



POLYTECH[®]
LILLE

Actionneurs en vitesse variable

IMA 2A

Frédéric Giraud
Septembre 2014

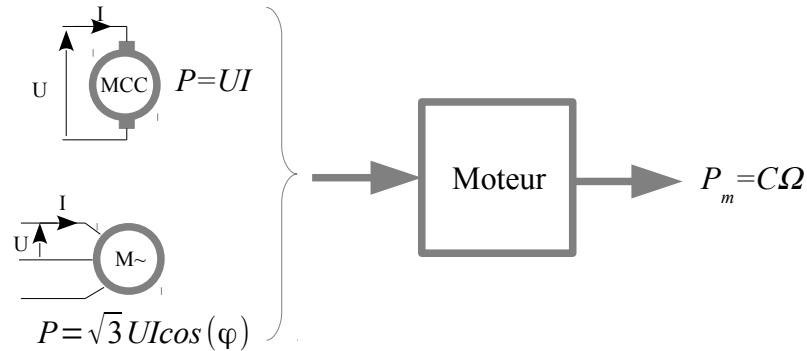
Table des matières

I Généralités.....	3
a Notions d'actionneurs, de vitesse variable.....	3
b A quoi sert la vitesse variable ?.....	4
c Charges mécaniques.....	5
II Variation de vitesse d'un moteur à courant continu.....	8
a Modèle.....	8
b Limites de fonctionnement.....	9
c Contrôle en vitesse : action directe par la tension.....	13
d Contrôle du moteur à boucle interne de courant.....	14
III Variation de vitesse d'un moteur synchrone.....	19
a Présentation, définition de la f_{cem} E.....	19
b Notion d'autopilotage.....	20
c Réalisation pratique de l'autopilotage.....	21
d Aspects technologiques.....	23
IV Machine asynchrone en vitesse variable.....	25
a Généralités sur le moteur asynchrone.....	25
b Expression du couple en fonction de la vitesse à tension constante.....	26
c Ce qu'il ne faut pas faire (en général) avec un moteur asynchrone.....	28
d Variation de vitesse par action combinée sur la fréquence et l'amplitude des tensions à V/f constant.....	32
e Asservissement de la vitesse d'un moteur synchrone à V/f constant.....	34
f Mise en œuvre pratique de la commande en $V/f = cste$	36

I Généralités.

a Notions d'actionneurs, de vitesse variable.

Un actionneur est un convertisseur électromécanique, c'est à dire qu'il transforme de la puissance électrique en puissance mécanique.



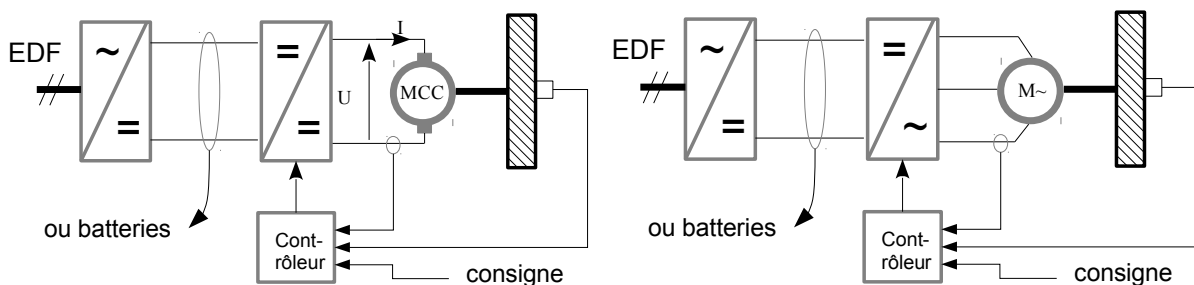
NOTE : qu'est ce que la vitesse de rotation ? On note N le nombre de tour par minute. Dans les formules, on n'utilise pas N (variable « pratique ») mais Ω , qui est la vitesse de rotation exprimée en radian/seconde. On a la formule : $N = \frac{60}{2\pi} \Omega$.

Le couple, c'est la « force » développée par le moteur. On l'appelle couple, car c'est le moment équivalent d'au moins deux forces qui se compensent (même direction, même norme, mais de sens opposé)

En règle général, le rendement des moteurs électriques est très bon. S'il est unitaire, alors $P_m=P$.

Pour faire de la vitesse variable, le moteur est associé :

- à son alimentation
- à une charge
- à un dispositif de contrôle et de commande
- à des capteurs.

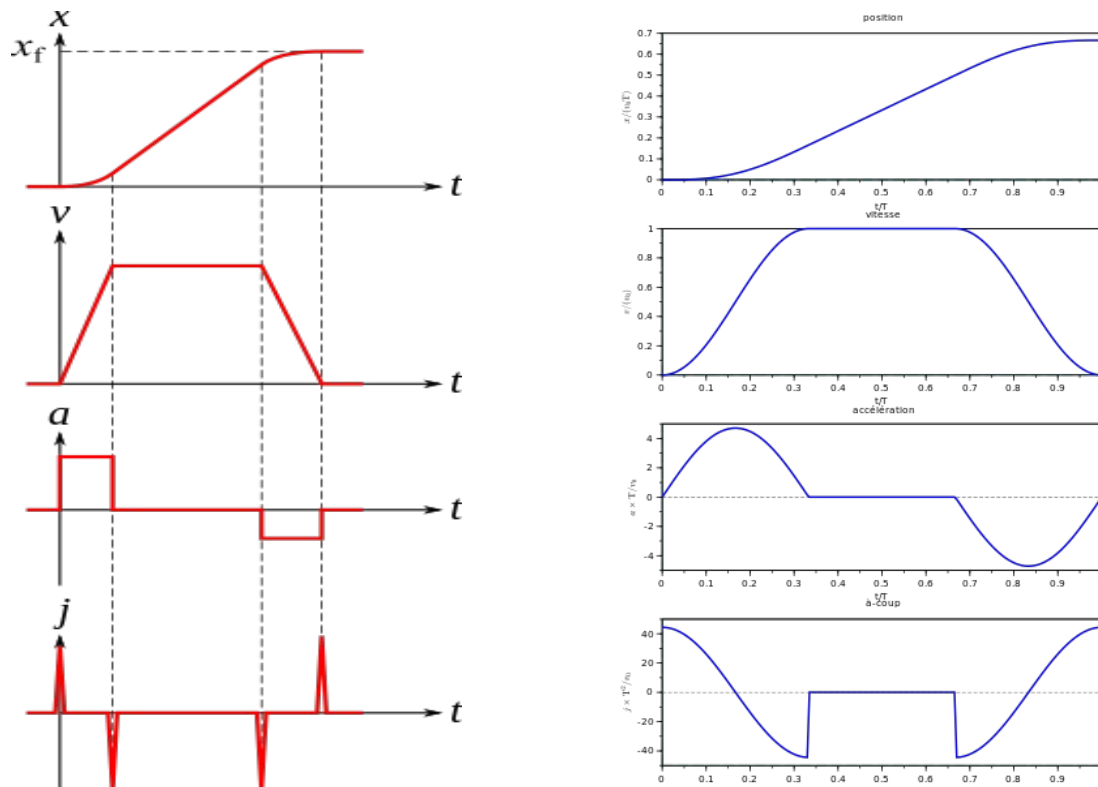


La source d'énergie peut provenir de batteries, ce qui impose systématiquement des convertisseurs continu-alternatif, ou continu-continu. Dans la plupart des applications cependant, l'énergie est tirée du réseau électrique (EDF en France). On préfère alors redresser le réseau pour créer un bus continu (le réseau 230/50Hz d'EDF produit une tension redressée de 207V en monophasé et de 538V en triphasé), que l'on associe aux mêmes convertisseurs.

b A quoi sert la vitesse variable ?

La vitesse variable permet à un moteur électrique de fonctionner à n'importe quel régime de vitesse, par opposition aux actionneurs qui ne fonctionnent qu'à vitesse constante.

Ce régime est obligatoire dans certains cas, comme dans un véhicule électrique. Si le métro n'était pas parfaitement régulé en vitesse, les accélérations non maîtrisées pourraient réduire le confort des usagers et accroître leur fatigue. La figure suivante présente deux cas de profil en vitesse. Dans le premier cas, le profil en vitesse est en trapèze, et l'accélération en créneau. Cela produit des a-coups importants, que l'on mesure par le jerk (la dérivée de l'accélération) qui théoriquement devient infini pour des temps très courts. Ce sont les grandes valeurs de jerk qui produisent l'inconfort dans les transports. Dans l'autre cas, on s'arrange pour limiter le jerk, ce qui modifie le profil en vitesse. Dans ce deuxième cas, les passagers du métro sont moins déstabilisés à l'accélération et au freinage. Dans les deux cas, le métro atteint la même vitesse maximale.



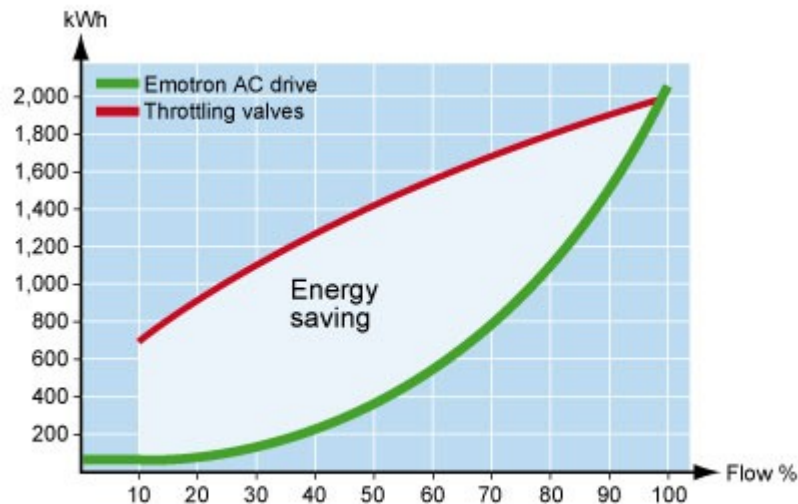
(source : wikipédia.fr)

Dans d'autres cas, la vitesse variable permet d'obtenir des performances dynamiques contrôlables. C'est très important dans le secteur de la robotique par exemple, où il faut à la fois de la rapidité et de la précision.



(sharp system)

Enfin, bien que plus compliqué à mettre en œuvre, la vitesse variable permet de faire des économies d'énergie et d'argent là où une solution à vitesse fixe convient. Alors, le coût d'achat de l'installation est plus important (car il faut inclure le coût de l'alimentation, de la commande et des capteurs) mais les coûts d'exploitation sont plus petits, car on gagne sur la consommation. C'est le cas notamment du pompage de fluide à débit variable. Comparé à une solution où une pompe tourne à vitesse fixe et le débit modulé par action sur un registre, les pompes à vitesse variable ont un meilleur rendement. C'est ce qui est exprimé sur le graphique suivant, qui montre la consommation annuel d'une pompe en fonction du débit à vitesse fixe (rouge) et à vitesse variable (en vert). En vitesse variable, la vitesse de rotation de la pompe est ajustée en fonction du débit souhaité, alors que pour le cas à vitesse fixe, une vanne s'ouvre plus ou moins afin de créer une perte en charge. A 100 % de débit, les deux solutions ont la même vitesse et le même rendement.



(<http://www.emotron.com>)

c Charges mécaniques

En vitesse variable, une charge est caractérisée par :

- son inertie J ,
- son couple résistant C_r indépendant ou non de la vitesse,
- parfois aussi C_f , les frottements, bien qu'ils soient souvent inclus soit dans C_r , ou alors dans les frottements propres au moteur.

Le principe fondamental de la dynamique appliqué au solide en rotation s'exprime par :

- système : la charge + le rotor du moteur
- bilan des efforts extérieurs :
 - ➔ C_{EM} , le couple électromagnétique produit par le moteur (cours sur les moteurs)
 - ➔ C_r
 - ➔ C_f

On écrit alors : $J \frac{d\Omega}{dt} = C_{EM} - C_r - C_f$

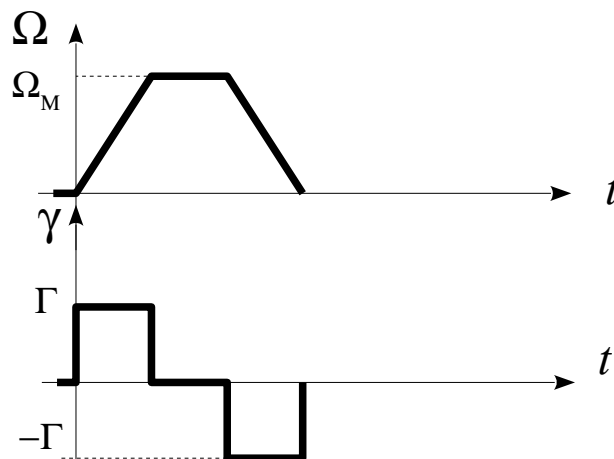
NOTE : on appelle parfois C (ou C_u) avec $C=C_{EM}-C_f$ le couple utile du moteur si C_f représente ses frottements propres. En général, le constructeur donne le couple utile.

Étude sur un exemple : profil en vitesse trapézoïdal.

On fixe $C_f=0$ et $C_r=0$ (ou négligeables). Le profil en vitesse est défini par :

- de $t=0$ à $t=T$: $\Omega(t)=\Gamma t$ (accélération constante),
- de $t=T$ à $t=2T$, $\Omega(t)=cste=\Omega_M$
- de $t=2T$ à $t=3T$, $\Omega(t)=\Omega_M-\Gamma(t-2T)$

Ce profil en vitesse peut être décrit par la figure suivante. On appelle $\gamma(t)=\frac{d\Omega}{dt}$ l'accélération.



Remarquons que $\Omega_M = \Gamma T$

Le couple électromagnétique nécessaire pour mettre en mouvement la charge se déduit de l'équation (1) et permet de calculer que :

- $C_{EM} = J.\Gamma$ pour t entre 0 et T ,
- $C_{EM} = 0$ pour t entre T et $2T$,
- $C_{EM} = -J.\Gamma$ pour t entre $2T$ et $3T$.

Nous trouvons ici un résultat fondamental : le couple électromagnétique est d'autant plus grand que l'accélération est grande et que l'inertie du moteur et de sa charge est grande.

Calculons à présent la puissance mécanique pour chaque phase. Rappelons que $P_m = C_{EM} \Omega$ est la puissance mécanique du moteur :

- de $t=0$ à $t=T$, $P_m = J \Gamma^2 t$
- de $t=T$ à $t=2T$, $P_m = 0$
- de $t=2T$ à $t=3T$, $P_m = -J \Gamma (\Omega_M - \Gamma (t-2T)) = J \Gamma^2 (t-3T)$

Nous remarquons ici qu'en l'absence de frottement et de charge résistante, maintenir une vitesse constante requière une puissance nulle. Ce cas n'est pas réaliste en pratique et il faudra toujours un minimum de puissance pour maintenir la vitesse de rotation.

Calculons l'énergie fournie par le moteur à la charge. Cette énergie se calcule en intégrant la puissance, et on a : $E = \int P_m dt$. Nous obtenons :

- entre $t=0$ et $t=T$, l'énergie fournie par le moteur à la charge vaut :

$$E_1 = \int_{t=0}^{t=T} (J \Gamma^2 t) dt = J \Gamma^2 \left[\frac{t^2}{2} \right]_0^T = \frac{1}{2} J \Gamma^2 T^2 = \frac{1}{2} J \Omega_M^2$$

Ainsi, durant cette phase, la quantité d'énergie reçue par la charge correspond à l'énergie cinétique emmagasinée par celle-ci. Cette énergie est fournie par le moteur, qui ne fait que convertir de la puissance électrique en puissance mécanique. Ainsi, cette énergie correspond – si le rendement du moteur est unitaire – à la puissance électrique convertie. En particulier, si l'énergie provient d'une batterie, cela correspond à une quantité égale d'énergie stockée sous forme électrochimique qui se vide de la batterie.

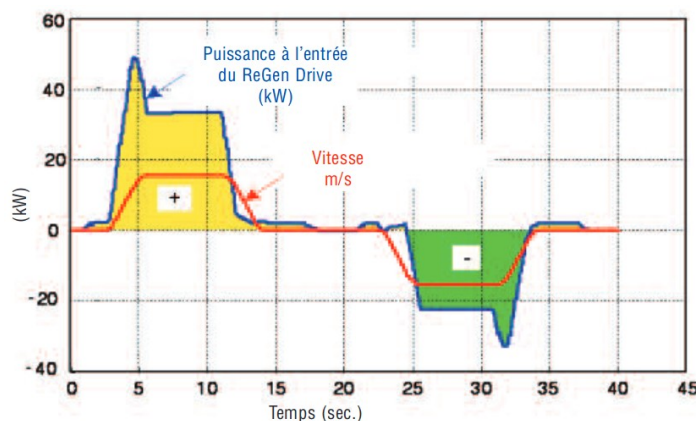
- Entre $t=T$ et $t=2T$, la charge ne reçoit pas d'énergie
- entre $t=2T$ et $t=3T$:

$$E_3 = \int_{t=2T}^{t=3T} (J \Gamma^2 (t-3T)) dt = J \Gamma^2 \left[\frac{(t-3T)^2}{2} \right]_{2T}^{3T} = \frac{1}{2} J \Gamma (0 - T^2) = -\frac{1}{2} J \Omega_M^2$$

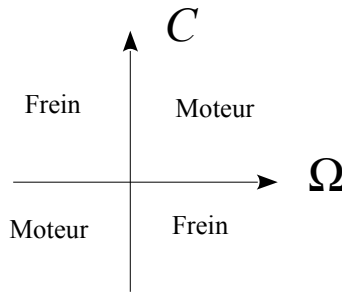
Cette fois l'énergie fournie par le moteur à la charge est négative, ce qui signifie que le moteur reçoit de l'énergie de la part de la charge : l'énergie stockée dans les parties tournantes retourne par l'intermédiaire du moteur sous forme mécanique. Si la source électrique est une batterie, alors celle-ci se recharge d'une quantité d'énergie égale à la quantité d'énergie cinétique que possédait la charge avant le freinage. On dit que le moteur électrique fonctionne en frein, ou en générateur.

NOTE : Le fonctionnement en moteur puis en frein n'est possible que si toute la chaîne de conversion électromécanique est réversible, c'est à dire qu'elle admet un sens de transfert énergétique bidirectionnel, et ce, quelque soient les conditions de fonctionnement (en couple et en vitesse). Si le système de variation de vitesse n'est pas réversible, l'énergie doit être dissipée (sous forme de chaleur ou de travail mécanique).

→ exemple : les ascenseur n'ont pas toujours été réversibles. Certes, ils peuvent aller en montée et en descente, mais ils ne permettaient pas toujours de récupérer les énergies de freinage. La technologie eGEN d'OTIS propose une chaîne de variation de vitesse entièrement réversible. Les gains en énergie peuvent atteindre 70 % sur un cycle montée-descente. Ici, c'est l'énergie potentielle de pesanteur que l'on récupère en plus de l'énergie cinétique.



On découpe le plan $(C ; \Omega)$ en quatre quadrants, selon le sens du transfert de l'énergie : moteur (c'est à dire de l'électrique vers la charge mécanique) ou frein (de la charge mécanique vers le domaine électrique).



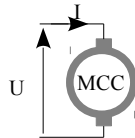
Les objectifs de ce cours sont :

- comment s'y prendre pour réaliser la variation de vitesse d'un moteur électrique,
- Est ce que tous les moteurs sont identiques de ce point de vue,
- de quels capteurs ai-je besoin,
- quelles performances puis-je atteindre,
- Quelles sont les limites énergétiques.

II Variation de vitesse d'un moteur à courant continu.

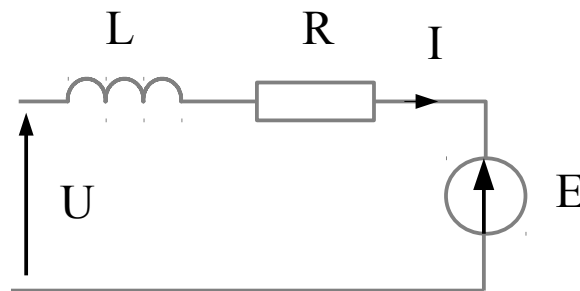
a Modèle

Le schéma ou la représentation d'un moteur à courant continu montre un cercle duquel part deux rectangles noirs ; ces rectangles représentent les balais (ou collecteur du moteur), qui sont des contacts frottants. En effet, l'induit d'un moteur à courant continu se trouve au rotor, il tourne donc.



Le schéma électrique équivalent fait apparaître trois éléments :

- R , la résistance de l'induit, qui est dû à la résistance des bobinages,
- L , l'inductance d'induit,
- E , une force contre-électromotrice (fcem)



Notons l'orientation récepteur pour U et I , ce qui montre que la puissance électrique consommée équivaut à un produit UI positif.

Le moteur à courant continu est le convertisseur électromécanique de base, et les relations qui lie les grandeurs électriques et les grandeurs mécaniques sont simple. En effet, il faut retenir que :

$$E = K \Omega$$

$$C_{EM} = KI$$

On appelle K la constante de f_{cem} , ou bien, puisque c'est équivalent, à la constante de couple. K est un paramètre, qui dépend de la conception du moteur. En général, le fabricant donne la valeur de ce paramètre.

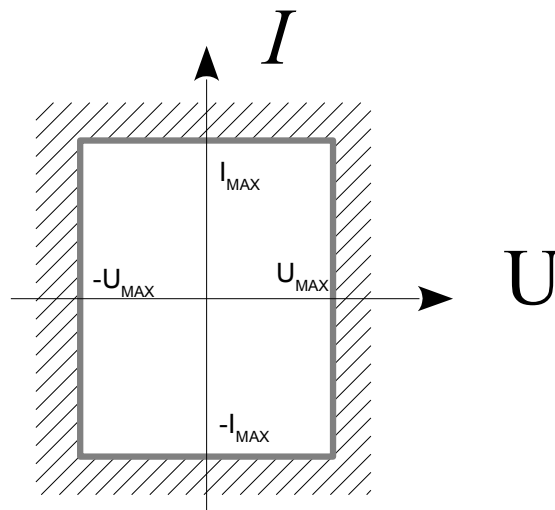
Il faut avoir en mémoire que le courant consommé par le moteur produit du couple sur le rotor et donc sur la charge. En retour, la charge se met à tourner, et cela se traduit par une augmentation de la f_{cem} . Par ailleurs, on constate que la puissance consommée par la force contre électromotrice, égale à la puissance mécanique disponible au rotor. En effet :

$$EI = K \Omega \times \frac{C_{EM}}{K} = C_{EM} \Omega$$

b Limites de fonctionnement.

Le fonctionnement d'un moteur est limité dans le plan UI par les limites technologiques :

- limite en tension U_{MAX} : imposé par la source d'énergie (batterie, EDF redressé,...)
- limite en courant I_{MAX} : imposé par la thermique du moteur car le passage du courant produit un échauffement (dû à RI^2)



Pour ces moteurs, la limite de fonctionnement est symétrique par rapport aux deux axes.

A ces limites de fonctionnement électriques, correspondent des limites de fonctionnement mécaniques, que l'on déduit des précédentes dans le cas du régime permanent ($\frac{d\Omega}{dt}=0$ et $\frac{dI}{dt}=0$).

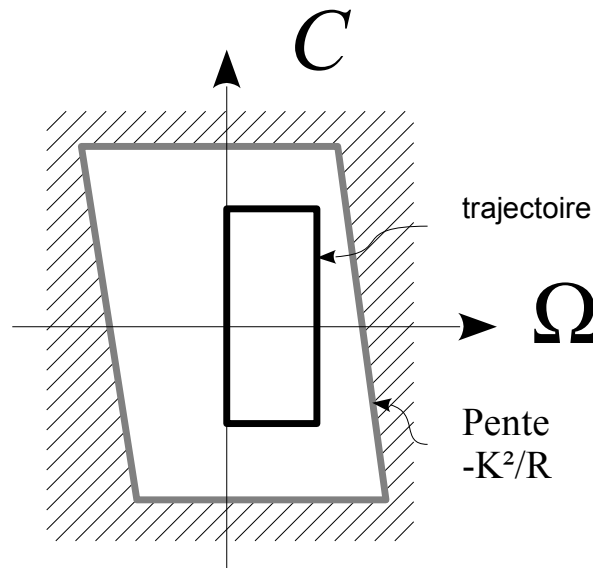
- $C_{EM} - C_r - C_f = 0$ soit $C_r = C_{EM} - C_f$; à la limite, $C_r = KI_{MAX} - C_f$.

Par simplicité, considérons que $C_f=0$. Alors, dans le plan $(C ; \Omega)$, cette limite est une droite horizontale, d'ordonnée à l'origine KI_{MAX} . C'est le couple maximum que peut développer le moteur. On appellera cette limite L_1 .

- $U = RI + E$ soit $K\Omega = U - \frac{RC_{EM}}{K}$; à la limite, $\Omega = \frac{U_{MAX}}{K} - \frac{RC_{EM}}{K^2}$

Lorsque $C_f=0$, $C_{EM}=C_r$, et cette limite, que l'on nomme L_2 , est une droite de pente $-\frac{R}{K^2}$.

Le domaine de fonctionnement dans le plan $(C ; \Omega)$ est alors un losange. C'est aussi une zone de sécurité. En effet, pour s'assurer d'un fonctionnement qui ne détériore pas le moteur, la trajectoire – c'est à dire l'ensemble des points de fonctionnement – doit être incluse dans ce domaine de fonctionnement. La figure suivante montre le domaine de fonctionnement dans le plan $(C ; \Omega)$, et la trajectoire suivie pour un profil en vitesse de type trapézoïdal.



Cette zone limite est modifiée en présence de frottements qui tendent à incliner les sections horizontales (à courant maximal).

NOTE : Le constructeur spécifie souvent une zone de fonctionnement à régime permanent, et une autre, de fonctionnement transitoire (inférieur à quelques secondes). En effet, pour un temps raccourci de fonctionnement le moteur n'a pas le temps de s'échauffer. Cette zone permet de travailler à courant plus grand, ce qui élargit de domaine de sécurité vers les couples plus grands.

La figure suivante montre les caractéristiques réels d'un moteur tel que définit par son constructeur. On y reconnaît les deux zones à fonctionnement permanent et transitoire, et on aperçoit également la façon dont la caractéristique est modifiée par les frottements. Plusieurs niveaux de tensions sont spécifiés, ce qui agit sur la gamme de vitesse.

Par ailleurs, on voit apparaître-pour les fonctionnement transitoire, une autre limite, à puissance mécanique constante et maximale. On appelle cette limite puissance de coin, car c'est la puissance maximale que peut délivrer le moteur.

SERVOMOTEURS A COURANT CONTINU

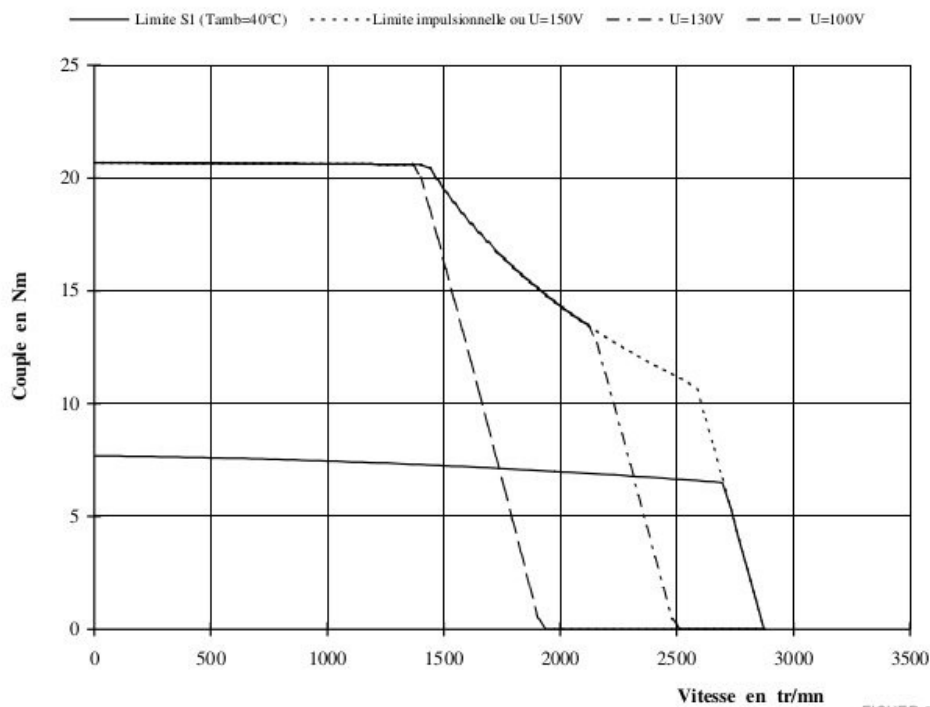
RX630E

PARVEX

8 avenue du Lac
BP249
F-21007 DIJ ON Cedex

<i>Couple en rotation lente</i>	7.8	<i>N.m</i>	<i>M₀</i>
<i>Courant permanent rotation lente</i>	16	<i>A</i>	<i>I₀</i>
<i>Tension d'alimentation de définition</i>	134	<i>V</i>	<i>U</i>
<i>Vitesse de définition</i>	2400	<i>tr/mn</i>	<i>N</i>
<i>Tension maximale</i>	150	<i>V</i>	<i>U_{max}</i>
<i>Vitesse maximale</i>	2900	<i>tr/mn</i>	<i>N_{max}</i>
<i>Courant impulsionnel</i>	45	<i>A</i>	<i>I_{max}</i>
<i>Fem par 1000 tr/mn (25°C)</i>	52	<i>V</i>	<i>K_e</i>
<i>Coefficient de couple électromagnétique</i>	0.5	<i>N.m/A</i>	<i>K_t</i>
<i>Couple de frottement sec</i>	18	<i>N.cm</i>	<i>T_f</i>
<i>Coefficient de viscosité par 1000tr/mn</i>	6.5	<i>N.cm</i>	<i>K_d</i>
<i>Résistance du bobinage (25°C)</i>	0.246	<i>Ω</i>	<i>R_b</i>
<i>Inductance du bobinage</i>	2.6	<i>mH</i>	<i>L</i>
<i>Inertie rotor</i>	0.005	<i>kg.m²</i>	<i>J</i>
<i>Constante de temps thermique</i>	26	<i>min</i>	<i>T_{th}</i>
<i>Masse moteur</i>	18.5	<i>kg</i>	<i>M</i>

Toutes les données sont en valeurs typiques pour des conditions d'utilisation standard



Création: 30 oct 1990 Edition: 21/jan/1999 RX630E .c

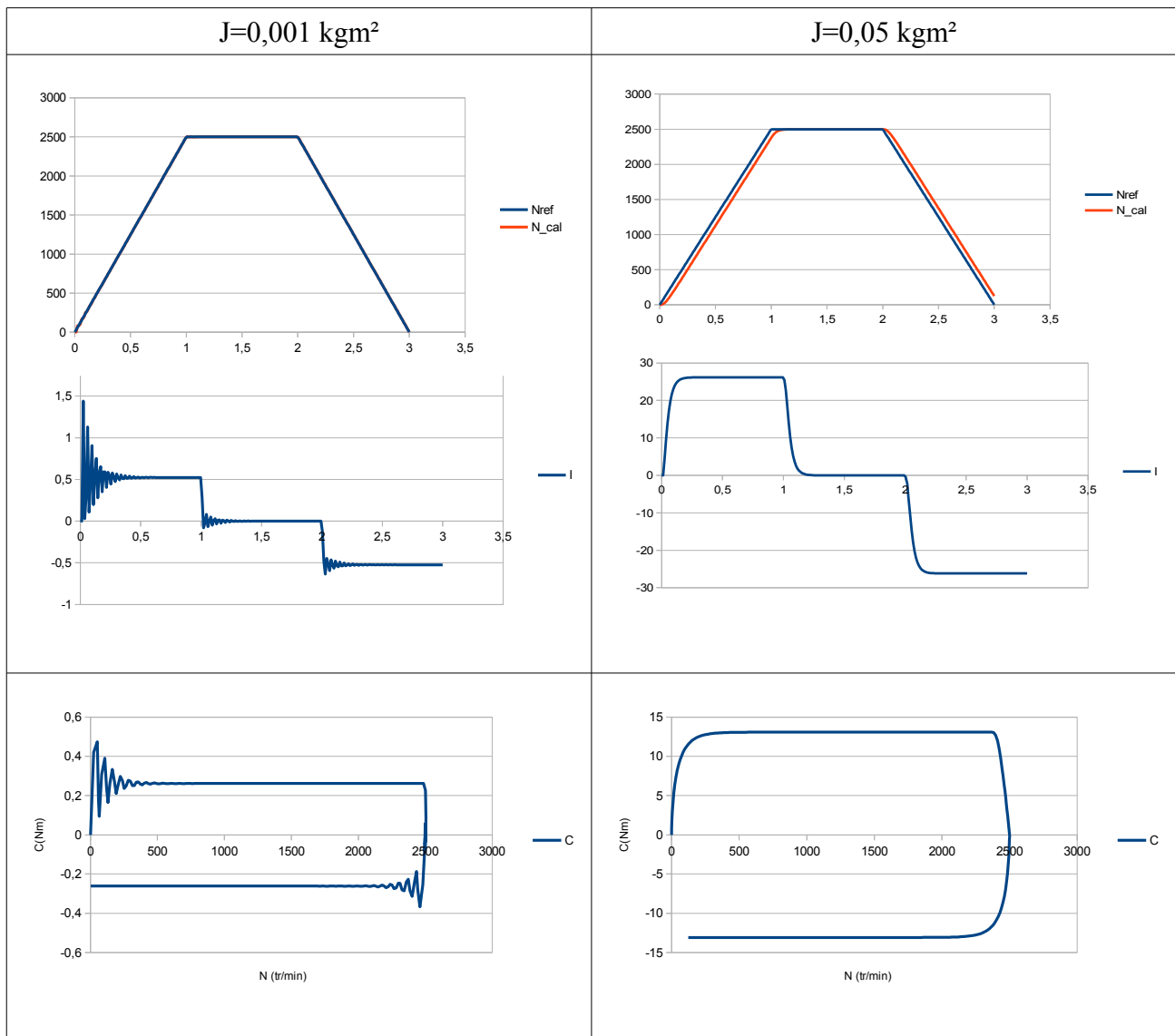
c Contrôle en vitesse : action directe par la tension.

Lorsque l'objectif est de contrôler la vitesse du moteur, afin de lui donner le profil que l'on désire, une première approche consiste à imposer la tension. En effet, vitesse et tension sont liés par la relation suivante en régime permanent :

$$\Omega = \frac{U_{MAX}}{K} - \frac{RC_{EM}}{K^2}$$

Il suffit donc d'ajuster la tension pour avoir la vitesse désirée. Cette solution possède plusieurs inconvénients. Tout d'abord, il est rare que l'on mesure le couple produit par le moteur, parce que cela nécessite un capteur cher et fragile. On prend alors l'hypothèse que $R=0$, ce qui n'est pas vrai. Il faut ensuite connaître la valeur de K avec précision ; une variation de 10 % produira une variation de 10 % sur la vitesse. Par ailleurs, une variation de R (due à l'échauffement du moteur) produira une variation de vitesse en charge.

Un autre problème, provient du fait que l'on ne maîtrise pas le transitoire, et aucun mécanisme n'est possible pour forcer le moteur à rester dans sa zone de fonctionnement de sécurité. Par exemple, nous simulons avec cette méthode le fonctionnement d'un moteur associé à une charge inertielle ($C_f=0$), pour deux valeurs de J.



Pour les faibles valeurs de J , la simulation montre des oscillations de courant. Ces oscillations peuvent être dommageables pour la mécanique et aussi pour le moteur, bien que la valeur maximale soit plus petite que la valeur nominale du moteur.

Pour les grandes valeurs de J , le profil en vitesse est trop exigeant : l'accélération demandée est trop importante, car elle demande beaucoup de couple ce qui induit un courant important. Le moteur ne peut pas normalement fournir cette demande. Mais, avec ce type de contrôle, le courant dépasse sa limite pour parvenir à suivre la référence. Dans ce cas, il y a risque de panne : le moteur risque de chauffer et de produire un défaut.

Ce qu'il faudrait, c'est que le moteur fasse le maximum de ses capacités, quitte à dégrader le profil en vitesse lors d'une surcharge. Le contrôle proposé dans la partie suivante permet une adaptation automatique du moteur à ses conditions de chargement.

d Contrôle du moteur à boucle interne de courant.

Dans ce contrôle, le courant du moteur est asservi à une référence. Cette référence de courant est ensuite ajustée afin d'obtenir le couple nécessaire pour la vitesse voulue. L'intérêt est de pouvoir limiter la référence de courant.

Ce contrôle possède donc deux boucles imbriquées:

- une boucle de courant,
- une boucle de vitesse.

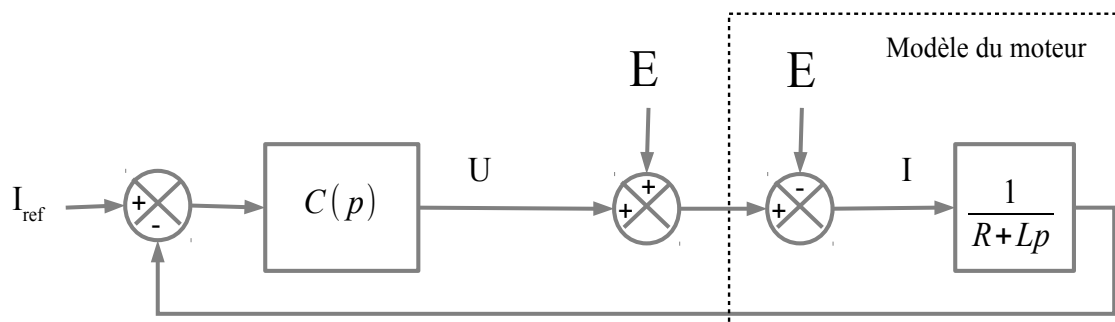
NOTE : la dynamique d'un contrôle avec deux boucles imbriquées doit être au moins 10 fois plus lente que la dynamique de la boucle interne, pour assurer la stabilité de l'asservissement. La boucle de courant doit donc être la plus rapide possible.

- **Boucle interne de courant**

La fonction de transfert de la partie électrique permet d'écrire :

$$I(p) = \frac{U(p) - E(p)}{R + Lp}$$

On aura donc la structure suivante pour l'asservissement en courant :



La force contre électromotrice E agit comme une perturbation de l'asservissement. Cette force contre-électromotrice doit être compensée, c'est pour cela qu'un étage de compensation est inséré à la suite du correcteur, par exemple en calculant $E=K\Omega$. Cette compensation est nécessaire, mais pas suffisante. En effet, la valeur de K ne peut jamais être estimée parfaitement. Il faut donc que le correcteur de courant soit un correcteur Proportionnel-Intégral (PI) afin d'éliminer les erreurs statique. On notera donc :

$$C(p) = K_{PI} \frac{1 + \tau_{II} p}{\tau_{II} p}, \quad FTBO = K_{PI} \frac{1 + \tau_{II} p}{\tau_{II} p} \frac{1}{R + Lp}$$

A ce stade, il est courant de réaliser une compensation du pôle dominant de la fonction de transfert. Nous identifions ce pôle dominant $\tau_I = L/R$, et on posera alors :

$$\tau_{II} = \tau_I = \frac{L}{R}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte se simplifie :

$$FTBO = \frac{K_{PI}}{R \tau_{II} p} = \frac{K_{PI}}{Lp}$$

La fonction de transfert en boucle fermée du système corrigé devient alors :

$$FTBF = \frac{1}{1 + \frac{L}{K_{PI}} p}$$

Ainsi, en boucle fermée, le système répond comme un système du premier ordre, de constante de temps L/K_{PI} . On ajuste alors la valeur du gain K_{PI} , afin d'obtenir le temps de réponse souhaité en boucle fermée, et que l'on note $tr_{5\%}$. On sait que pour un système du premier ordre, ce temps de réponse est lié à la constante de temps du système par :

$$tr_{5\%i} = 3 \frac{L}{K_{PI}} \quad \text{On choisira donc : } K_{PI} = 3 \frac{L}{tr_{5\%i}}$$

NOTE : en théorie, on peut choisir $tr_{5\%}$ aussi petit que l'on veut. Cependant, on se limitera à une valeur supérieure à 10 fois le max entre la période d'échantillonnage du courant dans un système numérique (ce qui est classique dans les systèmes actuels) et la période de hachage de l'alimentation du moteur.

NOTE : Du fait de l'échauffement du moteur, la valeur de la résistance R varie (elle diminue quand la température augmente), et la compensation du pôle dominant n'est donc jamais parfaitement réalisée. Une étude devra s'assurer que le système reste stable malgré ces variations (par des simulations par exemple).

- **Boucle externe en vitesse**

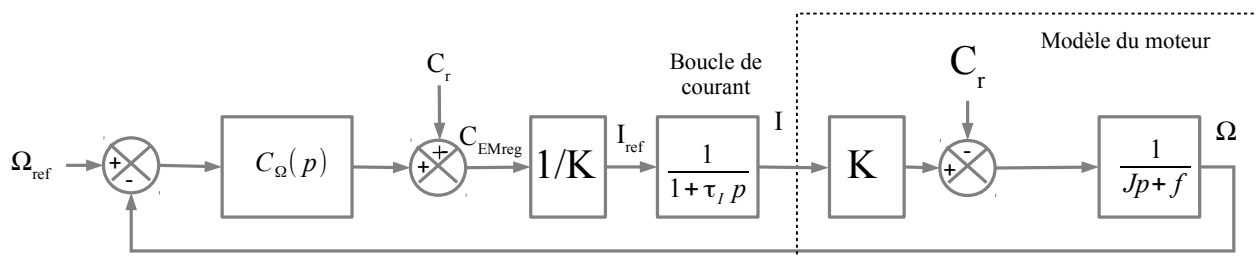
La fonction de transfert en vitesse est donnée par :

$$\Omega(p) = \frac{C_{EM}(p) - C_r(p) - C_f(p)}{Jp} \quad \text{avec, bien entendu, } C_{EM} = KI. \quad \text{En général, on prend en compte}$$

les frottement à ce stade, et l'on pose $C_f = f\Omega$. Ce qui revient à écrire que :

$$\Omega(p) = \frac{C_{EM}(p) - C_r(p)}{Jp + f}$$

Un contrôle en boucle fermée tel que celui présenté à la figure suivante doit être employé :



On remarquera :

- la compensation du couple résistant C_r ,
- la prise en compte de la constante de couple K ,
- la prise en compte de la dynamique de la boucle de courant.

En règle général cependant, la compensation parfaite du couple résistant est impossible, puisqu'on ne le mesure pas. Une action anticipatrice peut toutefois être entreprise si l'on en a un modèle. Quoi qu'il en soit, la structure du correcteur doit permettre une bonne réjection de la perturbation.

Un correcteur PI assurera une bonne réjection d'un couple résistant qui ne dépend pas de la vitesse. Pour d'autres types de couple résistant (frottement sec, variations non-linéaires, ...) des correcteurs plus évolués devront être employés.

On a alors :

$$C_{\Omega}(p) = K_{P\Omega} \frac{1 + \tau_{I\Omega} p}{\tau_{I\Omega} p}$$

On peut choisir de compenser le pôle dominant. Parfois, le pôle dominant est le pôle en J/f . On posera donc :

$$\tau_{I\Omega} = \frac{J}{f}$$

Il vient alors, après toutes les simplifications, que :

$$FTBO = K_{P\Omega} \frac{1 + \tau_{I\Omega} p}{\tau_{I\Omega} p} \frac{1}{1 + \tau_I p} \frac{1}{Jp + f} = \frac{K_{P\Omega}}{f} \frac{1}{\tau_{I\Omega} p (1 + \tau_I p)}$$

On obtient ensuite :

$$FTBF = \frac{1}{1 + \frac{J}{K_{P\Omega}} p + \frac{J}{K_{P\Omega}} \tau_I p^2} \quad \text{puisque} \quad \tau_{I\Omega} = \frac{J}{f}$$

C'est la réponse d'un système du deuxième ordre dont on ne peut pas régler à la fois la pulsation et l'amortissement (deux inconnues, deux équations, mais un seul paramètre de réglage). Un compromis est donc à trouver. Par exemple, si l'on souhaite régler pour un amortissement de ξ ($\xi = 1 \rightarrow$ stabilité privilégiée), on aura :

$$K_{P\Omega} = \frac{J}{4\xi^2 \tau_I}$$

Alors, la pulsation du système en boucle fermée est égale à :

$$\omega_0 = \frac{1}{2\xi \tau_I} \quad \text{soit} \quad \omega_0 = \frac{1}{2\tau_I} \quad \text{si} \quad \xi = 1.$$

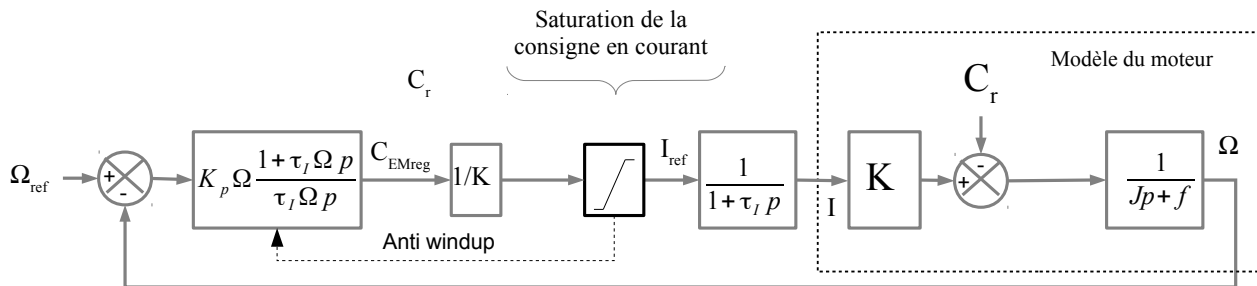
La constante de temps en boucle fermée est déterminé à partir de tables, qui donnent la valeur de $tr_{5\%}$ en fonction de ω_0 . Pour $\xi = 1$, on a $tr_{5\%} \times \omega_0 = 5$. Soit, finalement en boucle fermée :

$$t_{r_{5\%i}} = 10 \tau_I \quad .$$

Une fois encore, il appartient à l'automaticien de vérifier par des essais de simulation que le système conserve ses performances malgré les variations des paramètres.

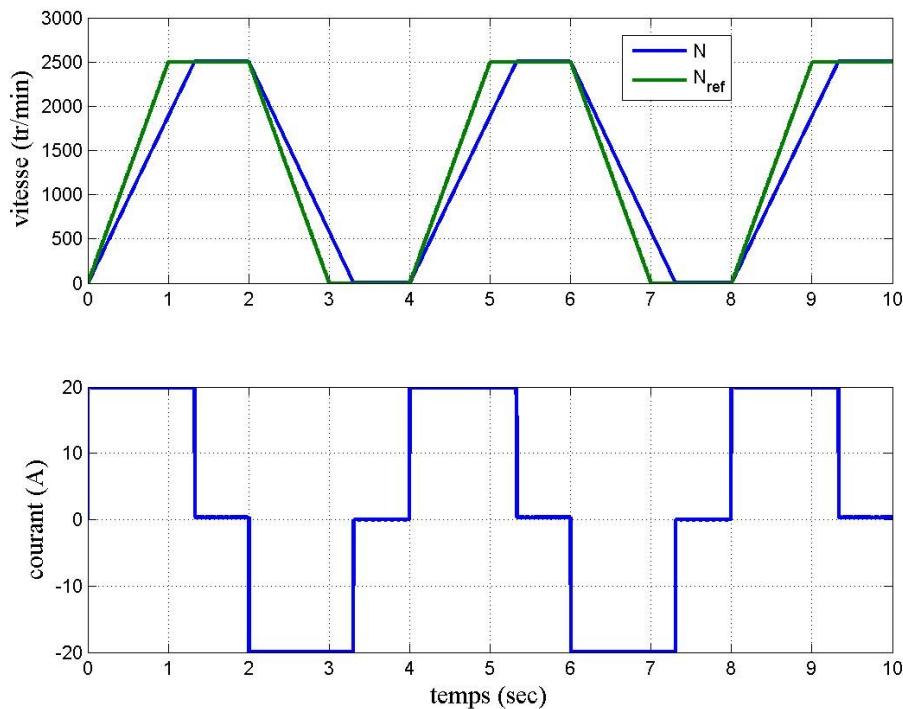
- **Aspects pratiques**

Le recours à deux boucles imbriquées est plus lent qu'une seule boucle de vitesse avec action directe sur la tension, mais permet de bien limiter la valeur du courant, surtout dans les phases de démarrage, ou bien dans les phases de blocage du rotor (de manière accidentelle par exemple). Pour cela, il suffit juste de limiter la valeur de la consigne en courant au niveau de la boucle de vitesse. La valeur de la saturation peut varier, et peut inclure dans la forme la plus évoluée des critères tels que la valeur de I^2t .



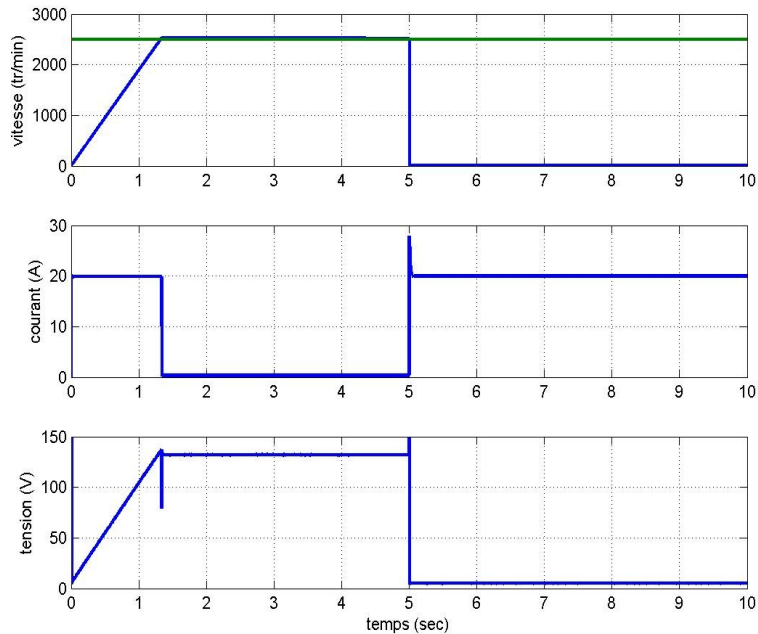
NOTE : lorsque le courant I_{ref} est arrivé à saturation, le couple électromagnétique ne peut pas être égale à sa référence. Dans ce cas, le régulateur de vitesse diverge. Il est donc nécessaire de bloquer l'action intégrante du PI de vitesse lorsque le courant est saturée, ce que l'on appelle : dispositif *anti windup* en anglais.

La figure suivante présente l'asservissement de vitesse pour le moteur RX630 et $J=0,05\text{kgm}^2$.



On voit bien qu'à présent, l'accélération se fait à courant constant, et limité à 20A. Du coup, la montée en vitesse est plus lente, et le profil ne peut pas être respecté. Mais au moins, dans ce cas dégradé, le moteur ne subit pas un échauffement trop important qui le détruirait.

Dans la simulation suivante, la consigne en vitesse est constante à 2500tr/min. À $t=5\text{sec}$, un obstacle s'oppose à la rotation du moteur et le bloque. Du fait de la limitation en courant, celui-ci est limité dans ce cas extrême à 20A : le moteur force, mais ne chauffe pas, et la tension devient presque nulle. En l'absence de cette limitation, le courant pourrait atteindre 600A, une valeur trop importante : le moteur chaufferait, l'isolant des fils conducteurs brûlerait et le moteur serait cassé.



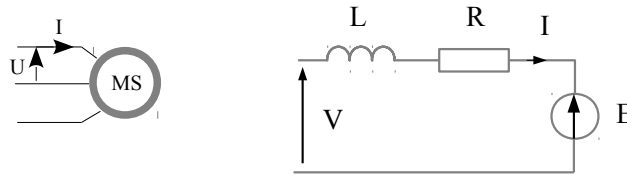
III Variation de vitesse d'un moteur synchrone

a Présentation, définition de la f_{cem}

Le moteur synchrone est un moteur triphasé. On l'appelle aussi servomoteur, ou DC-brushless motor. La photographie suivante montre une gamme de produit chez SIEMENS



Son schéma électrique équivalent est analogue à celui du MCC, mais à la différence que les grandeurs V , I et E sont alternatives sinusoïdales. L'une des figures suivantes présente le schéma électrique monophasé équivalent.

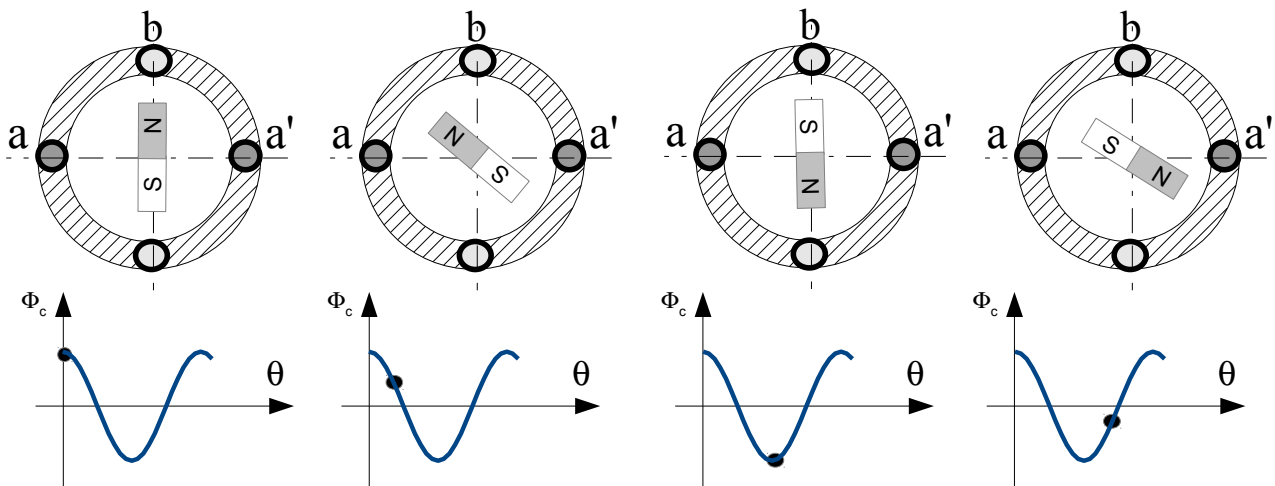


On prendra soin dans cette partie de considérer V comme la tension simple par phase et U la tension composé. Dans ce modèle, on a :

- L qui est l'inductance synchrone,
- R , la résistance des bobinages,
- E la force contre-électromotrice.

Dans ce cours, on ne traite que des machines synchrones à pôles lisses, à aimant au rotor.

La fcem E est due à la variation de flux coupé par les bobinages statoriques. Ce flux est produit au rotor par de puissants aimants. Lorsque le rotor tourne, le flux coupé varie de façon sinusoïdale en fonction du temps. C'est ce que montre la figure suivante, où l'on représente le flux coupé dans la bobine a , noté Φ_c , en fonction de θ , la position du rotor, dans le cas d'une machine à 1 paire de pôles :



En première approximation, le flux varie de manière sinusoïdale en fonction de la position du rotor. Il appartient au constructeur de machine de se rapprocher au plus près de cette condition, en jouant sur les dimensions géométriques des encoches de la machine et leur répartition par exemple.

On pourra donc écrire sous cette hypothèse que :

$$\Phi_c = \Phi_{MAX} \cos(p\theta) \text{ pour une machine à } p \text{ paires de pôles.}$$

Si l'on note Ω la vitesse de rotation de la machine et si Ω est constante telle que $\theta = \Omega t$, alors la rotation de l'aimant produit une tension induite (loi de Lenz) dans le rotor. C'est cette tension que l'on nomme $e(t)$. Elle s'obtient par dérivation, et l'on a :

$$e = \frac{d\Phi_c}{dt} = p \Omega \Phi_{MAX} \sin(p\theta) = K \Omega \sqrt{2} \sin(p\theta) \text{ où } K = p \frac{\Phi_{MAX}}{\sqrt{2}}$$

C'est une tension alternative sinusoïdale, synchronisée sur la position du rotor. C'est cette propriété qui sera utilisée plus tard. Notons que l'on a : $E = K \Omega$

La fem e absorbe de la puissance, qui est convertie en puissance mécanique. En notant Ψ le déphasage entre E et I, on peut par écrire que :

$$P_m = C_{EM} \Omega = 3EI \cos(\Psi) = 3K \Omega I \cos(\Psi) \quad \text{En simplifiant droite et gauche par } \Omega, \text{ on a :}$$

$$C_{EM} = 3K I \cos(\Psi)$$

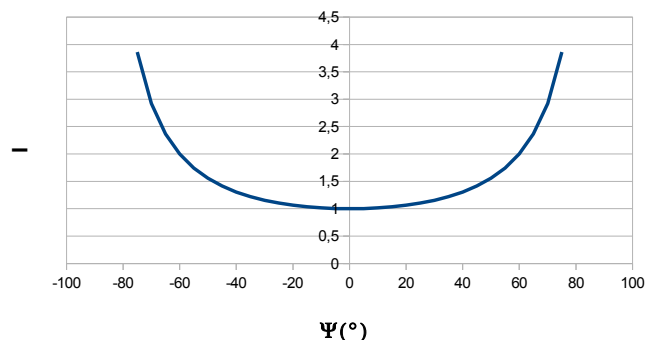
NOTE : les deux formules $E = K \Omega$ et $C_{EM} = 3K I \cos(\Psi)$ sont analogues aux deux formules du MCC. Mais il faut faire attention car dans le cas du moteur synchrone la constante de fem (K) est différente de la constante de couple qui vaut 3K. Dans les documents constructeurs, on fait la différence.

b Notion d'autopilotage

Lorsque l'on étudie la relation $C_{EM} = 3K I \cos(\Psi)$, on voit que le couple produit par le moteur dépend de deux paramètres :

- La valeur I du courant,
- La valeur de Ψ .

Traçons par exemple le courant nécessaire pour produire un couple électromagnétique donné en fonction du déphasage Ψ .



Cette figure montre qu'à couple électromagnétique constant, la valeur du courant nécessaire augmente à mesure que l'angle Ψ s'écarter de 0. Or, plus de courant produit plus de pertes par effet joule ($P_j = 3RI^2$), et donc le moteur s'échauffe plus. Pour limiter l'échauffement, et augmenter le rendement du moteur et sa plage d'utilisation, la valeur de $\Psi=0$ doit être privilégiée.

Les moteurs synchrone sont donc généralement équipé d'un système qui permet de s'assurer que $\Psi=0$. C'est ce que l'on appelle l'autopilotage.

NOTE : Dans ce cours, on ne s'intéresse qu'aux cas où $\Psi=0$, mais l'autopilotage permet aussi de régler d'autre valeurs de Ψ , pour par exemple, augmenter la vitesse de fonctionnement à tension constante.

c Réalisation pratique de l'autopilotage

L'objectif de l'autopilotage est d'assurer en chaque situation un déphasage nul entre fem e et courant I. Or, la fem e est synchronisée sur θ puisque l'on a :

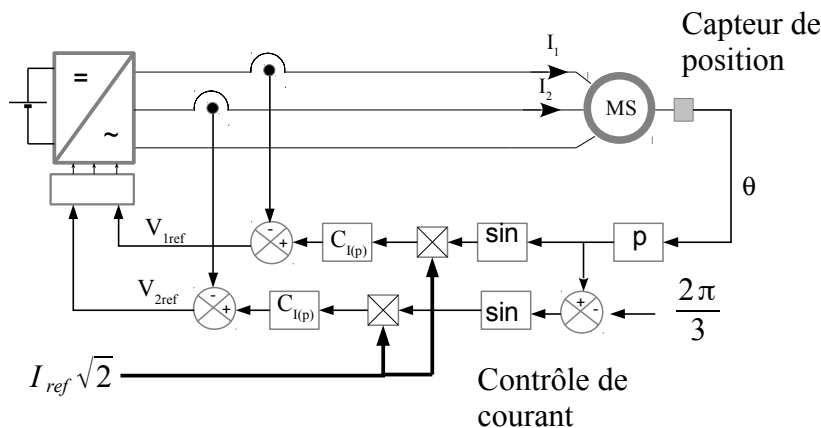
$$e = K \Omega \sqrt{2} \sin(p\theta) \quad \text{Il faut donc assurer } i = I \sqrt{2} \sin(p\theta) .$$

En réalité, il faut un système triphasé équilibré de courant, et l'on devra avoir :

$$\begin{aligned} i_1 &= I \sqrt{2} \sin(p\theta) \\ i_2 &= I \sqrt{2} \sin\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_3 &= I \sqrt{2} \sin\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned}$$

NOTE : Le neutre de ces moteurs n'est presque jamais connectés . Par conséquent, la somme des trois courant est nulle : $i_1+i_2+i_3=0$. Il faut et il suffit d'imposer deux courants sur les trois.

En majorité, les moteurs sont associés à des convertisseurs $=/\sim$ de type onduleur de tension. Par conséquent, une boucle d'asservissement de courant est nécessaire pour assurer la synchronisation du courant sur la position.



Dans cet autopilotage, les deux courants i_1 et i_2 sont asservis chacun à une référence :

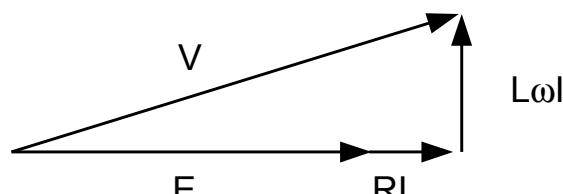
- qui dépend de $\sin(\theta)$,
- dont l'amplitude est réglable par l'entrée $I_{ref} \sqrt{2}$.

NOTE : dans un moteur synchrone autopiloté, la pulsation des courants est liée à la vitesse de rotation du moteur par $\omega = p \Omega$, **et non l'inverse !!!!**

En cours de fonctionnement, la tension aux bornes du moteur évolue. Le schéma électrique équivalent permet d'écrire **qu'en régime permanent** :

$$\underline{V} = \underline{E} + (R + jL\omega) \underline{I}$$

Puisque $\Psi=0$, E et I sont en phase. Le diagramme de Fresnel donne alors :

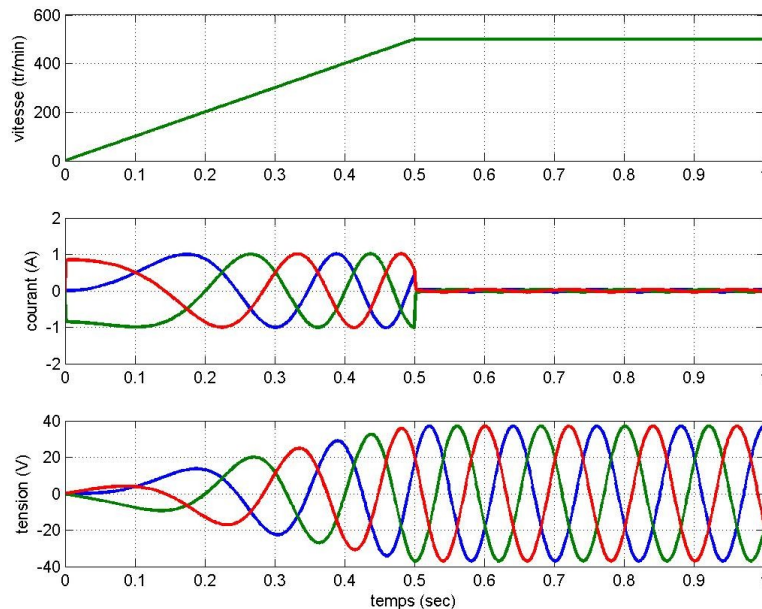


On obtient l'expression de V :

$$V = \sqrt{((E + RI)^2 + (L\omega I)^2)} e^{-j\varphi} \quad \text{avec} \quad \varphi = \text{atan} \frac{L\omega I}{E + RI}$$

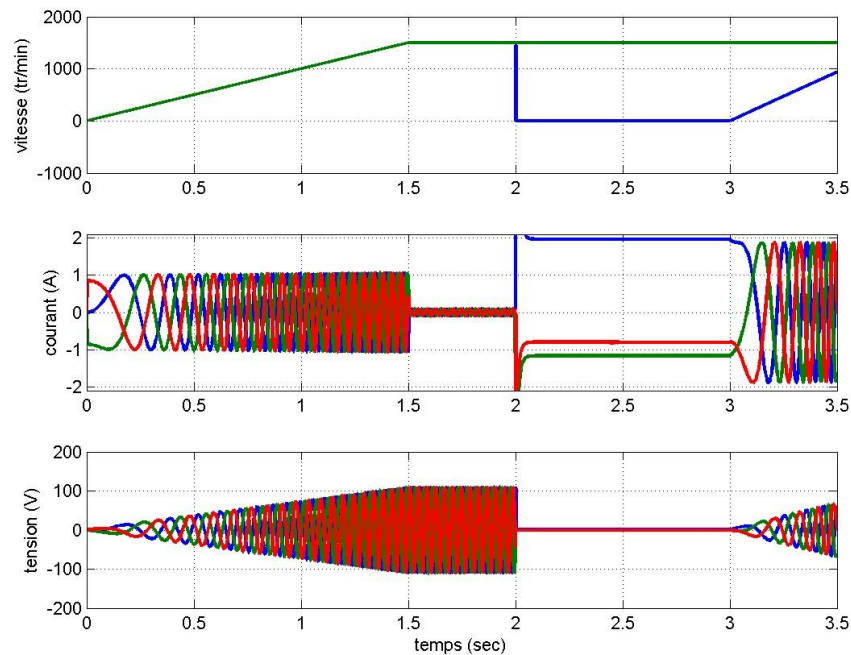
NOTE : pour les petits moteurs (par exemple les ventilateurs de processeur), $R \gg L\omega$ jusqu'à la vitesse nominale. Donc, plutôt que de régler ψ , on synchronise les tensions sur la position du rotor, en mettant V et E en phase. C'est moins performant, mais également moins coûteux (pas d'asservissement de courant). La valeur de V est ajustée en fonction de la vitesse.

Sur le graphique suivant, on montre un profil en vitesse d'un moteur synchrone. Le correcteur de vitesse a été réglé comme pour le cas du MCC, le contrôle en courant étant assuré par l'autopilotage. On montre les trois courants d'alimentation du moteur, ainsi que les tensions résultantes.



On constate nettement que durant la phase d'accélération, la valeur efficace des trois courants est constante. C'est la conséquence d'une accélération constante, à couple électromagnétique constant. Une fois que la vitesse a atteint sa valeur finale, le couple électromagnétique décroît juste pour compenser les pertes. Il est intéressant de constater que la fréquence des courants varie durant l'accélération. C'est la conséquence de l'autopilotage : la relation $\omega = p\Omega$ fait que la pulsation des courants augmente avec la vitesse de rotation du moteur. La tension qui est nécessaire dans cet essai voit aussi sa pulsation varier avec la vitesse de rotation. Son amplitude varie lorsque la vitesse augmente ; c'est normal, car V doit compenser E pour garder I constant. Or E est proportionnel à la vitesse. Lorsque la vitesse de rotation est constante, alors V est constante.

Dans l'essai suivant, le moteur accélère jusqu'à 1500tr/min. Puis à $t=2$ sec, un obstacle stoppe brutalement le moteur pendant 1 sec. À $t=3$ sec, l'obstacle est enlevé et le moteur repart.



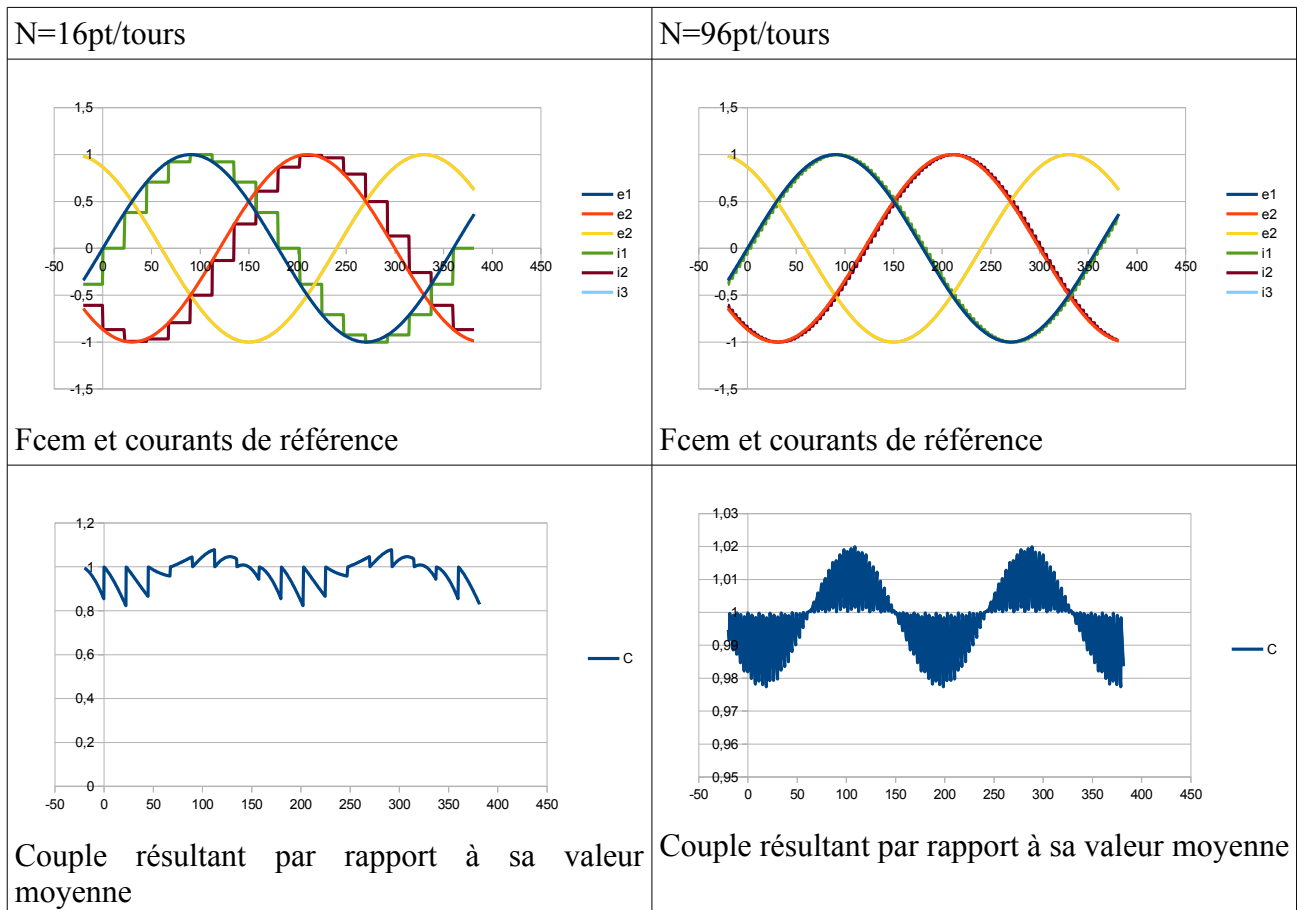
Dans ce cas, on voit bien l'effet de l'autopilotage. Au moment où le moteur s'arrête, le correcteur de vitesse augmente – jusqu'à sa limite – le couple électromagnétique. Mais puisque le moteur est bloqué, les références des courants sont constantes, car tant que le moteur est bloqué, θ est constant. À l'éviction du défaut, le moteur repart : la référence de couple est toujours à son maximum, mais les références de courant sont sinusoïdales, le moteur ayant redémarré. Cette simulation montre l'effet de l'autopilotage : en chaque circonstance les courants sont synchronisés sur la position du rotor, ce qui permet d'avoir un fonctionnement robuste du moteur. Pendant le défaut, les tensions chutent à 0, puisqu'il n'y a pas à compenser E.

d Aspects technologiques

L'autopilotage nécessite la mesure ou l'estimation de la position du rotor. L'estimation de la position du rotor repose sur la mesure de la f_{cem} e, et est mise en place dans certains systèmes pour réduire le coût, augmenter la robustesse du moteur (car on élimine le capteur de position) ou pour gagner en encombrement et en couple massique. Ce cas ne sera pas développé dans ce cours. La mesure de position nécessite un capteur de position absolu. Il existe deux technologies principales :

- les capteurs à effet hall mesurent le champ magnétique environnant. On en place trois à la position de chaque bobine, ils sont alors sensibles à la position de l'aimant rotorique. Avantage : coût modique ; Inconvénient : résolution faible (6 pos/tour)
- les synchronorésolveurs sont des transformateurs tournant. Le primaire est solidaire du stator, le secondaire est solidaire du rotor. De cette façon, et si le résolveur est bien fait, le couplage varie en $\sin(\theta)$. Si en plus, on associe autant de paires de pôles au résolveur qu'au moteur, alors le couplage varie en $\sin(p\theta)$. En général, le primaire est alimenté à tension constante, à une fréquence de l'ordre de 1kHz. Un système à démodulation permet de déterminer l'amplitude crête de la tension secondaire, et donc le couplage. Avantage : résolution élevée (infinie), obtention directe de $\sin(p\theta)$, grande robustesse. Inconvénient : prix.

Dans les systèmes numériques actuels, la mesure de position se fait avec une certaine résolution. Or, plus la résolution est faible (c'est à dire que l'on mesure N positions distinctes avec N petit), plus le couple subit des ondulations (cogging) : la valeur moyenne reste celle voulue, mais la valeur instantanée n'est pas constante. Le graphique suivante montre la variation de couple pour deux cas de résolutions : 16 pt/tours et 96 pt/tours.



On voit bien l'effet de la résolution du capteur : à basse résolution le couple oscille et sa valeur moyenne diminue. Or, cette résolution peut se dégrader avec la vitesse. En effet, si le système échantillonne la position à la période T_e , à basse vitesse, il y a plus d'échantillons qu'à haute vitesse : à basse vitesse, la résolution est bonne, compte tenu de celle initiale du capteur. À haute vitesse, le rotor parcourt un angle plus grand entre deux instants d'échantillonnage, ce qui détériore la résolution : le couple à haute vitesse est dégradé. Le capteur qui sert à l'autopilotage a une résolution typique de 1024pos/tour.

Un autre problème qui survient à haute vitesse concerne T_r , le temps de réponse de la boucle d'autopilotage. En effet, ce temps de réponse produit un écart entre le déphasage Ψ désiré et celui obtenu, l'écart s'exprimant par : $\Psi = \omega T_r = p \Omega T_r$, qui augmente donc à mesure que la vitesse augmente. Ainsi, à courant constant, la valeur moyenne du couple diminue. Par exemple, pour un moteur à 50Hz, $T_r=1\text{msec}$ amène un écart de 18° , soit une chute de couple de 5 % environ. Certains moteurs tournent à 150Hz ; dans ce cas, la réduction du couple est de 40 %!

On le voit, l'autopilotage nécessite une mise en œuvre soignée et performante. Celui-ci est inclus dans des variateurs de vitesse tout intégrés ce qui permet une adéquation parfaite entre le moteur et

ses composants annexes, afin de garantir les performances sur une large plage d'utilisation.

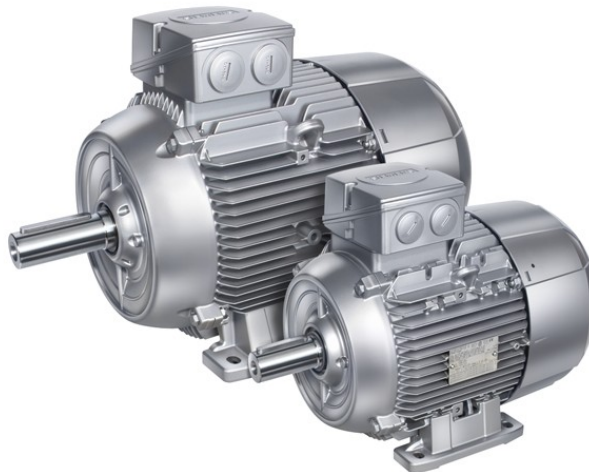
IV Machine asynchrone en vitesse variable

a Généralités sur le moteur asynchrone

L'induit des moteurs asynchrones ressemble en tous points à celui d'un moteur synchrone ; le rotor, lui, est totalement différent. Il est fait de tôles en acier et d'une cage (appelée d'écureuil) en aluminium.

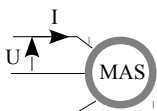
Le stator induit des courants au rotor (courants induits) qui à leur tour, produisent un couple. C'est donc une conversion electro-mécanique radicalement différente des moteurs précédents. Ici, il n'y a pas d'aimants au rotor. Les courants induits produisent des pertes joules, appelés pertes joules rotoriques.

Le rendement est donc généralement plus bas que pour les moteurs précédents à puissance de sortie équivalente. La dynamique n'est pas très élevée, car l'inertie du rotor est importante. Puisqu'il chauffe, il faut des ailettes et un ventilateur pour refroidir sa carcasse, avec un problème thermique délicat puisque la majeure partie des pertes ont lieu au rotor, et que le refroidissement a lieu au stator. Son couple massique est donc bas.



Il est donc peu utilisé en robotique, mais est très utile dans les processus industriels car sa conception est très robuste. Il est l'actionneur de choix lorsque l'on n'attend pas des performances dynamiques élevées, qu'il faut assurer une grande robustesse de fonctionnement, et que le coût doit être bas.

C'est un moteur triphasé. Dont la caractéristique de fonctionnement dans le plan (C, Ω) ne dépend quasiment pas du courant efficace permis et de la limite de tension autorisée !

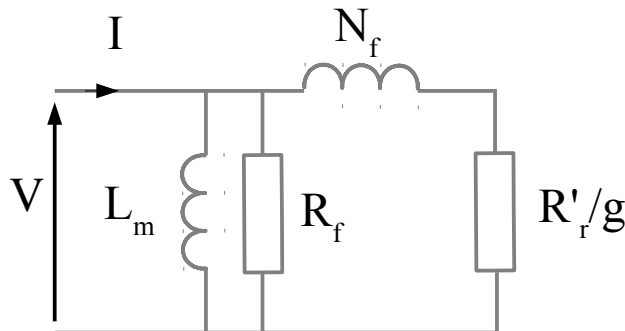


Dans ce cours, les courants induits ne sont pas asservis, nous verrons que c'est inutile dans la commande envisagée. Il n'y a donc pas de boucle de courant, et l'on impose ω , la pulsation des tensions au stator. Il n'y a pas de synchronisation, ni d'autopilotage.

Pour ce moteur, on définit :

- une vitesse de synchronisme $\Omega_s = \frac{\omega}{p}$
- le glissement $g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$.

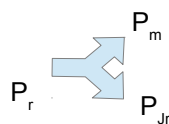
Il est possible de fournir un schéma électrique équivalent monophasé, mais celui-ci reste très compliqué.



Ce schéma valable uniquement en régime permanent fait apparaître :

- L_m , l'inductance magnétisante,
- R_f , la résistance équivalente des pertes fer de la machine
- N_f , l'inductance de fuite ramenée au stator,
- R'_r/g la résistance des courants induits au rotor, ramené au stator.

Ainsi, il n'y a pas de force contre-électromotrice qui apparaisse dans ce schéma électrique équivalent, car la conversion électromécanique n'est pas aussi évidente que dans les moteurs précédents. La puissance P_r reçue par la résistance R'_r/g est la puissance transmise au rotor, et qui est convertie en puissance mécanique P_m et dissipée sous forme électrique P_{jr} . La figure suivante montre le transfert de puissance énergétique :



On montre les relations suivantes :

$$P_{jr} = g P_r \text{ et } P_m = (1 - g) P_r .$$

b Expression du couple en fonction de la vitesse à tension constante.

Le schéma électrique équivalent montre que :

$$P_r = 3V^2 \frac{R'_r}{g} \frac{1}{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + (N_s \omega)^2}$$

Ensuite, on calcule que :

$$P_m = (1 - g) P_r = C \Omega = C \Omega_s (1 - g)$$

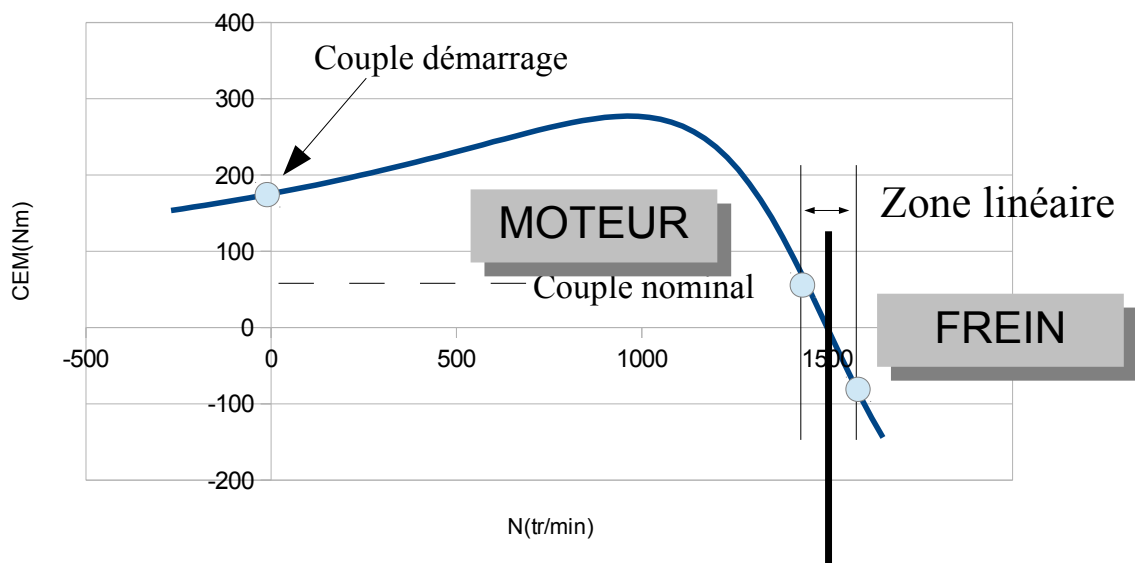
Il vient par la suite que :

$$C = \frac{3V^2 R'_r}{\Omega_s g} \frac{1}{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + (N_s \omega)^2}$$

Cette expression peut être exprimée en fonction de $g_{max} = \frac{R'_r}{N_s \omega}$:

$$C = \frac{3V^2}{\Omega_s N_s \omega} \frac{1}{\frac{g_{max}}{g} + \frac{g}{g_{max}}}$$
 ; le couple maximum (obtenu pour $g=g_{max}$) vaut : $C_{MAX} = \frac{3p}{2} \frac{V^2}{N_s \omega^2}$

Cette formule permet de tracer LA caractéristique STATIQUE couple vitesse du moteur à tension constante. Elle a la forme caractéristique de la figure ci dessous.



NOTE : Ce moteur de 5kW présenterait un couple électromagnétique de plus de 250Nm, ce qui est énorme (environ 8 fois le couple nominal). En réalité, ce couple maximal est limité principalement par la résistance du stator non prise en compte par ce modèle.

Cette caractéristique possède plusieurs caractéristiques :

- un couple de démarrage non nul. Faire démarrer un moteur asynchrone sous tension nominale est donc possible, surtout que ce couple de démarrage est plus grand que le couple nominal,
- une zone linéaire, autour de la vitesse de synchronisme, et délimitée par +/- le couple nominal du moteur,
- une zone moteur pour les vitesses inférieures à la vitesse de synchronisme et une zone frein pour les vitesses supérieures à la vitesse de synchronisme et les vitesses négatives (ce dernier cas est très peu employé),

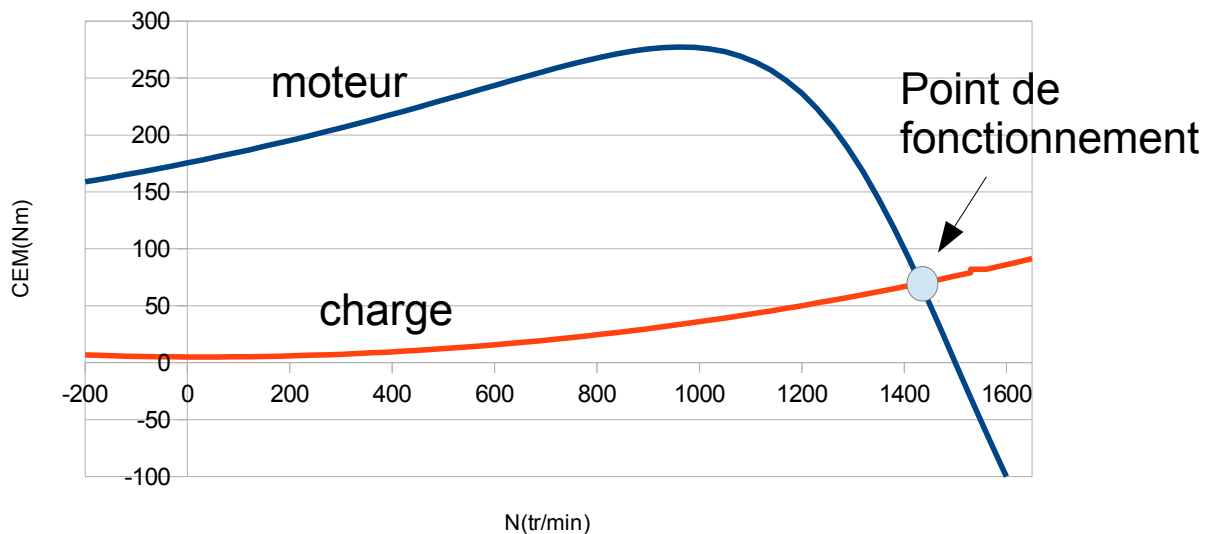
- pour la vitesse de synchronisme, le moteur ne fournit pas de couple, ce qui a pour conséquence a contrario, que le moteur ralentit lorsqu'il est chargé.

En réalité, la totalité de cette courbe n'est jamais exploitée en régime permanent, car le rendement du moteur serait prohibitif, à mesure que le glissement augmente. On utilise donc le moteur presque exclusivement dans sa zone linéaire.

Notons au passage que le point de fonctionnement du moteur se détermine en identifiant le point de concours de la caractéristique statique du moteur, et de la caractéristique de chargement de ce même moteur. Dans la suite de ce cours, nous traitons d'un chargement du type :

$$C_f=0 \text{ et } C_r=C_0+b\Omega^2.$$

La figure suivante montre le point de fonctionnement qui s'en déduit.



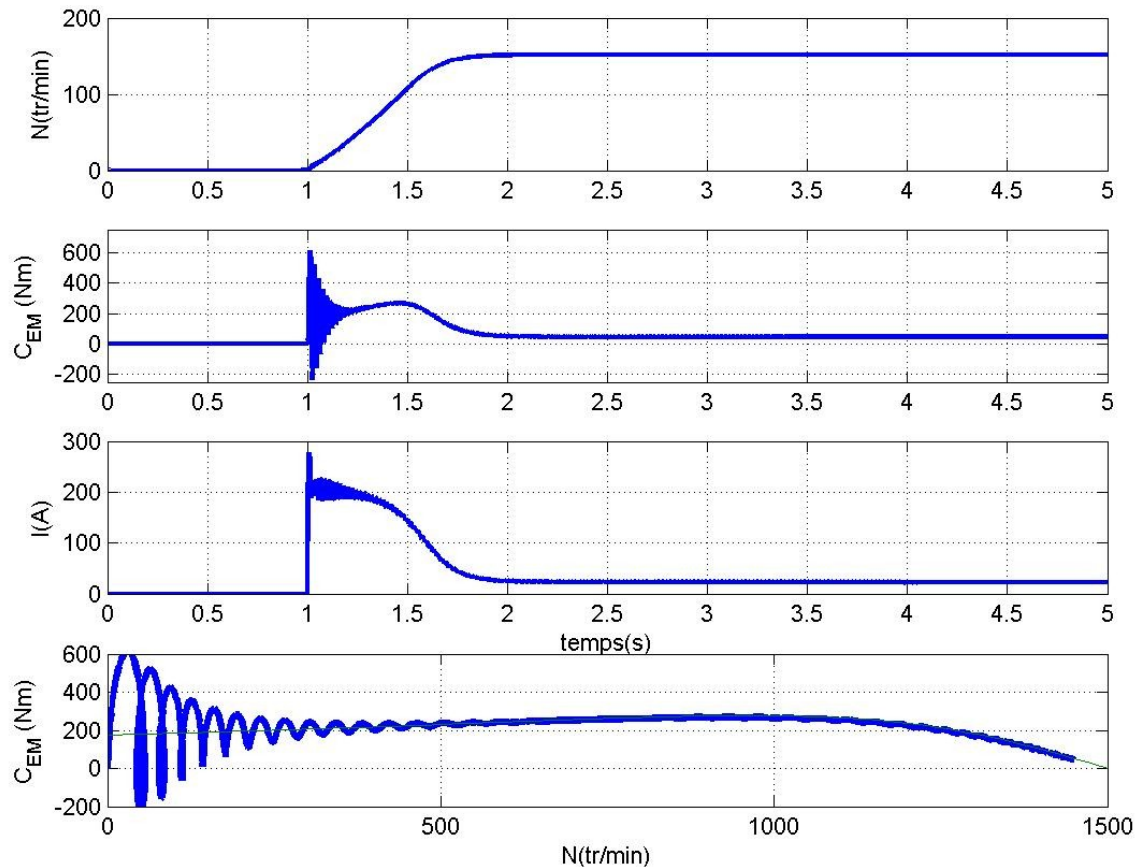
c. Ce qu'il ne faut pas faire (en général) avec un moteur asynchrone

En règle général, la variation de vitesse par action unique sur la tension est à proscrire. Dans la suite de ce cours, nous montrons les problèmes que cela occasionne lors :

- d'une phase de démarrage,
- d'une montée progressive en vitesse,
- du réglage du point de fonctionnement.

Premier essai : démarrage du moteur sous sa tension nominale :

Dans ce premier essai, on ferme l'interrupteur qui alimente la machine à $t=1s$. Le moteur est toujours relié à sa charge. Dans cet essai, l'inertie est importante et vaut $1kgm^2$.



Cette figure montre une première chose, c'est que la caractéristique transitoire du moteur ne suit pas celle du régime permanent ; aux premiers instants, le couple oscille, et peut largement dépasser le couple maximal du régime permanent. Ces oscillations sont un premier problème, car elles peuvent créer du bruit ou produire des résonances dans le système.

Ensuite, le moteur parcourt sa caractéristique statique, car la vitesse varie lentement. Il atteint son point de fonctionnement en moins d'une seconde. Pendant ce démarrage, le couple est largement au dessus du couple nominal, et le courant du moteur dépasse également les 200A, ce qui est bien supérieur au courant nominal.

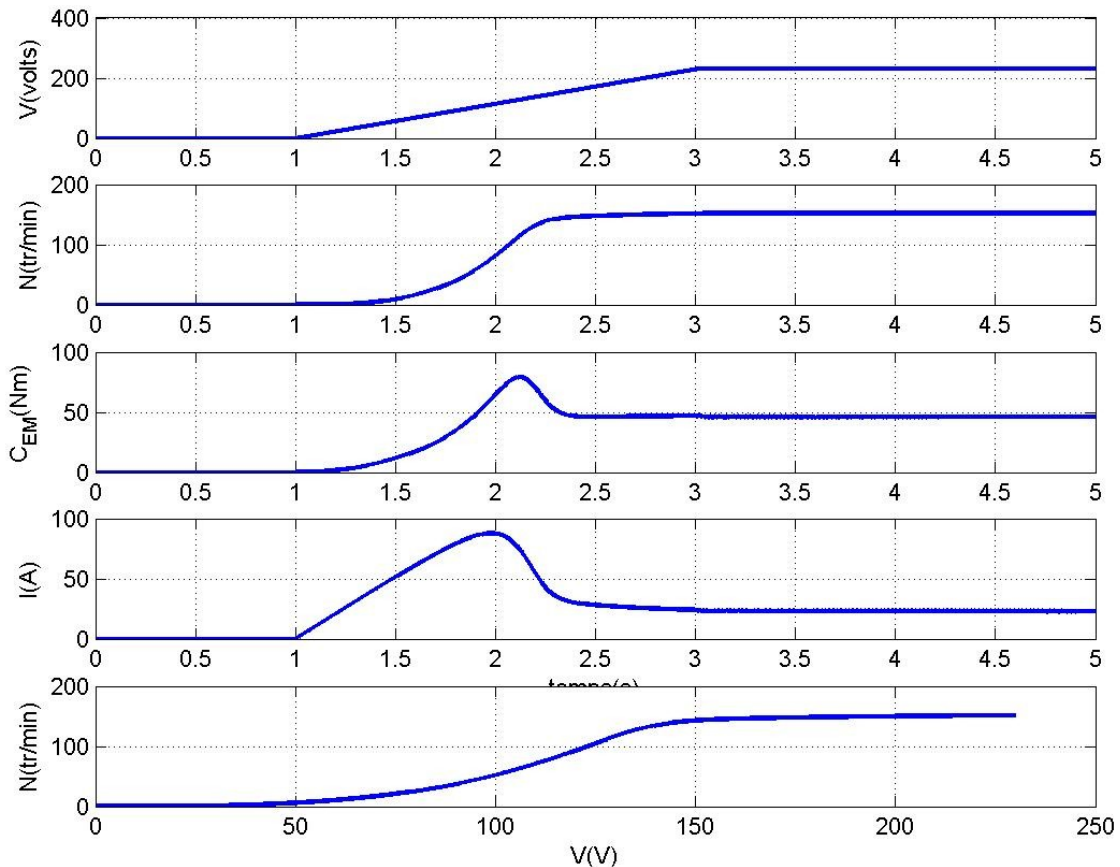
Pendant ce démarrage, le moteur aura fourni une énergie cinétique à la charge qui vaut 10kJ. Puisqu'il le fait en moins de 1 seconde, cela correspond à une puissance moyenne de 12kW, ce qui est environ deux fois plus que la puissance nominale. Mais les contraintes apportées par le couple transitoire, son caractère oscillant, provoque un « stress » :

- pour le moteur lui même car les arbres fatiguent sous ces à-coups,
- pour les dispositifs électriques qui voient passer des courants très importants (en TP, on voit les fils d'alimentation du moteur sursauter aux démarrages sous l'effet des grandes forces de Laplace!).

Ce type de démarrage doit être évité dans un process industriel.

Deuxième essai : démarrage progressif du moteur:

Dans cet essai, on fait varier linéairement la tension aux bornes du moteur ; l'objectif est d'obtenir un profil trapézoïdal de la vitesse. Les résultats sont donnés à la figure suivante.



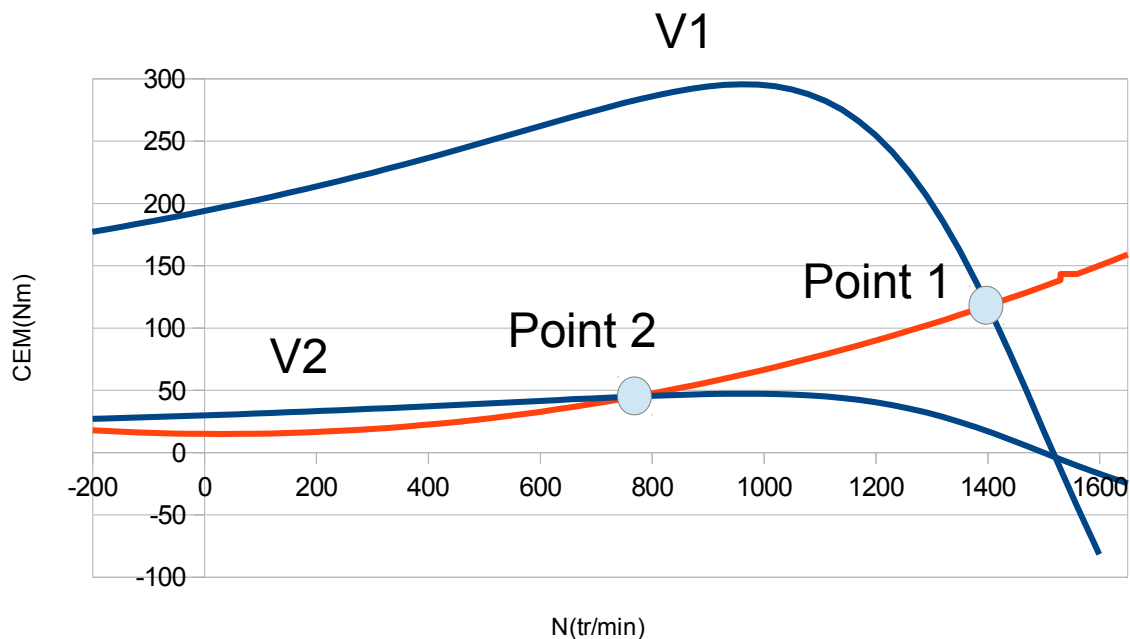
Ce type de démarrage évite les oscillations du début ; le couple est continu, il n'y a plus d'oscillations non plus sur le courant. La pointe observée sur le couple correspond peu ou prou à la valeur maximal du couple. Cependant, on voit sur la vitesse – aux environs de 2 secondes – une nette accélération puis une phase de plateau. Dans le plan $N(V)$, on voit que la tension ne règle pas la vitesse sur l'ensemble de la plage, mais entre 50V et 100V. De plus, ces résultats dépendent fortement de la charge, et ne peuvent pas être reproduits si J ou le modèle de C_r changent.

NOTE : ce démarrage progressif a longtemps été utilisé dans des dispositifs « soft start » qui, à chaque démarrage – augmentent progressivement la tension aux bornes du moteur plutôt que par à-coup. Ces dispositifs utilisaient des gradateurs, quasiment interdits à présent.

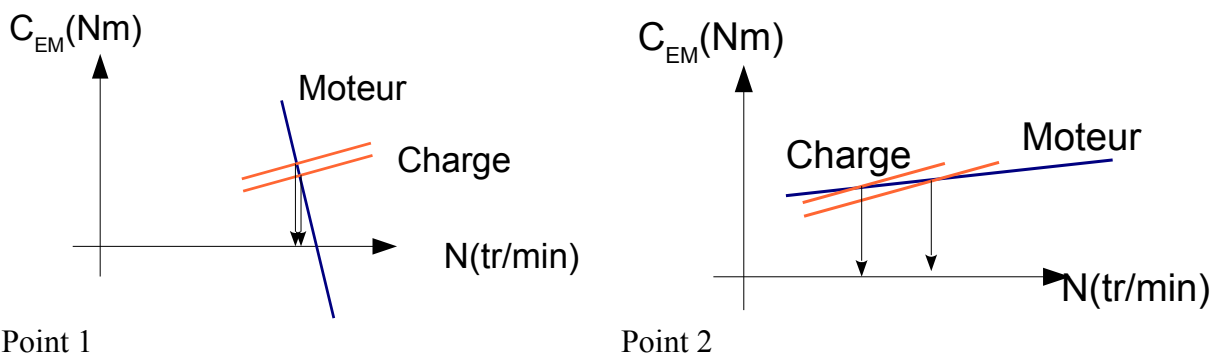
Cet exemple montre qu'il est difficile de régler le profil en vitesse par action simple sur la tension.

Réglage du point de fonctionnement par action sur la tension :

Considérons un moteur asynchrone alimenté sous tension variable, avec une charge qui dépend de la vitesse. Traçons deux cas de figure, pour deux tensions différentes ($V_1 > V_2$), et étudions le point d'équilibre obtenu dans chaque cas.



Le point de fonctionnement 1 est un point stable au sens qu'une variation du couple de charge ne va pas entraîner de variation trop grande de la vitesse, comme illustré à la figure suivante. En effet, la caractéristique du moteur est dans sa zone linéaire, et très verticale.

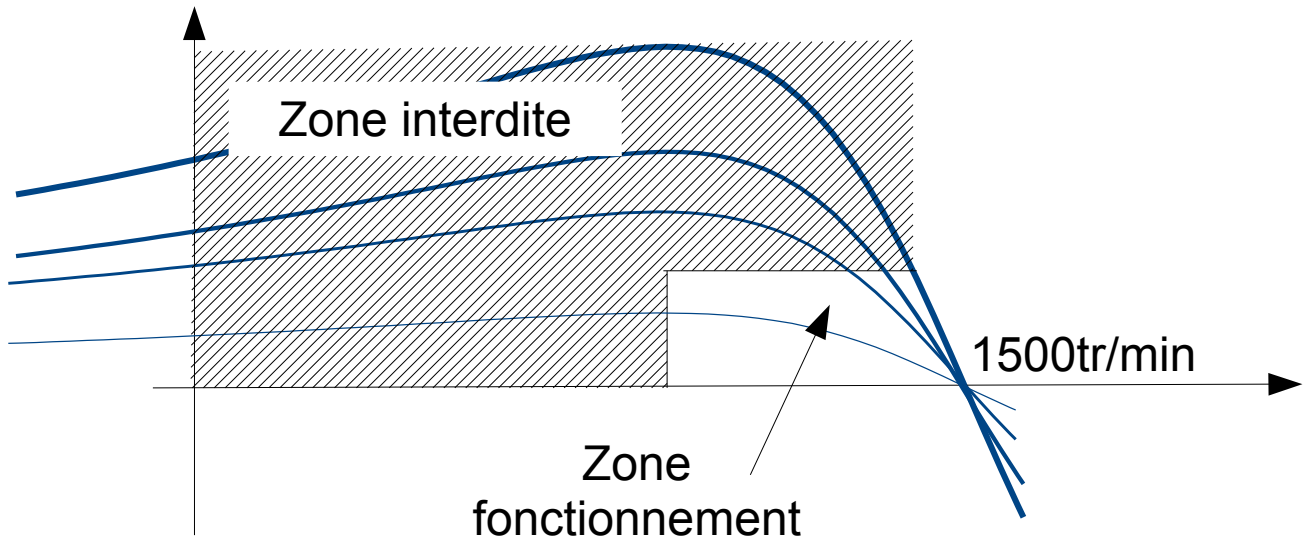


Pour le point de fonctionnement 2, la caractéristique du moteur est là dans une zone très horizontale. Le point de fonctionnement dépend alors beaucoup de la valeur du couple de charge qui peut varier fortement (influence des frottements secs, de la température, de l'état de lubrification des paliers,...). Dans ce cas, la vitesse est très instable, et il est très difficile d'y remédier. Cette partie de la caractéristique, à gauche du couple max, est à proscrire.

Donc, même si il est possible de faire varier la vitesse par action simple sur la tension, cela réduit la zone du fonctionnement du moteur dans le plan (N,C) :

- à la zone limitée par le couple nominal ,
- à la zone limitée par la vitesse du couple maximal.

A tension variable et fréquence fixe, la zone de fonctionnement est donc limitée à une zone restreinte autour de la vitesse de synchronisme :



On le voit, la variation de vitesse par action simple sur l'amplitude de la tension d'alimentation reste donc une méthode qui peut s'avérer utile dans certains cas de démarrage de moteur, mais pas pour faire de la variation de vitesse pour des systèmes de transport ou de ventilation par exemple.

d Variation de vitesse par action combinée sur la fréquence et l'amplitude des tensions à V/f constant

Nous l'avons vu, la zone la plus efficace du moteur se concentre autour de la vitesse de synchronisme, c'est à dire pour les faibles valeurs de glissement g . Alors, la caractéristique statique donne :

$$C = \frac{3V^2}{\Omega_s N_s \omega} \frac{1}{\frac{g_{max}}{g} + \frac{g}{g_{max}}} \rightarrow C \approx \frac{3V^2}{\Omega_s N_s \omega} \frac{g}{g_{max}} \text{ autour de } g=0.$$

Changer la valeur de ω permet de modifier la vitesse de synchronisme. Exprimons donc cette approximation du couple en fonction de ω :

$$C \approx \frac{3pV^2}{\omega^2} \frac{\left(\frac{\omega}{p} - \Omega\right)}{N_s \frac{\omega}{p} \frac{R'_r}{N_s \omega}} = \frac{3p}{R'_r} \left(\frac{V}{\omega}\right)^2 (\omega - p\Omega) .$$

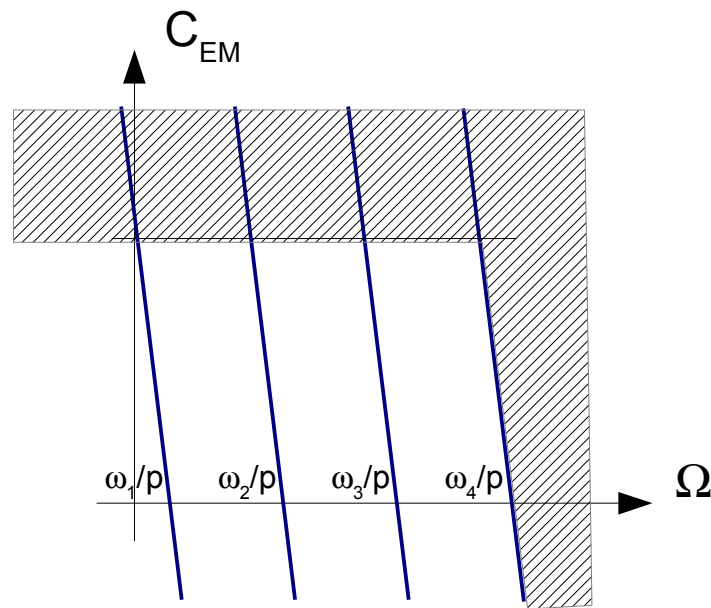
Dans le plan (Ω, C) , c'est l'équation d'une droite :

- de pente $\frac{3p^2}{R'_r} \left(\frac{V}{\omega}\right)^2$,
- d'abscisse à l'origine $\frac{\omega}{p}$.

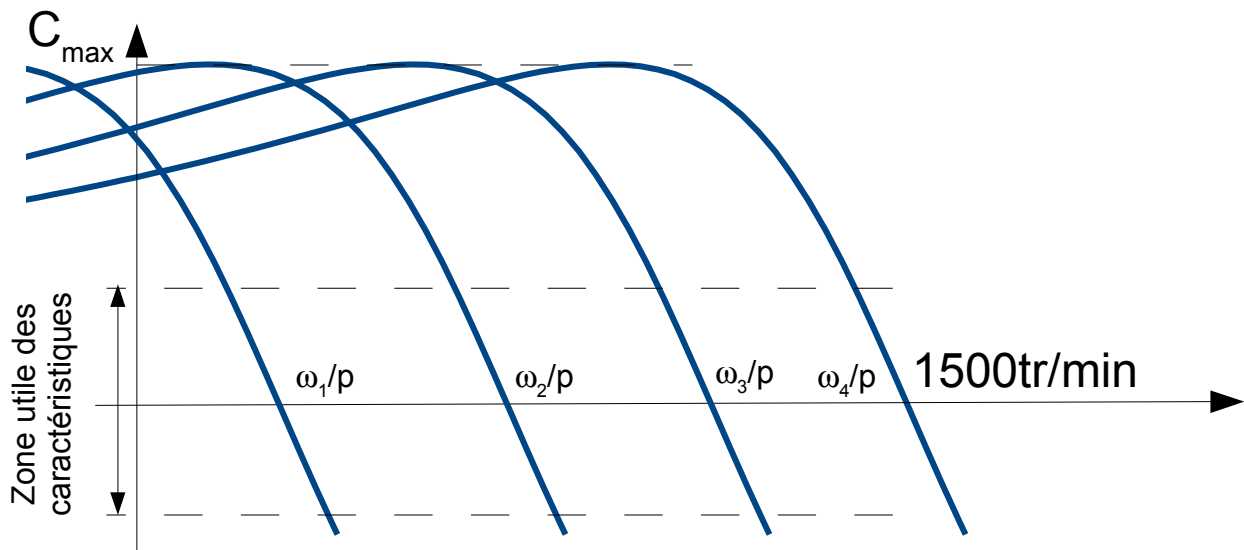
Pour rendre le fonctionnement du moteur plus simple, la méthode proposée consiste à maintenir la pente constante. Le rapport $\frac{V}{\omega}$ doit donc être constant. Ce contrôle porte le nom de commande à V/f constant, et on note ϕ_M , le rapport $\frac{V}{\omega}$.

L'intérêt de la méthode c'est que toutes les caractéristiques du moteurs à V/f constant deviennent des droites parallèles, mais qui se décalent. Et puisque chaque point de la caractéristique est stable, la zone de fonctionnement est maintenant élargie à l'ensemble des points.

NOTE : il devient plus facile de paramétrer ces caractéristiques par ω , bien que V change aussi



NOTE : à $V/f = \text{cste}$, le couple max est constant. En réalité, on montre que l'on obtient des caractéristiques du moteur décalées ; seules les parties linéaires nous intéressent :

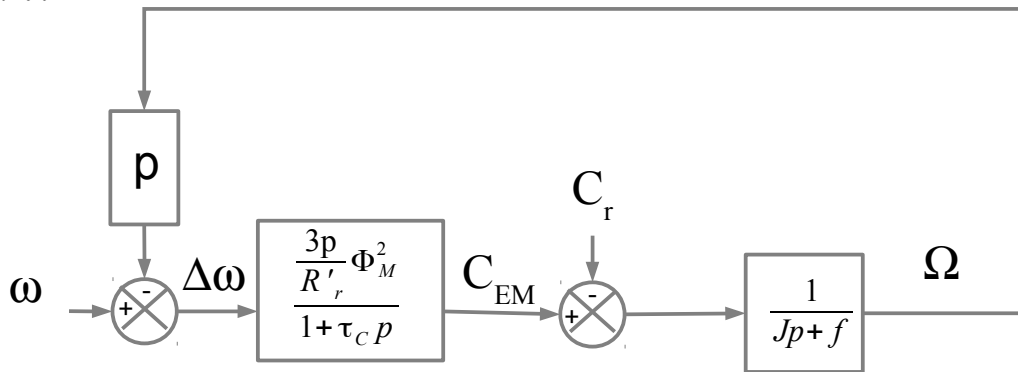


Dans une commande à v/f constant, le moteur est modélisé en première approximation par un gain entre le couple et une variable, notée $\Delta\omega$, telle que :

$$\Delta\omega = \omega - p\Omega$$

Cependant, ce modèle n'est valable qu'en régime statique. Pour le régime dynamique, on prend en compte la constante de temps d'établissement du couple, notée τ_c dans ce cours. On aboutit alors au

modèle suivant :



L'objectif du contrôle va maintenant être de déterminer la bonne pulsation ω , de laquelle se déduira la tension d'alimentation.

NOTE : les paramètres de ce modèle sont variables au cours de fonctionnement, en particulier la résistance rotorique R'_r qui peut varier du simple au double selon la température du rotor. Les correcteurs utilisés devront être robustes vis à vis de ces variations paramétriques.

e Asservissement de la vitesse d'un moteur synchrone à V/f constant

Le modèle du moteur établi dans le cas où V/f est constant montre qu'il est possible de contrôler le couple électromagnétique, par réglage de la quantité $\Delta\omega$. Du point de vue de l'asservissement de vitesse, on se retrouve dans la même situation que l'asservissement de vitesse du moteur à courant continu, et par analogie, on posera $K = \frac{3p}{R'_r} \Phi_M^2$ et on réglera le correcteur Proportionnel-Intégral de la manière suivante :

$$C_{\Omega}(p) = K_{P\Omega} \frac{1 + \tau_{I\Omega} p}{\tau_{I\Omega} p}$$

En choisissant de compenser le pôle dominant en J/f, on posera:

$$\tau_{I\Omega} = \frac{J}{f}$$

$$FTBO = K_{P\Omega} \frac{1 + \tau_{I\Omega} p}{\tau_{I\Omega} p} \frac{1}{1 + \tau_C p} \frac{1}{Jp + f} = \frac{K_{P\Omega}}{f} \frac{1}{\tau_{I\Omega} p (1 + \tau_C p)}$$

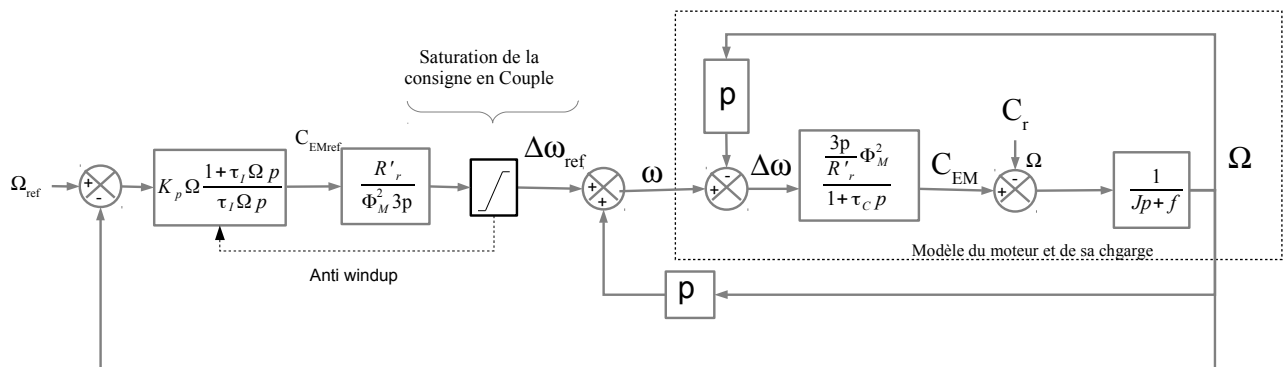
On obtient ensuite :

$$FTBF = \frac{1}{1 + \frac{J}{K_{P\Omega}} p + \frac{J}{K_{P\Omega}} \tau_C p^2} \text{ puisque } \tau_{I\Omega} = \frac{J}{f}$$

Si l'on souhaite régler pour un amortissement de ξ , on aura :

$$K_{P\Omega} = \frac{J}{4 \xi^2 \tau_C} .$$

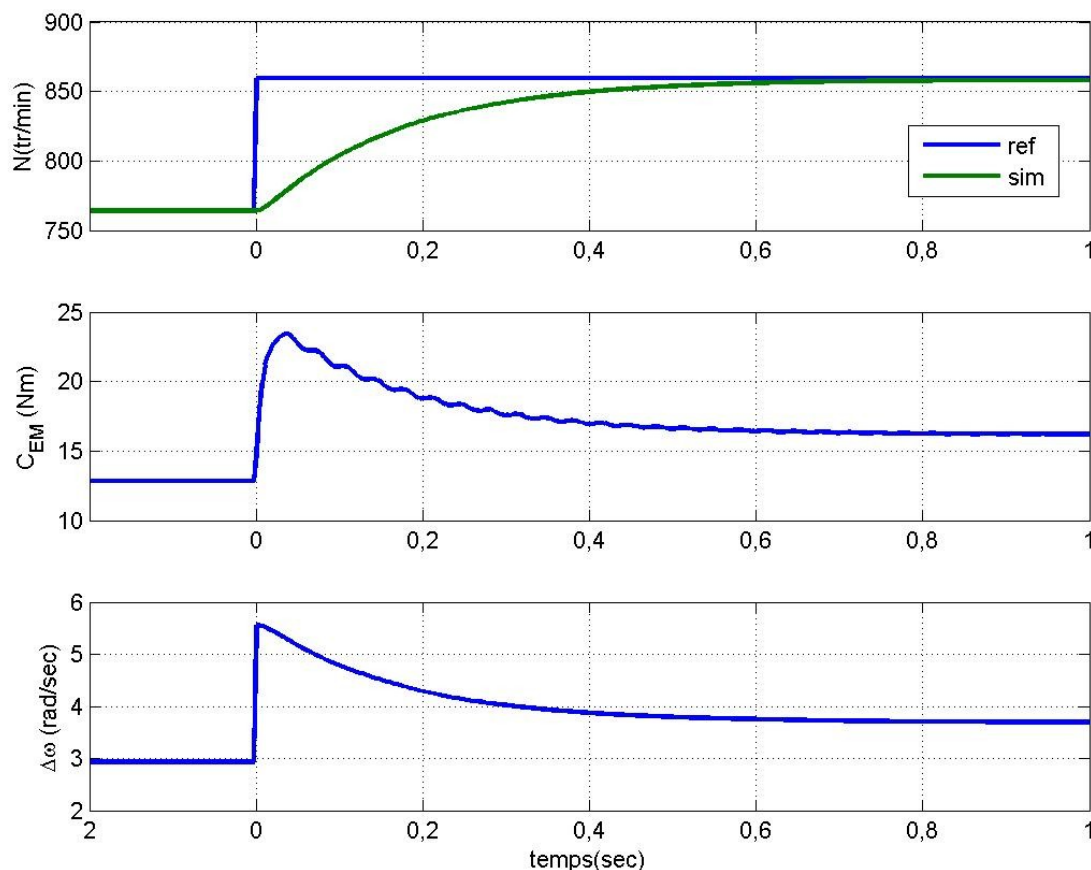
Nous obtenons alors le schéma d'asservissement suivant :



Sur ce schéma, nous avons :

- le correcteur de vitesse qui produit un couple de référence ; ce couple de référence est le couple de référence en statique, et non pas en dynamique,
- la limitation du couple du glissement pour qu'il ne soit pas trop important,
- la compensation de la vitesse de rotation, ce qui fournit la consigne en ω .

La figure suivante montre des simulations obtenu avec le réglage proposé, pour un échelon de 100tr/min autour de 820tr/min.



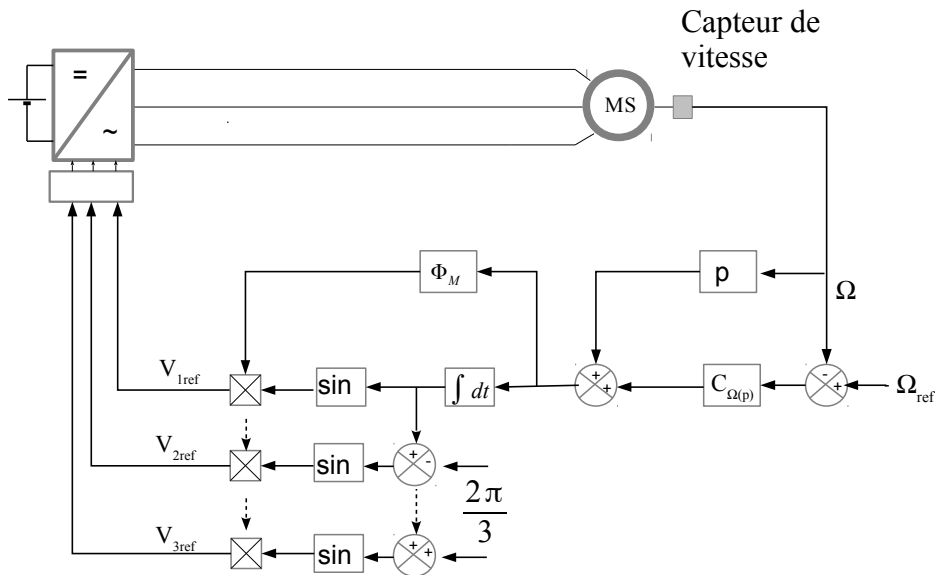
On obtient un temps de réponse en boucle fermée de 0,5 secondes environ.

f Mise en œuvre pratique de la commande en $V/f = \text{cste}$.

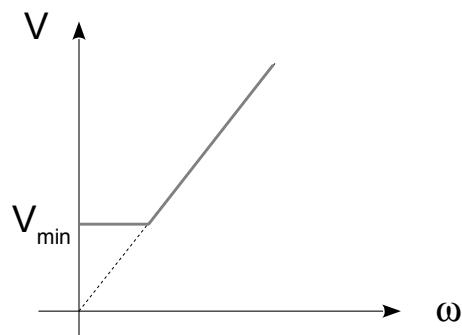
Nous avons vu que la commande en V/f constante nécessite :

- de mesurer la vitesse de rotation pour pouvoir calculer ω ,
- de calculer ensuite la valeur efficace des tension moteur.

Rapelons par ailleurs que la synchronisation des tension ou des courants n'est pas nécessaire dans ce cas de figure. Ainsi, la commande en V/f nécessite absolument un capteur de vitesse. L'organigramme est le suivant :



Cette commande est assez simple à mettre en œuvre, et convient pour des systèmes qui ne nécessitent pas des performances dynamiques trop grandes. En effet, le temps d'établissement du couple, mais aussi l'écart constaté entre le couple de référence et le couple obtenu limite la bande passante en boucle fermée de l'asservissement en vitesse. De plus, à basse vitesse, elle ne donne pas des performances satisfaisantes. En effet, pour les faibles valeurs de Ω , la valeur efficace de la tension est faible elle aussi (seulement 12V à 5 % de la vitesse nominale!). Or, cette faible tension peut être égale à la chute de tension dans la résistance du stator, c'est à dire qu'à faible vitesse et faible tension, il n'y a pratiquement pas de courant induit et donc de couple. C'est pour cela qu'un dispositif de compensation est souvent adopté. Cela consiste à s'assurer d'un minimum de tension, ce qui peut être résumé par le graphique suivant :



V Conclusion

Ce cours montre les commandes rapprochées des moteurs pour obtenir un fonctionnement à vitesse variable. Nous avons vu dans une première partie que le couple électromagnétique règle l'accélération du moteur : plus d'accélération demande plus de couple. Nous avons également défini la zone de fonctionnement des moteurs, à l'intérieure de laquelle doit se trouver la trajectoire prise par les point (C, Ω) pour s'assurer du bon fonctionnement du système.

L'étude du MCC nous a montré le lien entre courant et couple électromagnétique. Nous avons montré le principe de réglage, la compensation de la f_{cem} et le réglage du correcteur de vitesse. Ces concepts sont ensuite appliqués tel quel au moteur synchrone, à condition qu'il soit autopiloté. Cet autopilotage nécessite un capteur de position et un asservissement des courants.

Le moteur asynchrone a un fonctionnement totalement différent. Mais nous avons montré qu'une commande en couple est possible à condition de régler $\Delta\omega$ à V/f constant. Pour cela, la vitesse du moteur doit être constamment mesurée, et la pulsation des tensions adaptée en conséquence.

Ces méthodes de réglage permettent d'accéder à des performances dynamiques honorables des moteurs. Pour aller plus loin, il devient nécessaire de contrôler en chaque instant et de manière très précise la position du flux rotorique, ce qui fait appel aux commandes vectorielles.

ANNEXES

- 1- DATA SHEET d'un moteur synchrone PARVEX
- 2- DATA SHEET d'un driver pour moteur ASYNCHRONE SSD Drives
- 3- DATA SHEET d'un moteur asynchrone SIEMENS

DC-BRUSHLESS MOTOR
LS920EH
 ELECTRONIC DRIVE
DIGIVEX 60/100 - 230

PARVEX

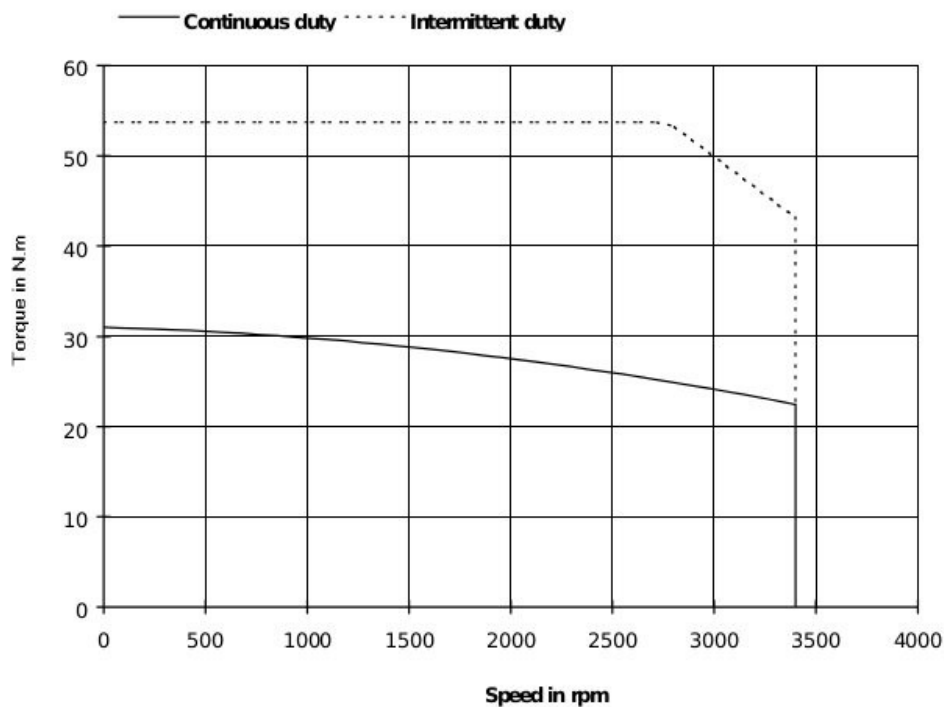
8 avenue du Lac / BP249
 F-21007 DIJ ON Cedex

Low speed torque	31	N.m	M_0
Max speed	3400	rpm	N
DC voltage supply when motor is loaded	280	V	\hat{U}
Permanent current at low speed	52.5	\hat{A}	\hat{I}_0
Peak current	100	\hat{A}	\hat{I}_{maxi}
Back emf constant at 1000 rpm (25°C)*	78	V	\hat{K}_e
Torque sensitivity	0.59	N.m/ \hat{A}	\hat{K}_t
Winding resistance(25°C) *	0.113	Ω	R_b
Winding inductance *	1.99	mH	L
Rotor inertia	1200	kg.m ² .10 ⁻⁵	J
Thermal time constant	55	min	T_{th}
Motor mass	25.2	kg	M

All data are given in typical values under standard conditions

* Phase to phase

Voltages and currents given in peak values



FICHE-005

Creation: 22 déc 1997

Edition: 17/nov/1998

LS920EH

.a

Variable Speed Drive - AC10 Series

Overview

Description

AC10 Micro Drive is a simple, reliable and economical solution to every-day motor control applications requiring speed or torque control within the power range of 0.2 kW to 15 kW. Having compact dimensions and features normally only associated with higher specification drives, including, sensorless vector mode, output frequency up to 650 Hz, 3 phase 400 V supplies in all 5 frame sizes and a full 150 % overload at 0.5 Hz for 1 minute, AC10 provides an optimised solution for OEM machine builders looking for a compact, cost-effective drive without compromising on performance.

Features

Simplicity

AC10 is designed to reduce the time and effort required to install, setup and commission through its easy to use integrated keypad. Minimal wiring requirements and two easily accessed terminal rails make AC10 fast and simple to install, having you up and running in no time at all. Auto-tuning sensorless vector mode takes AC10 beyond simple V/Hz control allowing users requiring greater dynamic speed or torque control for their application to benefit from the drives enhanced 0.5 % speed and 5 % torque accuracy.

Reliability

Proven technology and manufacturing techniques ensure AC10 has been engineered and built to deliver consistently outstanding levels of performance day in, day out ensuring maximum uptime and productivity. Thanks to its conformally coated PCBs, AC10 is able to withstand even the most arduous class 3C3 environment which many other drives in this class would struggle with, allowing you to operate AC10 with the utmost confidence in more applications



Technical Characteristics - Overview

Power Supply	220 ... 240 VAC $\pm 15\%$ Single Phase 220 ... 240 VAC $\pm 15\%$ Three Phase 380 ... 480 VAC $+10\%$ - 15% Three Phase
Input Frequency	50/60 Hz
Power Range	0.2... 15 kW
Operating Temperature	0...40 °C
Protection	IP20
Analogue Inputs	2x (0-10 V, 0-5 V, 0-20 mA, 4-20 mA)
Analogue Outputs	1x (0-10 V, 0-20 mA)
Digital Inputs	5x 24 VDC
Digital Outputs	1x 24 VDC
Relay Output	1x 5 A @230 VAC



Ordering data: 1LE1003-1CB02-2AA4

Motor type: 1AV3130B

Client order no.:

Item no.:

1

Order no.:

Consignment no.:

Offer no.:

Project:

Remarks:

U [V]	Δ/Y	f [Hz]	P [kW]	P [hp]	I [A]	n [1/min]	M [Nm]	NOM. EFF at ... load [%]			Power factor at ... load			I _x /I _N	M _x /M _N T _x /T _N	M _y /M _N T _y /T _N	IE-CL
								4/4	3/4	2/4	4/4	3/4	2/4				
230	Δ	50	5.50	- / -	18.40	1470	35.7	89.6	89.6	88.6	0.84	0.80	0.71	7.2	2.1	3.4	IE3
400	Y	50	5.50	- / -	10.50	1470	35.7	89.6	89.6	88.6	0.84	0.80	0.71	7.2	2.1	3.4	IE3
460	Y	60	6.30	- / -	10.50	1770	33.9	89.5	89.5	88.5	0.84	0.80	0.71	7.3	2.3	3.4	IE2
IM B3 / IM 1001		FS 132 S		64 kg		IP55		IEC/EN 60034			IEC, DIN, ISO, VDE, EN						

Mechanical data

Sound pressure level 50 Hz/60Hz (load)	64 db(A)	68 db(A)
Moment of inertia	0.046 kg m ²	
Bearing DE NDE	6208 2ZC3	6208 2ZC3
Bearing lifetime	40000 h	
Lubricants	Esso Unirex N3	
Regreasing device	No	
Grease nipple	- / -	
Type of bearing	Preloaded bearing NDE	
Condensate drainage holes	No	
External earthing terminal	No	
Vibration class	A	
Insulation	155(F) to 130(B)	
Duty type	S1	
Direction of rotation	bidirectional	
Frame material	aluminum	
Data of anti condensation heating	-/-	
Coating	Special paint finish	
Color	RAL7030	
Motor protection	(A) without (Standard)	
Method of cooling	IC411 - self ventilated, surface cooled	

Terminal box

Terminal box position	top
Material of terminal box	Aluminium
Type of terminal box	TB1 H00
Contact screw thread	M4
Max. cross-sectional area	6.0 mm ²
Cable diameter from ... to ...	11.0 mm - 21.0 mm
Cable entry	2xM32x1,5
Cable gland	2 plugs

Special design

Environmental conditions

Ambient temperature	-20 °C - +40 °C
Altitude above sea level	1000 m

Explosion protection

Type of protection	- / -
--------------------	-------