos\delta \end{pmatrix}$$

$$(v)_3 = V_s \sqrt{\frac{2}{3}} C_{32}P(p\theta)P(\delta) \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}$$

$$(v)_3 = V_s \sqrt{\frac{2}{3}} C_{32}P(p\theta + \delta)P\left(\frac{\pi}{2}\right) \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$(v)_3 = V_s \sqrt{\frac{2}{3}} C_{32}P\left(p\theta + \delta + \frac{\pi}{2}\right) \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$v_a = V_s \sqrt{\frac{2}{3}} \cos\left(p\theta + \delta + \frac{\pi}{2}\right)$$

$$v_b = V_s \sqrt{\frac{2}{3}} \cos\left(p\theta + \delta + \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_c = V_s \sqrt{\frac{2}{3}} \cos\left(p\theta + \delta + \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_a = V\sqrt{2} \cos\left(p\theta + \delta + \frac{\pi}{2}\right)$$

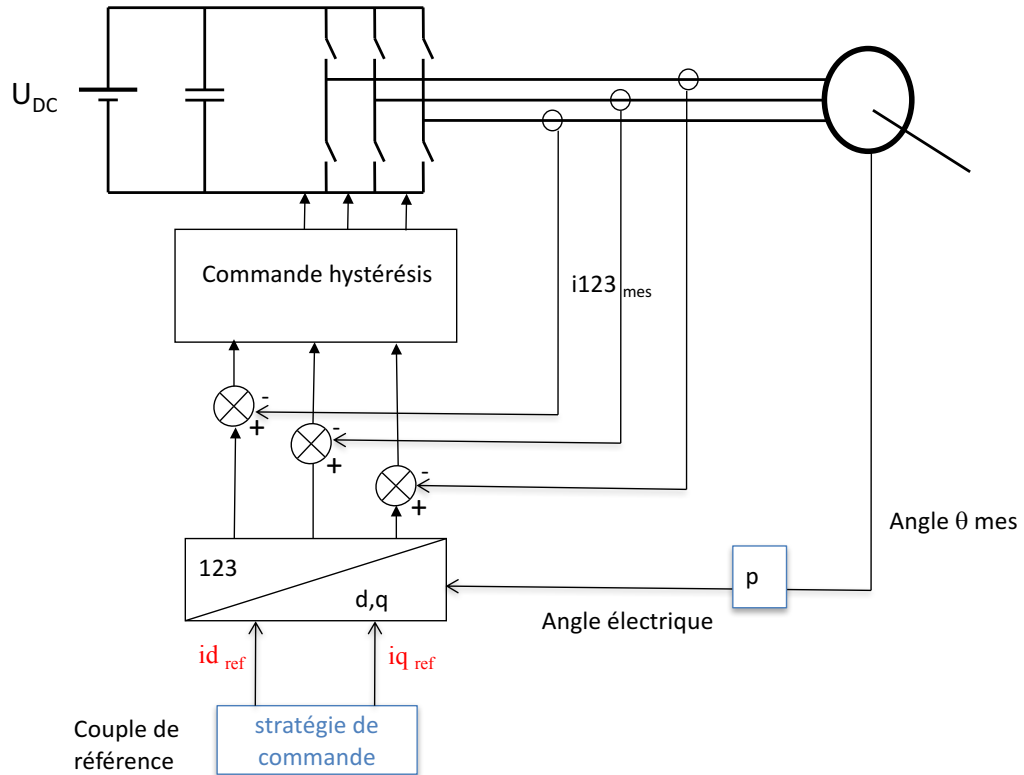
$$v_b = V\sqrt{2} \cos\left(p\theta + \delta + \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_c = V\sqrt{2} \cos\left(p\theta + \delta + \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi}{3}\right)$$

La comparaison des tensions efficaces confirme bien la relation entre V_s et V .

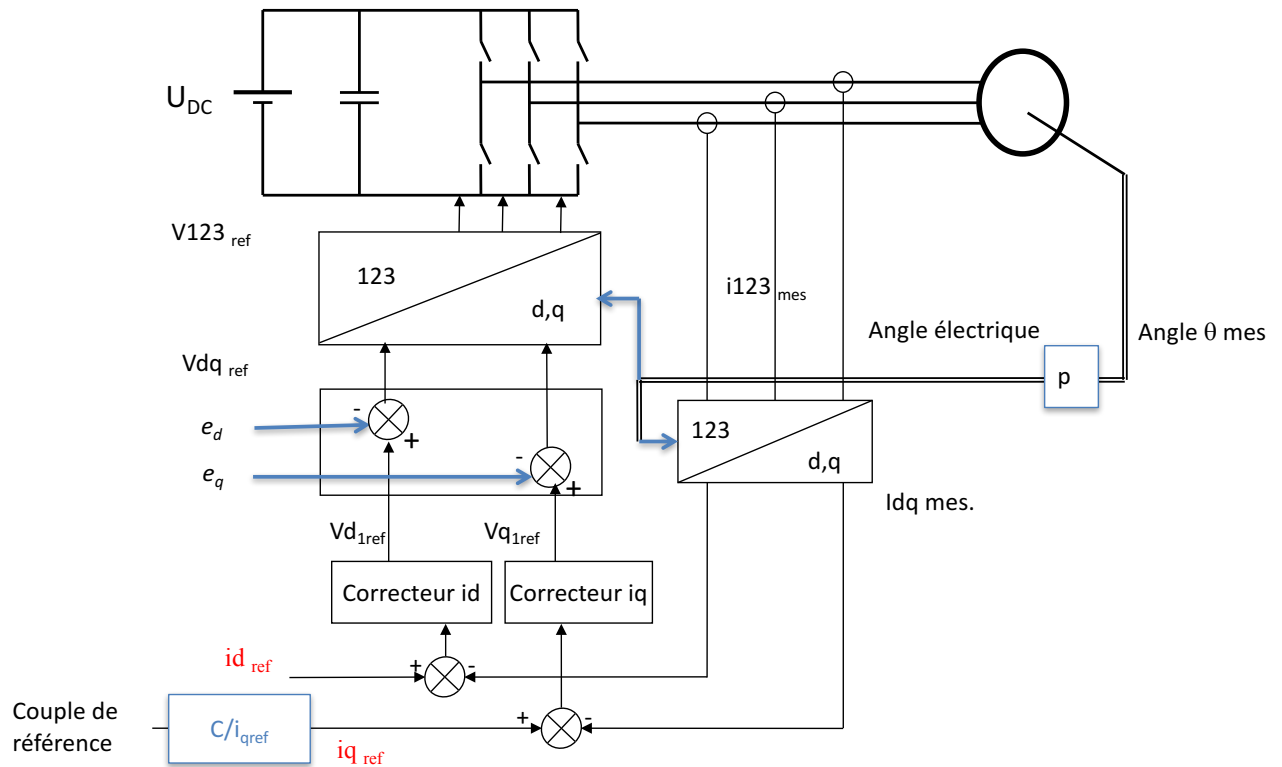
112

Commande de la machine synchrone



113

Commande de la machine synchrone



114

$$\begin{aligned} v_d &= Ri_d + L_c \frac{di_d}{dt} - p\Omega L_c i_q \\ v_q &= Ri_q + L_c \frac{di_q}{dt} + p\Omega L_c i_d + \sqrt{3}p\Omega\phi \\ v_d &= Ri_d + L_c \frac{di_d}{dt} - e_d = v_{d1} - e_d \\ v_q &= Ri_q + L_c \frac{di_q}{dt} - e_q = v_{q1} - e_q \end{aligned}$$

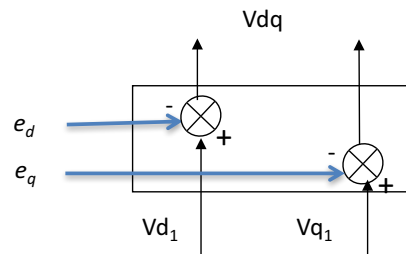
Avec :

$$\begin{aligned} e_d &= p\Omega L_c i_q \\ e_q &= -(p\Omega L_c i_d + \sqrt{3}p\Omega\phi) \end{aligned}$$

$$I_d = \frac{v_{d1}}{R + L_c p}$$

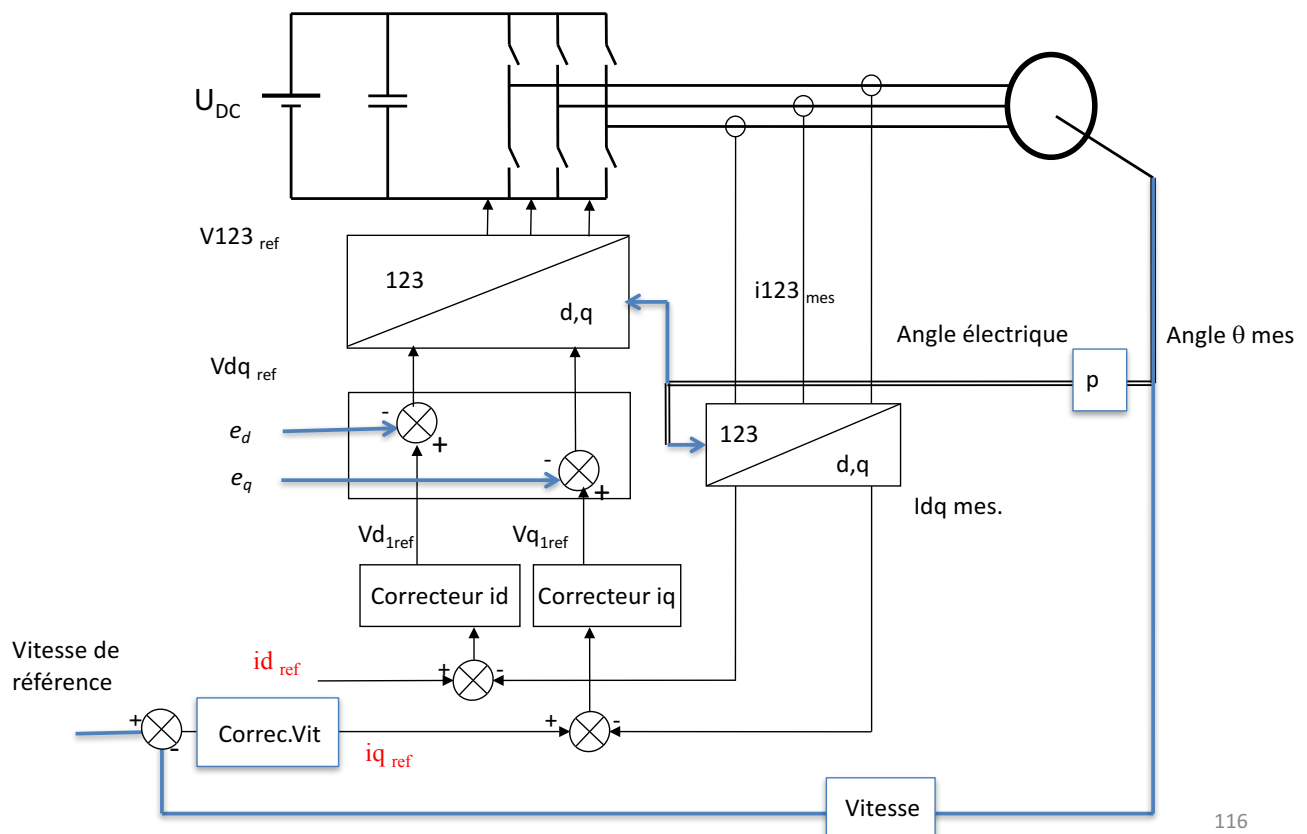
$$I_q = \frac{v_{q1}}{R + L_c p}$$

V_{d1} ne dépend que du courant de l'axe d et V_{q1} ne dépend que du courant de l'axe q. Les grandeurs sont découplées.



115

Commande de la machine synchrone

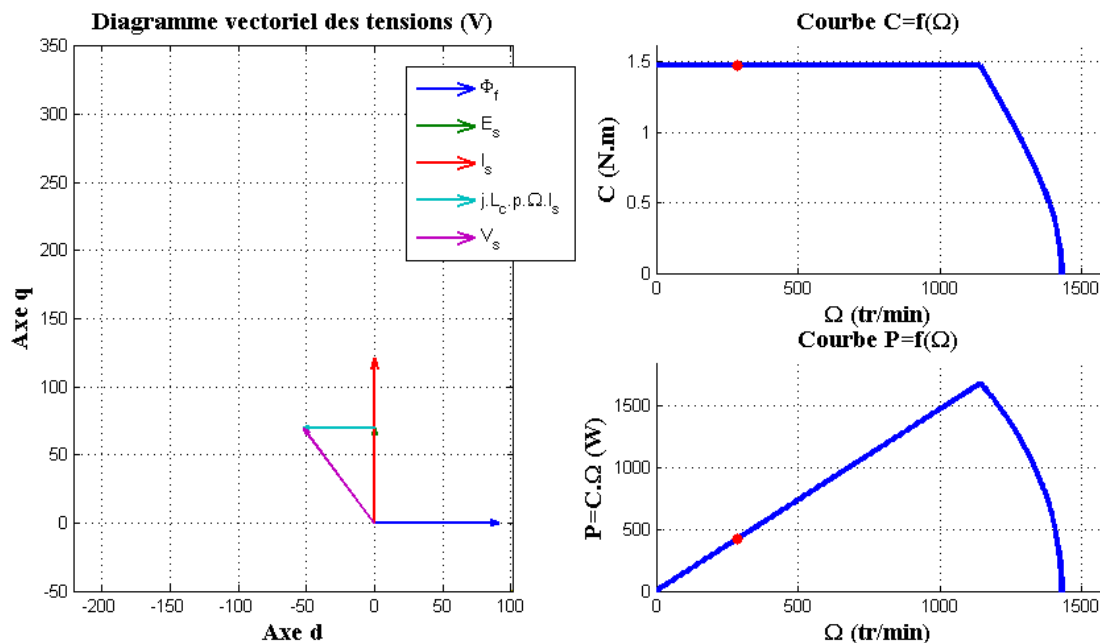


116

Commande avec défluxage dans le plan dq:

Comme nous l'avons vu précédemment, la commande à ψ nul minimise les pertes joules. Pour les machines à pôles lisses, il est effectivement profitable de maintenir cet angle nul à basses vitesses. Mais au delà d'une vitesse dite de base, et afin de respecter la tension maximale disponible aux bornes des phases, le courant commence à diminuer en limitant les valeurs du couple et de la puissance.

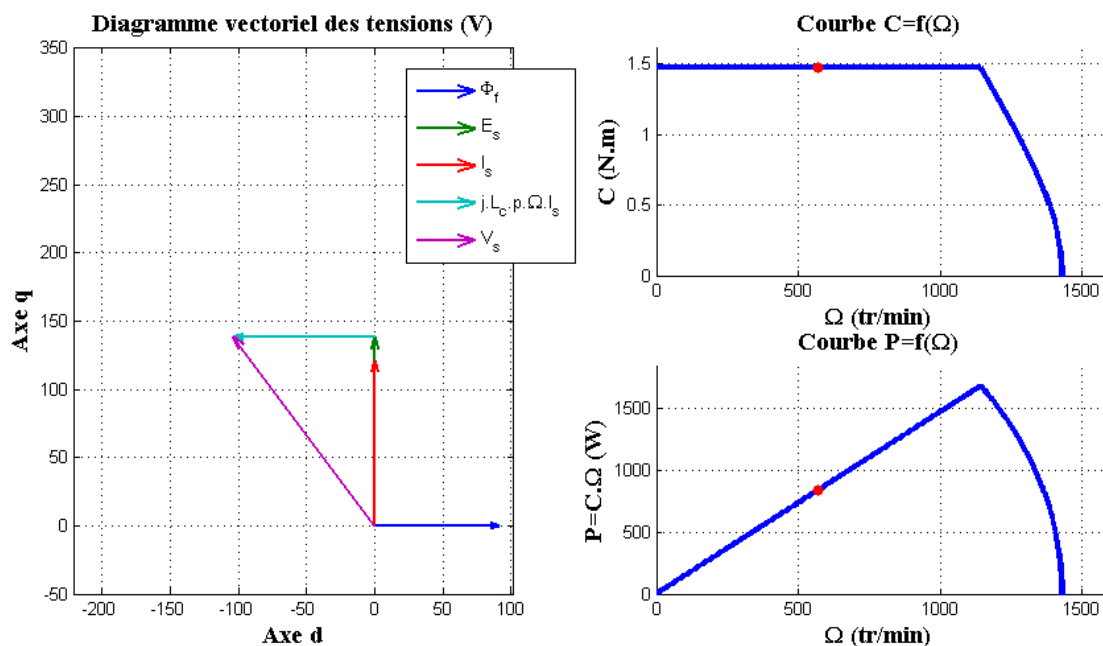
Commande avec ψ nul



Commande avec défluxage dans le plan dq:

Comme nous l'avons vu précédemment, la commande à ψ nul minimise les pertes joules. Pour les machines à pôles lisses, il est effectivement profitable de maintenir cet angle nul à basses vitesses. Mais au delà d'une vitesse dite de base, et afin de respecter la tension maximale disponible aux bornes des phases, le courant commence à diminuer en limitant les valeurs du couple et de la puissance.

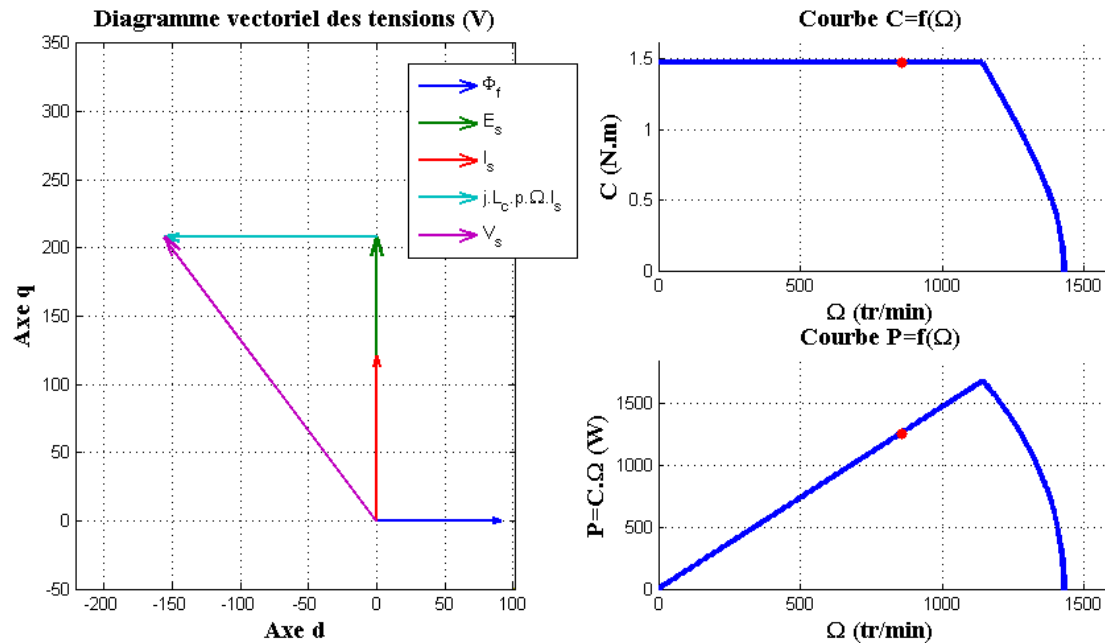
Commande avec ψ nul



Commande avec défluxage dans le plan dq:

Comme nous l'avons vu précédemment, la commande à ψ nul minimise les pertes joules. Pour les machines à pôles lisses, il est effectivement profitable de maintenir cet angle nul à basses vitesses. Mais au delà d'une vitesse dite de base, et afin de respecter la tension maximale disponible aux bornes des phases, le courant commence à diminuer en limitant les valeurs du couple et de la puissance.

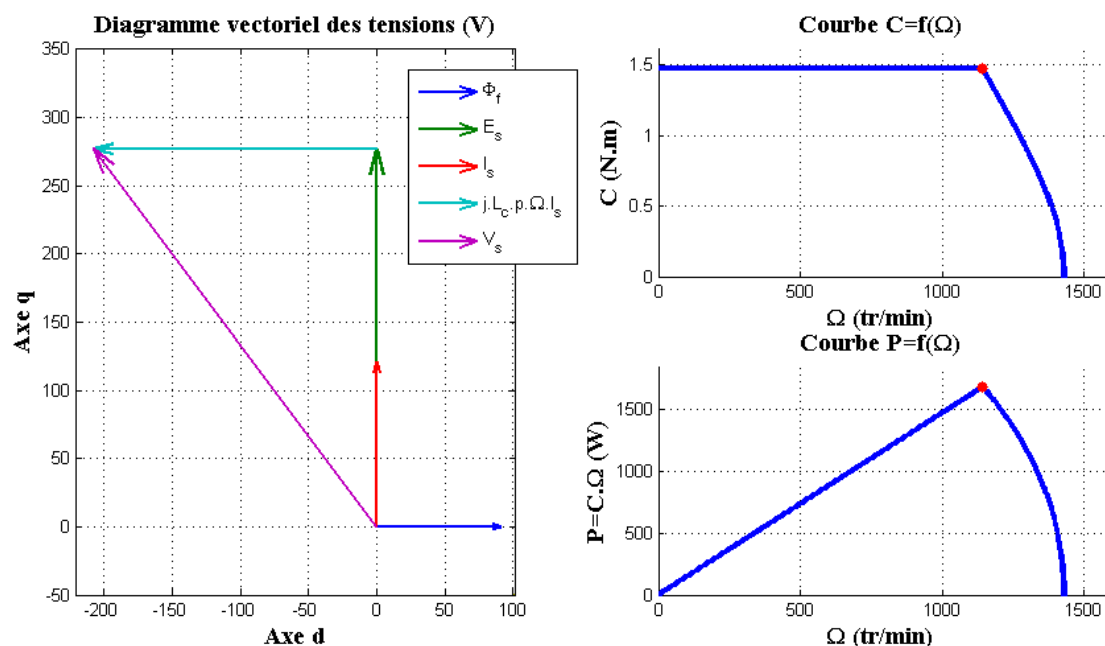
Commande avec ψ nul



Commande avec défluxage dans le plan dq:

Comme nous l'avons vu précédemment, la commande à ψ nul minimise les pertes joules. Pour les machines à pôles lisses, il est effectivement profitable de maintenir cet angle nul à basses vitesses. Mais au delà d'une vitesse dite de base, et afin de respecter la tension maximale disponible aux bornes des phases, le courant commence à diminuer en limitant les valeurs du couple et de la puissance.

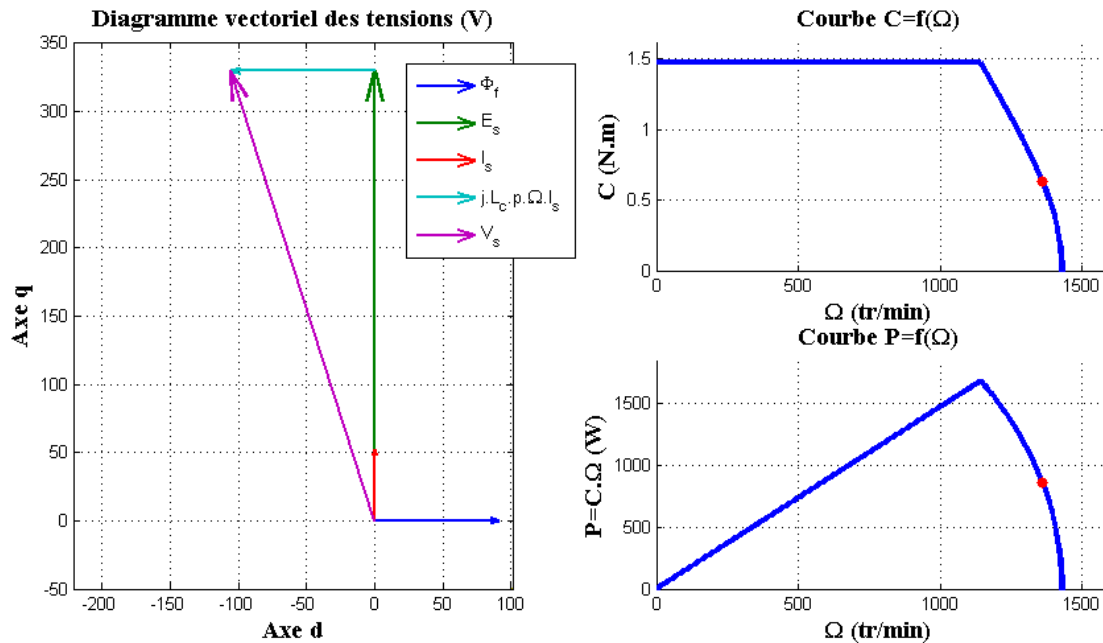
Commande avec ψ nul



Commande avec défluxage dans le plan dq:

Comme nous l'avons vu précédemment, la commande à ψ nul minimise les pertes joules. Pour les machines à pôles lisses, il est effectivement profitable de maintenir cet angle nul à basses vitesses. Mais au delà d'une vitesse dite de base, et afin de respecter la tension maximale disponible aux bornes des phases, le courant commence à diminuer en limitant les valeurs du couple et de la puissance.

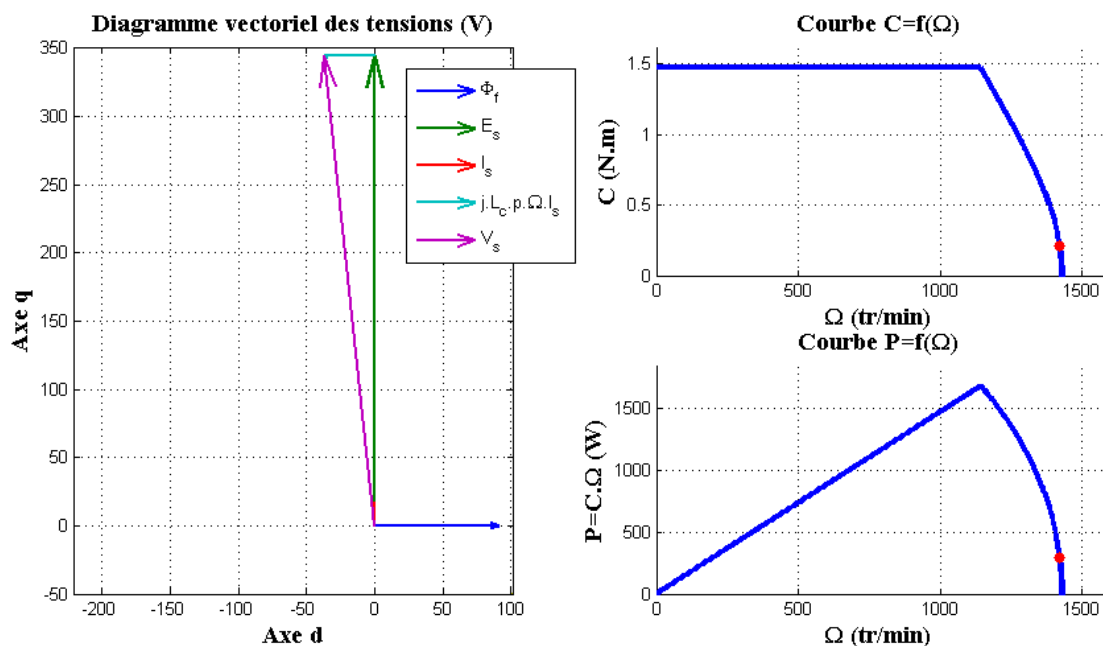
Commande avec ψ nul



Commande avec défluxage dans le plan dq:

Comme nous l'avons vu précédemment, la commande à ψ nul minimise les pertes joules. Pour les machines à pôles lisses, il est effectivement profitable de maintenir cet angle nul à basses vitesses. Mais au delà d'une vitesse dite de base, et afin de respecter la tension maximale disponible aux bornes des phases, le courant commence à diminuer en limitant les valeurs du couple et de la puissance.

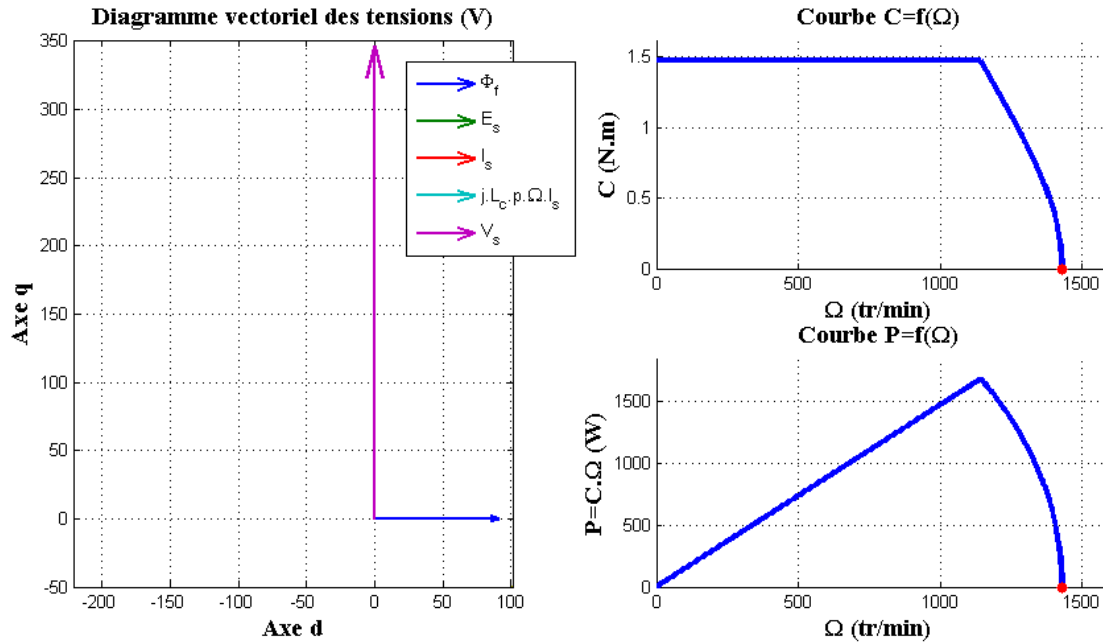
Commande avec ψ nul



Commande avec défluxage dans le plan dq:

Comme nous l'avons vu précédemment, la commande à ψ nul minimise les pertes joules. Pour les machines à pôles lisses, il est effectivement profitable de maintenir cet angle nul à basses vitesses. Mais au delà d'une vitesse dite de base, et afin de respecter la tension maximale disponible aux bornes des phases, le courant commence à diminuer en limitant les valeurs du couple et de la puissance.

Commande avec ψ nul



Dans ce cas avec ψ nul, nous pouvons calculer la vitesse de base :

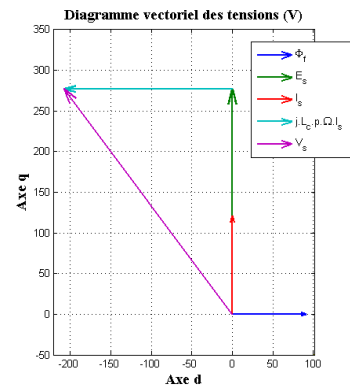
En négligeant la chute résistive et en considérant le cas où la vitesse de base Ω_b est atteinte (avec la tension maximale V_{smax} et le courant nominal I_{sn}) :

$$V_{smax} = \sqrt{(p\Omega_b L_c)^2 I_{sn}^2 + E_{sb}^2}$$

$$V_{smax}^2 = (p\Omega_b L_c)^2 I_{sn}^2 + E_{sb}^2$$

$$V_{smax}^2 = (p\Omega_b L_c)^2 I_{sn}^2 + (\sqrt{3}p\phi)^2 \Omega_b^2$$

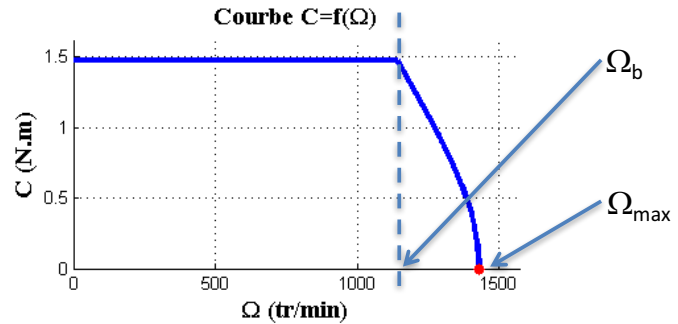
$$\Omega_b = \frac{V_{smax}}{p \sqrt{(\sqrt{3}\phi)^2 + (L_c I_{sn})^2}}$$



Dans le cas où ψ est nul, nous pouvons calculer la vitesse maximale atteinte :

On maintient la tension à sa valeur maximale pendant que la vitesse et la fem à vide augmentent alors que le courant diminue jusqu'à s'annuler. Dans ce cas :

$$\Omega_{max} = \frac{V_{smax}}{p\sqrt{3}\phi}$$



Entre la vitesse de base et la vitesse maximale, le courant et le couple diminuent rapidement :

$$V_{smax}^2 = (p\Omega L_c)^2 I_q^2 + (\sqrt{3}p\phi\Omega)^2$$

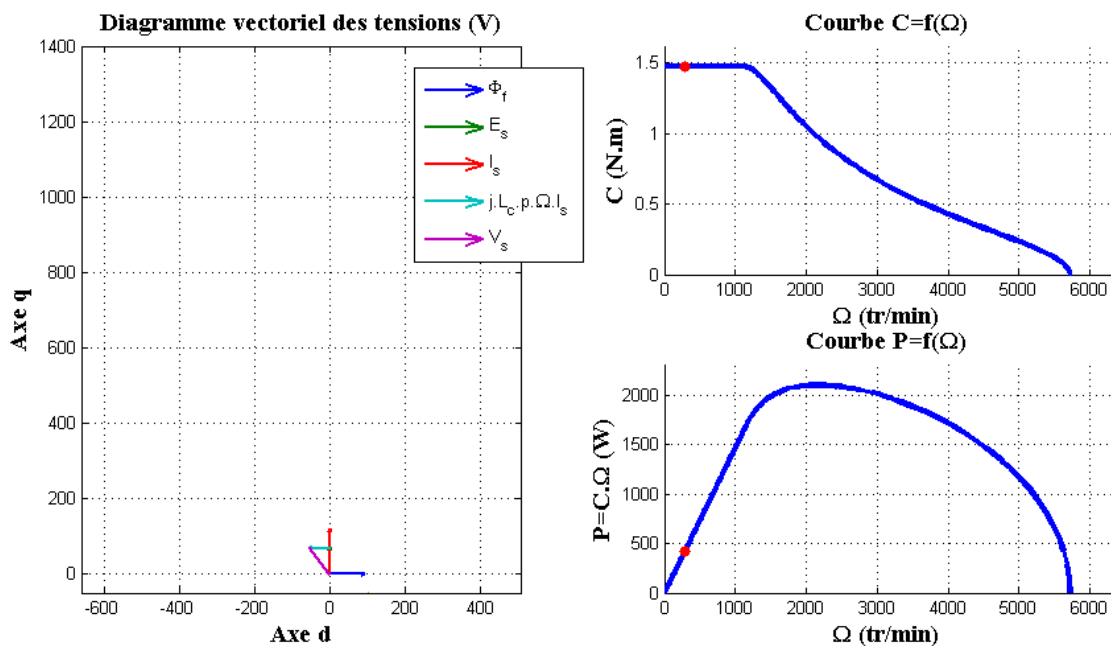
$$I_q = \frac{\sqrt{V_{smax}^2 - (\sqrt{3}p\phi\Omega)^2}}{p\Omega L_c}$$

$$C = \sqrt{3}\phi \frac{\sqrt{V_{smax}^2 - (\sqrt{3}p\phi\Omega)^2}}{\Omega L_c}$$

125

Commande avec défluxage dans le plan dq : Commande avec ψ non nul

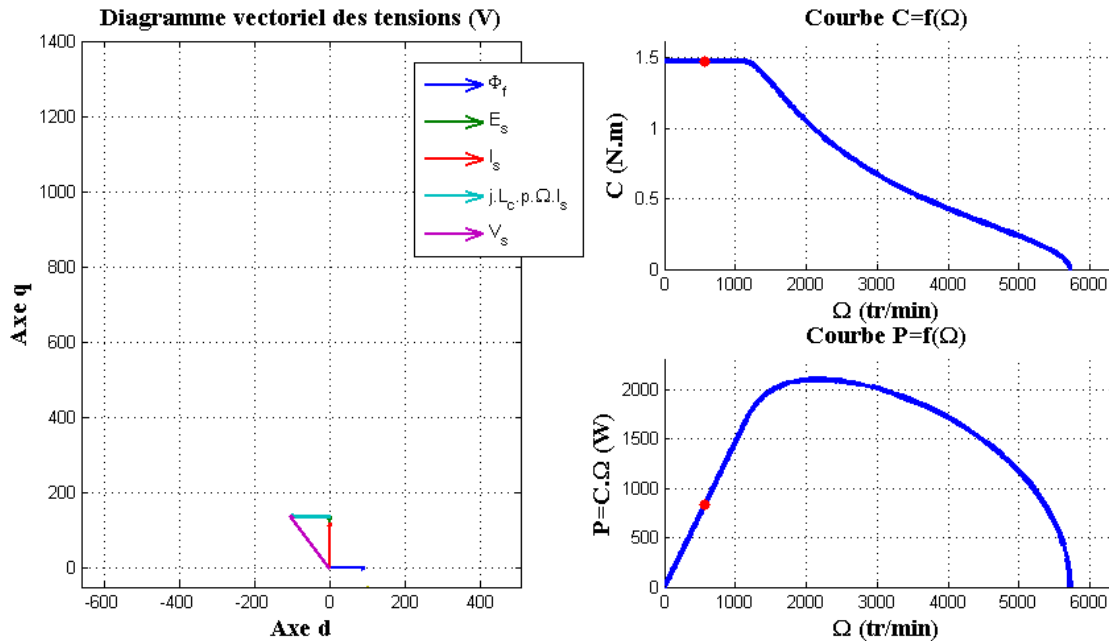
Le réglage de l'angle ψ permet d'élargir la zone de fonctionnement. Comme nous l'avons montré précédemment, le courant dans l'axe q contrôle directement le couple. Le courant dans l'axe d nous permettra, quant à lui, d'élargir la zone de fonctionnement en vitesse. En partant de la vitesse nulle, nous augmentons la tension d'alimentation en maintenant, jusqu'à la vitesse de base, le courant à sa valeur nominale et ψ nul (le couple reste constant et la puissance augmente linéairement).



Commande avec défluxage dans le plan dq:

Commande avec ψ non nul

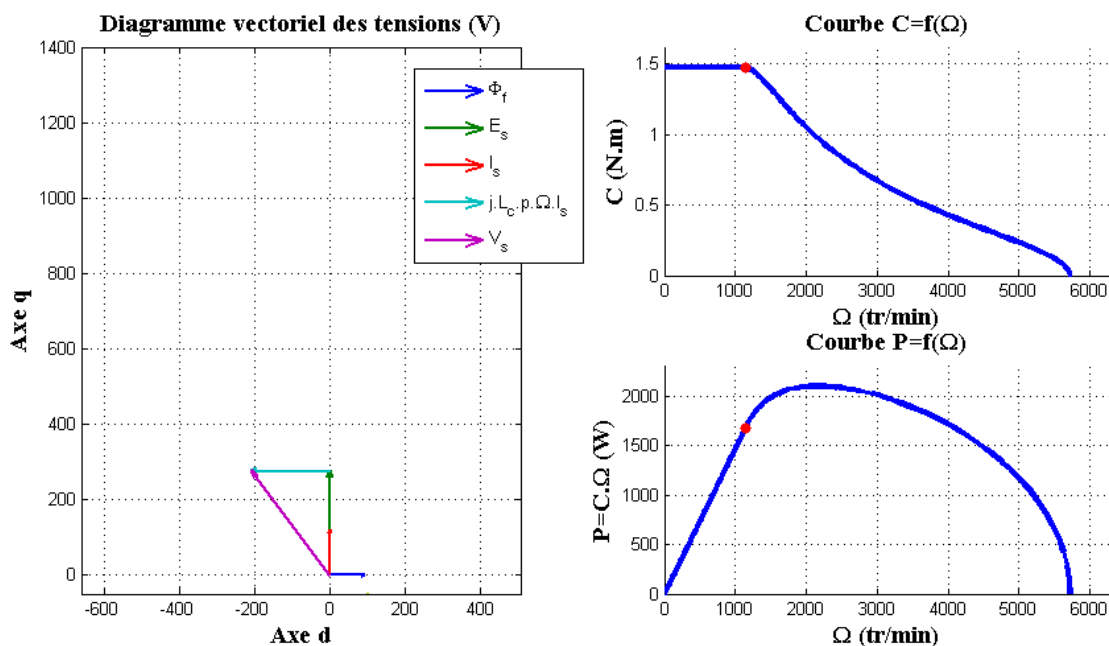
Le réglage de l'angle ψ permet d'élargir la zone de fonctionnement. Comme nous l'avons montré précédemment, le courant dans l'axe q contrôle directement le couple. Le courant dans l'axe d nous permettra, quant à lui, d'élargir la zone de fonctionnement en vitesse. En partant de la vitesse nulle, nous augmentons la tension d'alimentation en maintenant, jusqu'à la vitesse de base, le courant à sa valeur nominale et ψ nul (le couple reste constant et la puissance augmente linéairement).



Commande avec défluxage dans le plan dq:

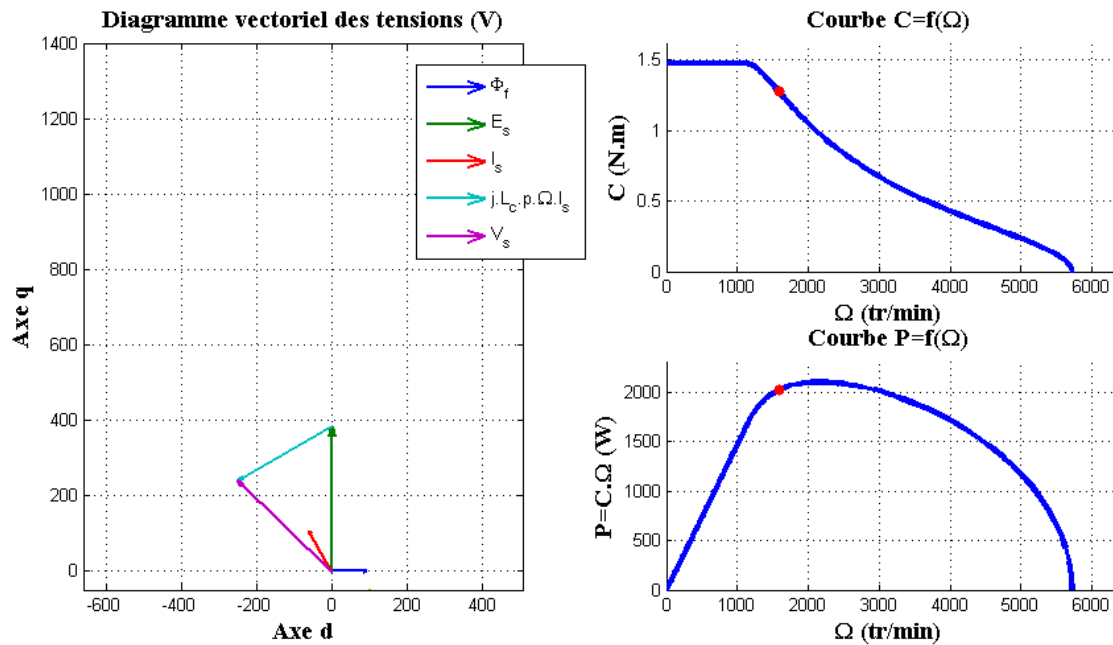
Commande avec ψ non nul

Le réglage de l'angle ψ permet d'élargir la zone de fonctionnement. Comme nous l'avons montré précédemment, le courant dans l'axe q contrôle directement le couple. Le courant dans l'axe d nous permettra, quant à lui, d'élargir la zone de fonctionnement en vitesse. En partant de la vitesse nulle, nous augmentons la tension d'alimentation en maintenant, jusqu'à la vitesse de base, le courant à sa valeur nominale et ψ nul (le couple reste constant et la puissance augmente linéairement).



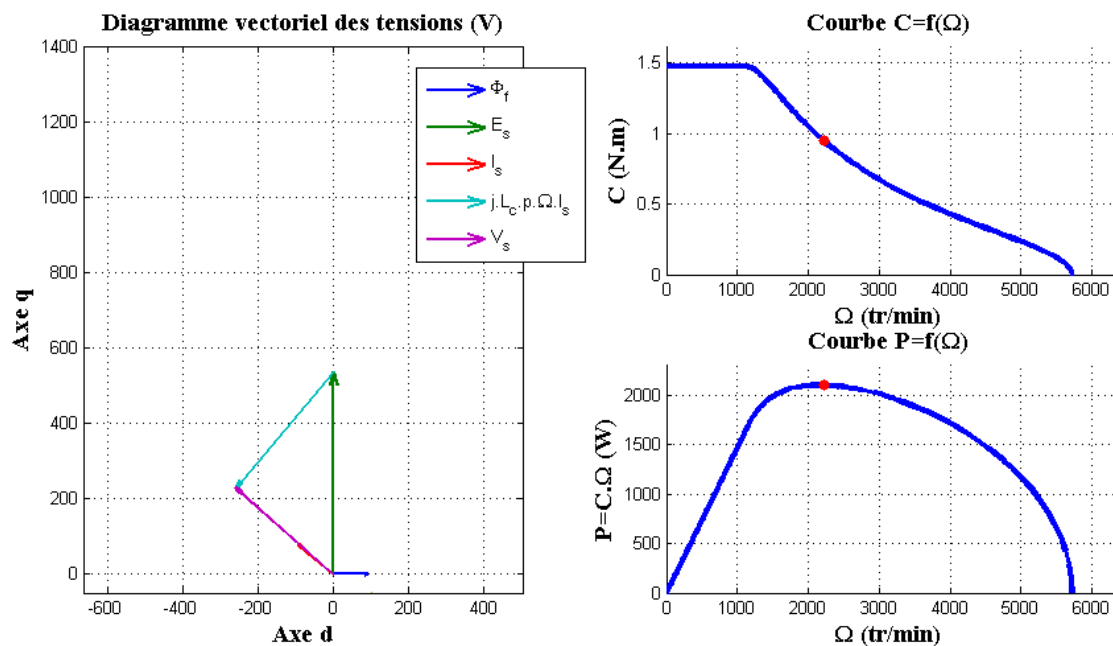
Commande avec défluxage dans le plan dq: Commande avec ψ non nul

Après la vitesse de base, le courant reste égal à sa valeur nominale et nous agissons sur la valeur de ψ . Le couple et la puissance commencent à diminuer.



Commande avec défluxage dans le plan dq: Commande avec ψ non nul

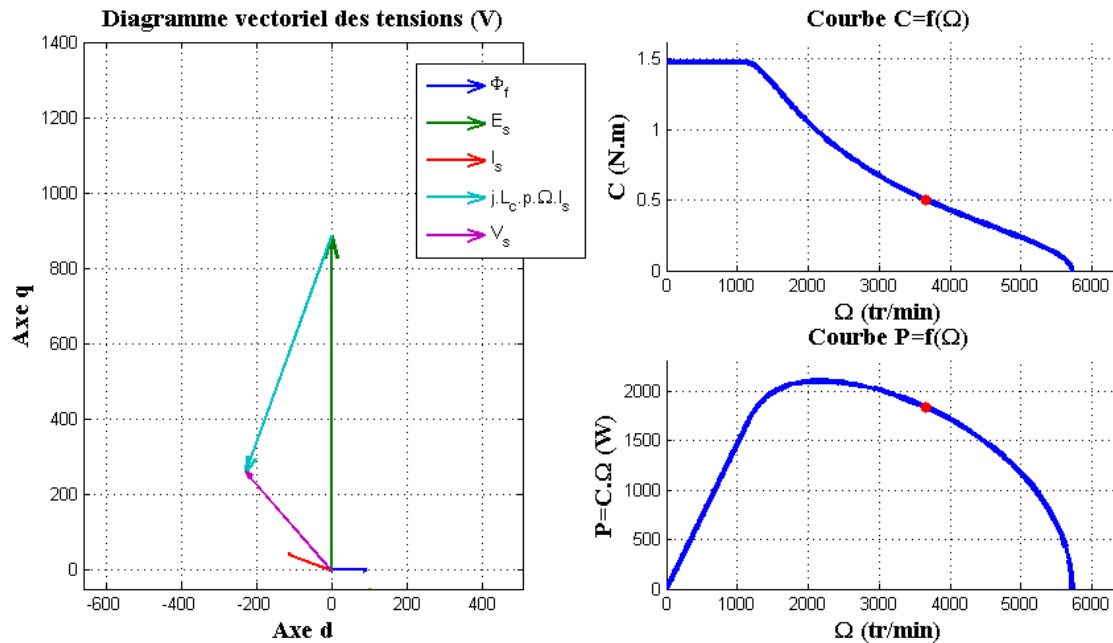
Après la vitesse de base, le courant reste égal à sa valeur nominale et nous agissons sur la valeur de ψ . Le couple et la puissance commencent à diminuer.



Commande avec défluxage dans le plan dq:

Commande avec ψ non nul

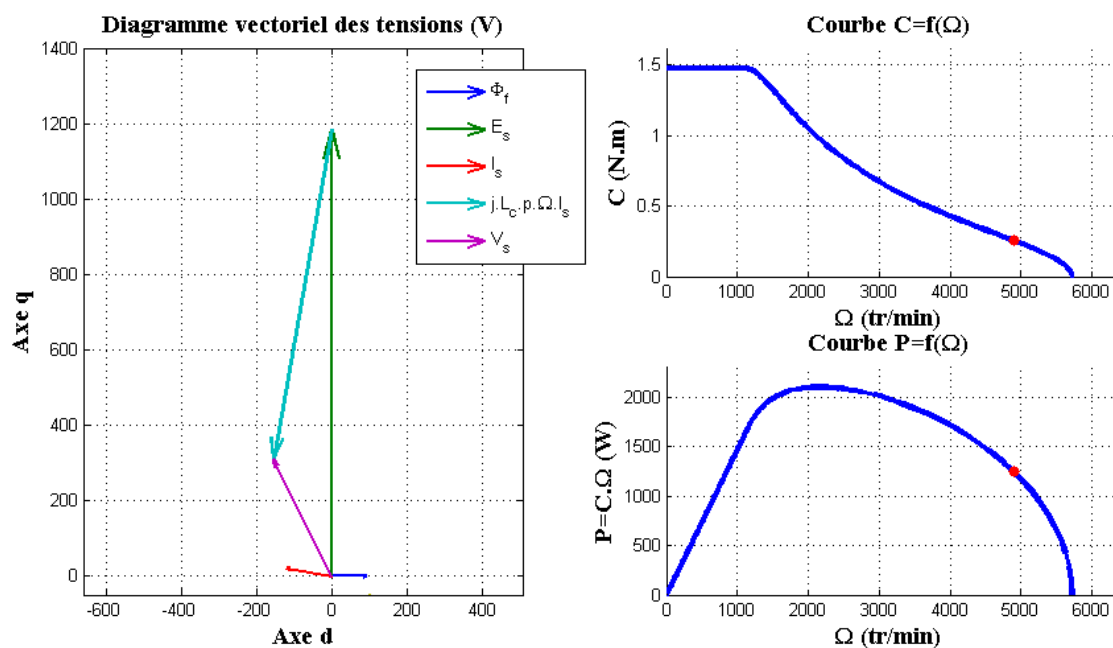
Après la vitesse de base, le courant reste égal à sa valeur nominale et nous agissons sur la valeur de ψ . Le couple et la puissance commencent à diminuer.



Commande avec défluxage dans le plan dq:

Commande avec ψ non nul

Après la vitesse de base, le courant reste égal à sa valeur nominale et nous agissons sur la valeur de ψ . Le couple et la puissance commencent à diminuer.



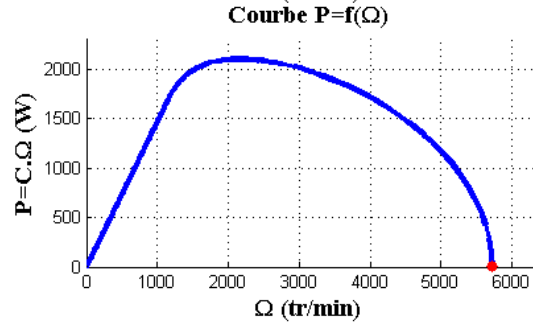
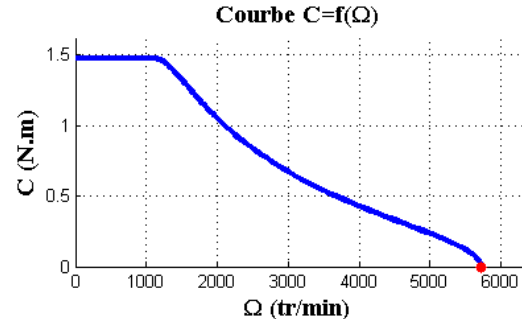
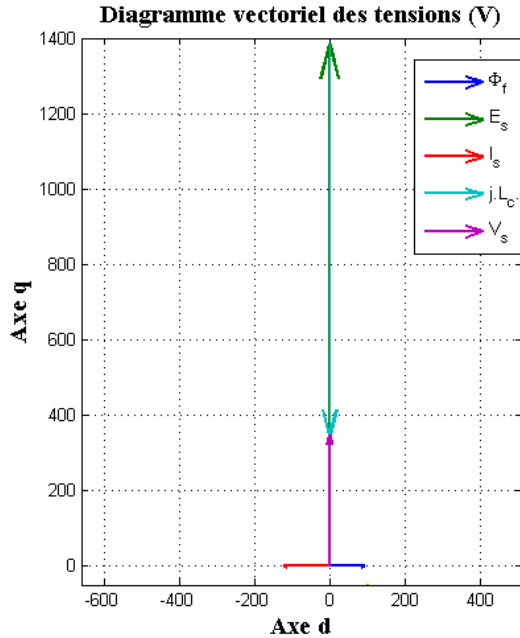
Commande avec défluxage dans le plan dq:

Commande avec ψ non nul

Dès que le courant devient en quadrature avec la fem (ψ nul), le couple s'annule. Dans ce cas, la vitesse maximale est :

$$V_{smax} = E_{smax} - p\Omega_{max}L_cI_{sn} = \sqrt{3}p\phi\Omega_{max} - p\Omega_{max}L_cI_{sn}$$

$$\Omega_{max} = \frac{V_{smax}}{p(\sqrt{3}\phi - L_cI_{sn})}$$



Commande avec défluxage dans le plan dq:

Commande avec ψ non nul

Trouver la variation de la vitesse et de l'angle ψ :

Première méthode : relations dans un triangle quelconque :

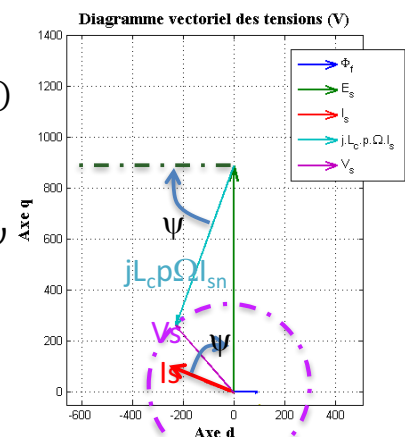
$$V_{smax}^2 = (\sqrt{3}p\phi\Omega)^2 + (p\Omega L_c)^2 I_{sn}^2 - 2\sqrt{3}p\phi\Omega L_c p\Omega I_{sn} \cos\left(\frac{\pi}{2} - \psi\right)$$

$$V_{smax}^2 = (\sqrt{3}p\phi\Omega)^2 + (p\Omega L_c)^2 I_{sn}^2 - 2\sqrt{3}p\phi\Omega L_c p\Omega I_{sn} \sin\psi$$

$$\Omega^2 = \frac{V_{smax}^2 / p^2}{(\sqrt{3}\phi)^2 + (L_c)^2 I_{sn}^2 - 2\sqrt{3}p\phi L_c I_{sn} \sin\psi}$$

D'où,

$$\sin\psi = \frac{((\sqrt{3}\phi)^2 + (L_c)^2 I_{sn}^2)(p\Omega)^2 - V_{smax}^2}{2\sqrt{3}p\phi\Omega L_c p\Omega I_{sn}}$$



L'angle ψ varie avec la vitesse.

Deuxième méthode : Nous pouvons retrouver l'expression de la tension maximale et celle de $\sin \psi$:

$$\underline{V}_s = V_d + jV_q$$

$$V_d = -p\Omega L_c I_q$$

$$V_q = p\Omega L_c I_d + p\Omega\sqrt{3}\phi$$

$$V_s^2 = V_d^2 + V_q^2 = (-L_c p\Omega I_q)^2 + (L_c p\Omega I_d + \sqrt{3}p\Omega\phi)^2$$

Or,

$$\begin{cases} I_d = -I_s \sin\psi \\ I_q = I_s \cos\psi \end{cases}$$

$$V_{smax}^2 = (p\Omega_b L_c)^2 I_{sn}^2 \cos^2\psi + (p\Omega_b L_c)^2 I_{sn}^2 \sin^2\psi + (\sqrt{3}p\phi\Omega)^2 - 2\sqrt{3}p\phi\Omega L_c p\Omega I_{sn} \sin\psi$$

$$V_{smax}^2 = (p\Omega_b L_c)^2 I_{sn}^2 + (\sqrt{3}p\phi\Omega)^2 - 2\sqrt{3}p\phi\Omega L_c p\Omega I_{sn} \sin\psi$$

$$\sin\psi = \frac{((\sqrt{3}\phi)^2 + (L_c)^2 I_{sn}^2)(p\Omega)^2 - V_{smax}^2}{2\sqrt{3}p\phi\Omega L_c p\Omega I_{sn}}$$

Dans le cas où la vitesse est égale à la vitesse de base,

L'angle ψ est encore nul :

$$\sin\psi = \frac{((\sqrt{3}\phi)^2 + (L_c)^2 I_{sn}^2)(p\Omega)^2 - V_{smax}^2}{2\sqrt{3}p\phi\Omega L_c p\Omega I_{sn}} = 0$$

$$\Omega_b = \frac{V_{smax}}{p\sqrt{(\sqrt{3}\phi)^2 + (L_c I_{sn})^2}}$$

Dans le cas où la vitesse est égale à la vitesse maximale, $\sin\psi$ est égal à 1 :

$$\sin\psi = \frac{((\sqrt{3}\phi)^2 + (L_c)^2 I_{sn}^2)(p\Omega_{max})^2 - V_{smax}^2}{2\sqrt{3}p\phi\Omega L_c p\Omega_{max} I_{sn}} = 1$$

$$((\sqrt{3}\phi)^2 + (L_c)^2 I_{sn}^2)(p\Omega_{max})^2 - V_{smax}^2 = 2\sqrt{3}p\phi\Omega_{max} L_c p\Omega I_{sn}$$

$$((\sqrt{3}\phi)^2 + (L_c)^2 I_{sn}^2)(p\Omega_{max})^2 - 2\sqrt{3}p\phi\Omega_{max} L_c p\Omega I_{sn} = V_{smax}^2$$

$$(\sqrt{3}\phi - L_c I_{sn})^2 = V_{smax}^2$$

$$\Omega_{max} = \frac{V_{smax}}{p(\sqrt{3}\phi - L_c I_{sn})}$$

Nous pouvons réécrire autrement la variation de l'angle ψ ,

$$\sin\psi = \frac{((\sqrt{3}\phi)^2 + (L_c)^2 I_{sn}^2)(p\Omega)^2 - V_{smax}^2}{2\sqrt{3}p\phi\Omega L_c p\Omega I_{sn}}$$

$$\sin\psi = V_{smax}^2 \frac{\left(\frac{((\sqrt{3}\phi)^2 + (L_c)^2 I_{sn}^2)}{V_{smax}^2}\right)(p\Omega)^2 - 1}{2\sqrt{3}\phi L_c I_{sn}(p\Omega)^2}$$

Pour une vitesse variant entre la vitesse de base et la vitesse maximale :

$$\sin\psi = V_{smax}^2 \frac{\left(\frac{1}{(p\Omega_b)^2}\right)(p\Omega)^2 - 1}{2\sqrt{3}\phi L_c I_{sn}(p\Omega)^2} = \frac{V_{smax}^2}{2\sqrt{3}\phi L_c I_{sn}(p\Omega)^2} \frac{((p\Omega)^2 - (p\Omega_b)^2)}{(p\Omega_b)^2}$$

137

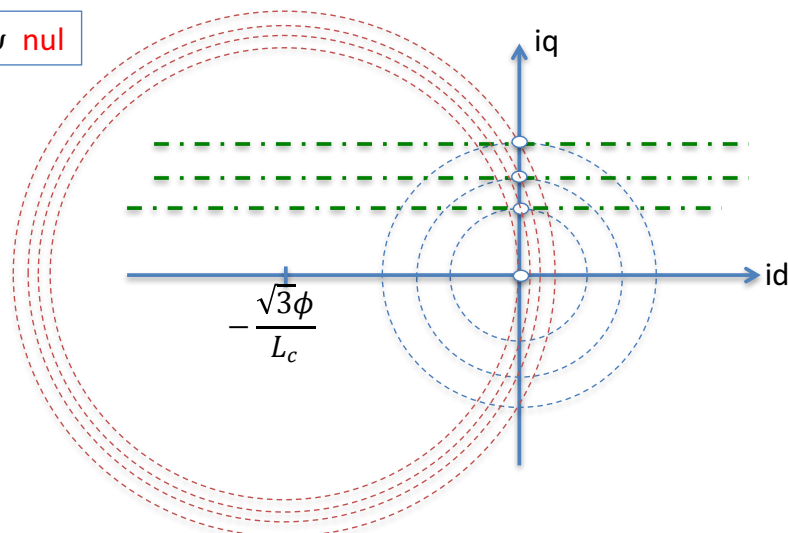
Nous pouvons réécrire autrement l'expression suivante :

$$V_s^2 = V_d^2 + V_q^2 = (-L_c p\Omega I_q)^2 + (L_c p\Omega I_d + \sqrt{3}p\Omega\phi)^2$$

$$1 = \frac{I_q^2}{\left(\frac{V_s}{L_c p\Omega}\right)^2} + \frac{\left(I_d + \frac{\sqrt{3}\phi}{L_c}\right)^2}{\left(\frac{V_s}{L_c p\Omega}\right)^2}$$

$$I_s^2 = I_d^2 + I_q^2$$

$$I_q = \frac{C}{p\sqrt{3}\phi}$$



138

Commande avec défluxage dans le plan dq:

Nous pouvons réécrire autrement l'expression suivante :

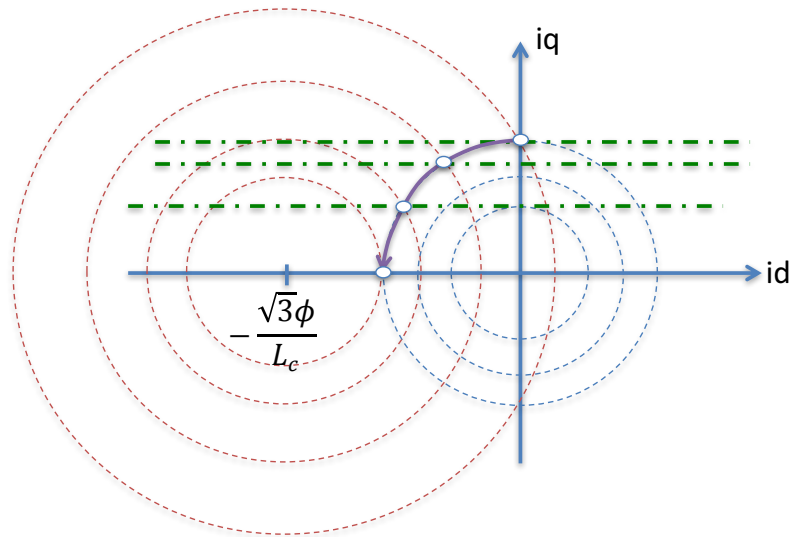
$$V_s^2 = V_d^2 + V_q^2 = (-L_c p \Omega I_q)^2 + (L_c p \Omega I_d + \sqrt{3} p \Omega \phi)^2$$

$$1 = \frac{I_q^2}{\left(\frac{V_s}{L_c p \Omega}\right)^2} + \frac{\left(I_d + \frac{\sqrt{3}\phi}{L_c}\right)^2}{\left(\frac{V_s}{L_c p \Omega}\right)^2}$$

$$I_s^2 = I_d^2 + I_q^2$$

$$I_q = \frac{C}{p\sqrt{3}\phi}$$

Commande avec ψ non nul



139

Les machines à réluctance variable à double saillance

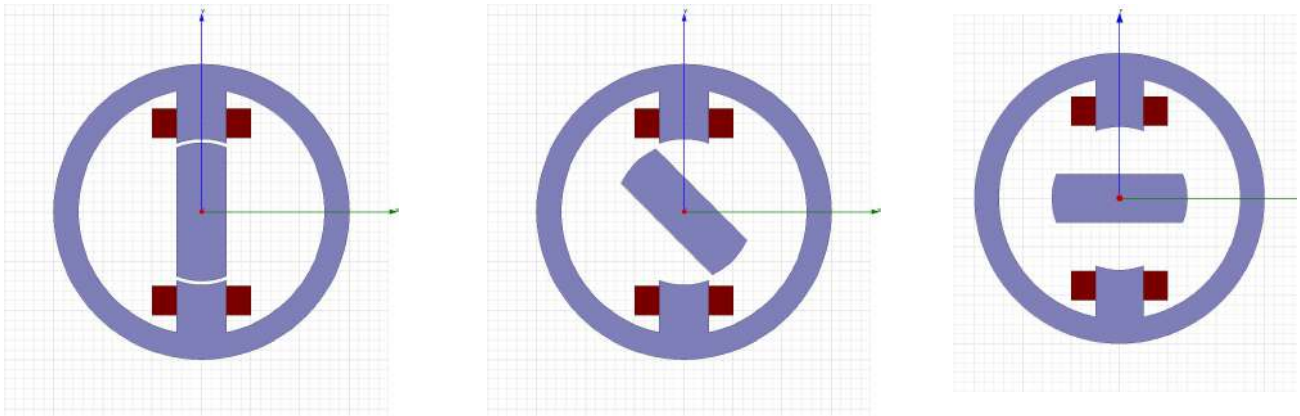
140

Structures à réluctance variable

Les structures électromagnétiques de base d'une Machine à réluctance variable comportent :

- Un circuit ferromagnétique fixe (le stator)
- Un circuit ferromagnétique tournant (le rotor)
- Des bobines fixes au stator

L'intérêt de ce type machine réside clairement dans la simplicité de la structure et dans la robustesse mécanique et par voie de conséquence, un coût limité.



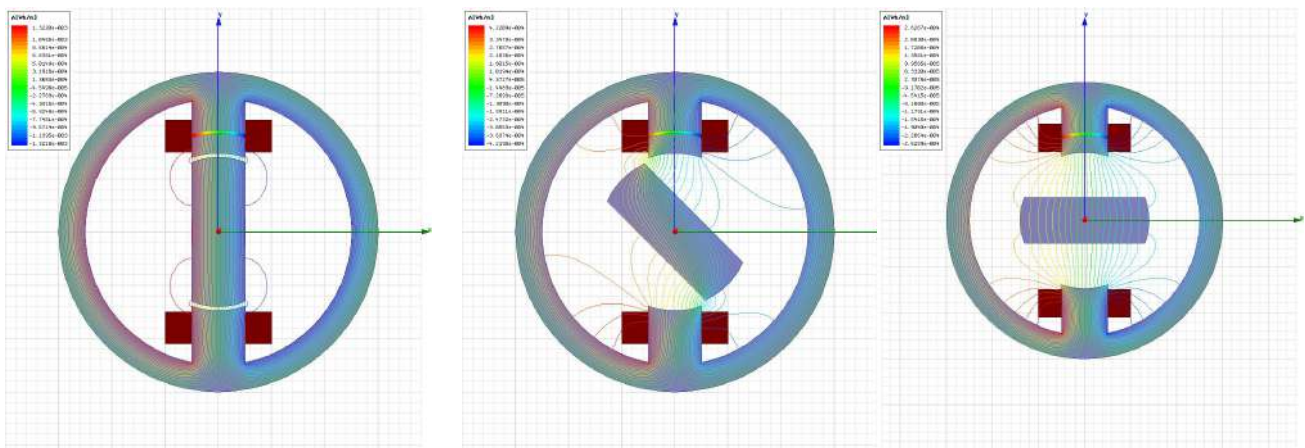
141

Structures à réluctance variable

Les structures électromagnétiques de base d'une Machine à réluctance variable comportent :

- Un circuit ferromagnétique fixe (le stator)
- Un circuit ferromagnétique tournant (le rotor)
- Des bobines fixes au stator

L'intérêt de ce type machine réside clairement dans la simplicité de la structure et dans la robustesse mécanique et par voie de conséquence, un coût limité.



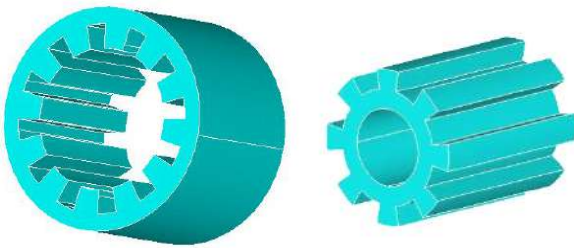
142

3- Structures à réluctance variable

Les structures électromagnétiques de base d'une Machine à réluctance variable comportent :

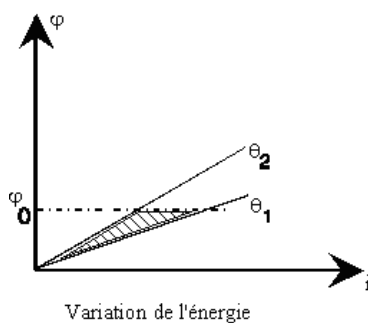
- Un circuit ferromagnétique fixe (le stator)
- Un circuit ferromagnétique tournant (le rotor)
- Des bobines fixes au stator

L'intérêt de ce type machine réside clairement dans la simplicité de la structure et dans la robustesse mécanique et par voie de conséquence, un coût limité.

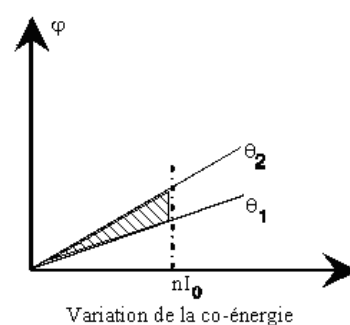


Comportement dans le cas de non-saturation magnétique : Fonctionnement en linéaire

Pour chaque position du rotor, le flux varie linéairement en fonction du courant



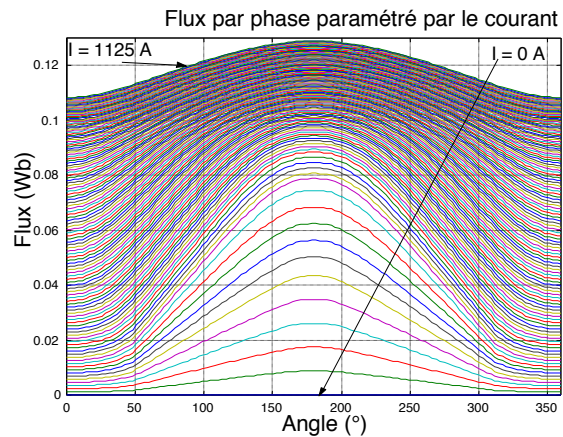
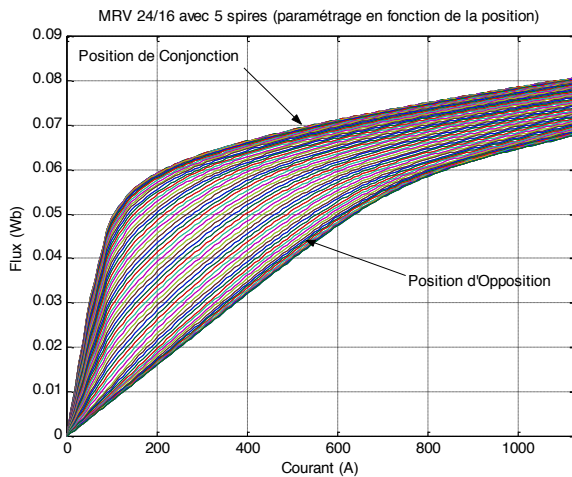
$$c = \left(\frac{\partial W'_m}{\partial \theta} \right)_{i=cte}$$



$$c = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta}$$

Dans le cas de saturation magnétique :

A forts champs magnétiques, le circuit magnétique sature (le flux ne varie plus proportionnellement au courant).

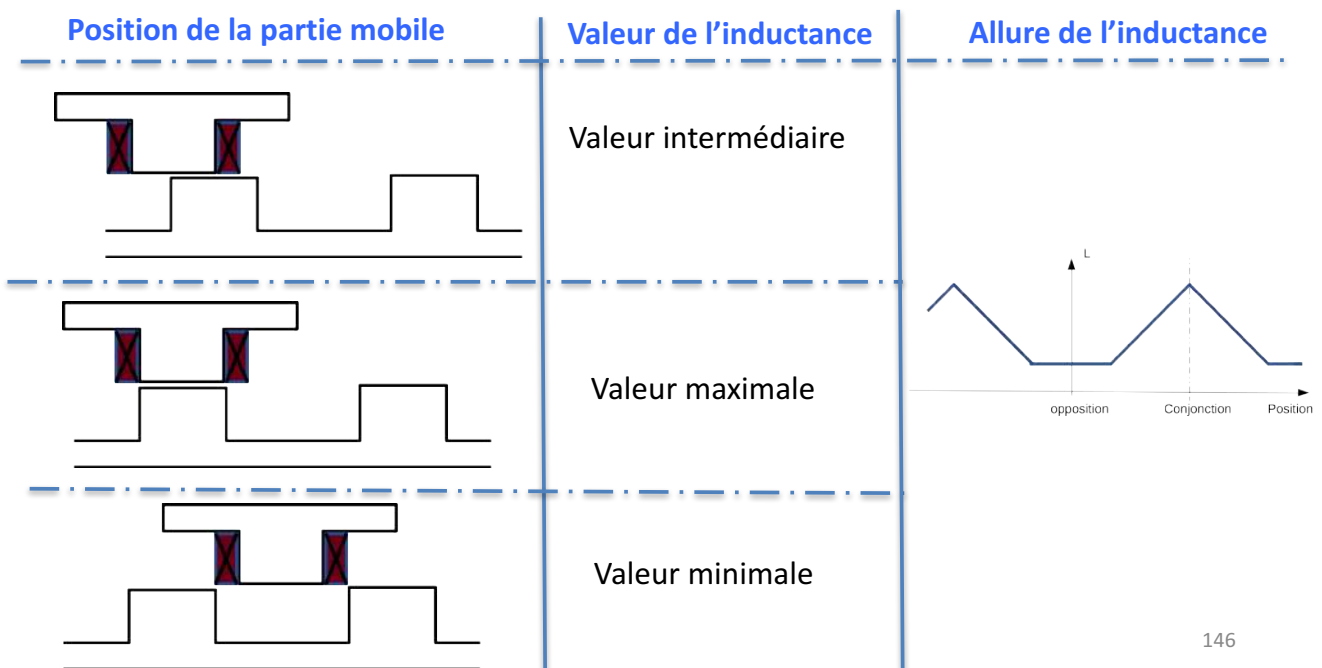


$$c = \left(\frac{\partial W_m}{\partial \theta} \right)_{i=cte}$$

145

Allures des inductances

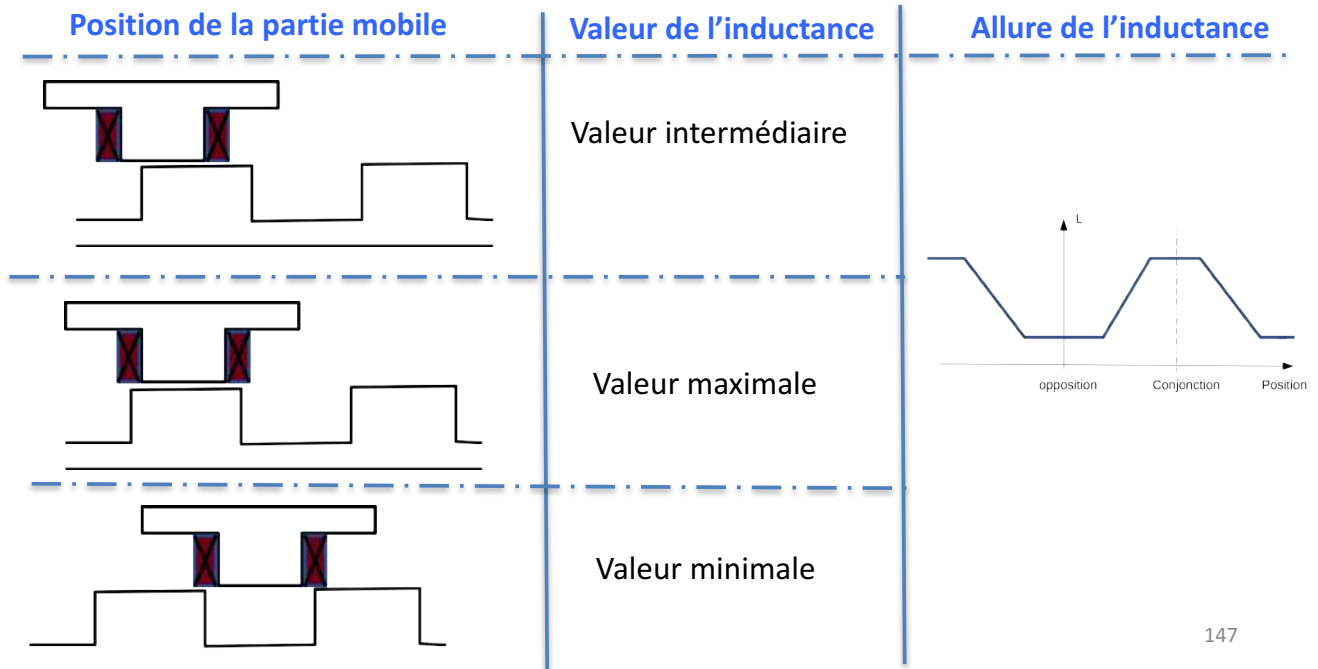
Dans le cas de non saturation magnétique, le flux varie linéairement en fonction du courant. Lors de la rotation du rotor, l'inductance du bobinage varie entre ses deux valeurs extrêmes.



146

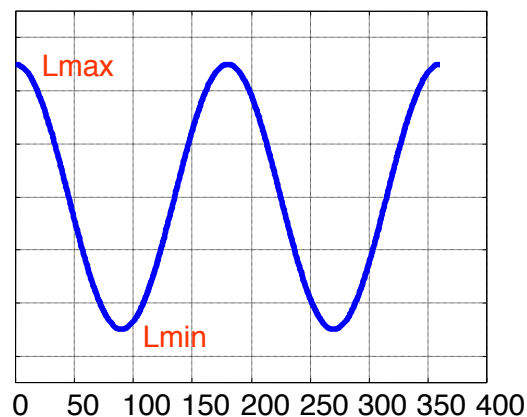
Allures des inductances

L'allure de l'inductance varie avec la forme du circuit magnétique et particulièrement avec les ouvertures angulaires. En effet, l'augmentation de la largeur des dents rotoriques montre ci-dessous une allure modifiée.



147

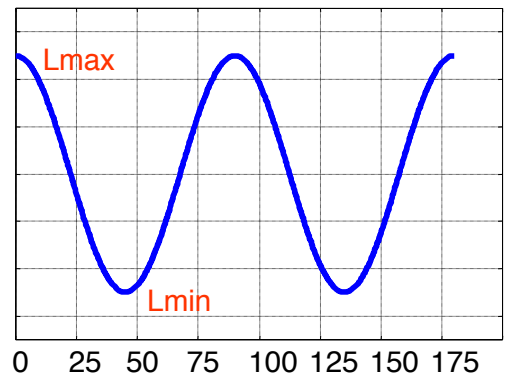
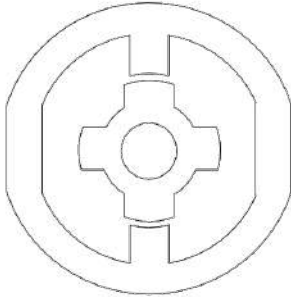
Pour cette étude simplifiée, nous ne retiendrons que le fondamental de cette fonction périodique. Ceci nous aidera dans la compréhension des phénomènes sans rien perdre sur la valeur moyenne du couple électromagnétique. Seule l'allure du couple instantanée change.



Il est aisé de montrer que la valeur moyenne du couple ne dépend que des valeurs extrêmes de l'inductance.

148

Lors de la rotation du rotor, l'inductance du bobinage varie entre ses deux valeurs extrêmes. La variation est périodique et le nombre de périodes par tour mécanique dépend du nombre de dents rotoriques.



Si $N_r=4$, une période de l'inductance s'obtient au bout d'une rotation de 45° .

Un modèle simplifié des variations de l'inductance peut être établi :

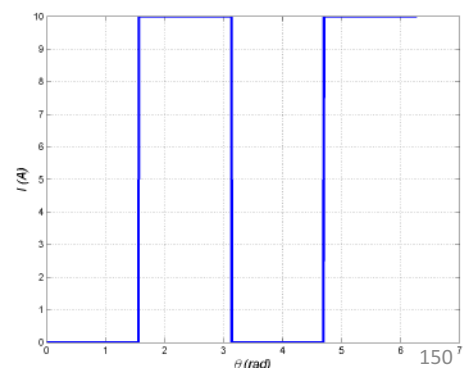
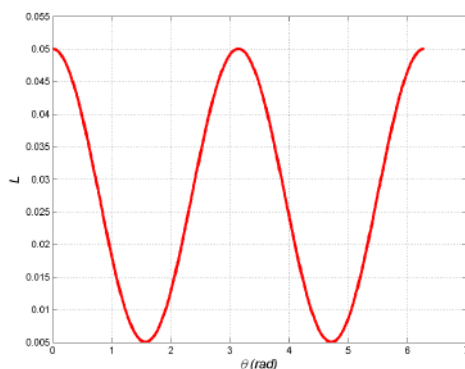
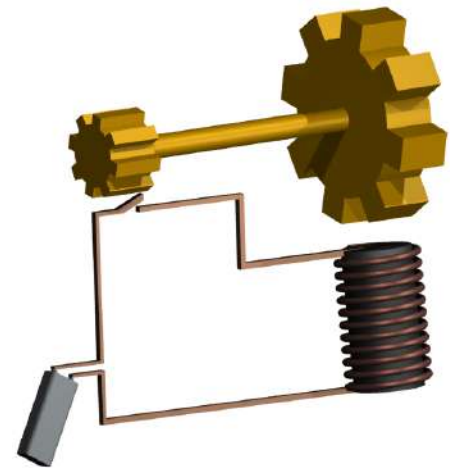
$$L = \frac{(L_{max} + L_{min})}{2} + \frac{(L_{max} - L_{min})}{2} \cos N_r \theta$$

149

Comment alimenter cette structure ?

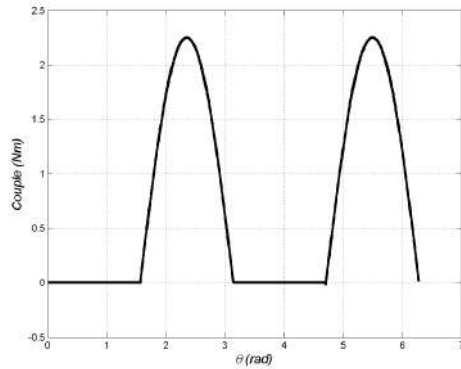
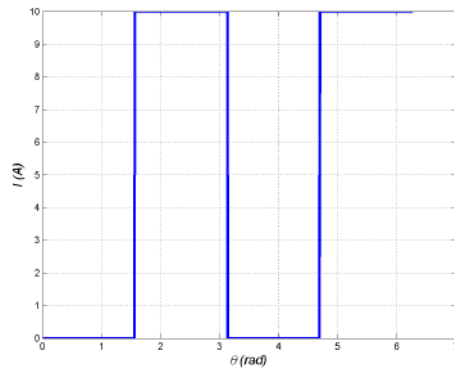
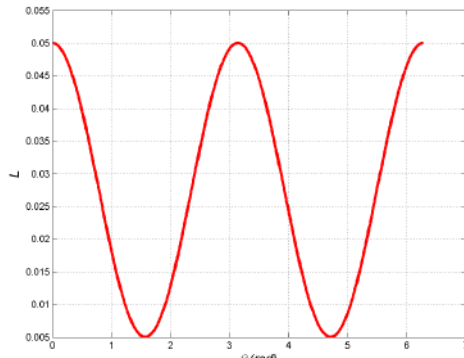
Notre objectif est de maximiser le couple moyen à pertes joules minimales. L'injection d'un courant constant ne permet pas de développer un couple avec une valeur moyenne non nulle. Il faut donc un courant variable d'une façon synchrone par rapport à la rotation du rotor.

Le montage ci-contre est une machine à réluctance autopilotée : grâce à la petite roue dentée, la fermeture et l'ouverture de l'interrupteur se font d'une façon synchronisée par rapport à la rotation de la grande roue dentée. Nous pouvons ainsi injecter du courant pendant l'augmentation de l'inductance et l'annuler pendant sa décroissance (voir figures ci-dessous)



Comment alimenter cette structure ?

Ci-dessous, nous traitons le cas où N_r est égal à 2.

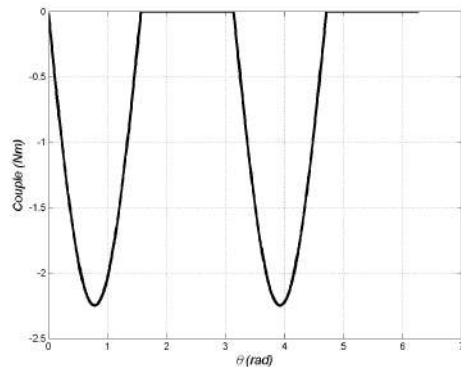
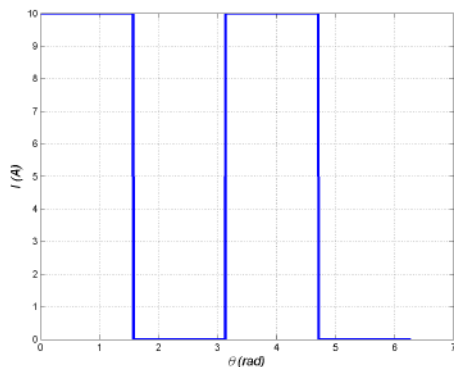
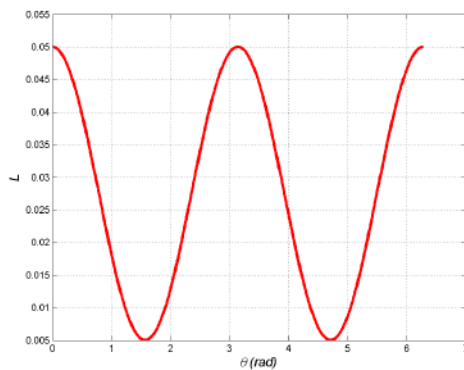


$$L = \frac{(L_{max} + L_{min})}{2} + \frac{(L_{max} - L_{min})}{2} \cos N_r \theta$$

$$W_m = W_m' = \frac{1}{2} L i^2 \quad c = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta}$$

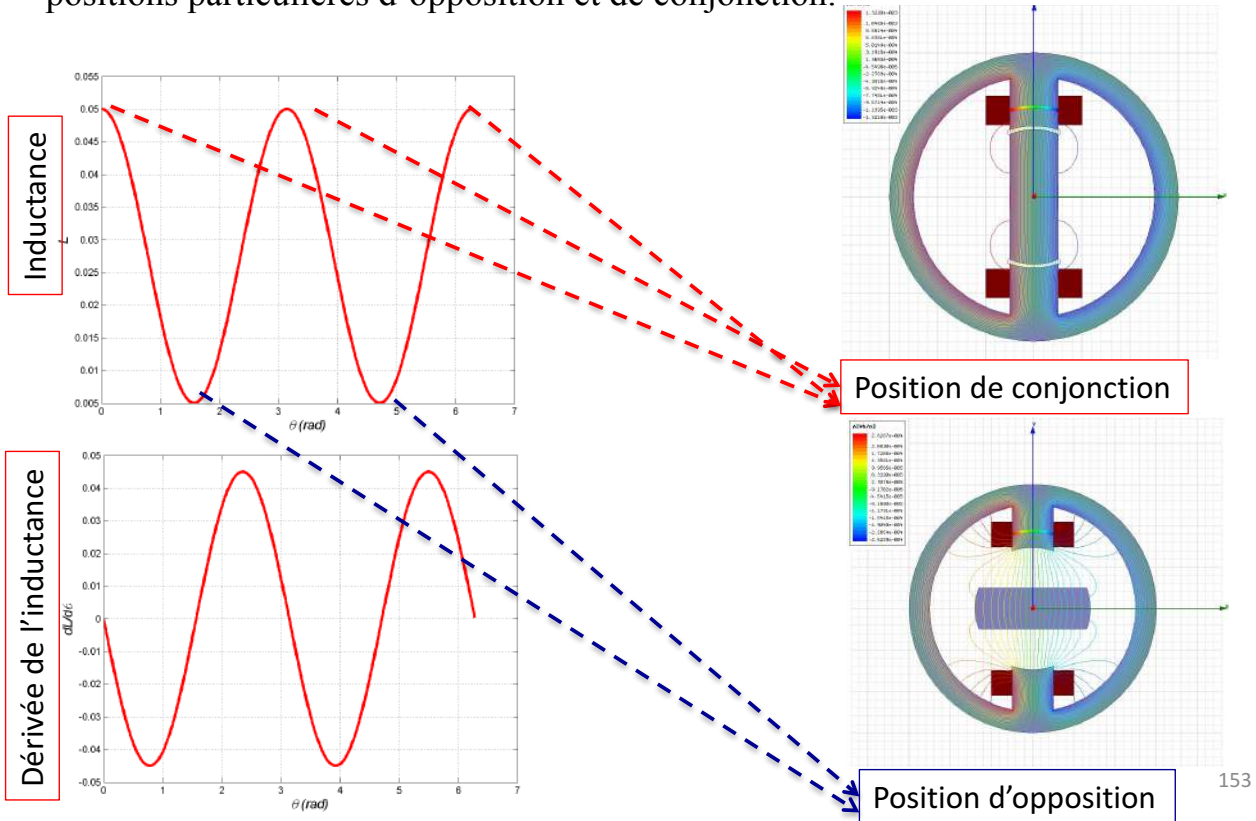
Ce courant permet de développer un couple avec une valeur moyenne positive. Le couple obtenu est fortement ondulé et il présente des points « morts » : le démarrage n'est pas garanti. 151

Nous pouvons décaler le courant afin d'inverser le sens de la rotation.



Ce courant permet de développer un couple avec une valeur moyenne négative.

Ce couple est fortement ondulé et il présente des points « morts » : le démarrage n'est pas garanti. En effet, dès que la dérivée de l'inductance s'annule, le couple s'annule aussi et ceci quelque soit la valeur du courant. Ceci correspond aux deux positions particulières d'opposition et de conjonction.

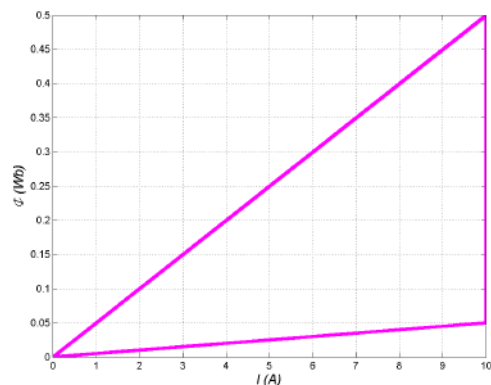
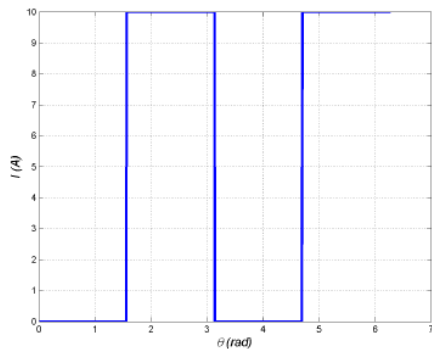


153

Le couple moyen se calcule de la façon suivante :

$$C = N_r \frac{\Delta W'_m}{2\pi}$$

$\Delta W'_m$ représente la variation globale de la co-énergie pendant une période électrique. N_r représente le nombre de dents au rotor. Pour le cas de la machine simplifiée $N_r=2$. En traçant la variation du point de fonctionnement dans le plan Flux-courant, nous pouvons déterminer la variation de la co-énergie. La figure ci-dessous montre l'aire correspondante à un créneau de courant de courant de 10A.



Dans ce cas, le couple s'écrit comme suit :

$$C = N_r I^2 \frac{(L_{max} - L_{min})}{4\pi}$$

154

$$C = NrI^2 \frac{(L_{max} - L_{min})}{4\pi} = Nr (NI)^2 \frac{(P_{max} - P_{min})}{4\pi}$$

N est le nombre de spires et P est la perméance.

Ce résultat montre :

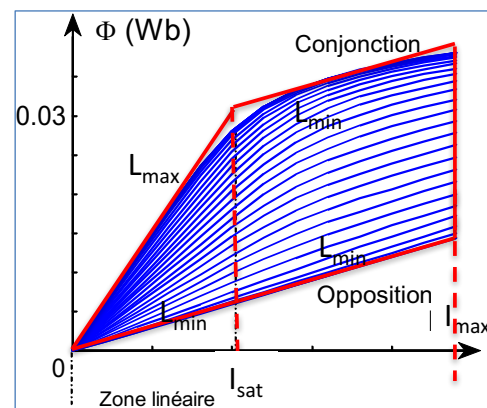
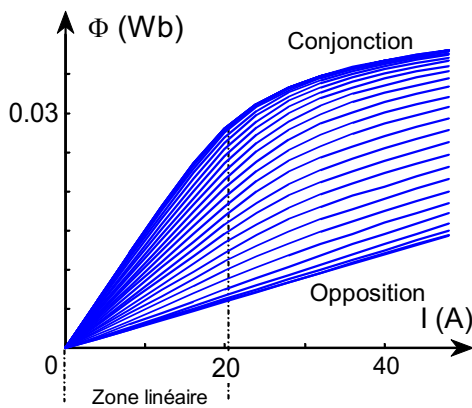
1. Le couple moyen dépend d'une façon quadratique du courant maximal I.
2. Il dépend d'une façon proportionnelle de la différence entre les valeurs maximales et minimales de l'inductance. Cette différence augmente si les réluctances (ou perméances) des positions de conjonction et d'opposition sont très différentes. La limitation de la valeur de l'entrefer en position de conjonction permet de maximiser l'inductance et favorise ainsi la différence entre les inductances maximales et minimales : les machines à réluctance variable nécessitent des entrefers faibles. On minimise aussi la valeur de l'inductance par un bon choix des ouvertures angulaires des dents statoriques et rotoriques. Ce dernier point sera traité plus loin.
3. La formule montre une valeur moyenne proportionnelle au nombre des dents rotoriques. Ce résultat n'est pas exacte car il ne tient pas compte de la variation des inductances en fonction du nombre de dents.

155

Dans le cas d'une machine saturé, le couple moyen se calcule toujours de la façon suivante :

$$C = N_r \frac{\Delta W'_m}{2\pi}$$

Par contre, $\Delta W'_m$ se calcule autrement. Généralement, on utilise un logiciel de calculs numériques avec la méthode des éléments finis. Pour chaque variation de l'angle, on calcule la variation de la co-énergie. En traçant la variation du point de fonctionnement dans le plan Flux-courant, nous pouvons déterminer la variation de la co-énergie. Nous pouvons aussi proposer une approximation comme montrée ci-dessous :



Dans ce cas :

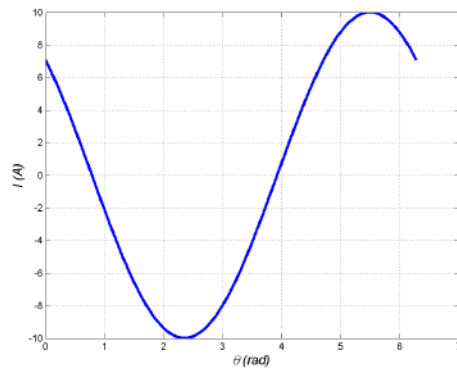
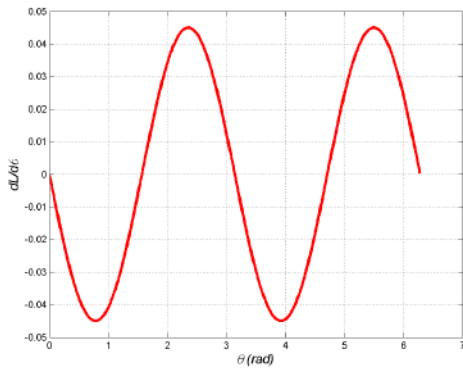
$$\Delta W'_m = \frac{1}{2} (L_{max} - L_{min}) I_{sat}^2 + (I_{max} - I_{sat}) I_{sat} (L_{max} - L_{min})$$

$$C = \frac{N_r}{4\pi} ((L_{max} - L_{min}) I_{sat}^2 + (I_{max} - I_{sat}) I_{sat} (L_{max} - L_{min}))$$

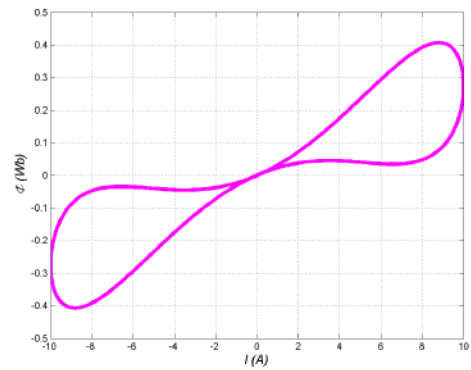
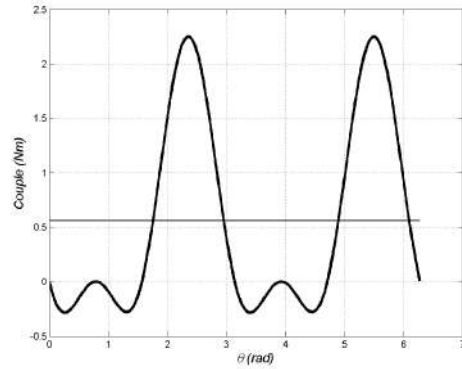
156

Dans le cas d'une alimentation sinusoïdale bien choisie, nous pouvons obtenir un couple avec une valeur moyenne non nulle.

$$i = I_{max} \cos\left(\frac{N_r}{2}\theta + \frac{\pi}{2} - \psi\right)$$



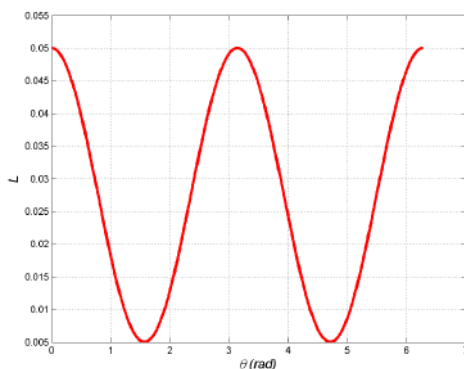
Cas de $\psi = 45^\circ$



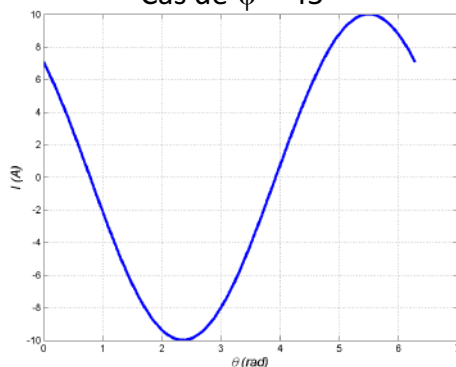
157

Dans le cas d'une alimentation sinusoïdale bien choisie, nous pouvons obtenir un couple avec une valeur moyenne non nulle.

$$i = I_{max} \cos\left(\frac{N_r}{2}\theta + \frac{\pi}{2} - \psi\right)$$



Cas de $\psi = 45^\circ$



$$c = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta}$$

$$c = \frac{1}{2} I_{max}^2 \cos^2\left(\frac{N_r}{2}\theta + \frac{\pi}{2} - \psi\right) N_r \frac{(L_{max} - L_{min})}{2} \cos\left(N_r\theta + \frac{\pi}{2}\right)$$

$$c = \frac{N_r (L_{max} - L_{min})}{2} I_{max}^2 \left[\frac{1}{2} \cos(N_r\theta + \pi - 2\psi) + \frac{1}{2} \cos\left(N_r\theta + \frac{\pi}{2}\right) \right]$$

$$c = \frac{N_r (L_{max} - L_{min})}{2} I_{max}^2 \left[\frac{1}{2} \cos\left(N_r\theta + \frac{\pi}{2}\right) + \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} \cos\left(2N_r\theta + \frac{3\pi}{2} - 2\psi\right) + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\pi}{2} - 2\psi\right) \right] \right]$$

Le couple moyen :

$$C = \frac{N_r (L_{max} - L_{min})}{2} I_{max}^2 \left[\frac{1}{4} \cos\left(\frac{\pi}{2} - 2\psi\right) \right]$$

Dans le cas où $N_r = 2$:

$$C = \frac{(L_{max} - L_{min})}{8} I_{max}^2 \left[\cos\left(\frac{\pi}{2} - 2\psi\right) \right]$$

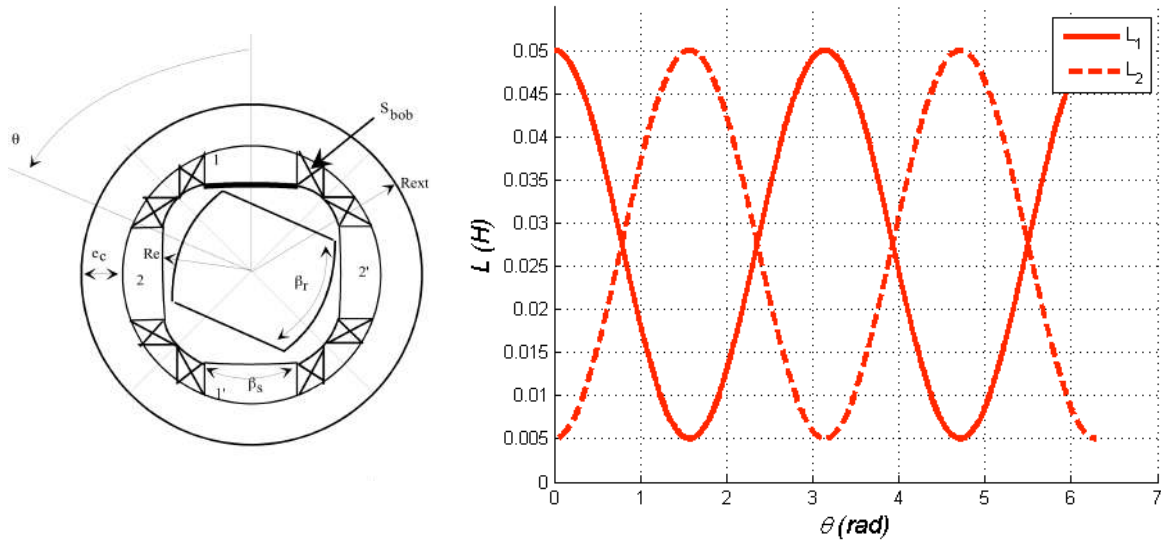
Le couple moyen maximal est obtenu pour $\psi = 45^\circ$:

$$C = \frac{(L_{max} - L_{min})}{8} I_{max}^2$$

158

Comment se comportent les machines à RV à deux phases ?

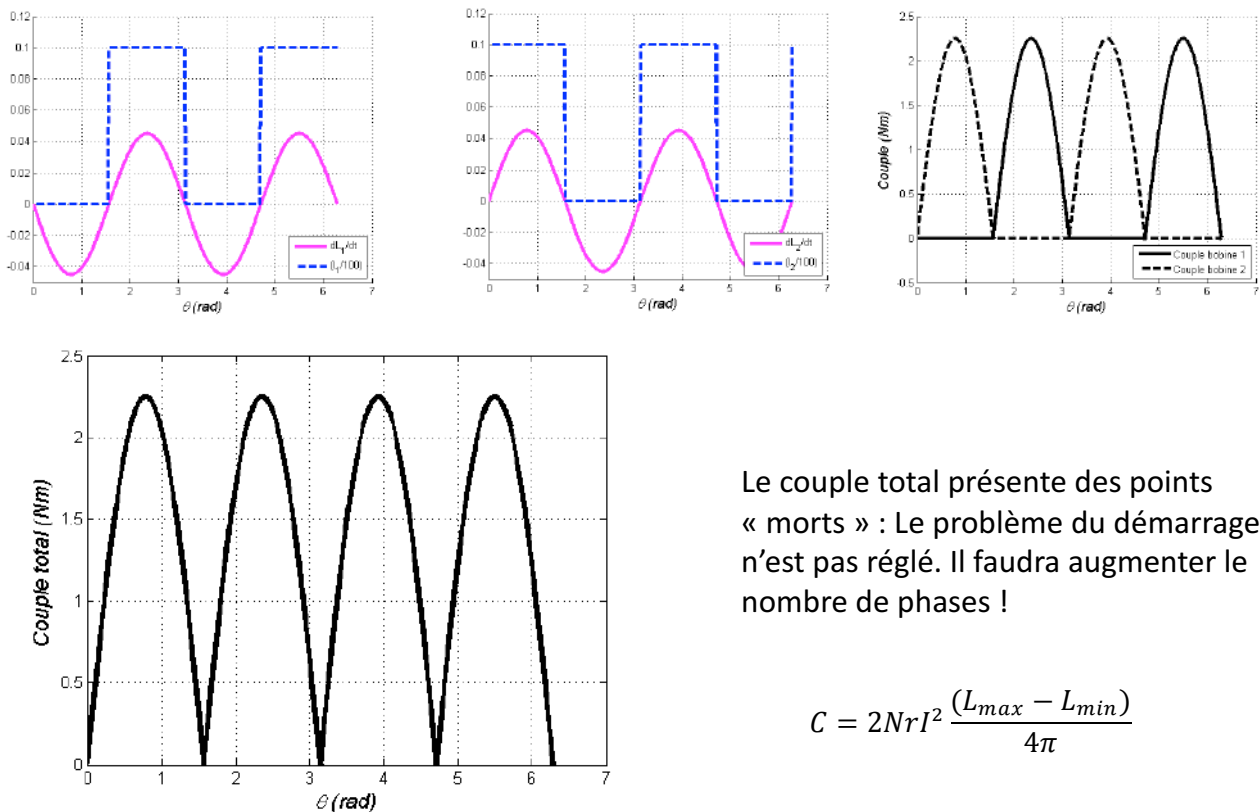
Afin d'essayer de régler le démarrage des machines à réluctance variable, nous pouvons augmenter le nombre de phases. Dans la structure proposée, la mutuelle entre phases est nulle.



$$c = \frac{1}{2} i_1^2 \frac{dL_1}{d\theta} + \frac{1}{2} i_2^2 \frac{dL_2}{d\theta}$$

159

Comment se comportent les machines à RV à deux phases ?

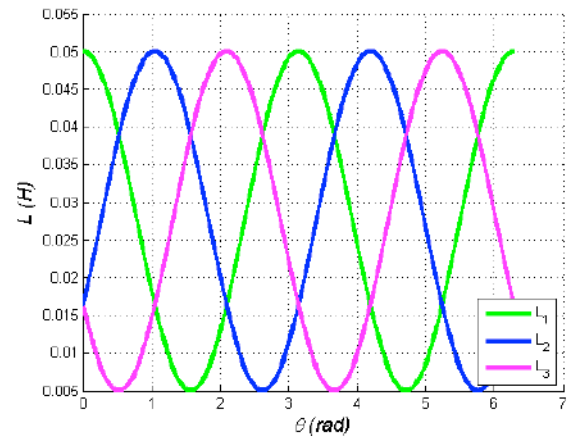
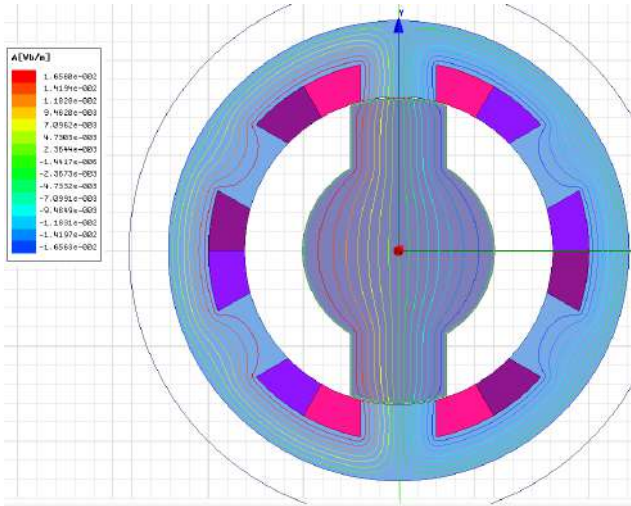


Le couple total présente des points « morts » : Le problème du démarrage n'est pas réglé. Il faudra augmenter le nombre de phases !

$$C = 2NrI^2 \frac{(L_{max} - L_{min})}{4\pi}$$

160

Comment se comportent les machines à RV à trois phases ?



Le bobinage classique des MRV nous permet de dire que les trois phases sont magnétiquement découplées : les mutuelles sont nulles.
Le couple est donc constitué de trois termes :

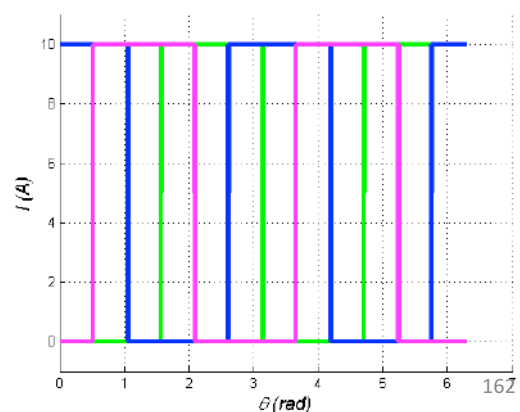
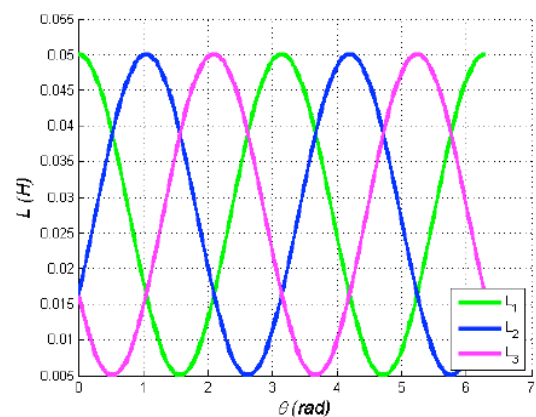
$$c = \underbrace{\frac{1}{2} i_1^2 \frac{dL_1}{d\theta}}_{\text{couple de réductance}} + \underbrace{\frac{1}{2} i_2^2 \frac{dL_2}{d\theta}}_{\text{couple de réductance}} + \underbrace{\frac{1}{2} i_3^2 \frac{dL_3}{d\theta}}_{\text{couple de réductance}}$$

161

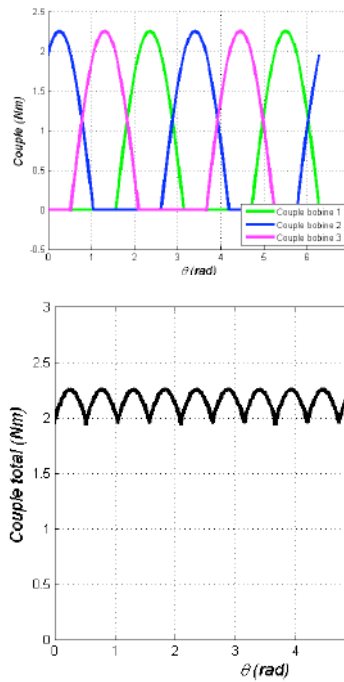
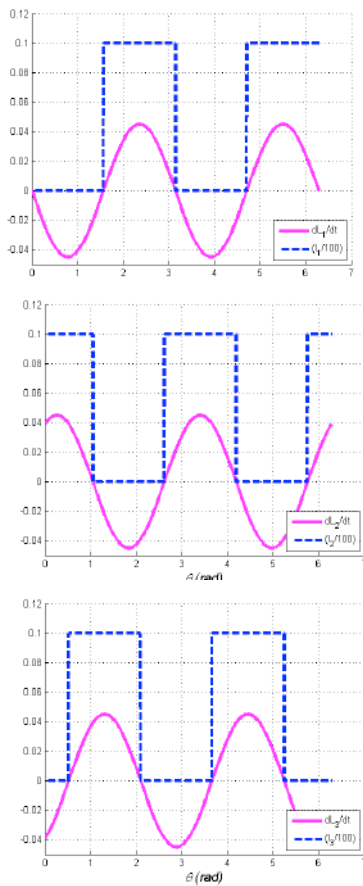
Comment se comportent les machines à RV à trois phases ?

Les MRV triphasées sont classiquement alimentées par des courants en créneaux décalés de 120° .

Afin de créer un couple positif, le courant est injecté pendant la dérivée positive de chaque inductance.



Comment se comportent les machines à RV à trois phases ?

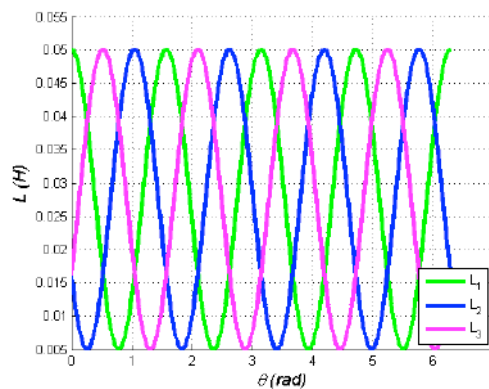
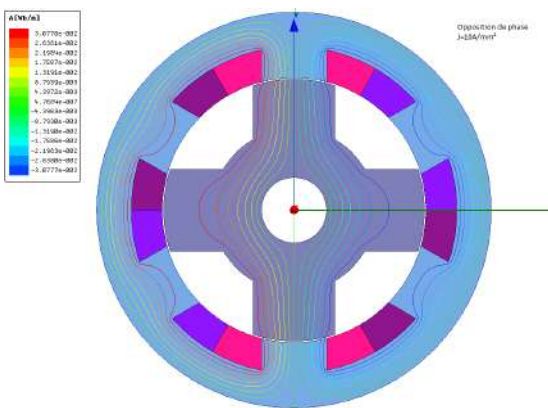


Le couple total ne présente plus des points « morts » : Le problème du démarrage est réglé.

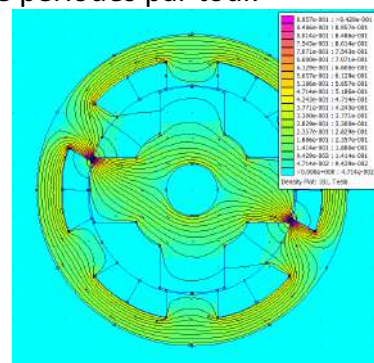
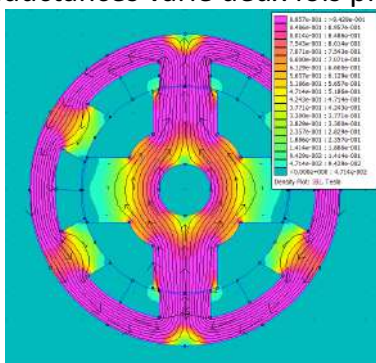
$$C = 3NrI^2 \frac{(L_{max} - L_{min})}{4\pi}$$

163

Comment se comportent les machines à RV à trois phases à quatre dents au rotor ?

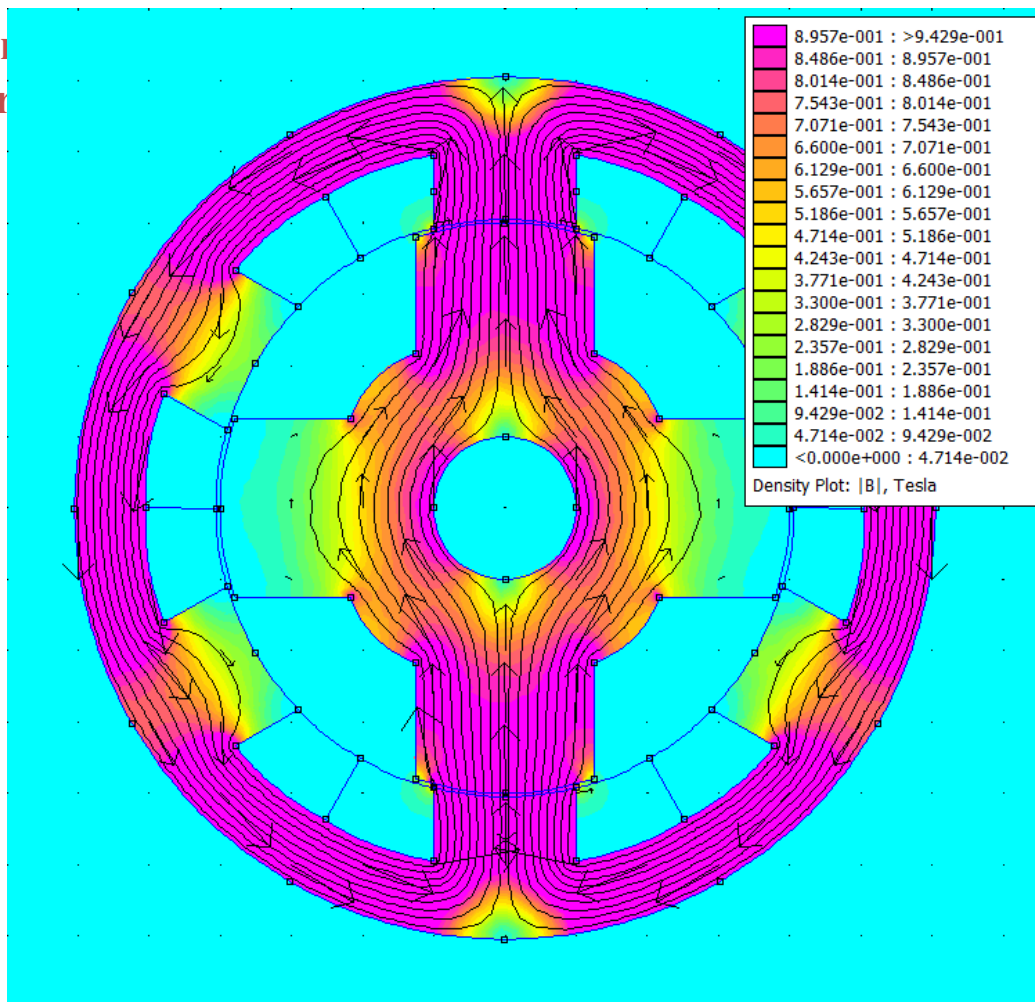


Les inductances varient deux fois plus vite : elles ont quatre périodes par tour.

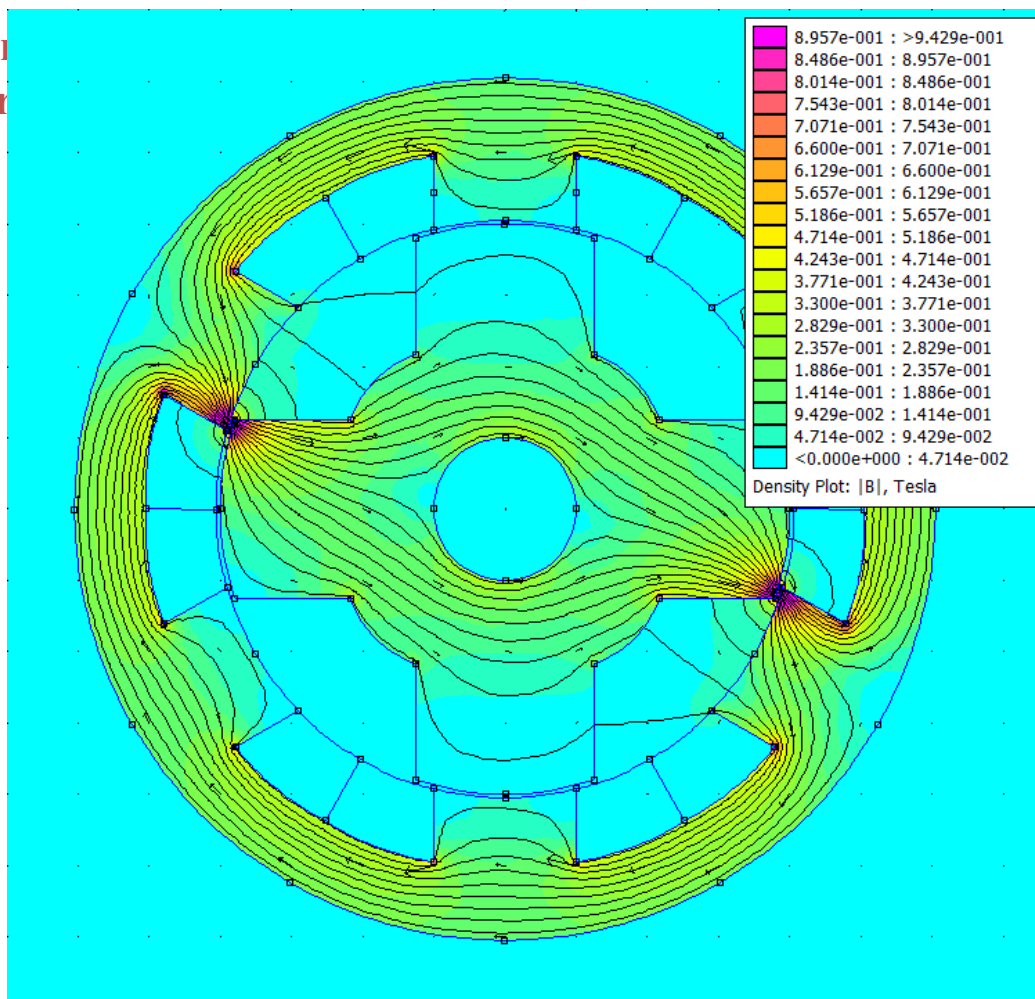


164

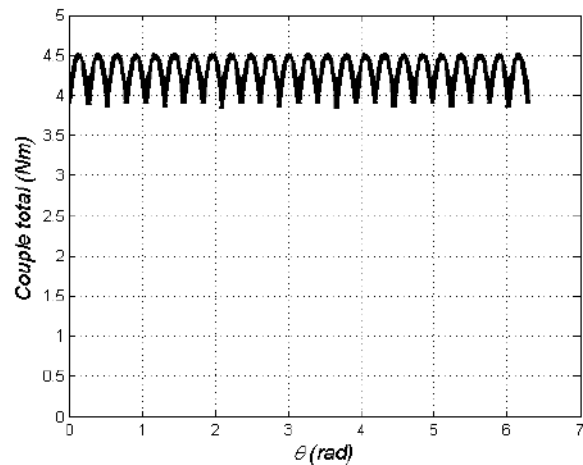
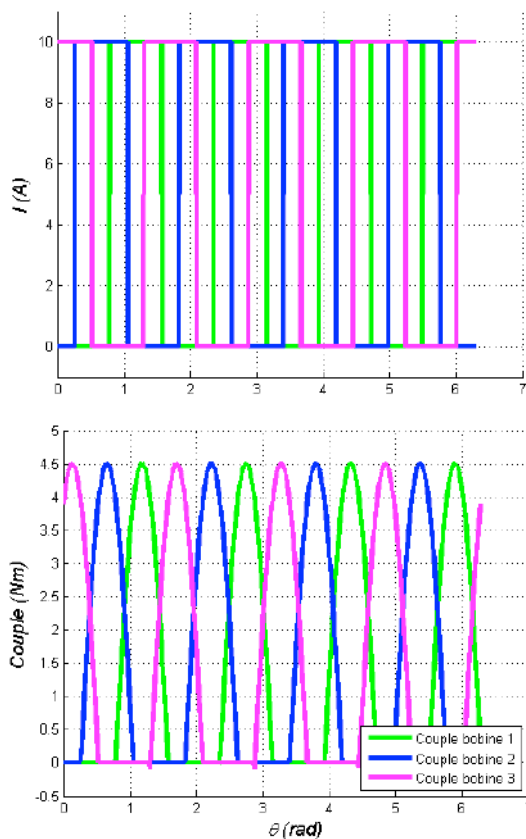
Com
quatr



Com
quatr



Comment se comportent les machines à RV à trois phases à quatre dents au rotor ?



En augmentant le nombre de dents au rotor, le couple moyen augmente. Ceci suppose que les valeurs des inductances ne changent pas :

$$C = 3NrI^2 \frac{(L_{max} - L_{min})}{4\pi}$$

167

Différentes structures de MRV

Le nombre de dents au stator et au rotor ainsi que le nombre de phases déterminent la structure de la machine.

Pour des applications exigeantes, le nombre de phases est généralement supérieur ou égal à trois : $q \geq 3$

Afin d'équilibrer la répartition des forces magnétiques radiales, il est fortement conseillé de choisir un nombre de dents pair.

En effet, au cas où la force radiale globale appliquée sur le rotor n'est pas nulle, les roulements subissent des sollicitations néfastes et fatales.

Le nombre adéquat des dents est choisi selon la règle suivante :

$$PPCM(N_s, N_r) = qN_r$$

168

Différentes structures de MRV

Machines à trois ou quatre phases

| q | N _s | N _r | PPCM | qN _r | Acceptable ? |
|---|----------------|----------------|------|-----------------|--------------|
| 3 | 6 | 2 | 6 | 6 | OK |
| 3 | 6 | 4 | 12 | 12 | OK |
| 3 | 6 | 8 | 24 | 24 | OK |
| 3 | 12 | 2 | 12 | 6 | NON |
| 3 | 12 | 4 | 12 | 12 | OK |
| 3 | 12 | 6 | 12 | 18 | NON |
| 3 | 12 | 8 | 24 | 24 | OK |
| 3 | 12 | 10 | 60 | 30 | NON |
| 3 | 18 | 4 | 36 | 12 | NON |
| 3 | 18 | 6 | 16 | 18 | OK |
| 3 | 18 | 8 | 64 | 24 | NON |

| q | N _s | N _r | PPCM | qN _r | Acceptable ? |
|---|----------------|----------------|------|-----------------|--------------|
| 4 | 8 | 2 | 8 | 8 | OK |
| 4 | 8 | 4 | 8 | 16 | NON |
| 4 | 8 | 6 | 24 | 24 | OK |
| 4 | 8 | 10 | 40 | 40 | OK |
| 4 | 16 | 2 | 16 | 8 | NON |
| 4 | 16 | 4 | 16 | 16 | OK |
| 4 | 16 | 6 | 64 | 24 | NON |
| 4 | 16 | 8 | 16 | 32 | NON |
| 4 | 16 | 10 | 90 | 40 | NON |
| 4 | 16 | 12 | 48 | 48 | OK |

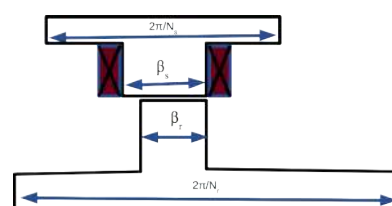
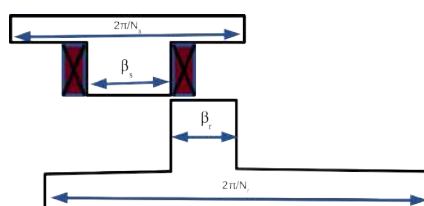
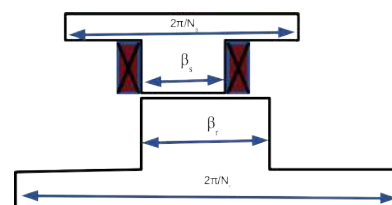
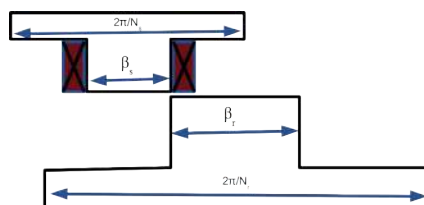
169

Différentes structures de MRV

Machines à trois ou quatre phases

Comment choisir les largeurs des dents statoriques et rotoriques ?

Sur une période électrique, afin d'éviter les trous de couple, pour une machine à q phases, chaque phase doit être en mesure de produire un couple non nul pendant une variation angulaire supérieure ou égale à $2\pi/q$. Ceci correspond à une variation angulaire mécanique égale à $2\pi/qN_r$. Comme montré ci-dessous, la variation de l'inductance et donc la création du couple, durent tant que les dents stator et rotor ne sont pas en conjonction.



Différentes structures de MRV

Machines à trois ou quatre phases

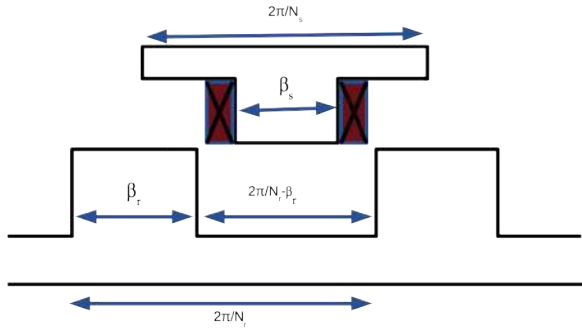
Sachant que la création du couple ne se produit que pendant la variation de l'inductance, il faudrait veiller à avoir :

$$\min(\beta_s, \beta_r) = \frac{2\pi}{qN_r}$$

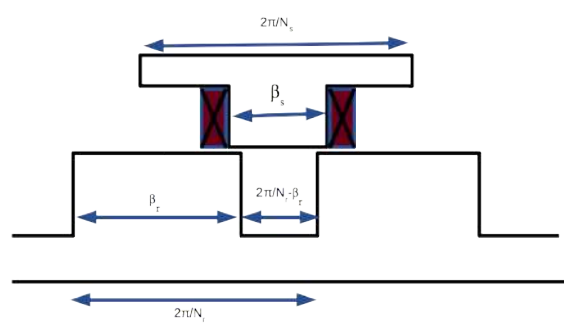
Par ailleurs, afin de maximiser le couple moyen, il faut veiller à avoir L_{\min} très inférieure à L_{\max}

$$C = NrI^2 \frac{(L_{\max} - L_{\min})}{4\pi}$$

Ceci implique que la position d'opposition est nette : la dent statorique peut se loger entre les deux dents rotoriques sans chevauchement.



Géométrie souhaitée



Géométrie à éviter

171

Différentes structures de MRV

Machines à trois ou quatre phases

Cette condition se traduit par :

$$\beta_s \leq \frac{2\pi}{N_r} - \beta_r$$

$$\beta_s + \beta_r \leq \frac{2\pi}{N_r}$$

Dans le cas où le nombre de dents au stator est plus élevé qu'au rotor, l'ouverture angulaire statorique est plus faible que celui rotorique :

$$\begin{cases} \beta_s < \beta_r \\ \min(\beta_s, \beta_r) = \beta_s = \frac{2\pi}{qN_r} \end{cases}$$

Dans le cas où le nombre de dents au rotor est plus élevé qu'au stator, l'ouverture angulaire rotorique est plus faible que celui statorique :

$$\begin{cases} \beta_r < \beta_s \\ \min(\beta_s, \beta_r) = \beta_r = \frac{2\pi}{qN_r} \end{cases}$$

172

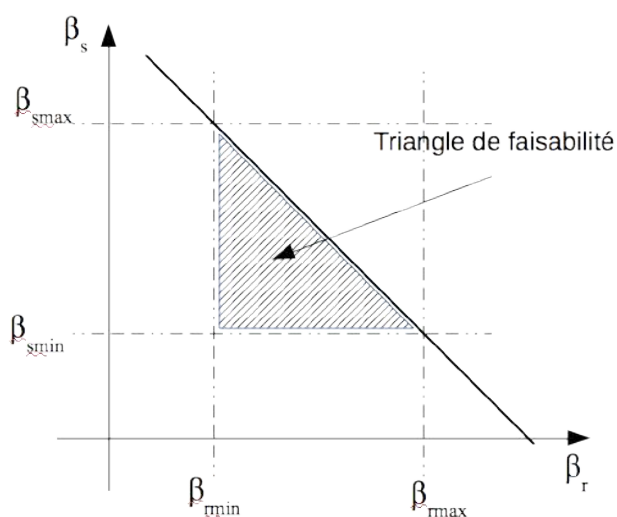
Différentes structures de MRV

Machines à trois ou quatre phases

Les deux relations trouvées précédemment, nous permettent de délimiter le domaine des possibilités pour le choix des ouvertures dentaires statoriques et rotoriques. Une optimisation plus fine, affinera les angles retenus

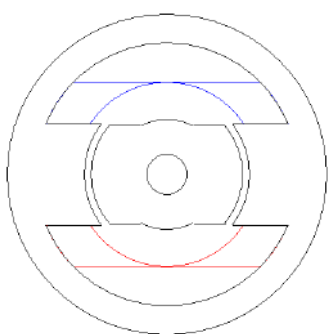
$$\min(\beta_s, \beta_r) = \frac{2\pi}{qN_r}$$

$$\beta_s + \beta_r \leq \frac{2\pi}{N_r}$$

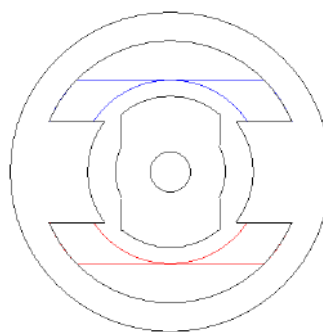


173

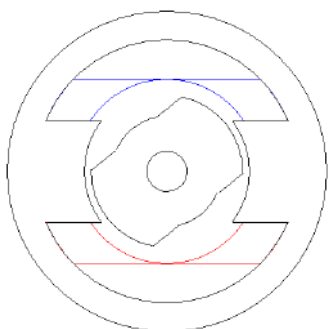
MRV monophasées



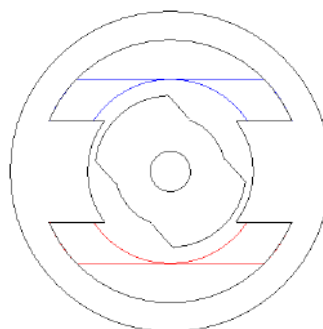
Position de conjonction



Position d'opposition



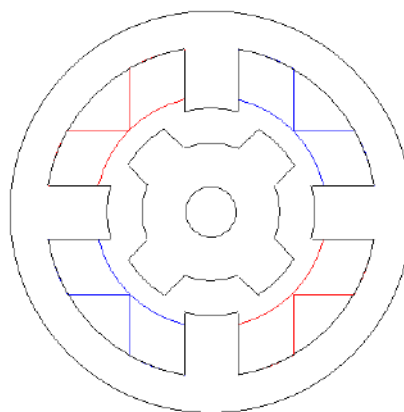
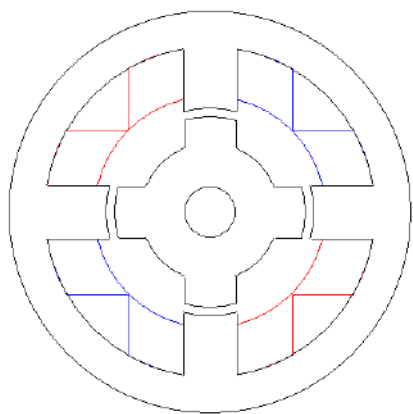
Position intermédiaire



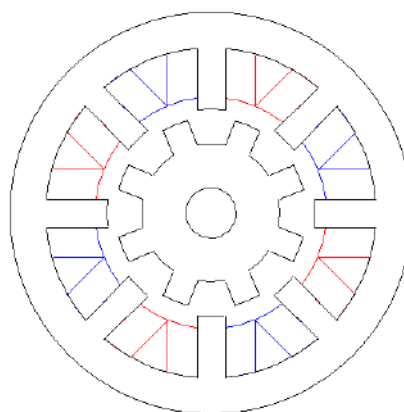
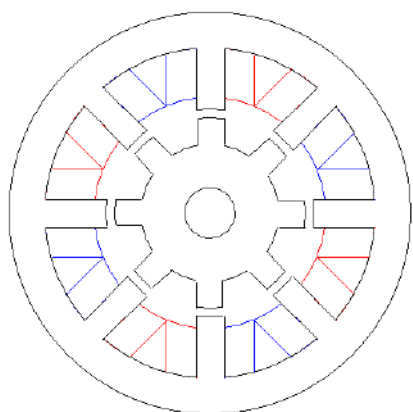
Position intermédiaire

174

MRV monophasées 4/4

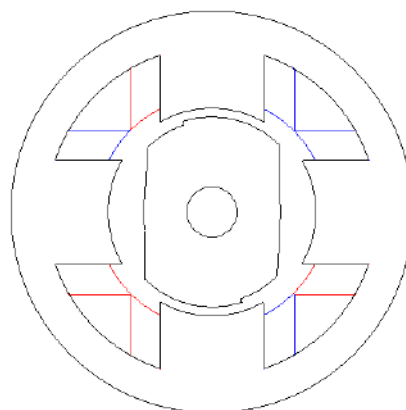
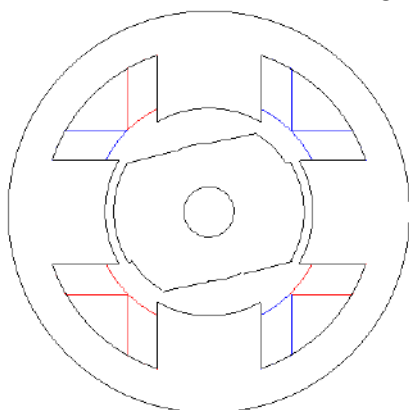


MRV monophasées 8/8

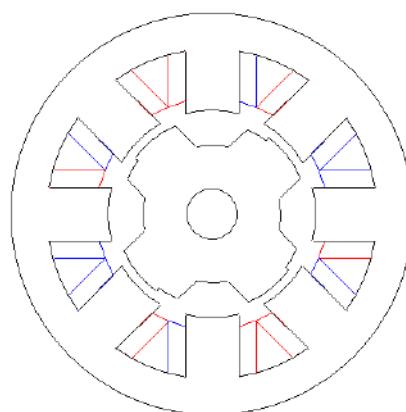
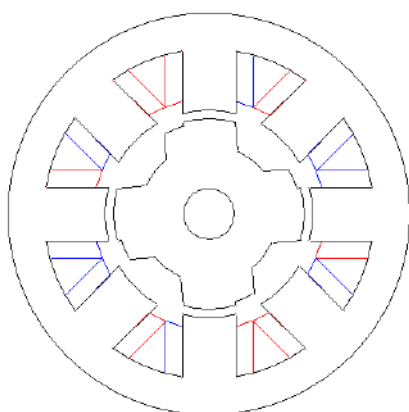


175

MRV diphasées 4/2

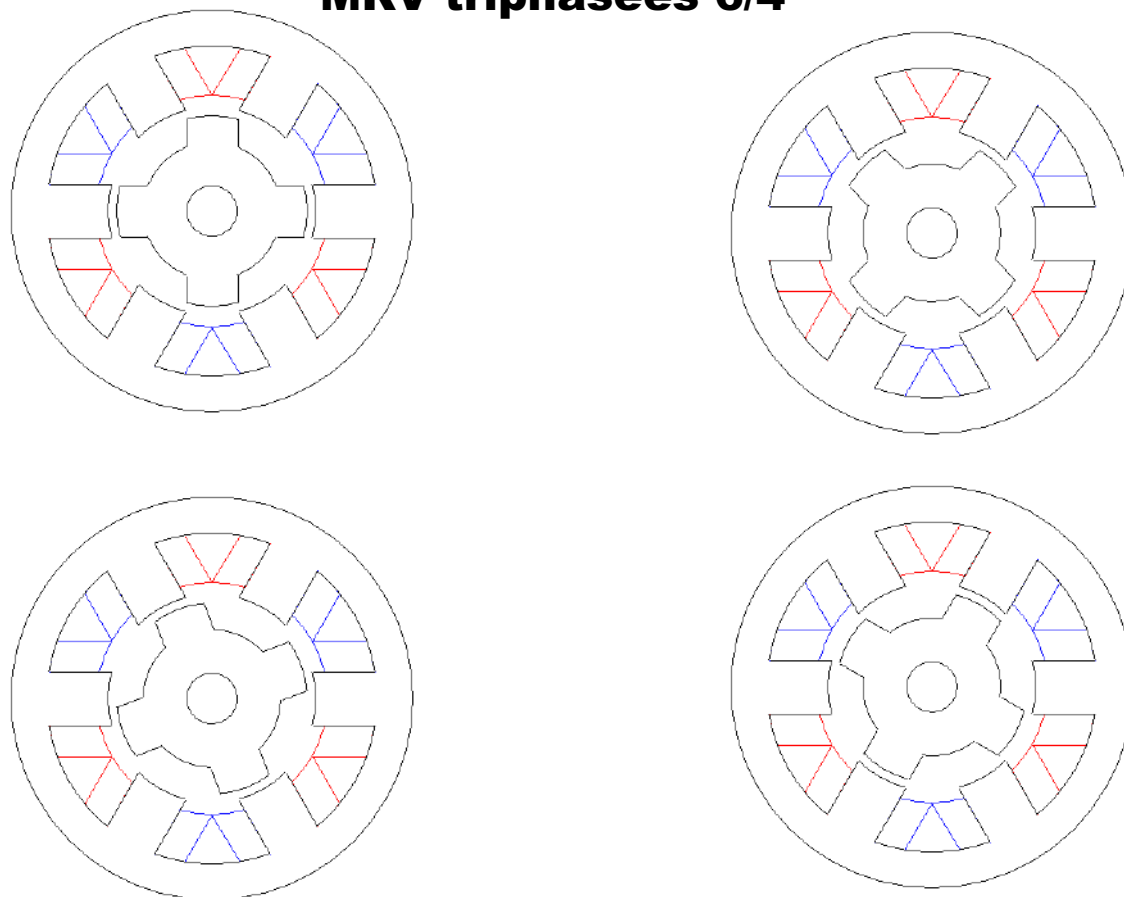


MRV diphasées 8/4



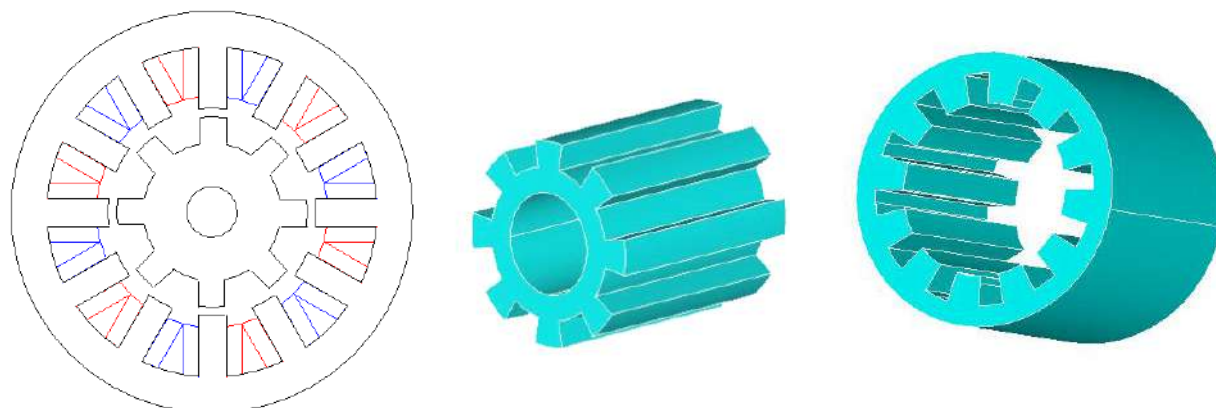
176

MRV triphasées 6/4

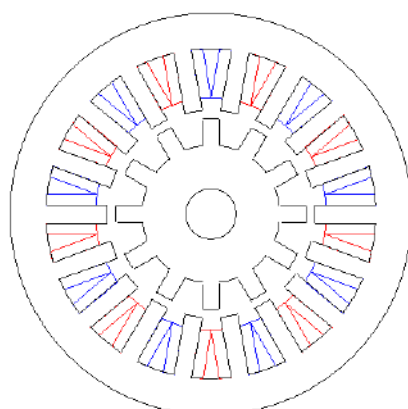


177

MRV triphasées 12/8

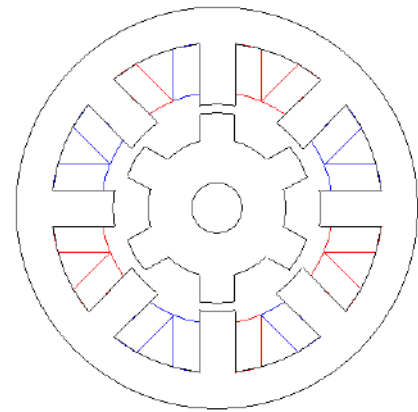
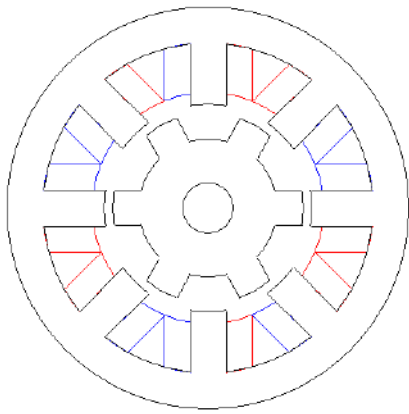


MRV triphasées 18/12

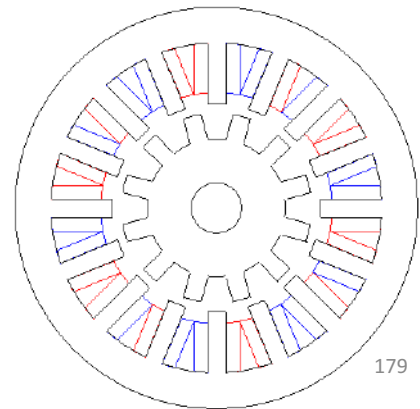
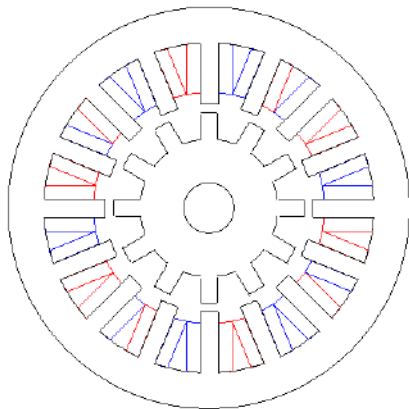


178

MRV quatre phases 8/6



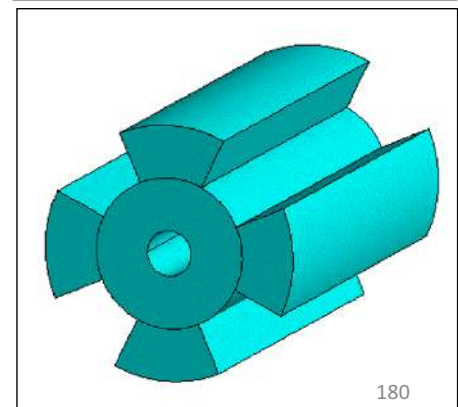
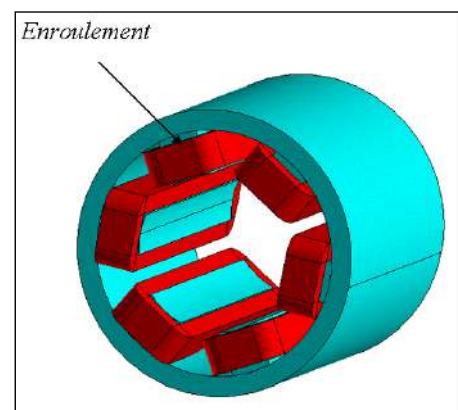
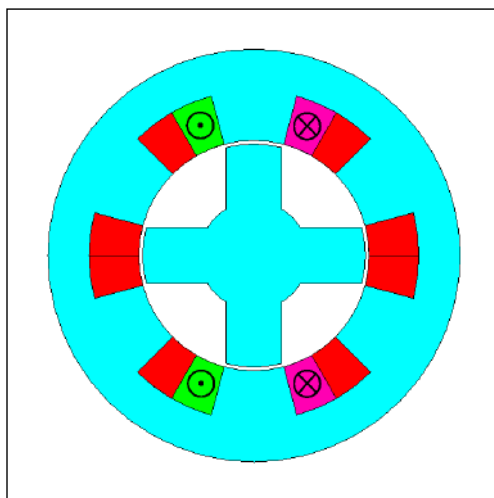
MRV quatre phases 16/12



179

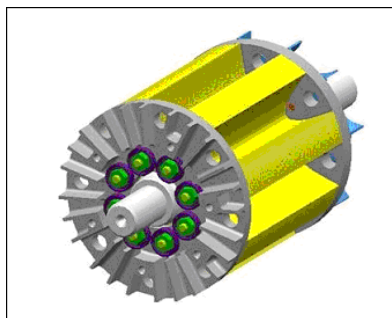
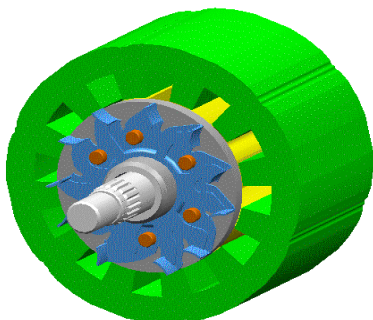
Machines Polyphasées

Machines à réluctance variable 6/4



180

Machines à réluctance variable 12/8

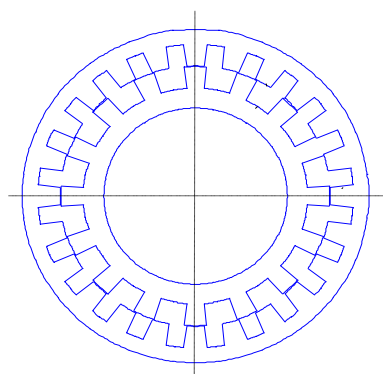


181

Machines à réluctance variable 24/16

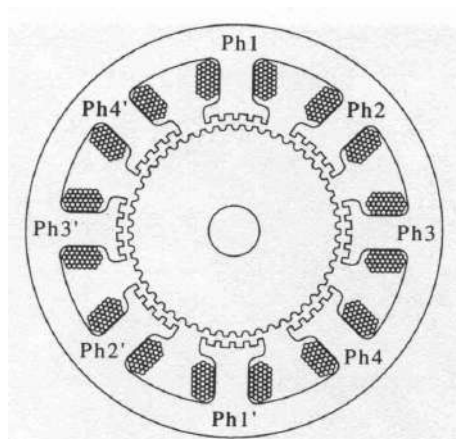


MRV triphasée 24/16
Alternodémarrageur Valeo-SATIE

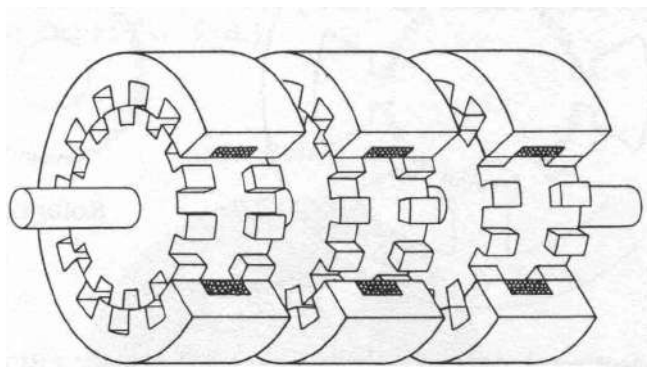


182

Autres structures à réluctances variable



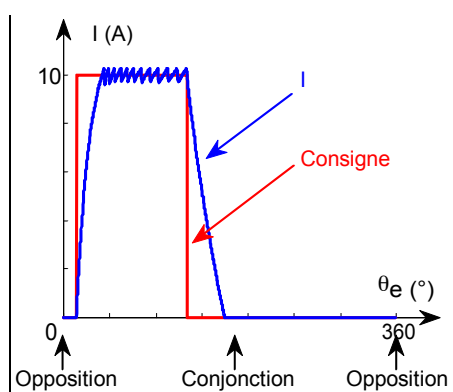
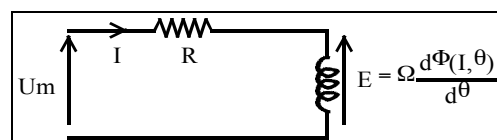
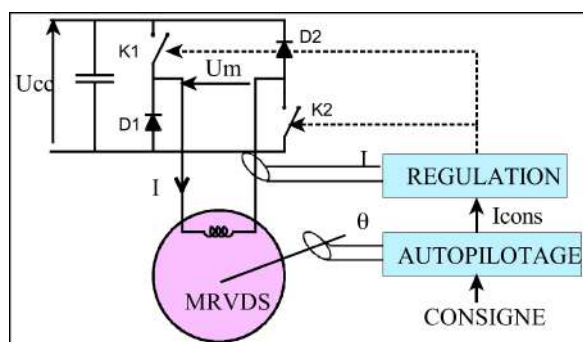
MRV à dents dentelées
(fonctionnement en pas à pas)



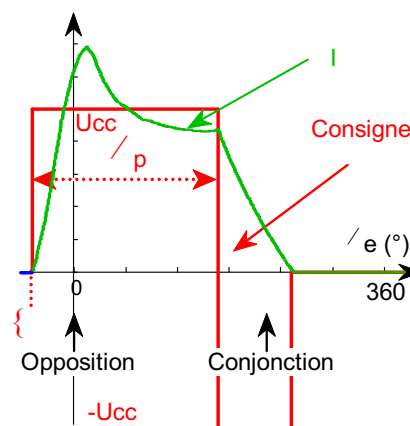
MRV à plusieurs étages (multi-stack)
Bobinage global par étage
Décalage angulaire de chaque étage

183

Alimentation des MRV

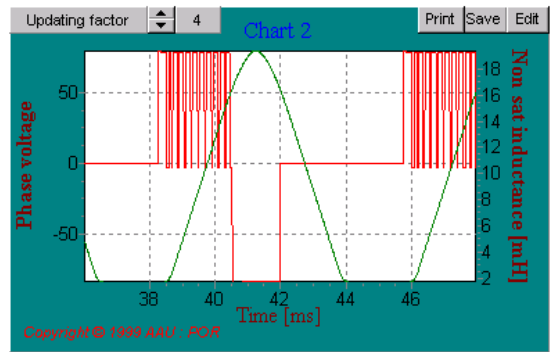
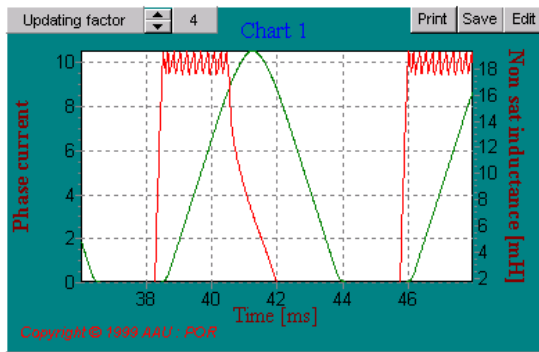


Commande en courant

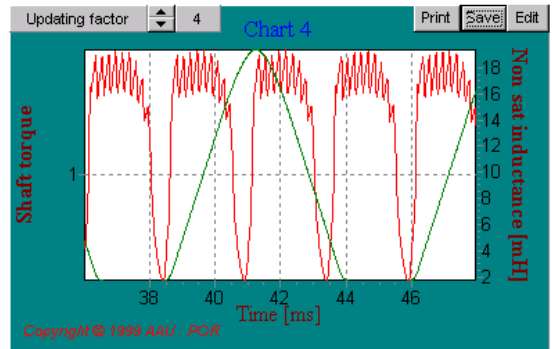
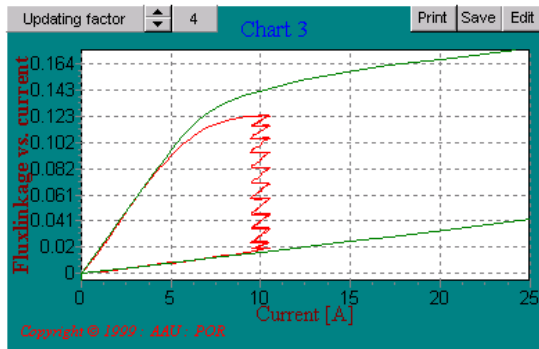


Commande en tension¹⁸⁴

- Start simulation
- Continue
- Stop simulation
- Change parameters
- FFT of sound pressure
- Supply harmonic



- Modulator
- Current control

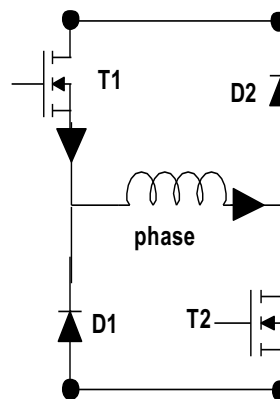
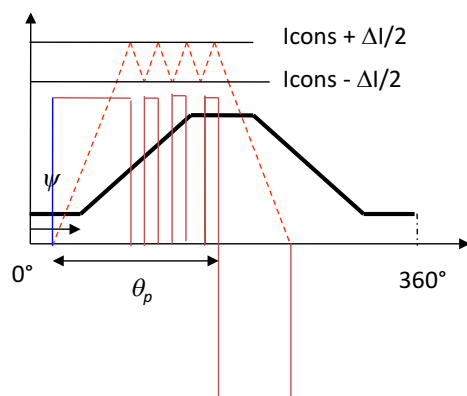


- Report charts
- Save data to HD
- Close
- Setup
- Enable value update
- Enable charting

| Time [ms] | Start [s] | Torque [Nm] | Torque rip. [%] | Speed [rpm] | Shaft power [W] | Copper Loss [W] | I _{L1} (RMS) [A] | I (Peak) [A] | Jden [A/mm ²] | Efficiency [%] |
|------------|-----------|----------------|---------------------|--------------------------|----------------------|------------------------|----------------------------|---------------|---------------------------|----------------|
| 146.667 | | 1.20737 | 129.903 | 2000 | 252.871 | 26.5808 | 5.59301 | 10.5307 | 4.28002 | 80.8364 |
| Indage [W] | SPL [dB] | SPL(A) [dB(A)] | P _{ui} [W] | U ₁ (RMS) [V] | S _{ui} [VA] | PF _{motor} [] | I _{dco} (RMS) [A] | Iron loss [W] | | |
| 44919 | 103.664 | 103.661 | 312.673 | 51.9485 | 872.066 | 0.358543 | 7.37599 | 31.6774 | | |

185

PRINCIPES DE COMMANDE PAR HYTERESIS



Transistors en conduction : la tension aux bornes de la phase u est égale à la tension de l'alimentation U_{cc} .

$$u = U_{cc} = Ri + l \frac{di}{dt} + i \frac{dl}{dt} = Ri + l \frac{di}{dt} + i \omega \frac{dl}{d\theta_e} \quad \omega = Nr\Omega \quad \theta_e = Nr\theta$$

Nous notons le terme lié à la variation de l'induction comme une fem de rotation (ce terme n'existe que si le rotor tourne)

$$e_r = i \omega \frac{dl}{d\theta_e}$$

186

PRINCIPES DE COMMANDE PAR HYTERESIS

En négligeant la chute de tension résistive : $U_{cc} = l \frac{di}{dt} + er$

Pendant le temps de conduction des transistors t_1 : $U_{cc} - er = l \frac{I_2 - I_1}{t_1}$

Pendant le temps de conduction des diodes t_2 : $-U_{cc} - er = l \frac{I_1 - I_2}{t_2}$

La période du découpage T_1 est égale à $t_1 + t_2$

$$T_1 = l(I_2 - I_1) \left[\frac{1}{U_{cc} - er} + \frac{1}{U_{cc} + er} \right] = l(I_2 - I_1) \frac{2U_{cc}}{U_{cc}^2 - er^2}$$

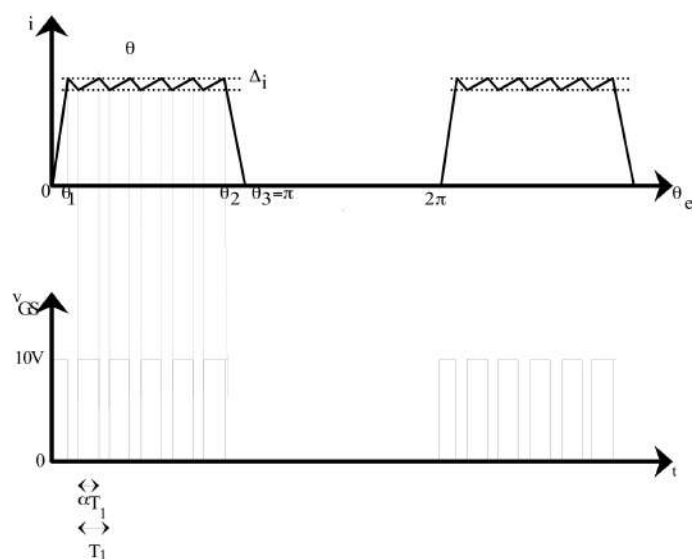
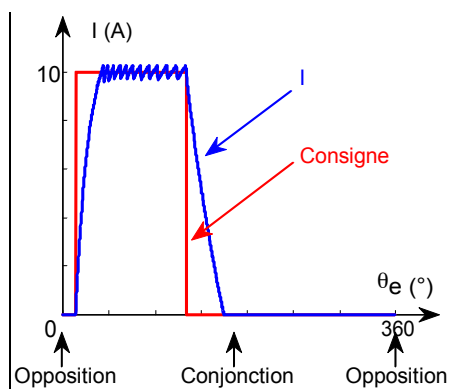
La fréquence du découpage F_1 variera selon la loi ci-dessous :

$$F_1 = \frac{U_{cc}^2 - er^2}{2l(I_2 - I_1)U_{cc}}$$

L'inductance l et la fem de rotation er varieront selon la position du rotor entraînant ainsi la variation de la fréquence du découpage. Nous pouvons dire, par exemple, qu'aux positions d'opposition et de conjonctions er est nulle ce qui donne une fréquence de découpage plus élevée en opposition où l'inductance est plus faible. Cette variation de la fréquence du découpage peut engendrer un bruit acoustique gênant si le découpage se fait à fréquences audibles. Il faut aussi veiller à ne pas dépasser des valeurs de fréquences destructrices pour les interrupteurs.

187

PRINCIPES DE COMMANDE PAR MLI



188

PRINCIPES DE COMMANDE PAR MLI

L'objectif étant d'imposer un courant de phase le plus proche possible de la consigne idéale. Le découpage de la tension appliquée aux bornes de la phase permet de faire varier ce courant (si évidemment la tension de la source est assez grande ou la vitesse est assez basse). Le système d'asservissement du courant agira, à chaque angle θ_e , sur le rapport cyclique afin d'imposer le courant idéal.

$$u = Ri + l \frac{di}{dt} + i \frac{dl}{dt} = Ri + l \frac{di}{dt} + i \omega \frac{dl}{d\theta_e} \quad \omega = Nr\Omega$$

$$l(\theta) = \frac{L_c + L_o}{2} - \frac{L_c - L_o}{2} \cos \theta_e \quad ; \quad \theta_e = Nr\theta$$

Lc est l'inductance de conjonction
Lo est l'inductance d'opposition

La fréquence du découpage est généralement élevée par rapport à la fréquence de rotation et à la fréquence électrique d'alimentation. Pendant la période du découpage, la Valeur moyenne de la tension u est égale à :

$$\langle u \rangle = \langle Ri \rangle + \langle i \omega \frac{dl}{d\theta_e} \rangle$$

Pendant la période du découpe, nous pouvons supposer que : $i = I$

En négligeant la chute résistive : $\langle u \rangle = \langle I \omega \frac{dl}{d\theta_e} \rangle = (2\alpha - 1)E$

189

PRINCIPES DE COMMANDE PAR MLI

Le système d'asservissement du courant agira, à chaque angle θ_e , sur le rapport cyclique afin d'imposer le courant idéal.

Dans le cas où nous considérons une variation sinusoïdale de l'inductance, le rapport cyclique Variera, entre θ_1 et θ_2 , comme indiqué ci-dessous :

$$\theta_e \in [\theta_1; \theta_2]$$

$$\alpha = \frac{1}{2} \left(\omega I \frac{L_c - L_0}{2E} \sin \theta_e + 1 \right)$$

A la mise en conduction des transistors et jusqu'à ce que le courant atteigne sa valeur maximale, le rapport cyclique sera maximal.

$$\theta_e \in [0; \theta_1]$$

$$\alpha = 1$$

Quand l'inductance atteint sa valeur maximale (à la conjonction), il faut appliquer une tension négative (u = -E) en ouvrant les interrupteurs. Le rapport cyclique sera donc nul.

$$\theta_e \in [\pi; 2\pi]$$

$$\alpha = 0$$

190

PRINCIPES DE COMMANDE PAR MLI

La commande MLI permet de fixer la fréquence du découpage F_1 . Celle-ci est souvent choisie selon un compromis de pertes de commutation, de pertes fer et surtout de bruit acoustique audible. Par contre, l'ondulation du courant n'est pas maîtrisée :

$$\Delta i = 2E \frac{\alpha(1-\alpha)}{lF_1}$$

191

Alimentation en courants sinusoïdaux

Afin de simplifier l'onduleur et minimiser son prix nous pouvons adopter une structure communément employée par les industriels. Cette structure est l'onduleur triphasé à trois bras. Les courants injectés seront alternatifs et sinusoïdaux.

En partant d'un modèle simplifié de l'inductance nous pouvons déterminer les principales caractéristiques de cette commande.

$$\begin{cases} l1(\theta) = \frac{L_c + L_o}{2} - \frac{L_c - L_o}{2} \cos \theta_e \\ l2(\theta) = \frac{L_c + L_o}{2} - \frac{L_c - L_o}{2} \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ l3(\theta) = \frac{L_c + L_o}{2} - \frac{L_c - L_o}{2} \cos(\theta_e - \frac{4\pi}{3}) \end{cases}$$

Comment choisir le courant de consigne ?

$$\begin{cases} i_1 = I_{\max} \cdot \cos\left(\frac{Nr}{2}\theta + \frac{\pi}{2} - \psi\right) \\ i_2 = I_{\max} \cdot \cos\left(\frac{Nr}{2}\theta + \frac{\pi}{2} - \psi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_3 = I_{\max} \cdot \cos\left(\frac{Nr}{2}\theta + \frac{\pi}{2} - \psi + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$$

192

Alimentation en courants sinusoïaux

$$c = \underbrace{\frac{1}{2} i_1^2 \frac{dL_1}{d\theta}}_{\text{couple de réluctance}} + \underbrace{\frac{1}{2} i_2^2 \frac{dL_2}{d\theta}}_{\text{couple de réluctance}} + \underbrace{\frac{1}{2} i_3^2 \frac{dL_3}{d\theta}}_{\text{couple de réluctance}}$$

$$C = 3 \frac{N_r}{2} \frac{(L_{max} - L_{min})}{2} I_{max}^2 \left[\frac{1}{4} \cos\left(\frac{\pi}{2} - 2\psi\right) \right] =$$

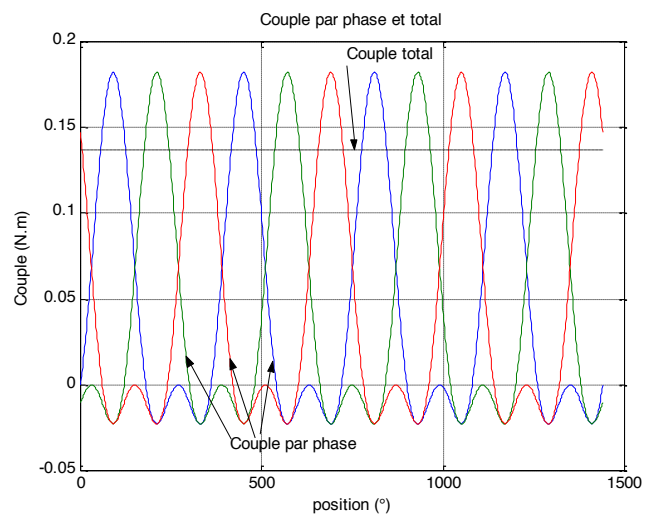
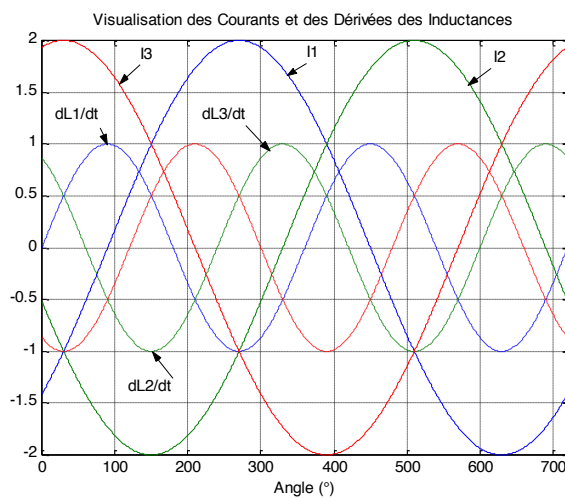
$$3 \frac{N_r}{2} \frac{(L_{max} - L_{min})}{8} I_{max}^2 \sin 2\psi$$

$$C = 3 \frac{N_r}{2} \frac{(L_{max} - L_{min})}{8} I_{max}^2 \sin 2\psi$$

193

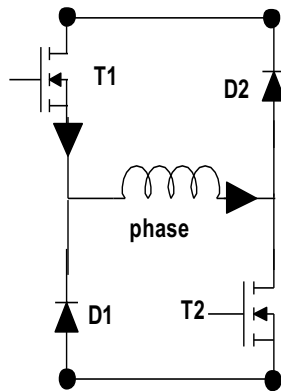
Alimentation en courants sinusoïaux

En choisissant le courant adéquat, nous pouvons obtenir un couple moyen non nul.

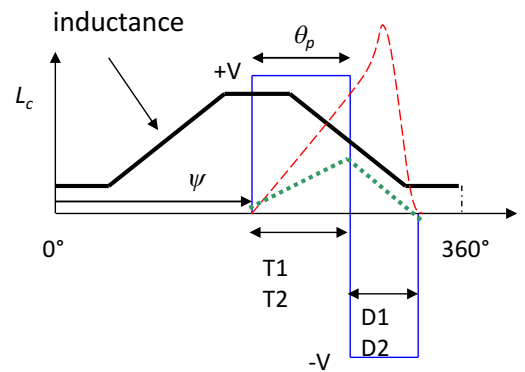


194

PRINCIPES DE COMMANDE DE LA MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE EN GENERATEUR



..... Flux
- - - - - Courant
——— Tension



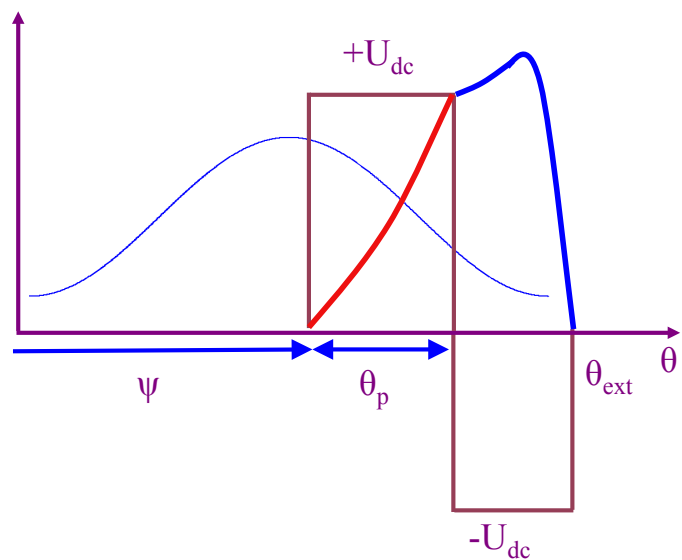
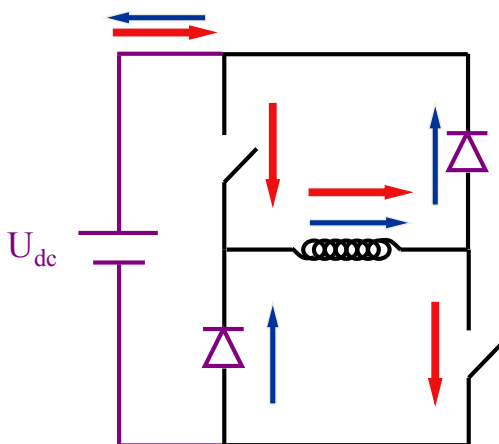
Mode Générateur :
Commande en Tension

2 paramètres de commande :

- θ_p : angle de conduction
- Ψ : angle d'avance

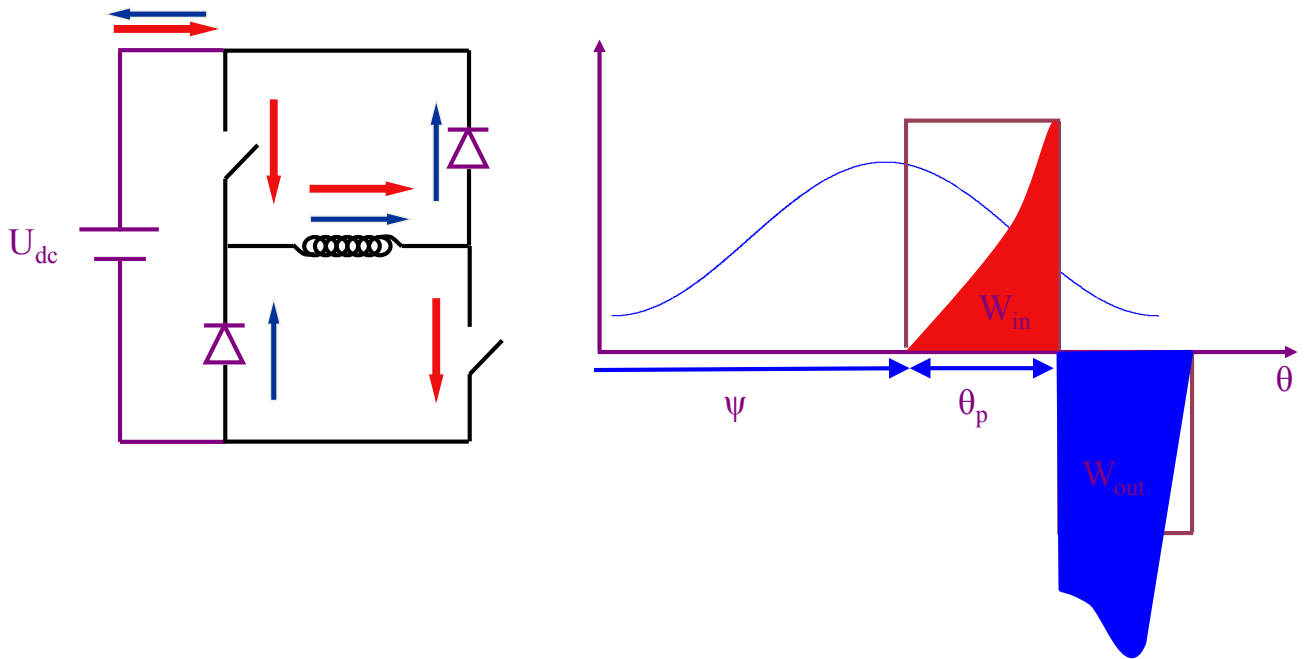
195

PRINCIPES DE COMMANDE DE LA MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE EN GENERATEUR



196

PRINCIPES DE COMMANDE DE LA MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE EN GENERATEUR

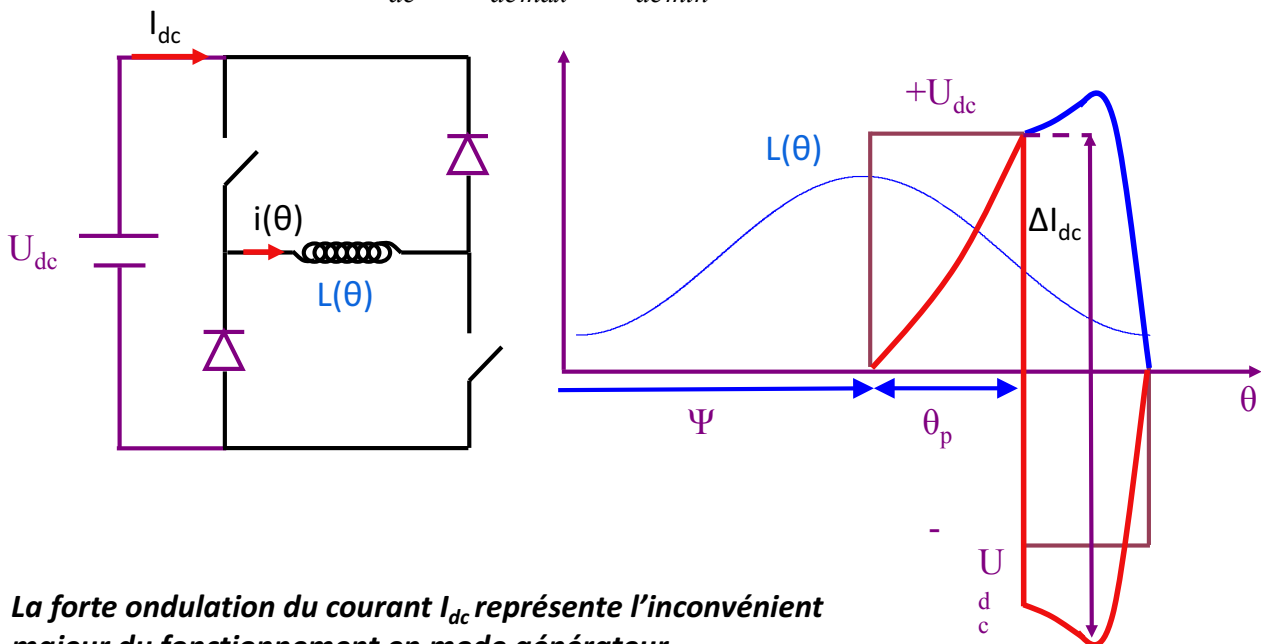


197

PRINCIPES DE COMMANDE DE LA MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE EN GENERATEUR

La variation de $i(\theta)$ provoque l'ondulation du courant I_{dc}

$$\Delta I_{dc} = I_{dcmax} - I_{dcmin}$$



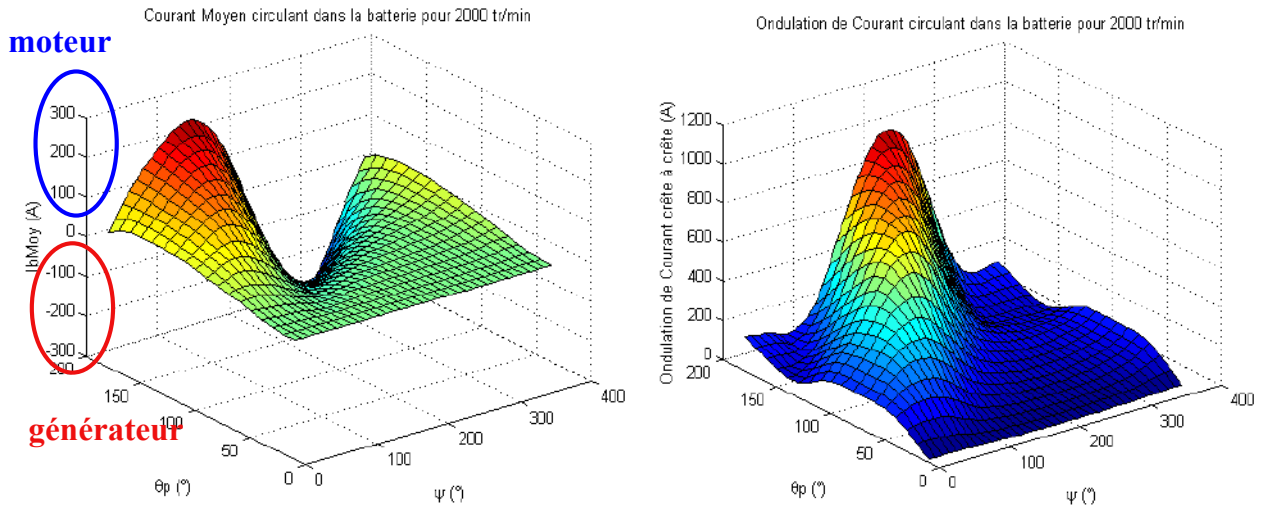
La forte ondulation du courant I_{dc} représente l'inconvénient majeur du fonctionnement en mode générateur

198

PRINCIPES DE COMMANDE DE LA MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE EN GENERATEUR

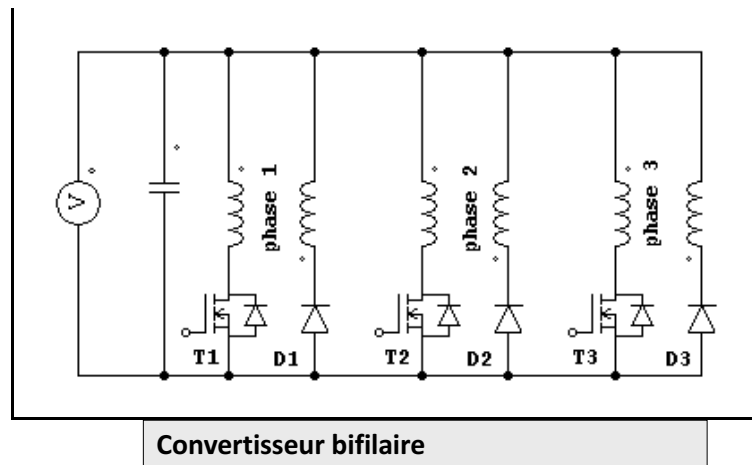
Caractérisation du courant moyen côté continu $\langle I_{dc} \rangle$ et de son ondulation ΔI_{dc} dans l'espace de commande : θ_p, ψ

Détermination des zones de fonctionnement



199

Différents types d'onduleurs pour MRV



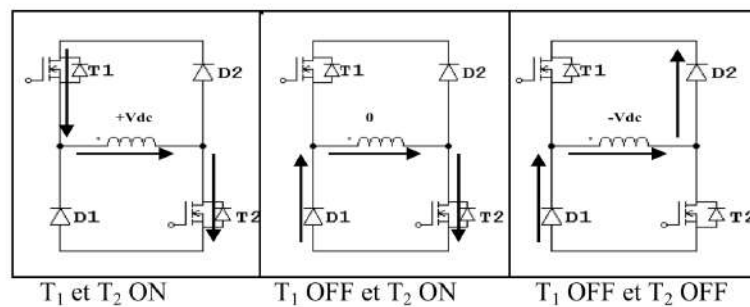
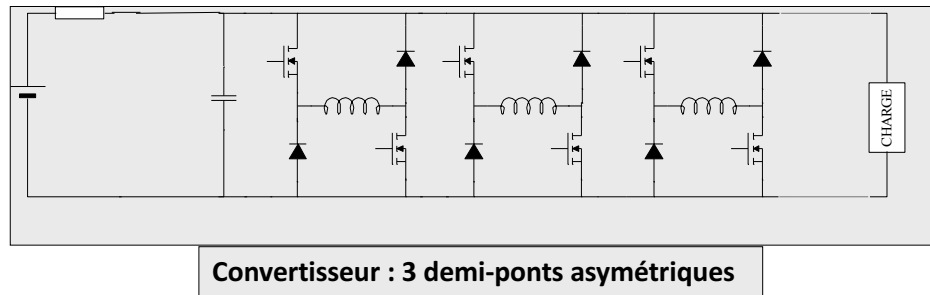
Pour cette topologie un enroulement de démagnétisation doit être prévu dans la conception de la machine. Pour magnétiser la phase 1 on ferme T1. Pour réguler le courant il suffit de faire commuter T1. En laissant T1 ouvert la phase se démagnétise au travers de l'enroulement couplé.

Ce convertisseur met en jeu un nombre limité de composants mais la machine a un bobinage plus compliqué.

200

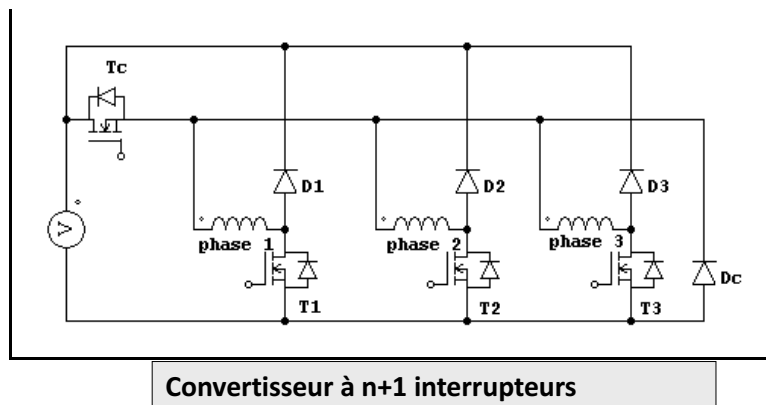
Différents types d'onduleurs pour MRV

La structure la plus classique est décrite ci-dessous



201

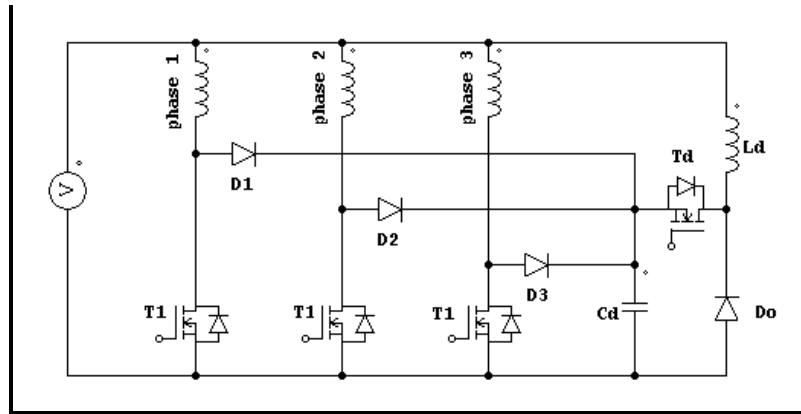
Différents types d'onduleurs pour MRV



Dans cette topologie on associe un bras de demi pont à chaque phase tandis qu'un interrupteur Tc et une diode principale Dc sont mis en œuvre de sorte à pouvoir recréer le fonctionnement de la structure classique. La magnétisation de la phase 1 s'opère en fermant Tc et T1. Lorsque le courant a atteint sa valeur de référence on peut réguler ce dernier en maintenant T1 on et en faisant commuter Tc. La phase de roue libre via D1 et la diode commune Dc permet de démagnétiser la phase. La phase adjacente ne peut être magnétisée tant que la précédente n'est pas totalement démagnétisée.

202

Différents types d'onduleurs pour MRV

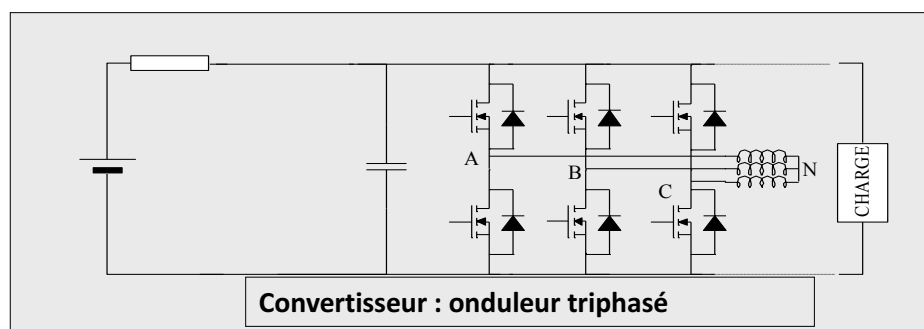
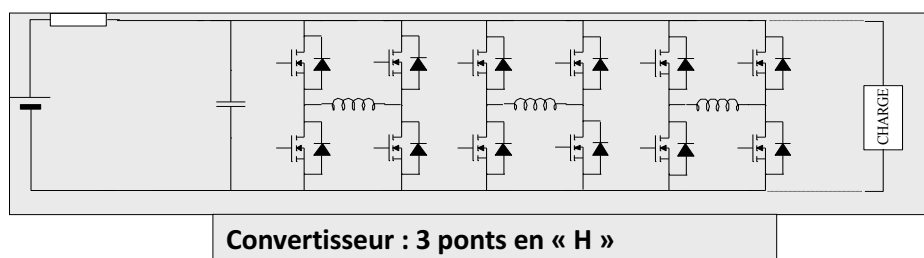


La magnétisation de la phase 1 s'effectue en fermant T1. Le passage d'une phase à l'autre s'opère via la diode Dk polarisée en directe de sorte à transférer l'énergie vers le condensateur Cd. La tension aux bornes du condensateur Cd est maintenue au double de la tension de bus afin de pouvoir appliquer $-U_{dc}$ sur la phase en cours de démagnétisation et d'accélérer le processus. L'énergie de surplus stockée dans Cd est transférée vers la source en fermant Td. Ce dernier commute à plus haute fréquence que les autres interrupteurs.

203

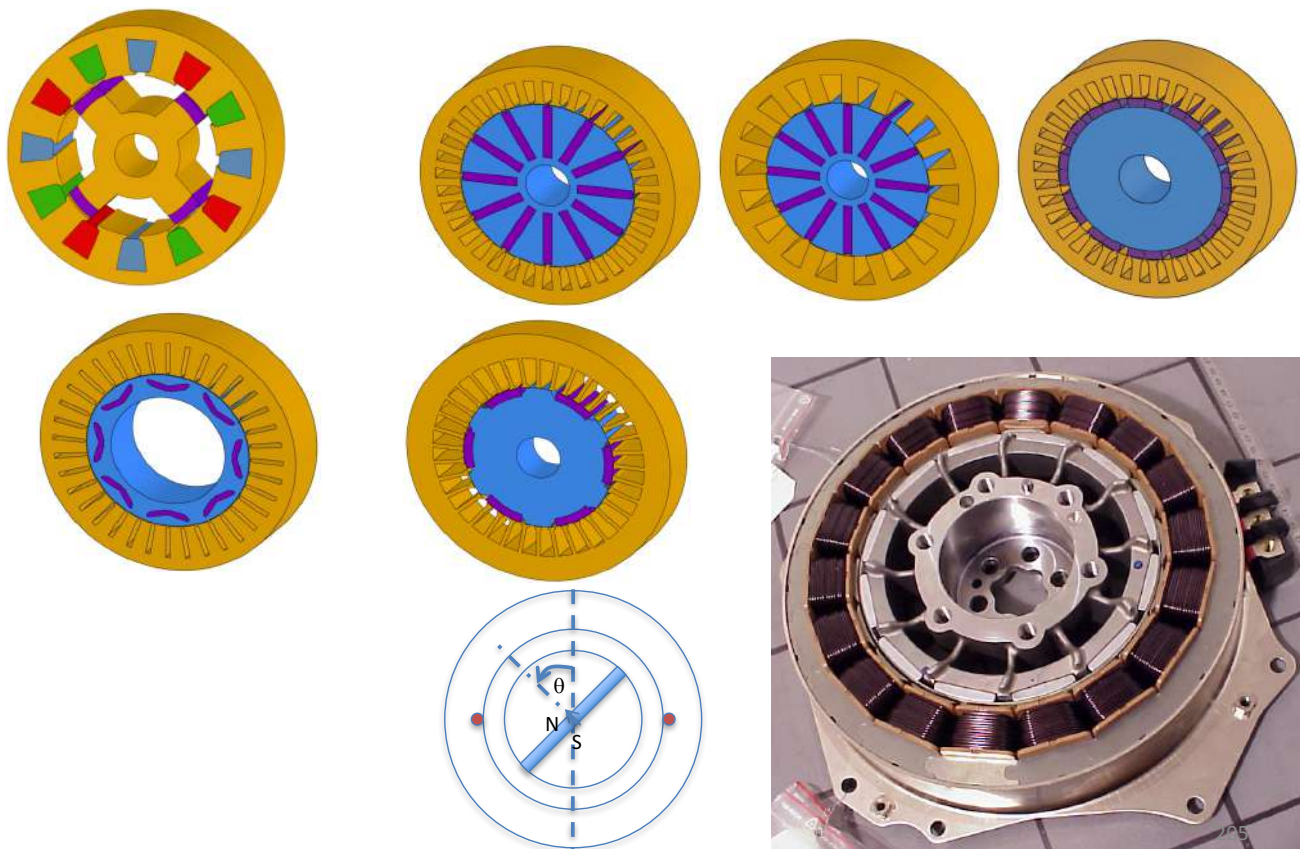
Différents types d'onduleurs pour MRV

Les structures ci-dessous permettent d'injecter des courants alternatifs.

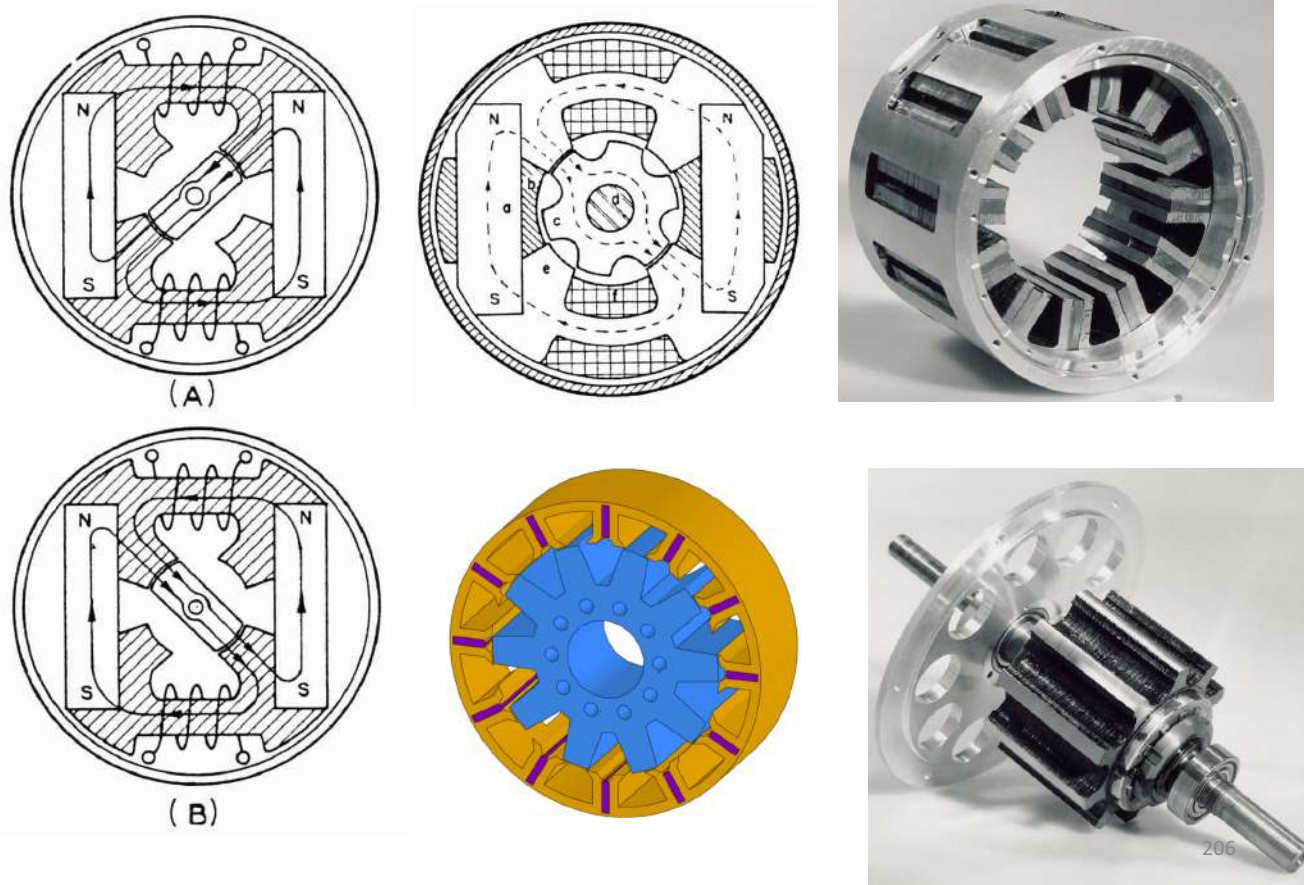


204

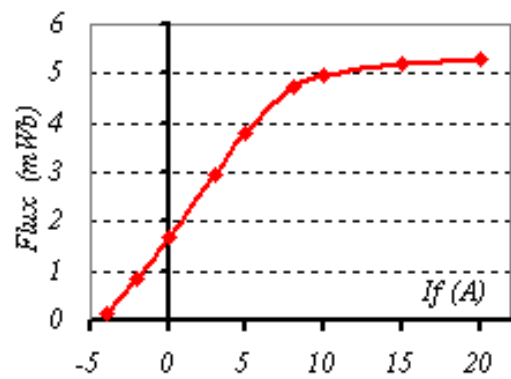
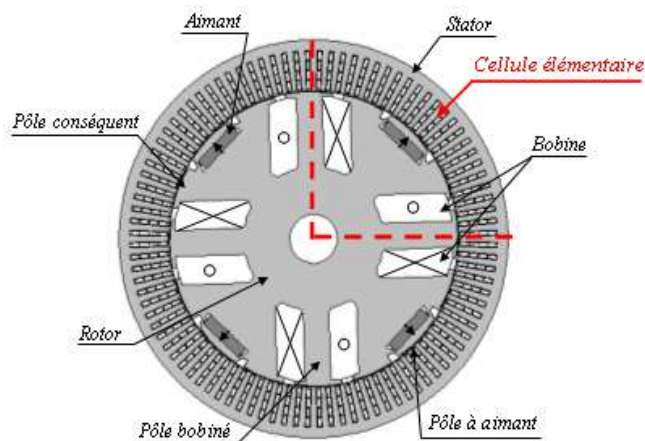
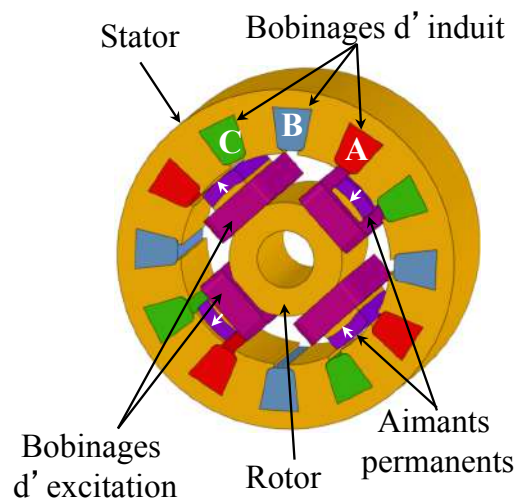
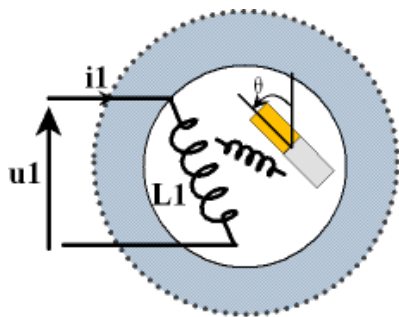
Exemples de Machines spéciales synchrones à aimants



Machine à commutation de flux

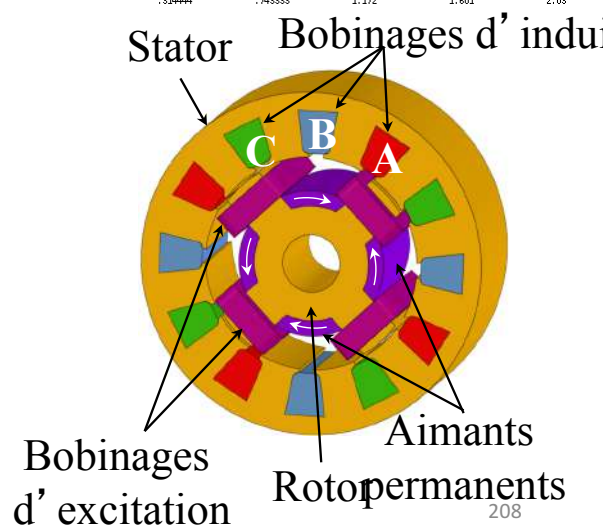
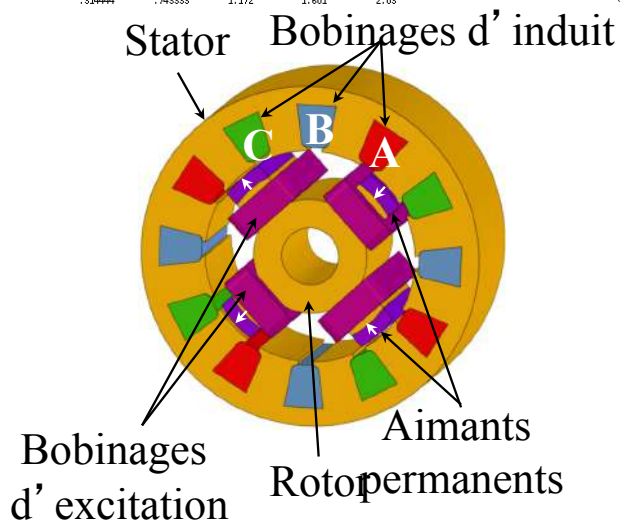
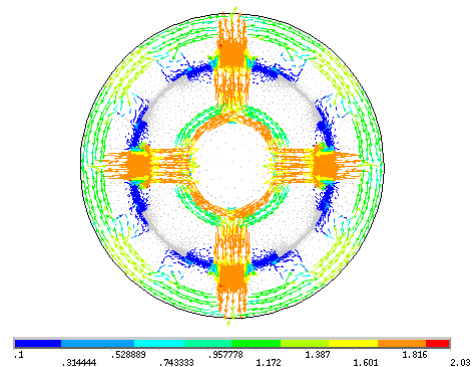
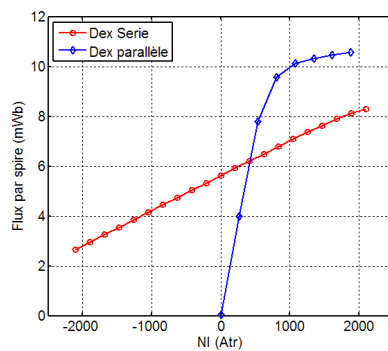
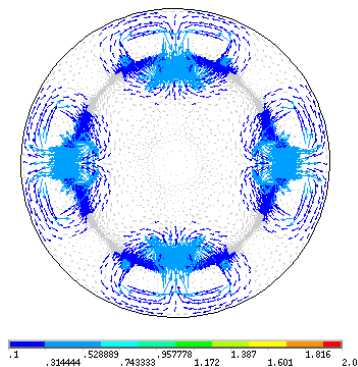


Structures à double excitation diverses



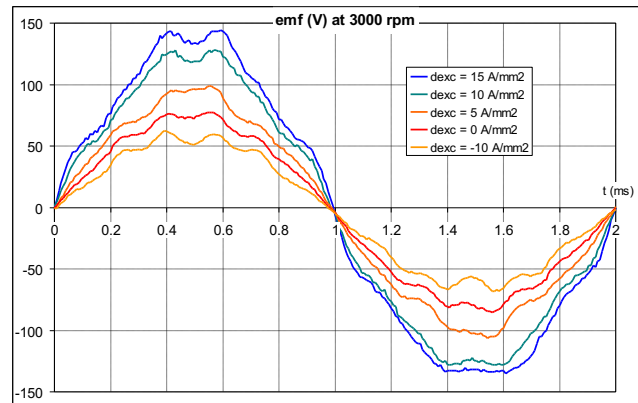
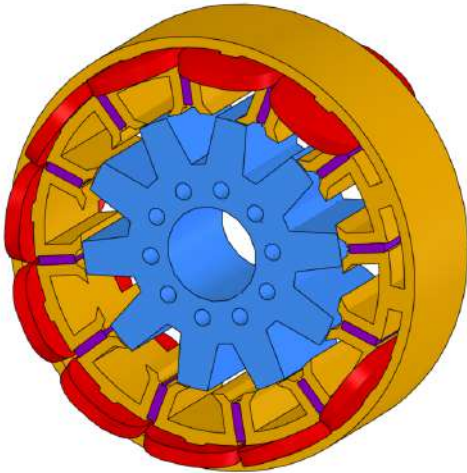
207

Machines Synchrones à Double excitation



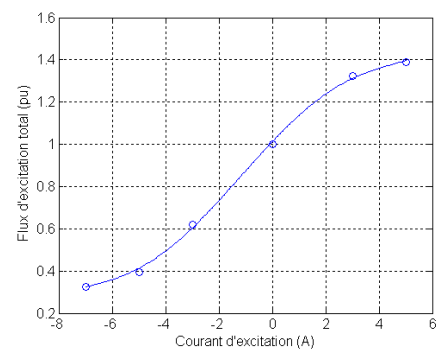
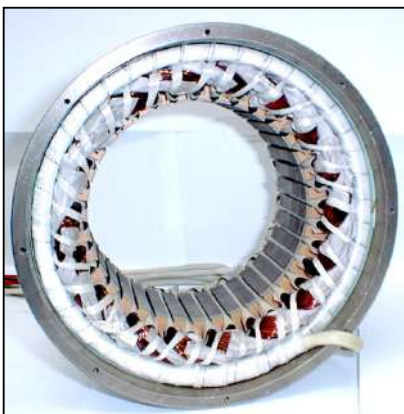
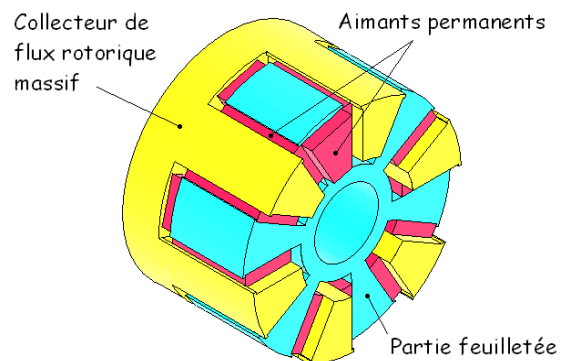
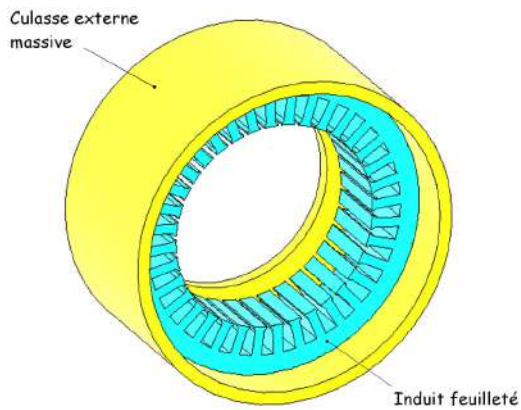
208

Structures à double excitation diverses (Brevet SATIE)



209

Structures à double excitation diverses (Brevet SATIE)



210