

Variateurs de vitesse. De la régulation cascade à la commande vectorielle.

Ce cours a pour objectif la compréhension des techniques de bases de pilotage des moteurs électriques. Il ne s'agit pas d'un cours détaillé car il s'adresse à ceux qui veulent en savoir plus sur la commande des moteurs sans entrer dans les détails techniques.

Une attention particulière a été portée sur les chronogrammes (issus du logiciel de simulation PSIM) destinés à comparer les performances essentielles des techniques de commande, afin d'en comprendre les avantages et les inconvénients.

Plan :

1. Commande du couple.

- 1.1. La caractéristique dynamique idéale.
- 1.2. Couple et asservissement.
- 1.3. Orientation optimale des flux rotorique et statorique.

2. Le moteur DC

- 2.1. Contrôle direct du couple.
- 2.2. Contrôle direct de la vitesse + contrôle indirect du couple = Régulation cascade.

3. Les moteurs brushless

- 3.1. Les moteurs DC-brushless
- 3.2. Couple électromagnétique. Asservissement du moteur DC-brushless
- 3.3. Moteurs AC-brushless

4. Le moteur asynchrone.

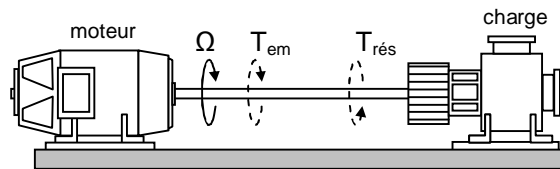
- 4.1. Commande de vitesse en boucle ouverte.
- 4.2. Contrôle scalaire : autopilotage et commande du flux en boucle ouverte.
- 4.3. Les contrôles vectoriels

1. Commande du couple.

1.1. La caractéristique dynamique idéale.

Le moteur est un convertisseur d'énergie électrique en énergie mécanique. Comme tout moteur, électrique ou non, ses paramètres mécaniques T_{em} (moment du couple électromagnétique) et Ω (pulsation rotorique mécanique) sont liés par le principe fondamental de la dynamique des systèmes tournants freinés par un couple résistant $T_{rés}$:

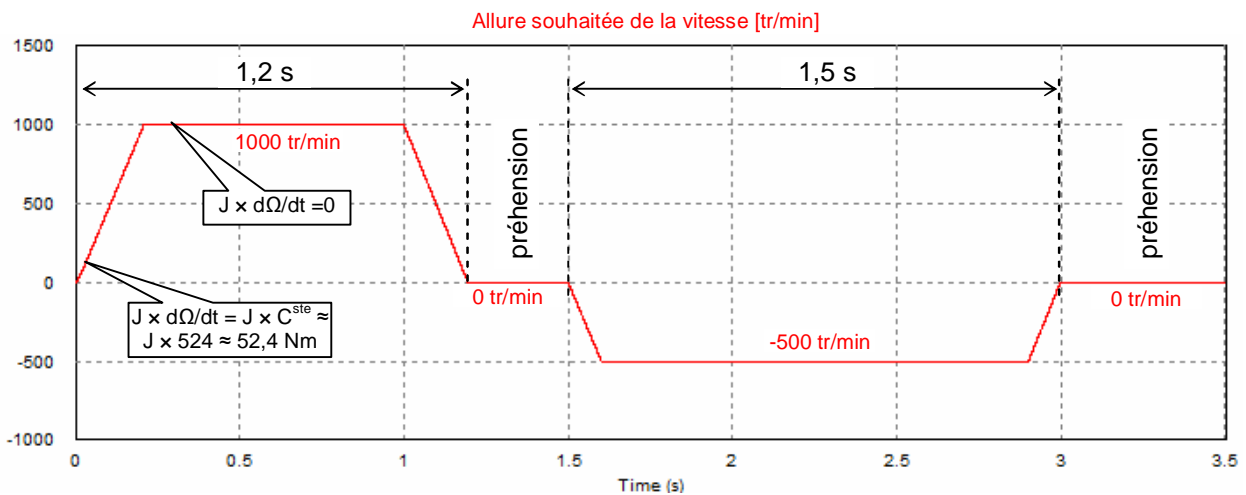
$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_{em} - T_{rés}$$



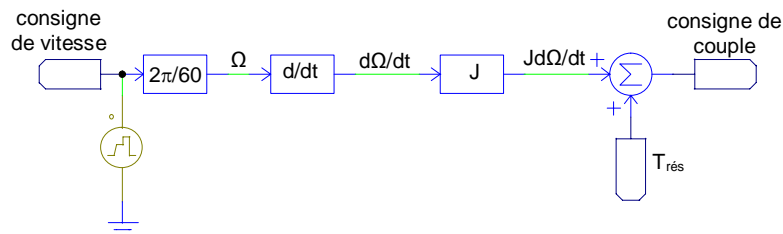
Comme J (inertie de l'ensemble tournant) et $T_{rés}$ (couple résistant) ne sont généralement pas contrôlables par l'opérateur (personne qui pilote la machine), cela signifie que l'accélération $d\Omega/dt$ du moteur (et par voie de conséquence sa vitesse) est uniquement contrôlée par l'opérateur à l'aide du couple T_{em} :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{T_{em} - T_{rés}}{J} \text{ ou encore } \Omega = \frac{1}{J} \int T_{em} - T_{rés} dt \text{ c'est-à-dire } T_{em} = J \frac{d\Omega}{dt} + T_{rés}$$

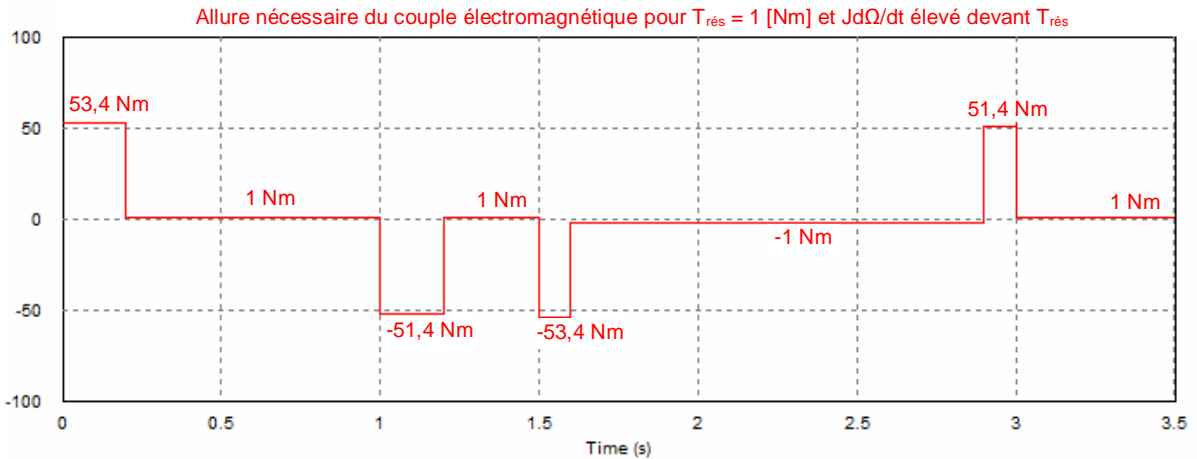
Il faut donc agir sur le couple pour agir sur la vitesse. Illustrons cela : supposons avoir un processus de fabrication. Le profil en vitesse souhaité est celui-ci (cycle dit "robotique") :



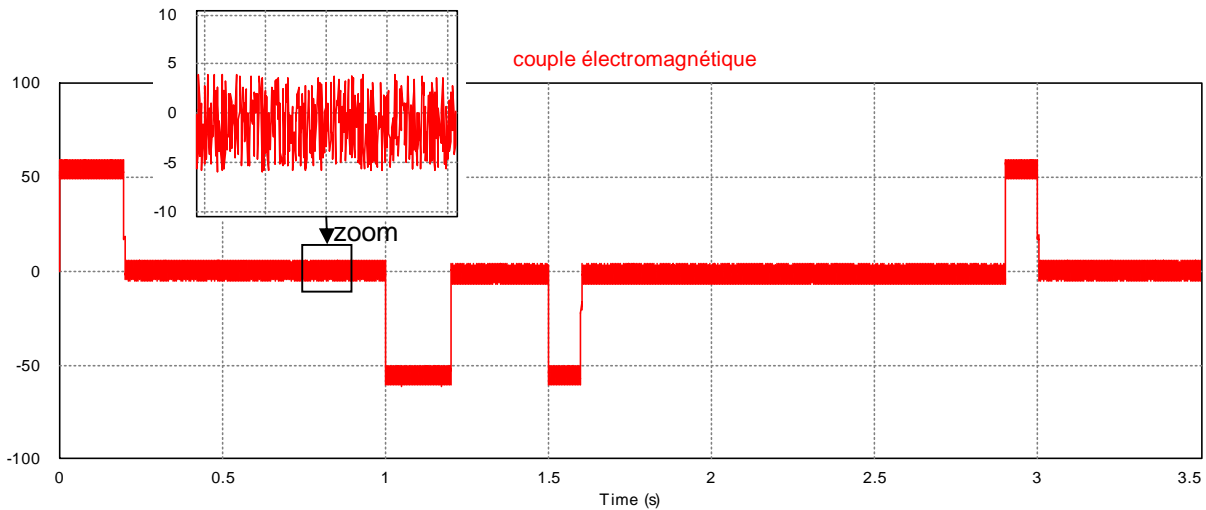
On peut, grâce à la relation précédente, déterminer le profil de couple souhaité en fonction de la consigne de vitesse (ci-dessous une représentation fonctionnelle réalisée à l'aide du logiciel gratuit PSIM de la société Powersim) :



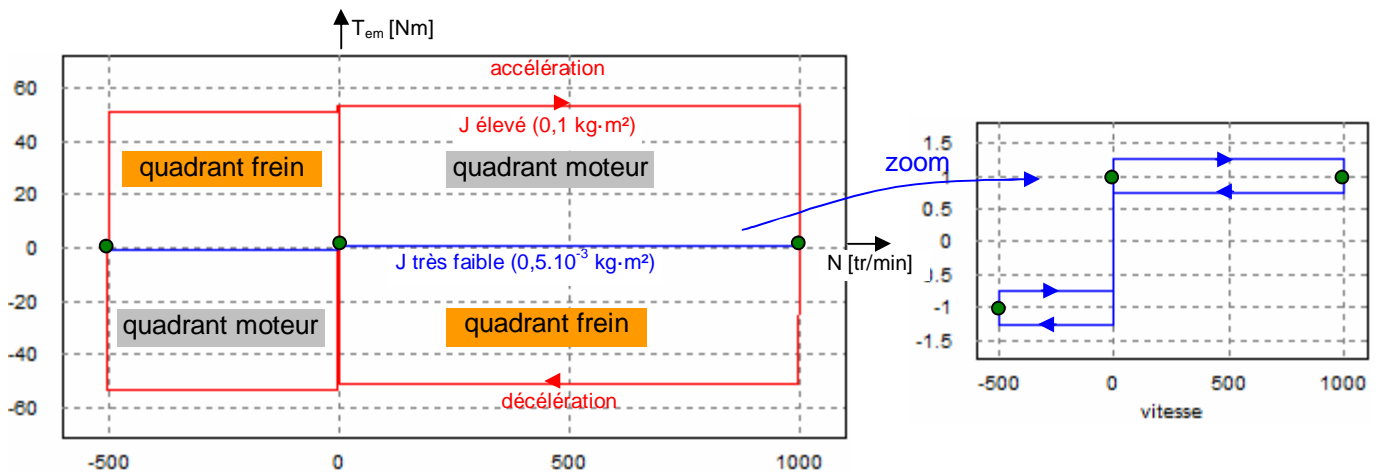
Pour toute la suite du cours, on considèrera que le moteur possède un réducteur de vitesse 1:k. De cette manière le moteur voit une charge qui possède un moment d'inertie très faible (= inertie de la charge/k²). On considèrera donc que l'inertie du moteur correspond à l'inertie de son rotor seulement : pour les différentes simulations le couple résistant sera constant (1 Nm) mais le moment d'inertie J dépendra du moteur. On obtient le profil de couple souhaité (consigne de couple) pour $J = 0,1 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ ci-dessous ($Jd\Omega/dt = 52,4 \text{ Nm} > T_{rés} = 1 \text{ Nm}$ lors des accélérations) :



Cette allure du couple électromagnétique est l'allure idéale pour le profil de vitesse souhaité : c'est l'allure idéale pour un couple résistant constant, c'est-à-dire l'allure tirée du principe fondamental de la dynamique, sans référence à un moteur particulier. En pratique on peut se contenter d'un couple électromagnétique qui a l'allure suivante :



Il s'agit d'un couple électromagnétique qui possède des oscillations de périodes très petites devant la constante de temps mécanique τ_m du moteur ⁽¹⁾. En pratique un couple électromagnétique T_{em} sera dit parfaitement contrôlé lorsqu'il aura l'allure idéale établie précédemment. Cela donne la caractéristique dynamique ci-dessous $T_{em} = f(N)$ (les points verts correspondent aux points de fonctionnement en vitesse constante) :

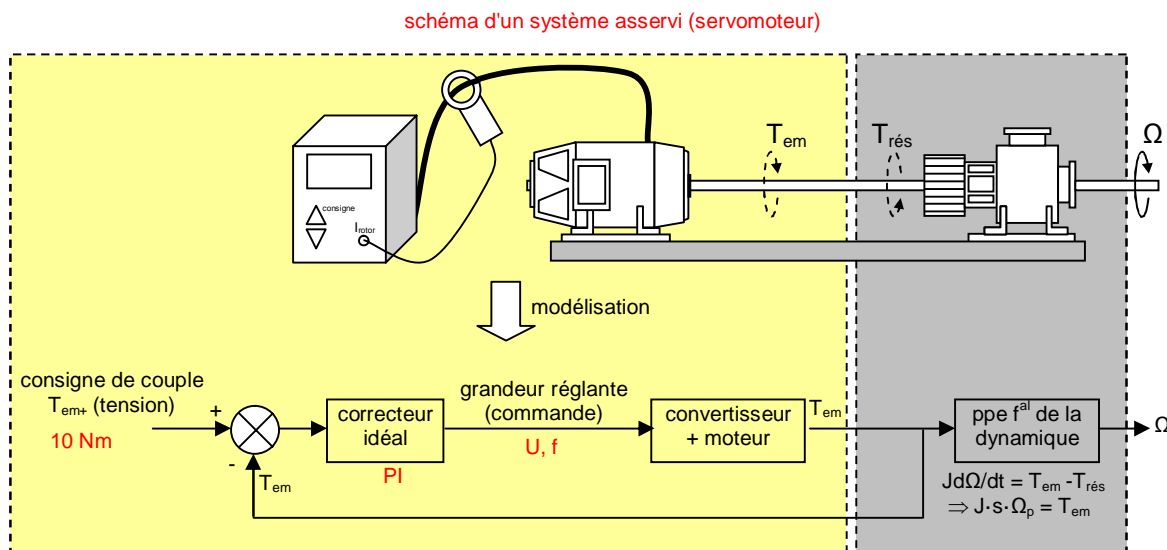


¹ La constante de temps mécanique correspond à 1/3 du temps de réponse à 5% de la vitesse face à un échelon de couple. Le rotor ne réagit aux variations du couple que si la période de ces variations est de durée supérieure à τ_m , sinon il ne voit que sa valeur moyenne (c'est le principe du hacheur), le rotor ne voit donc que la caractéristique idéale vue précédemment. En outre l'amplitude des oscillations est suffisamment faible devant les pics de couple (10% du couple max) pour ne pas fragiliser les structures mécaniques.

La caractéristique dynamique du moteur (c'est-à-dire décrite au cours du temps) qui possède un profil proche des rectangles ci-dessus est donc ce qui est nécessaire : **c'est celle qu'on cherchera à atteindre**. On remarquera que ce genre de commande nécessite un fonctionnement (transitoire) dans les quatre quadrants lorsque $J = 0,1 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ et dans 2 quadrants seulement lorsque $J = 0,5 \text{ g}\cdot\text{m}^2$, alors même que la charge est toujours résistante (c'est-à-dire un couple de signe opposé à la vitesse) : **un variateur quatre quadrants peut être nécessaire** alors même qu'en régime statique 2 quadrants seulement sont nécessaires : cela dépend de l'inertie de l'ensemble. Faire **Exercice 1** en fin de cet exposé.

1.2. Couple et asservissement.

On a vu que pour contrôler la vitesse il fallait contrôler le couple. Cela passe par la notion d'asservissement du couple électromagnétique, c'est-à-dire par la mesure le couple électromagnétique T_{em} délivré par la machine. Le schéma de commande d'un moteur (schéma d'un motovariateur) est finalement le suivant :



La difficulté sera la mesure du couple T_{em} : il faudra le plus souvent trouver une relation mathématique entre une grandeur électrique mesurable (V, i, ω) et le couple T_{em} , de manière à pouvoir l'estimer.

1.3. Orientation optimale des flux rotorique et statorique.

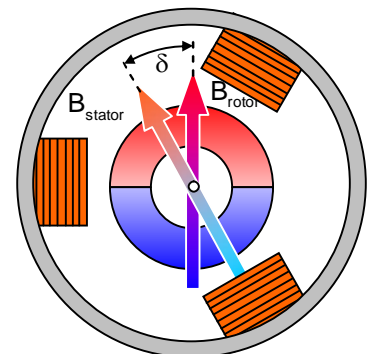
Les contraintes électromécaniques que doivent supporter les moteurs sont telles que le couple T_{em} délivré par le moteur doit idéalement être obtenu :

- 1/ avec le minimum de courant, de manière à éviter un échauffement excessif de la machine et éviter un surdimensionnement de son alimentation.
- 2/ de façon constante (lissée) de manière à éviter des contraintes mécaniques (usure prématurée) et une rotation régulière du moteur (incidence, de façon générale, sur la qualité du processus de fabrication)

Il faut donc créer une stratégie de commande telle que le moteur génère ce couple électromagnétique idéal. D'une manière générale, le couple électromagnétique délivré par un moteur électrique s'écrit :

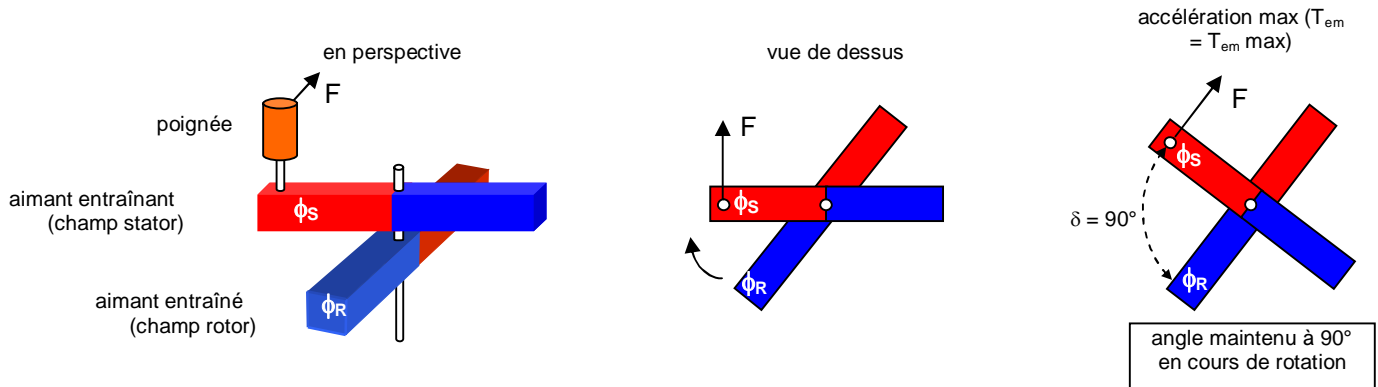
$$\vec{T}_{em}(t) = k_1 \cdot \vec{B}_{rotor} \wedge \vec{B}_{stator} = k_2 \cdot \vec{\phi}_{rotor} \wedge \vec{\phi}_{stator} \Rightarrow T_{em}(t) = k_1 \cdot B_{rotor} \cdot B_{stator} \cdot \sin \delta \quad (2)$$

La plupart des machines utilisées en servomécanisme utilisent des aimants permanents (sauf MAS) : on aura donc $\phi_{stator} = C^{ste}$ (excitation d'un moteur DC) ou bien $\phi_{rotor} = C^{ste}$ (excitation des moteurs synchrones). On obtient donc :



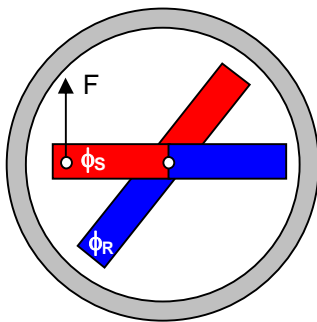
2 avec $\vec{\phi}_{rotor} \triangleq \vec{S} \cdot \vec{B}_{rotor}$ le flux créé par le courant rotorique (via l'induction magnétique rotorique B_{rotor}) à travers une section droite S de l'enroulement rotorique et $\vec{\phi}_{stator} \triangleq \vec{S} \cdot \vec{B}_{stator}$ le flux créé par le courant statorique à travers une section droite de l'enroulement rotorique également.

$T_{em}(t) = k \cdot B_{rotor} \cdot \sin \delta$ ou $T_{em}(t) = k \cdot B_{stator} \cdot \sin \delta$ selon les cas. Il faudra donc trouver une stratégie de commande qui permet d'imposer : $B_{r,s} \cdot \sin \delta = c^{ste}$ avec $B_{r,s} \triangleq B_{rotor}$ ou B_{stator} selon le contexte . Il faut donc trouver une stratégie de commande qui impose à la fois un angle δ constant et un champ $B_{r\text{ ou }s}$ constant...pas forcément facile... Tentons une petite expérience en prenant 2 aimants droits :

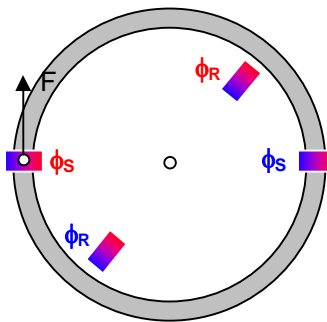


A flux ϕ_R et ϕ_S donnés, c'est quand $\delta = 90^\circ$ que le couple T_{em} est maximal. Inversement, à couple T_{em} donné, un angle δ de 90° impose un produit $\phi_R \times \phi_S$ minimal (c'est-à-dire échauffement minimal et pas de surdimensionnement de l'alimentation) pour obtenir l'accélération souhaitée. Observons le sens des vecteurs équivalents qui représentent les flux dans la machine (orientés dans le sens des champs d'induction) afin de les représenter correctement par des vecteurs :

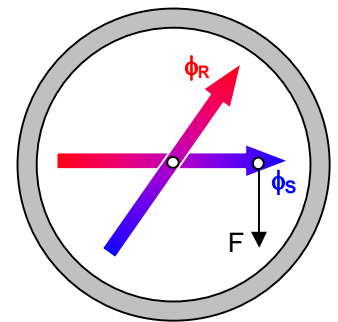
aimants concentriques



équivalence des aimants



équivalence des orientations



Tout l'art du concepteur de moteur et de son variateur de vitesse réside dans la volonté d'imposer en permanence un angle de 90° entre ϕ_R et ϕ_S , on retrouve la condition exigée par la formule $T_{em}(t) = k_i \cdot B_{rotor} \cdot B_{stator} \cdot \sin \delta$ pour laquelle B_{rotor} (ou B_{stator} selon le contexte) est minimal (échauffement minimal de la machine, alimentation non surdimensionnée) lorsque $\delta = 90^\circ$ (³)

2. Le moteur DC

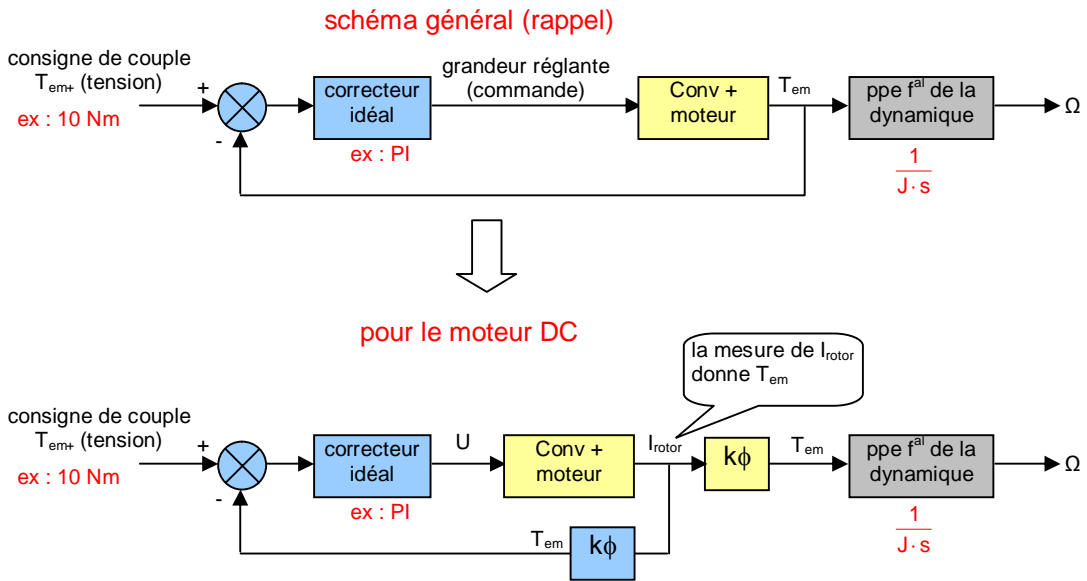
2.1. Contrôle direct du couple.

Pour contrôler le couple T_{em} on a vu qu'il fallait relever une grandeur électrique qui nous en donne accès (afin d'en réaliser l'asservissement). De ce point de vue le moteur à courant continu est le plus facilement contrôlable car c'est la mesure du courant rotorique qui nous donne la mesure du couple électromagnétique par la relation :

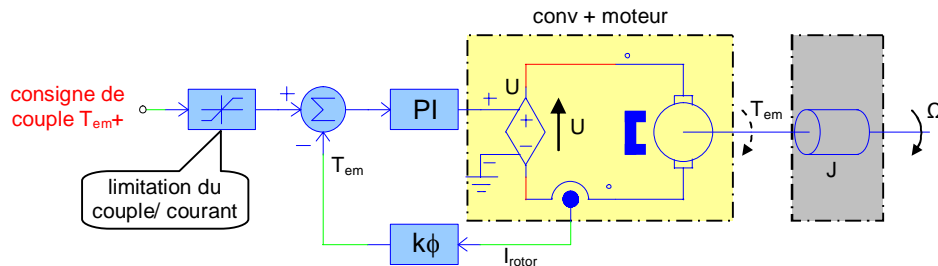
$$T_{em} = k\phi \cdot I_{rotor}$$

Le motovariateur d'un moteur DC est donc basé sur le schéma suivant :

³ En réalité cette exigence de 90° n'est valable qu'en l'absence de couple réductant (c'est-à-dire en l'absence de pôles saillants) et lorsqu'on cherche à maximiser le couple électromagnétique. D'autres considérations peuvent intervenir (échauffement etc...)



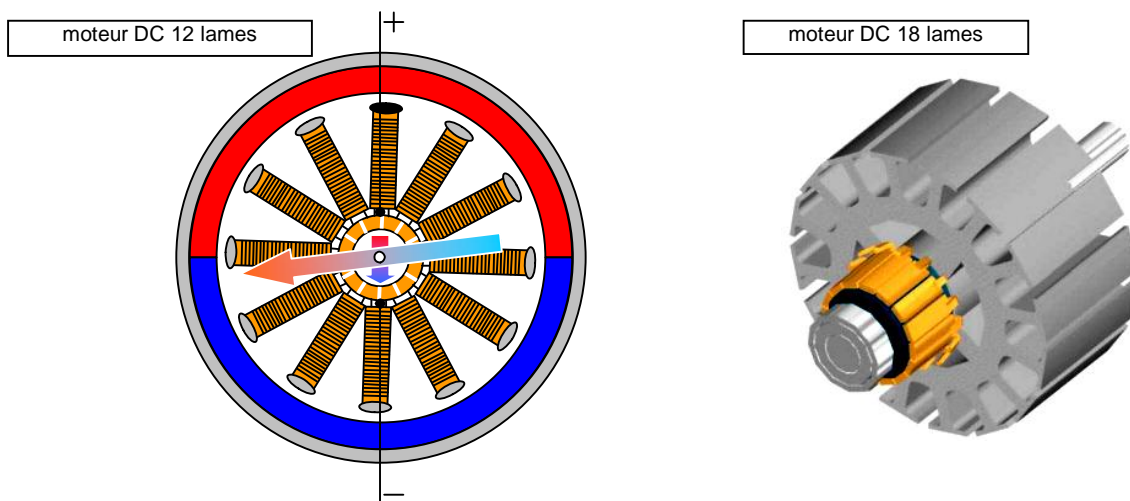
D'où le schéma électrique de commande :



Mais est-ce que cette stratégie de commande respecte les contraintes électromécaniques du moteur ?, c'est-à-dire "il faut idéalement trouver une stratégie de commande qui impose à la fois un angle δ constant = 90° et un champ $B_{r,s}$ constant" ?

Réponse : oui car

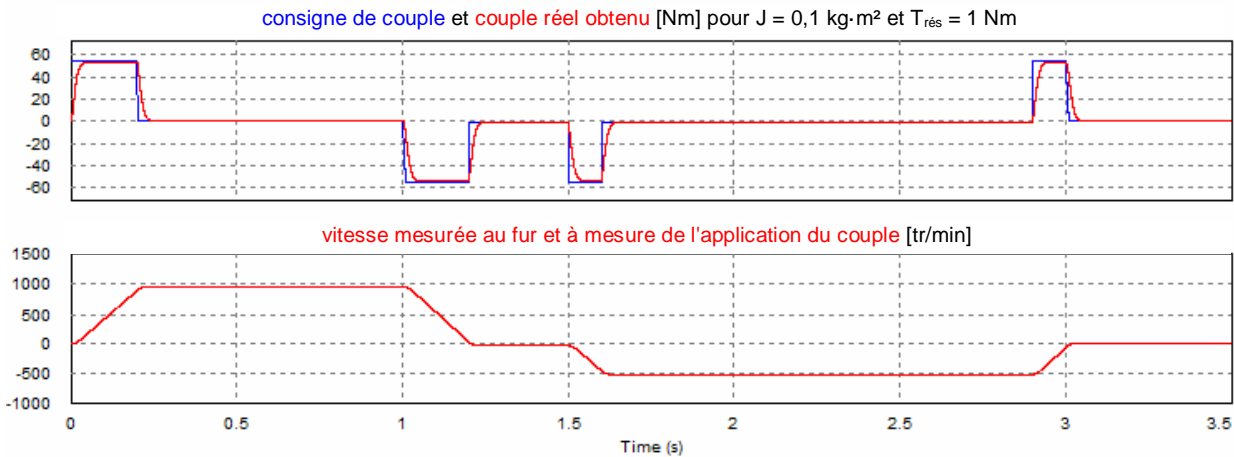
1/ la valeur de $\delta = 90^\circ$ est imposée naturellement par la présence du collecteur et non par la stratégie de commande : voir [moteur_DC_12_lames.gif](#) (moteur basique non optimisé sur cette représentation).



2/ le champ B_s constant est imposé par la présence de l'aimant permanent et non par la stratégie de commande.

Le moteur DC est le moteur dont la stratégie de commande (variateur de vitesse) est la plus simple à réaliser, puisqu'elle consiste uniquement commander I_{rotor} (via U_{rotor}) pour contrôler parfaitement T_{em} .

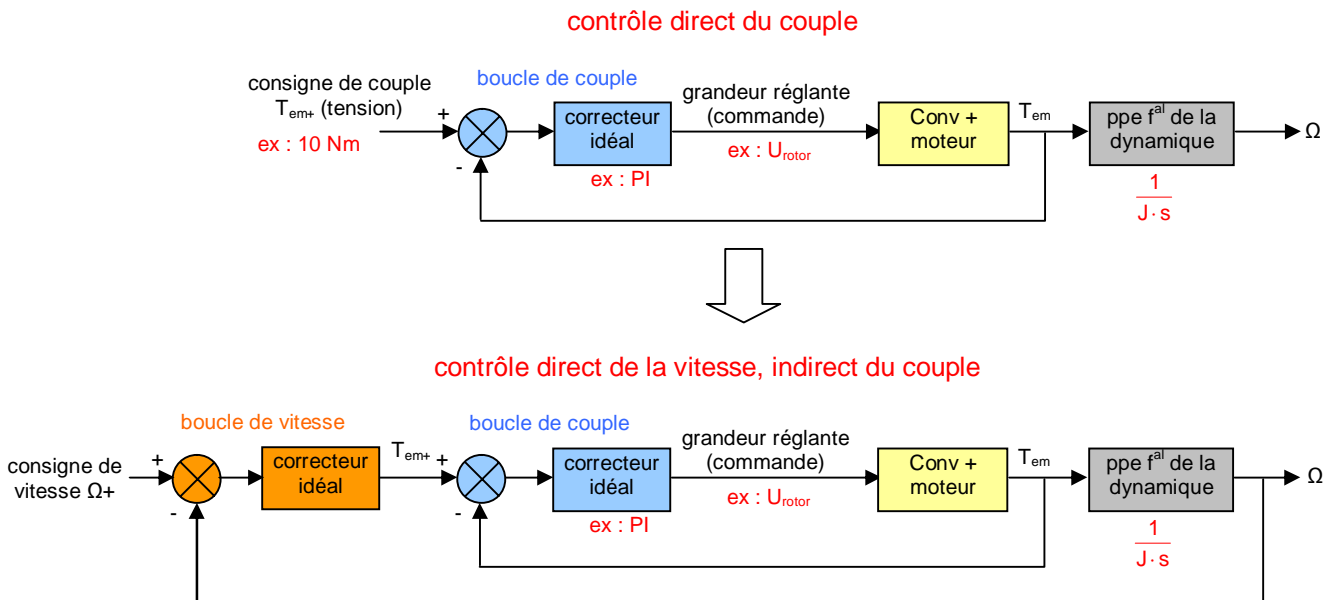
Exemple ici : Les résultats obtenus avec le montage ci-dessus sont les suivants pour une consigne de couple en créneaux (revoir au paragraphe 1.1 la consigne de couple souhaitée) :



Le couple obtenu suit bien la consigne de couple. En revanche, à regarder de plus près, on remarque que la vitesse n'est pas parfaitement celle qui était prévue (on devait atteindre exactement 1000 tr/min en régime permanent) : en fait le couple électromagnétique T_{em} ne s'établit pas instantanément ⁽⁴⁾ et donc la vitesse (liée à l'intégrale de T_{em}) de régime permanent n'est pas encore atteinte lorsque le couple T_{em} repasse à la consigne de 1 Nm (= $T_{rés}$, nécessaire pour obtenir $\Omega = C^{ste}$). La consigne de couple doit être créée à partir de la consigne de vitesse, et non le contraire : il faut une commande indirecte du couple.

2.2. Contrôle direct de la vitesse + contrôle indirect du couple = Régulation cascade.

Si on contrôle le couple, la vitesse en résultera. Si on contrôle la vitesse, c'est le couple qui en résulte. Ces remarques nous amènent à envisager une commande de la vitesse plutôt qu'une commande du couple ⁽⁵⁾. On impose alors dans ce cas un profil de vitesse et non plus un profil de couple. Ce cas est général, c'est-à-dire même pour les moteurs alternatifs : la consigne de couple sera pratiquement toujours obtenue indirectement à partir d'une consigne de vitesse ⁽⁶⁾. Il suffit simplement de faire précéder la consigne de couple par une boucle de vitesse. Le schéma de principe, pour un moteur quelconque (pas forcément DC), est alors le suivant :

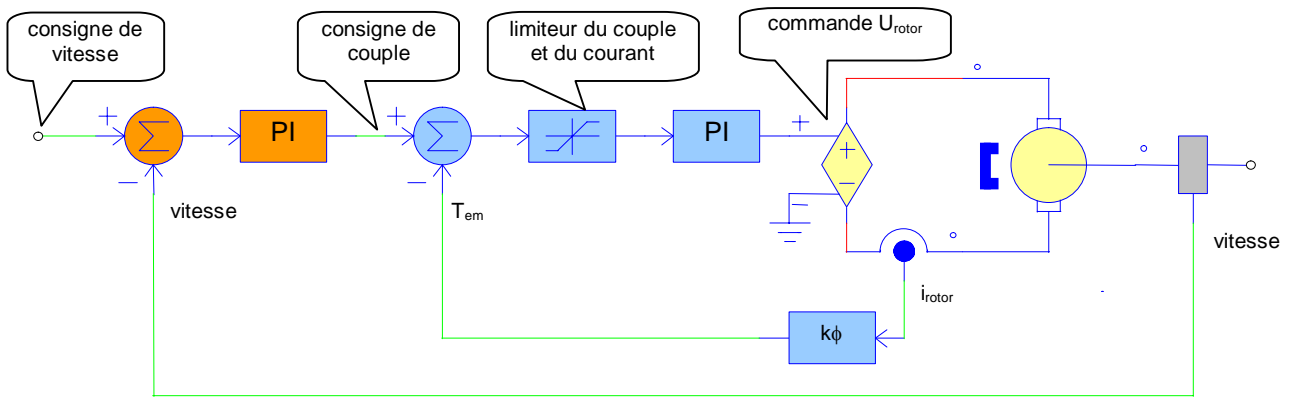


⁴ Le courant s'établit avec une constante de temps électrique $\tau_e = L_{rotor}/R_{rotor}$

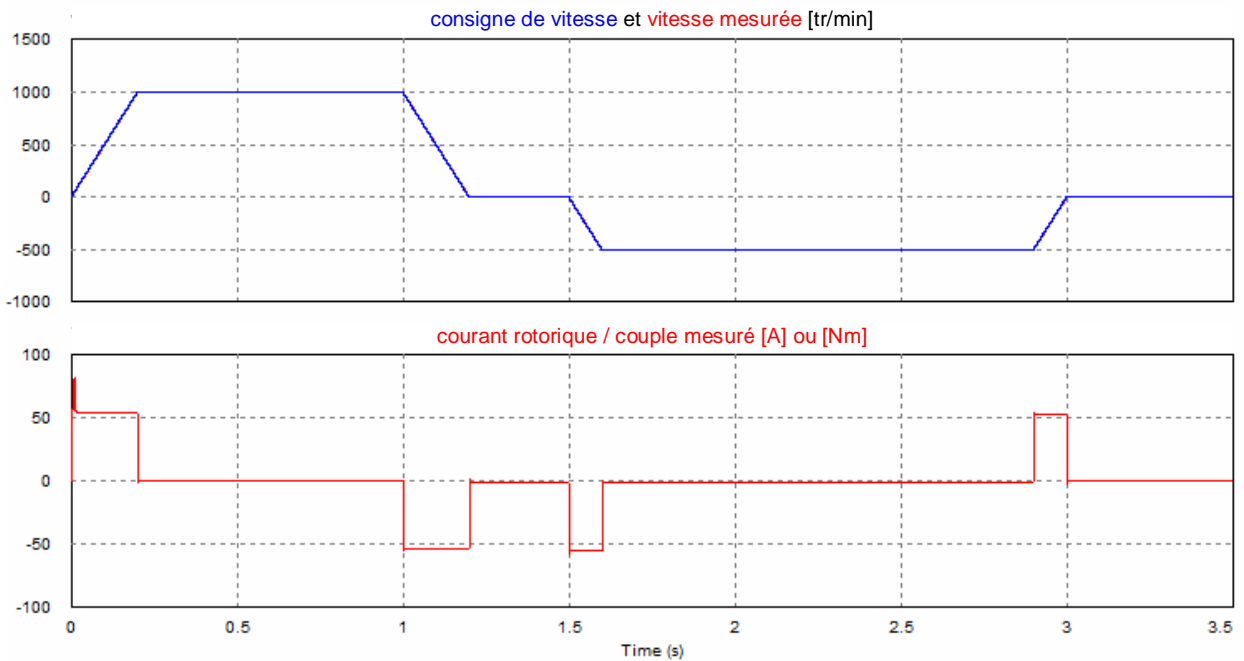
⁵ Pour les machines de traction électrique récentes, on impose un asservissement de couple au démarrage (pour avoir peu d'ondulation de couple et donc un démarrage progressif sans ondulations de vitesse). Lorsque la vitesse atteinte est suffisamment élevée on bascule sur un asservissement de vitesse.

⁶ qui sont toujours d'ailleurs des consignes présentées sous forme de tension.

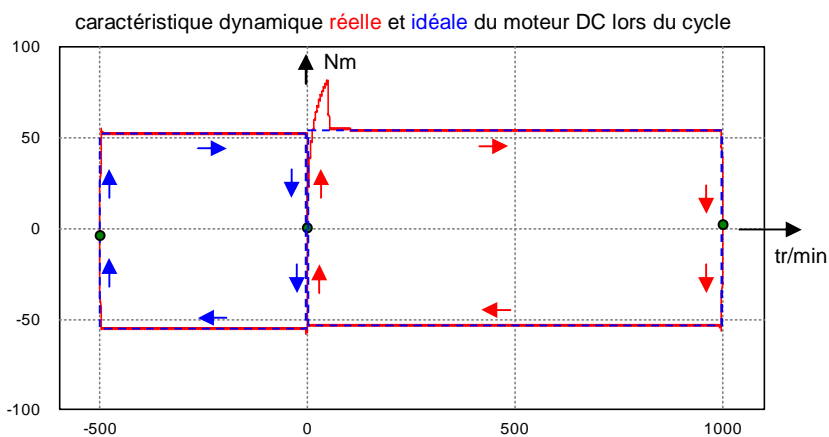
Pour un moteur DC le schéma électrique qui en découle est le suivant :



On remarquera la présence d'un limiteur de couple/courant qui a pour objectif de limiter le courant pour éviter un échauffement excessif du rotor, il limite par la même occasion le couple afin d'éviter des démarrages trop brutaux par exemple (casse, contraintes mécaniques). Les performances obtenues sont les suivantes (en se souvenant que le couple électromagnétique T_{em} et que le courant rotorique ont même allure) :

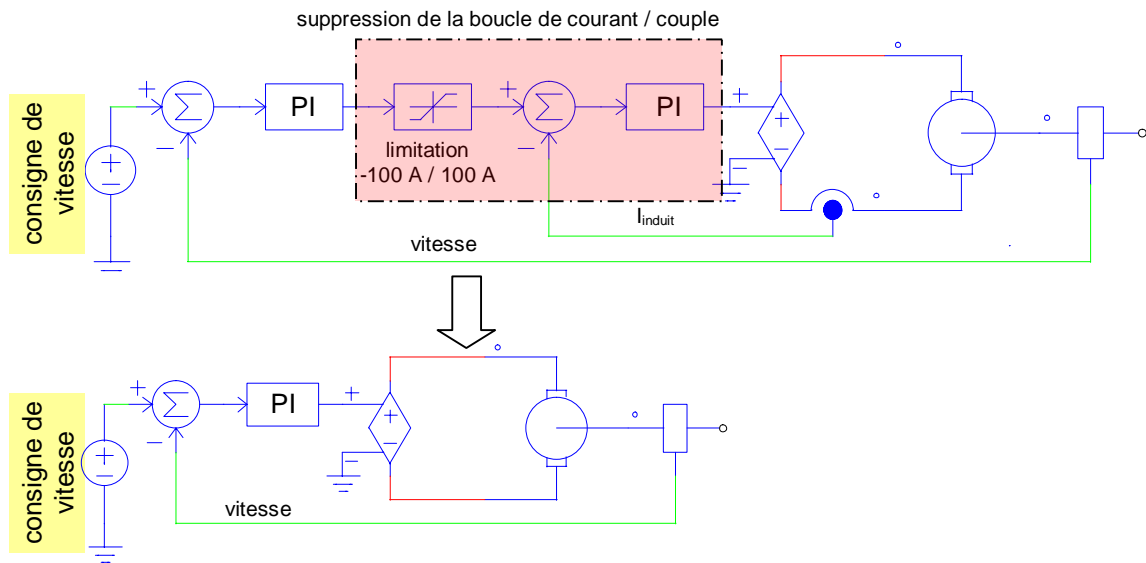


La consigne de vitesse et la vitesse mesurée sont confondues. Le couple est tel que l'exige le principe fondamental de la dynamique (à la pointe au démarrage près): On obtient bien le cycle idéal. La caractéristique mécanique idéale est effectivement décrite par le moteur (en vert figurent les points de fonctionnement en régime permanent exigés par le couple résistant de 1 Nm) :

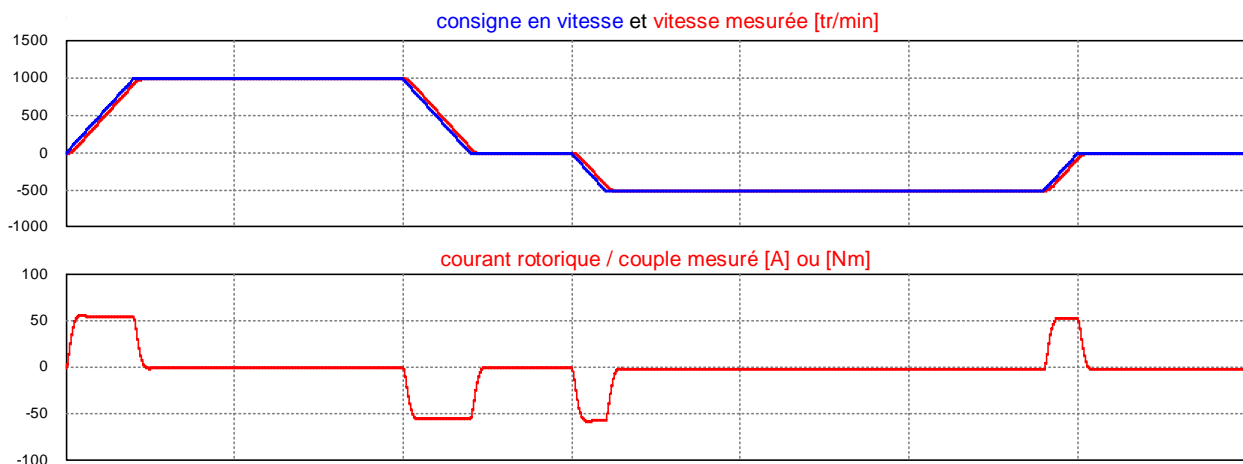


la caractéristique dynamique réelle suit exactement la caractéristique dynamique idéale (sauf au démarrage, ce qui est normal étant donnée la pointe de couple furtive qui apparaît) : le moteur DC est un moteur idéal.

Remarque : la boucle de courant n'est pas une nécessité absolue de fonctionnement car la tension rotorique agit indirectement sur le courant d'induit, donc sur le couple. On peut alors simplifier le schéma électrique précédent en supprimant la boucle de courant pour ne conserver que la boucle de vitesse :



Les performances obtenues en fonction du temps sont les suivantes :



Les vitesses sont bien celles qui étaient imposées au cahier des charges, mais le fait que le couple ne soit plus contrôlé par une boucle de couple implique une **erreur de traînage** (il y a un certain retard à l'établissement du couple). Ce n'est généralement pas grave pour la plupart des applications courantes, mais on dit que "**la dynamique**" du moteur est moins bonne. En outre, en cas de variation brutale de la consigne de vitesse, plus rien ne vient limiter le courant / couple : les accélérations peuvent être trop brutales et provoquer de la casse.

On retiendra que le moteur DC, avec sa régulation cascade très simple, est le moteur idéal pour contrôler avec précision un cycle de fabrication. En outre, le produit $\phi_{\text{rotor}} \times \phi_{\text{stator}}$ est toujours minimal (échauffement et taille du circuit magnétique minimaux) grâce à la présence du collecteur qui impose un couple d'autant moins ondulé que le nombre de lames au collecteur est élevé et qui impose un angle approximativement de 90° entre B_r et B_s .

Cependant le moteur DC possède un gros défaut : la présence d'un collecteur qui :

- 1/ limite la puissance du moteur (le fort courant d'induit doit transiter, à travers les balais, sur les lames tournantes du collecteur). $U_{\text{induit}} < 1500 \text{ V}$ (environ 20 V max entre 2 lames).
- 2/ l'empêche de travailler sous ambiance corrosive (humidité) ou explosive (étincelles)
- 3/ s'use rapidement (maintenance) car soumis en permanence aux frottements du balais, poussières conductrices lâchées dans l'atmosphère (poussières de charbon et de cuivre).
- 4/ cher à construire (doit être parfaitement cylindrique pour éviter le tressautement des balais)
- 5/ limite sa vitesse (vitesse périphérique du collecteur $< 80 \text{ m/s}$ pour éviter l'effet des forces centrifuges sur les lames)
- 6/ Pollue électromagnétiquement (étincelles produites qui provoquent une propagation de rayonnement HF).

7/ possède un moment d'inertie J élevé de par la présence d'un rotor massif (collecteur + enroulements), donc qui doit être surdimensionné en couple (donc en puissance) pour réaliser l'accélération souhaitée.

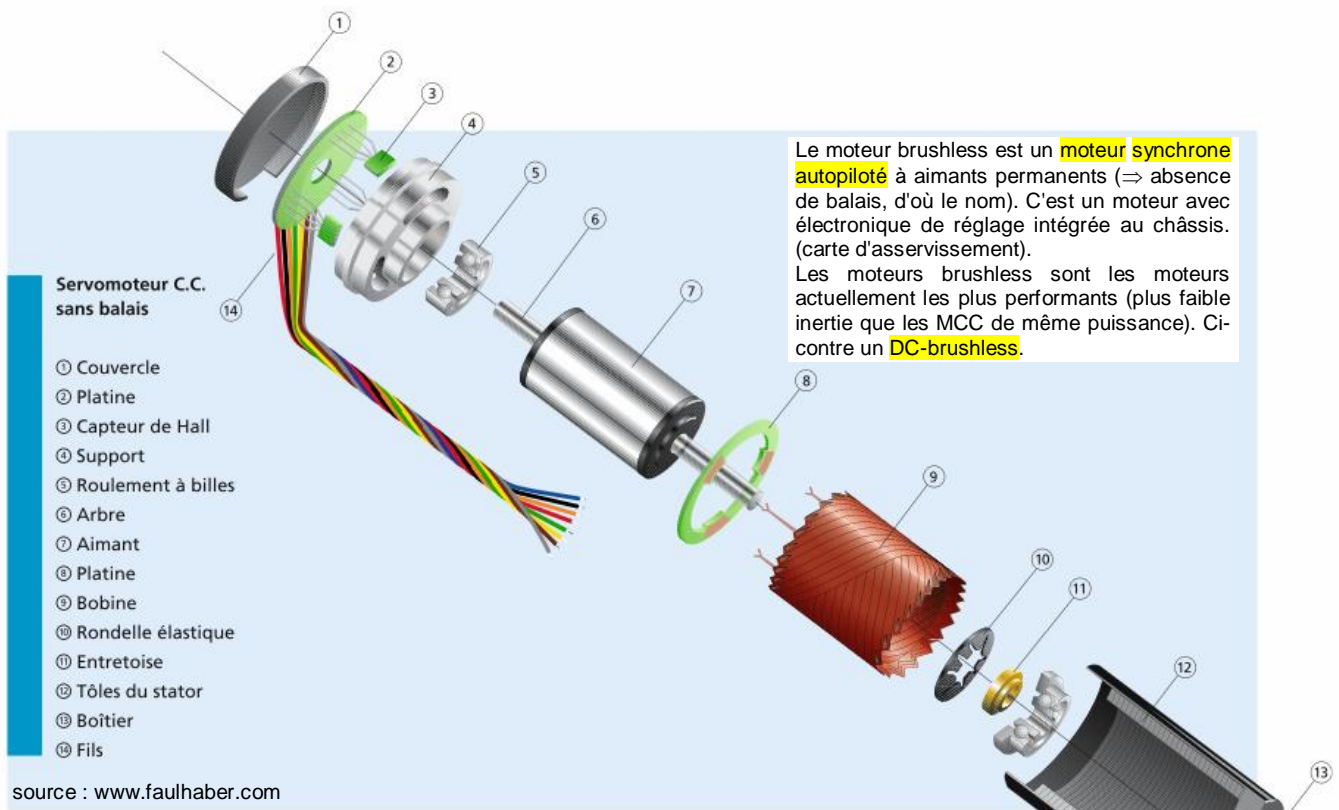
On aimerait alors pouvoir le remplacer par un moteur synchrone à aimants permanents (moteur brushless) ou par un moteur asynchrone. Faire [Exercice 2](#).

3. Les moteurs brushless

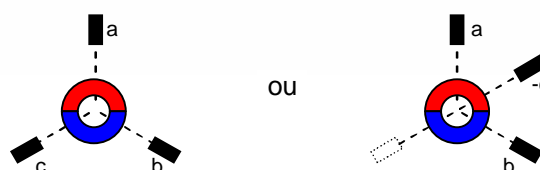
Les moteurs à courant alternatif sont plus robustes que les moteurs à courant continu, plus faciles à entretenir, possèdent moins d'inertie (pas d'enroulements au rotor pour les brushless et les moteurs asynchrones à cage, pas de collecteur) et moins chers à construire, cependant ils sont plus difficiles à piloter. Il existe 2 sortes de moteur brushless qui ne se distinguent, essentiellement, que par leur capteurs de position et par leur électronique de commande intégrée (et non pas par leur principe de fonctionnement qui sont identiques) : le moteur synchrone **AC-brushless**, ou PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor) qui possède des fem à vide sinusoïdales ⁽⁷⁾, un codeur de position précis et est piloté en MLI par des courants sinusoïdaux (en régime permanent) plus cher (à cause du capteur de position) mais plus performant (ondulations de couple inexistantes), il est plutôt utilisé pour des puissances ≥ 400 W. Le moteur DC-brushless ne possède pas de capteur de position mais possède en revanche 3 détecteurs de présence (moins cher qu'un capteur de position) : il est de ce fait moins cher mais moins précis que le moteur AC-brushless.

3.1. Les moteurs DC-brushless

Le collecteur du moteur DC est remplacé par 3 détecteurs de présence à effet Hall (qui détectent la présence d'un champ magnétique en fournissant par ex 5 V en présence d'un pôle Nord et 0 en présence d'un pôle sud). Ces capteurs sont disposés à 120° ou à 60° l'un de l'autre (dans ce dernier cas le capteur "du milieu" donnera tout simplement la tension complémentaire à celle qu'il aurait produite s'il avait été placé à 120° des 2 autres) :

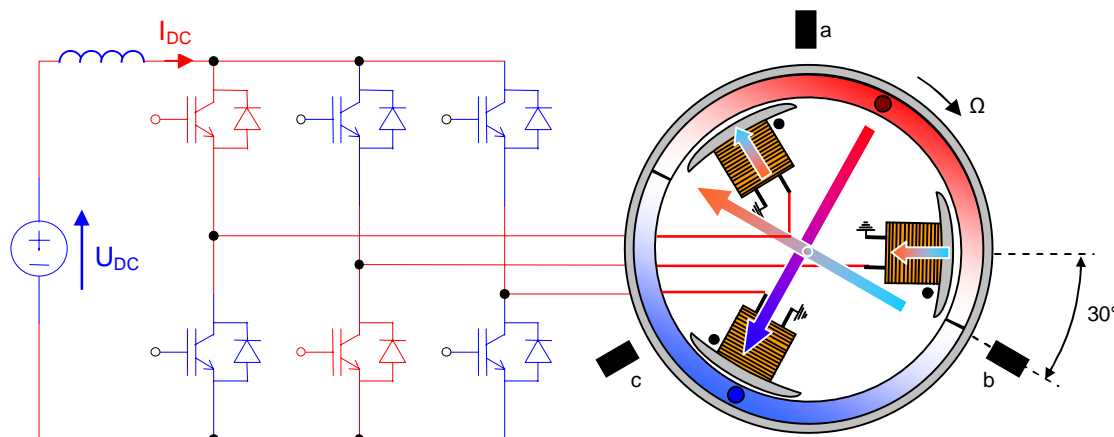


disposition des 3 capteurs à effet Hall :

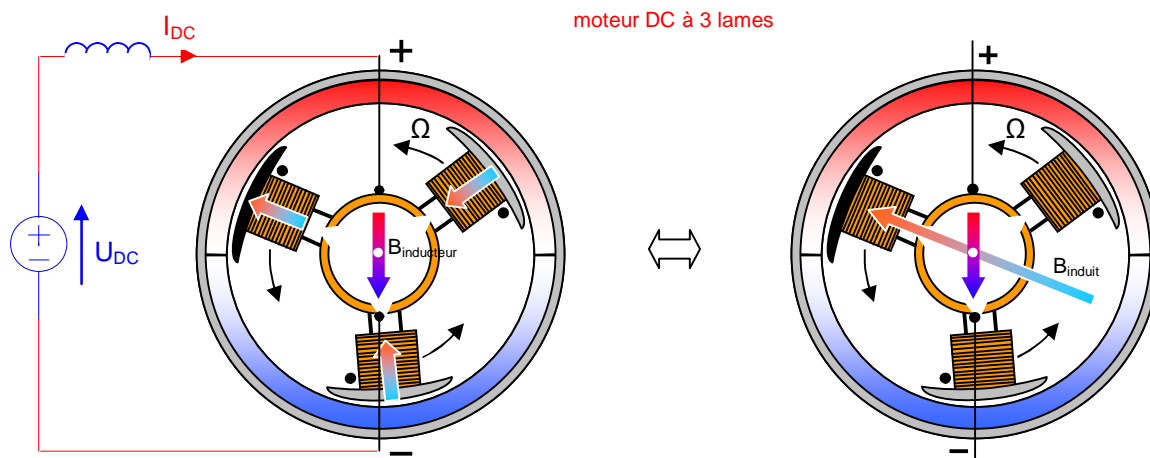


⁷ fem développées dans chaque phase statorique.

Le moteur **DC-brushless** possède des aimants permanents qui créent des fem trapézoïdales dans les enroulements statoriques triphasés parcourus par des courants 1/3-2/3 idéalement en créneaux ⁽⁸⁾. Ci-dessus le brushless est à rotor sans fer \Rightarrow inertie très faible, parfaitement adapté aux servomécanismes. On représente ci-dessous le principe de fonctionnement d'un moteur brushless DC à rotor extérieur (voir [brushless.gif](#)).



Pour augmenter ou diminuer la vitesse de rotation il faut agir sur U_{DC} , comme pour un MCC (et contrairement à un moteur synchrone classique) : c'est l'autopilotage. Prenons, pour expliquer l'autopilotage d'un brushless, l'exemple du moteur DC à 3 lames de collecteur à pôles saillants simplifié qui équipe beaucoup de jouets : [MCC-3lames.gif](#)

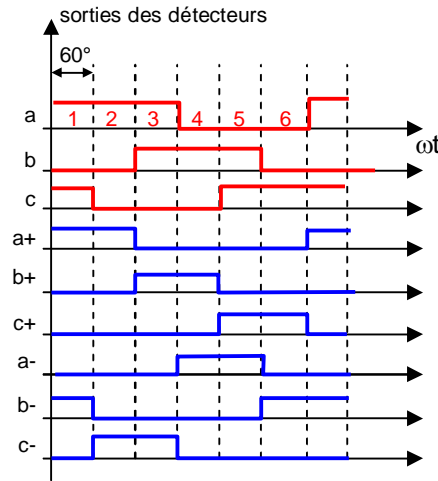
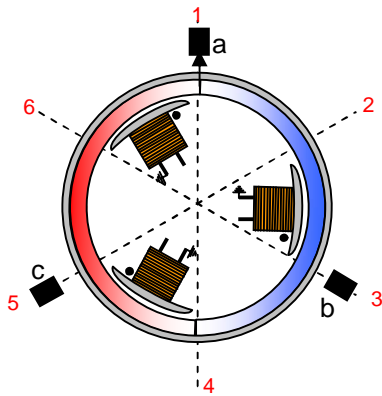


Pour un moteur DC 3 lames les 3 enroulements peuvent être alimentés de 6 manières différentes (2 sens de courant dans chacun des 3 enroulements). Au cours de sa rotation, les balais viennent frotter contre les lames du collecteur qui alimentent des bobines différentes au cours de la rotation. La position judicieuse balais/lame/ B_{stator} crée un champ B_{induit} (= B_{rotor} pour le moteur DC) en moyenne à 90° du champ d'excitation B_{stator} .

Pour imiter les 3 lames de collecteur, on utilise pour le brushless 6 interrupteurs (des IGBT ci-dessus) qui seront pilotés par les 3 détecteurs de présence du champ rotorique. Ces 3 capteurs a, b et c sont les analogues des 3 lames du moteur DC. Ces détecteurs génèrent, en fonction de la position de l'aimant rotorique, une tension qui, grâce à une logique de décodage, commande les interrupteurs qui dirigent les courants dans chaque enroulement. Pour obtenir un brushless on bloque le rotor du moteur DC 3 lames précédent et on remplace le système balais + collecteur par une alimentation fixe, commandée par des interrupteurs. Lorsqu'on alimentera les bobines de façon adéquate, l'aimantation qu'elles produiront aura pour résultat l'attraction des bobines par l'aimant périphérique. Comme les bobines sont à présent fixées sur le châssis, on ne verra rien de particulier...sauf si on laisse libre le "stator" en le désolidarisant du châssis : dans ce cas il se mettra à tourner en sens inverse de ce que faisait le moteur DC, en réaction à ce que produisent les bobines : le stator du moteur DC devient rotor (extérieur) et on a fabriqué un moteur sans balais, c'est-à-dire brushless.

⁸ l'allure du couple instantané dépend du produit $\phi_{rotor} \times i_{stator}$ dans chaque enroulement : pour une allure triangulaire du flux (donc trapézoïdale des fem à vide) il est nécessaire d'avoir des courants

Commande des interrupteurs :



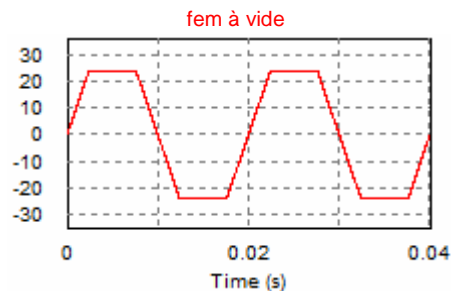
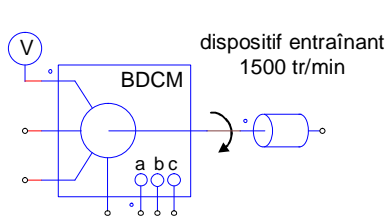
logique de décodage :

S = 1 : sens direct
S = 0 : sens inverse

$$\begin{cases} a+ = S \cdot a \cdot \bar{b} + \bar{S} \cdot \bar{a} \cdot b \\ a- = S \cdot \bar{a} \cdot b + \bar{S} \cdot a \cdot \bar{b} \\ b+ = S \cdot b \cdot \bar{c} + \bar{S} \cdot \bar{b} \cdot c \\ b- = S \cdot \bar{b} \cdot c + \bar{S} \cdot b \cdot \bar{c} \\ c+ = S \cdot \bar{a} \cdot c + \bar{S} \cdot a \cdot \bar{c} \\ c- = S \cdot a \cdot \bar{c} + \bar{S} \cdot \bar{a} \cdot c \end{cases}$$

3.2. Couple électromagnétique. Asservissement du moteur DC-brushless

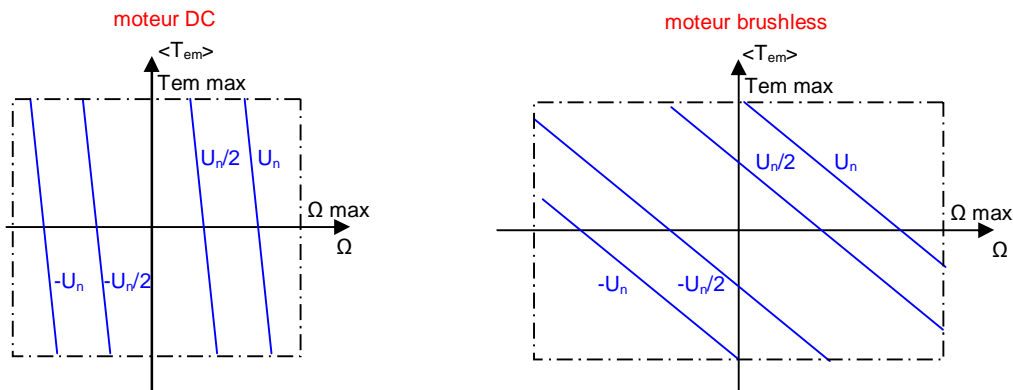
Rappelons la formule générale du couple électromagnétique qu'il faut contrôler : $T_{em}(t) = k_1 \cdot B_{rotor} \cdot B_{stator} \cdot \sin \delta$, comme $B_{rotor} = C^{ste}$ (aimant permanent) on a donc pour le brushless $T_{em}(t) = k \cdot B_{stator} \cdot \sin \delta$. En observant l'image animée [DC-brushless.gif](#) on remarquera que l'angle B_{rotor}/B_{stator} varie continuellement de $\pm 30^\circ$ autour des 90° idéaux : on a donc δ qui varie continuellement de 60° à 120° au cours du temps. Cela crée donc un $\sin \delta$ variable, donc un $T_{em}(t)$ qui serait également variable si B_{stator} restait constant au cours du temps, c'est-à-dire lors de la rotation du moteur. Pour minimiser l'ondulation de couple au cours de la rotation, on donne à l'aimant (lors de sa fabrication) un profil d'aimantation de manière à obtenir B_{stator} maximal lorsque $\sin \delta$ est minimal, et inversement, de manière à conserver $T_{em}(t)$ aussi constant que possible au cours de la rotation. Ce profil particulier d'aimantation donne des fem à vide trapézoïdales, d'où l'autre nom donné au DC-brushless : **le brushless à fem trapézoïdales**.



On obtient alors la formule du couple :

$$\langle T_{em} \rangle = \frac{6}{\pi} \cdot p \cdot \phi_{rotor} \cdot I_{DC} = k \cdot \phi_{rotor} \cdot I_{DC} = T_{em}(t) \text{ idéalement (fem trapézoïdales)}$$

Le moteur brushless possède donc une formule du couple électromagnétique identique à celle que l'on avait pour le moteur DC⁹. Les caractéristiques mécaniques de ces moteurs sont d'ailleurs analogues :

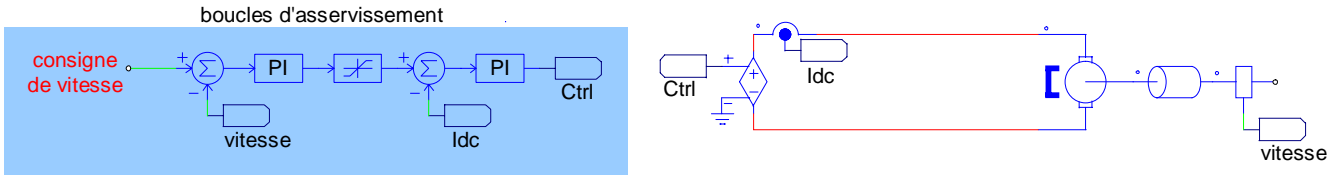


En cas d'augmentation du couple résistant le moteur DC-brushless chute plus profondément en vitesse que le moteur DC (la résistance des enroulements statoriques du DC-brushless est plus élevée que la résistance rotorique du moteur DC), mais comme on utilise ce moteur dans des asservissements ce problème n'en est pas un

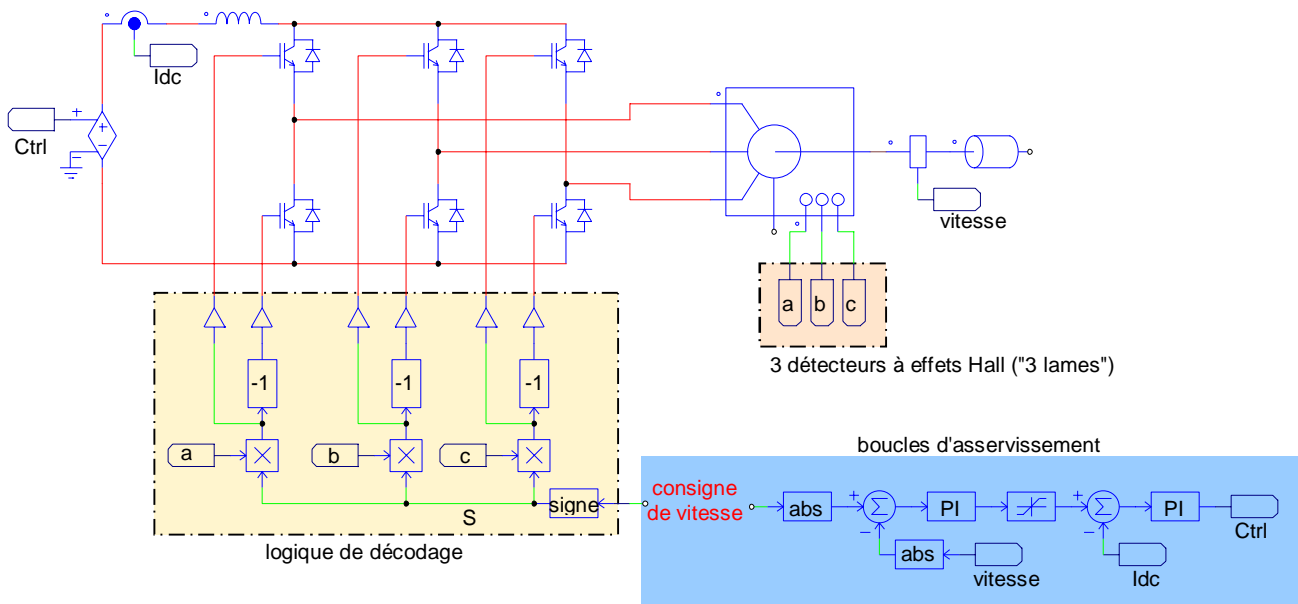
⁹ à ceci près que ϕ_{stator} et I_{rotor} du moteur DC sont remplacés respectivement par ϕ_{rotor} et I_{DC} (courant crête statorique).

en réalité. Noter que le moteur brushless, du fait de l'absence de collecteur et d'enroulements rotoriques, peut tourner à une vitesse plus élevée que le moteur DC : ces moteurs peuvent tourner à 10 000 tr/min (modélisme). Pour réaliser un contrôle du couple ou de la vitesse, il suffit donc de reproduire le schéma d'asservissement vu avec le moteur DC :

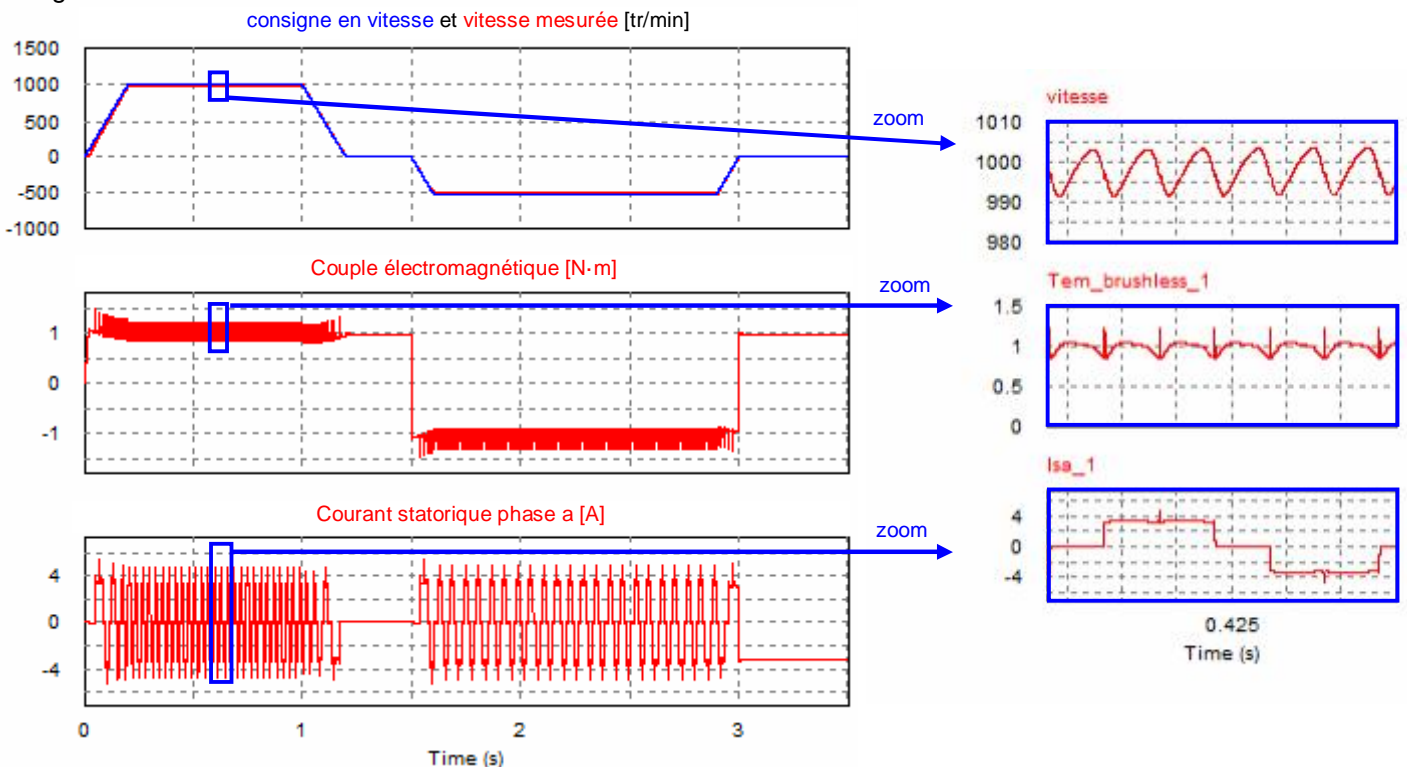
rappel : asservissement de vitesse d'un moteur DC



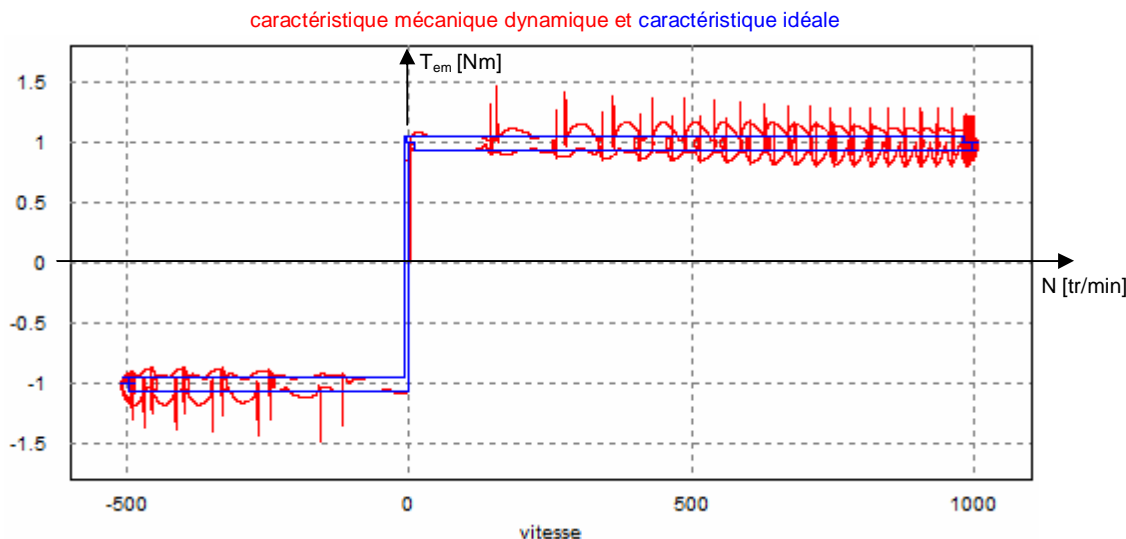
asservissement de vitesse du DC-brushless



Les performances obtenues sont les suivantes pour un couple résistant identique et un moment d'inertie de 0,001 kg.m² :



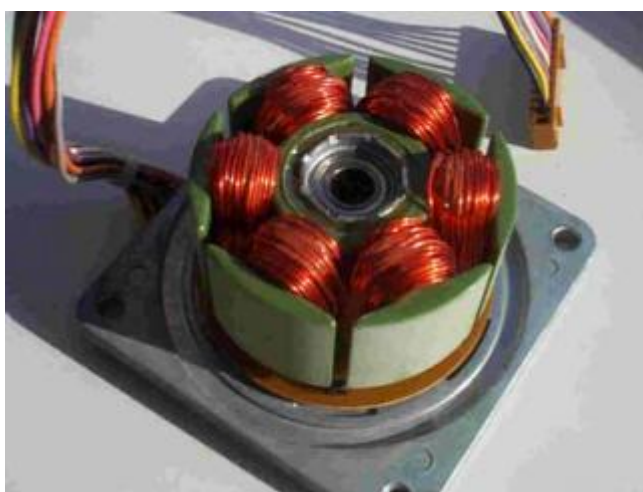
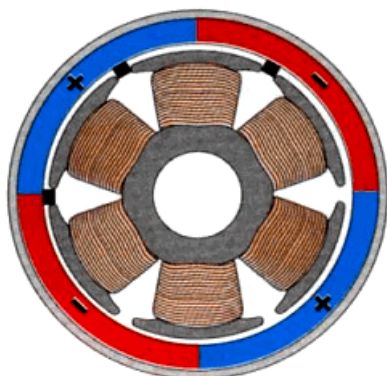
L'ondulation de couple est un peu plus importante que prévue car les courants ne sont pas parfaitement 1/3-2/3 (influence des inductances statoriques). L'asservissement de vitesse est pratiquement parfait (consignes de vitesse et vitesse mesurée confondues). On remarque une ondulation de vitesse de ± 10 tr/min autour de la consigne (1% d'ondulation si la vitesse est de 1000 tr/min, mais 20% d'ondulation lorsque la consigne est à 50 tr/min). Ce qui peut ne pas être acceptable. La caractéristique mécanique dynamique est la suivante pour le cycle imposé (en rouge la caractéristique mesurée et en bleu la caractéristique imposée par la relation fondamentale de la dynamique) :



La caractéristique est typique d'un moteur à faible inertie (caractéristique des brushless), qu'on a vu au paragraphe 1, mais possède des ondulations de couple. Les performances dynamiques de ce genre de moteur sont très bonnes sans être excellentes, car **une consigne qui varie juste après une transition d'un capteur à effet Hall ne sera "vue" par le moteur qu'au bout de la durée $\Delta t = \Delta\theta/\Omega$ avec $\Delta\theta = \pi/3$ rad (c'est-à-dire 60°)**. On remarquera néanmoins que le couple électromagnétique développé lors des accélérations-freinage peut être plus faible qu'avec le moteur DC, du fait de la faible inertie du DC-brushless (± 1 Nm ici) \Rightarrow le moteur brushless peut être moins puissant qu'un moteur DC à performances identiques. En revanche **le positionnement précis nécessite un capteur de position \Rightarrow dans ce cas on utilise le AC-brushless, plus cher mais plus performant, c'est-à-dire qui supprimera les ondulations de couple (visibles à basse vitesse et en positionnement) et autorisera d'excellentes performances dynamiques.**

Ci-dessous un moteur DC-brushless à 4 pôles (ondulation de couple plus petite).

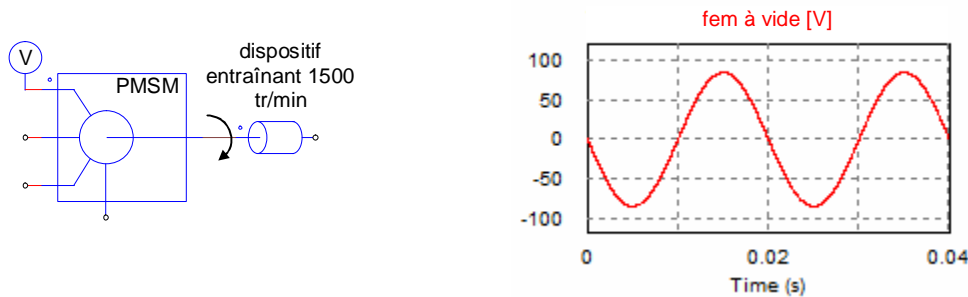
3 sondes à effet Hall disposées à 60°
(moteur à 2 paires de pôles)



Conclusion : alors qu'un moteur synchrone nécessite un lanceur pour tourner à vitesse constante et décroche si un couple résistant trop important apparaît, un moteur synchrone brushless, c'est-à-dire autopiloté grâce à des capteurs à effet Hall ou par tout autre moyen, démarre tout seul et ne décroche pas, même si un surcouple apparaît : il ralentit en boucle ouverte tout simplement comme le fait un moteur à courant continu. **Le moteur brushless est bien un moteur à courant continu sans balais.** Ensuite un asservissement de vitesse donne de très bonnes performances, sauf pour les vitesses très faibles ($< 0,01 N_{nom}$). Non adapté au positionnement précis.

3.3. Moteurs AC-brushless

Les 3 détecteurs de position précédents ne peuvent que détecter 6 positions différentes au cours de la rotation, ce qui implique un manque de réactivité en cas de variation brutale de consigne de vitesse et a fortiori de position ⁽¹⁰⁾. Le moteur DC-brushless permet un positionnement précis si l'on utilise un capteur de position, mais, dans ce cas, autant utiliser un AC-brushless plus réactif. En effet, l'idée est d'utiliser un capteur de position (même si un asservissement de position n'est pas effectué) qui permet de détecter toutes les positions possibles du rotor, et non pas uniquement les 6 positions du DC-brushless. Un disque dur d'ordinateur par exemple, qui doit être très précis en position, utilise un AC-brushless. **La présence d'un capteur de position de résolution 0,1° par exemple peut être équivalent à un moteur DC à 360°/0,1° = 3600 lames de collecteur !** ⇒ il permettra, si la commande est parfaite, d'orienter en permanence les champs rotorique et statorique à 90° et évitera les ondulations de couple. Pour obtenir ce résultat **on va imposer des courants sinusoïdaux au stator** (et non plus des "pseudo sinusoïdes", c'est-à-dire des créneaux 1/3-2/3) et des fem à vide sinusoïdales (et non plus trapézoïdales du DC-brushless).



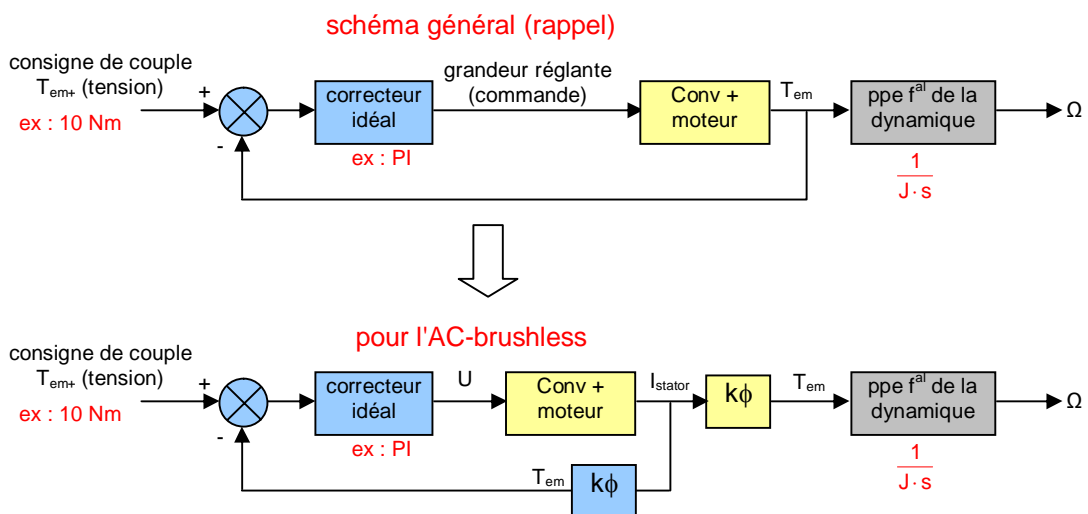
Pour obtenir des courants sinusoïdaux il faudra alimenter la machine en MLI avec consigne sinusoïdale de courant (voir cours sur les onduleurs MLI). Lorsque le codeur de position est initialisé de façon optimale (pour obtenir 90° entre le champ rotorique et le champ statorique) on démontre que le couple électromagnétique vaut alors, en régime permanent :

$$T_{em} = k \cdot \phi \cdot I_{stator}$$

avec $k \triangleq 3 \times 2,22 \cdot \frac{p \cdot N_{conducteurs/phase}}{2\pi}$.

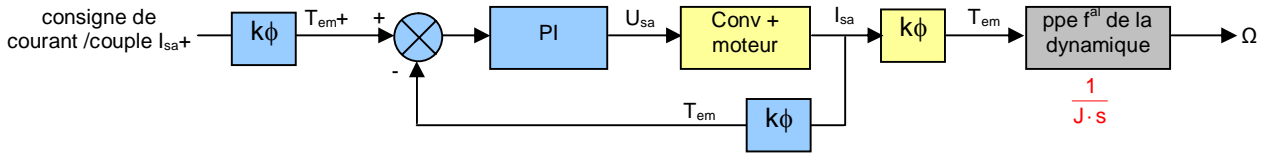
I_{stator} = valeur efficace des courants statoriques.

Comme ϕ est le flux à vide créé par le rotor dans les enroulements statoriques, il est donc fixe, et donc on se retrouve bien dans le cas du moteur DC : le courant efficace I_{stator} commande le couple et est une image du couple électromagnétique.

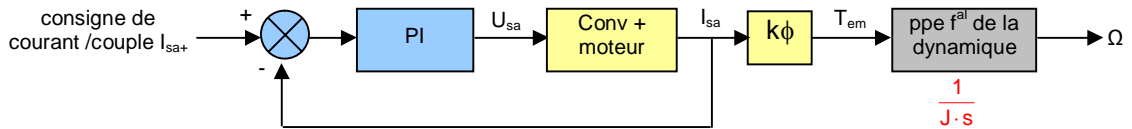


¹⁰ Une consigne indicielle de position implique une consigne impulsionnelle de vitesse...c'est-à-dire d'une durée infiniment courte !

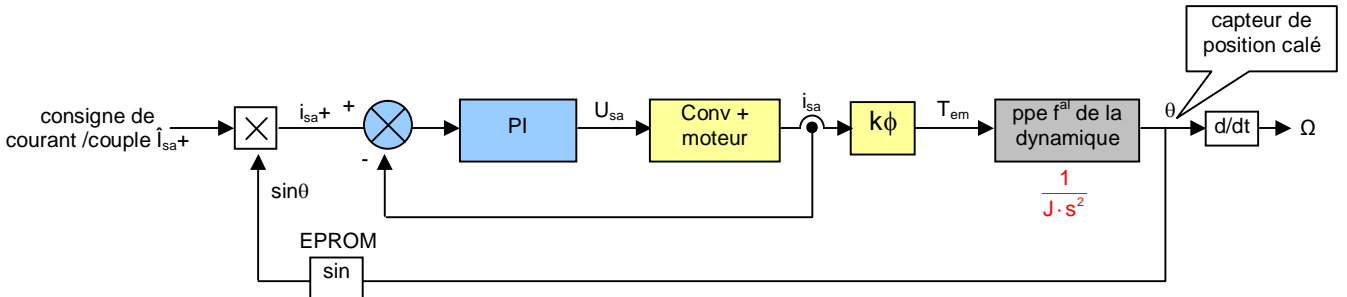
Ou encore, **pour la phase a** :



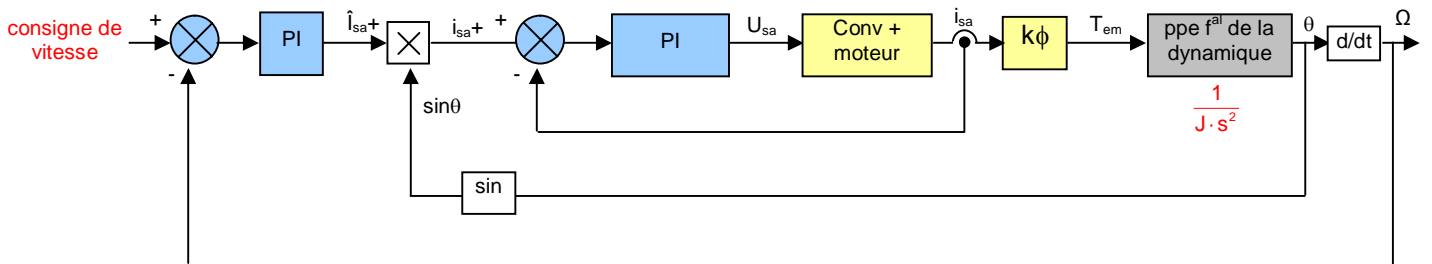
Comme le gain proportionnel P du correcteur PI peut prendre en compte la valeur de $k\phi$, le schéma précédent se simplifie en :



La consigne de courant efficace $I_{sa+} = \hat{I}_{sa+}/\sqrt{2}$ doit être élaborée à partir du courant sinusoïdal de référence $i_{sa+} = \hat{I}_{sa+}\sin\theta$, construit à partir du capteur de position convenablement calé par rapport aux enroulements :

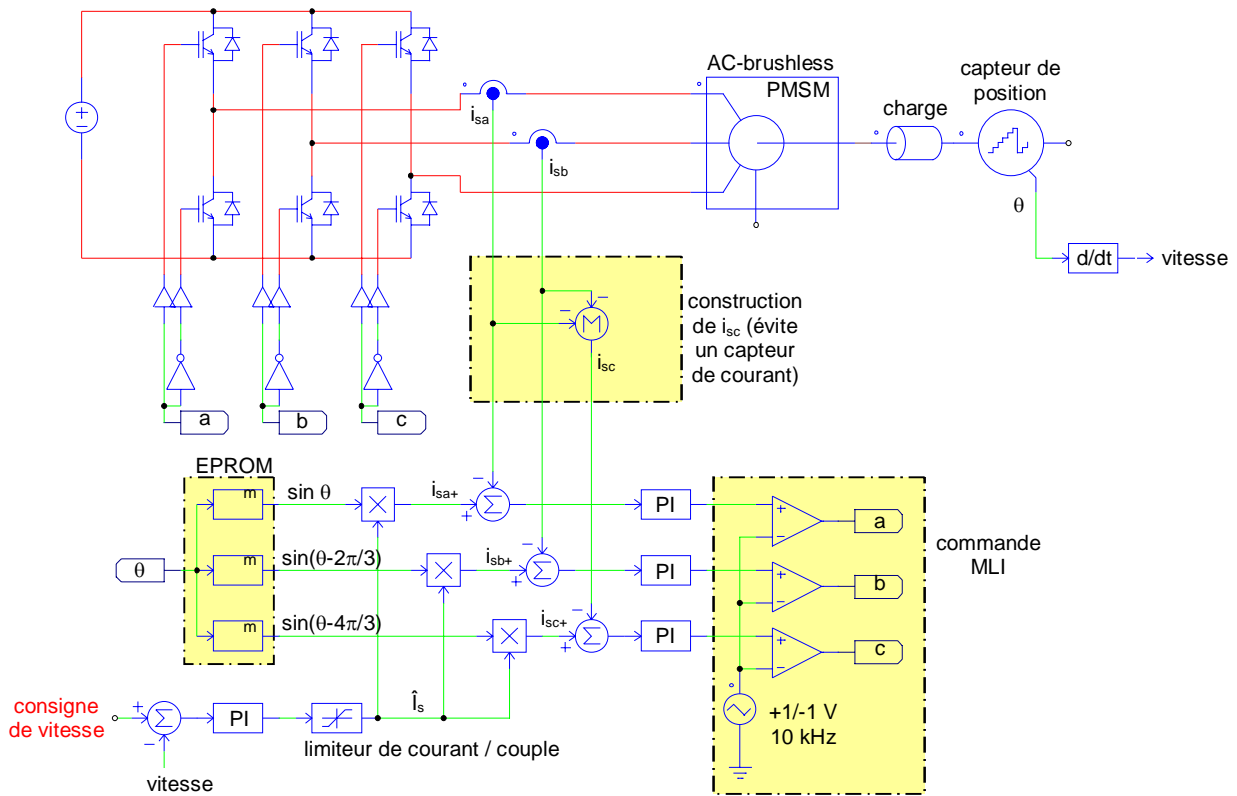


et pour réaliser un asservissement de vitesse :

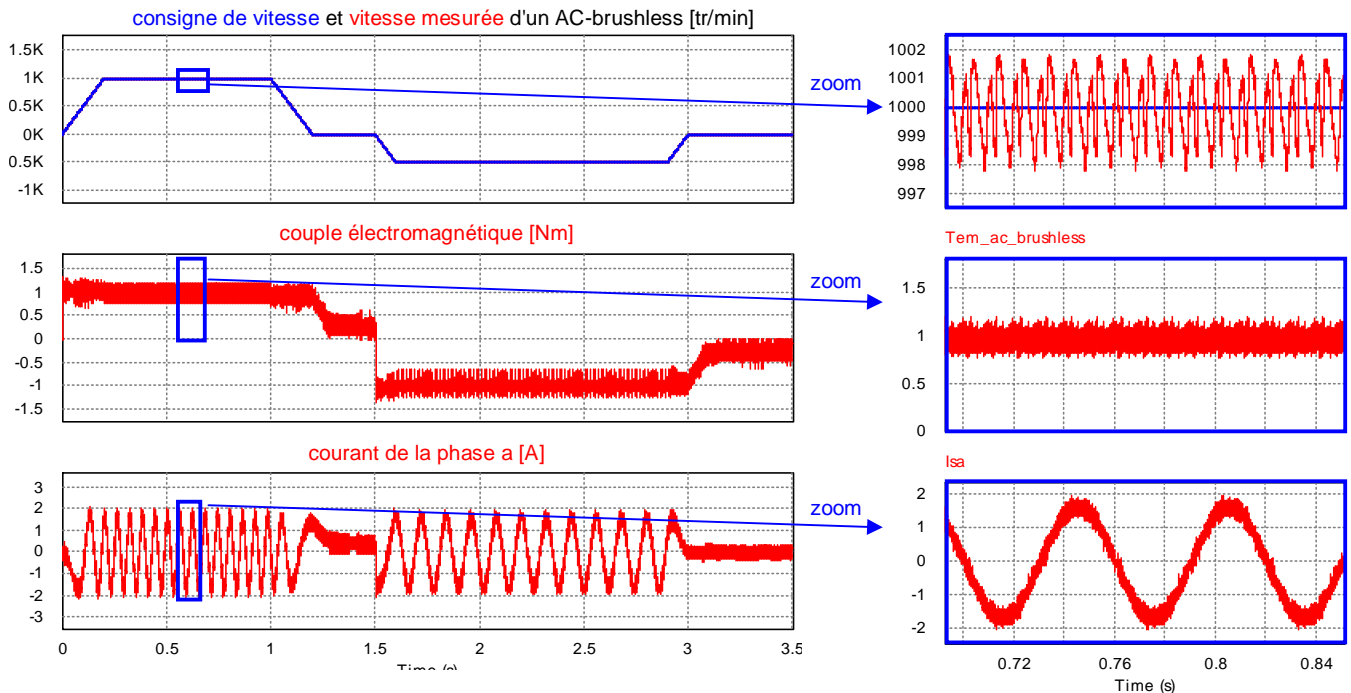


Le schéma électrique (commande dite "abc" en référence aux phases a, b et c pilotées) est le suivant :

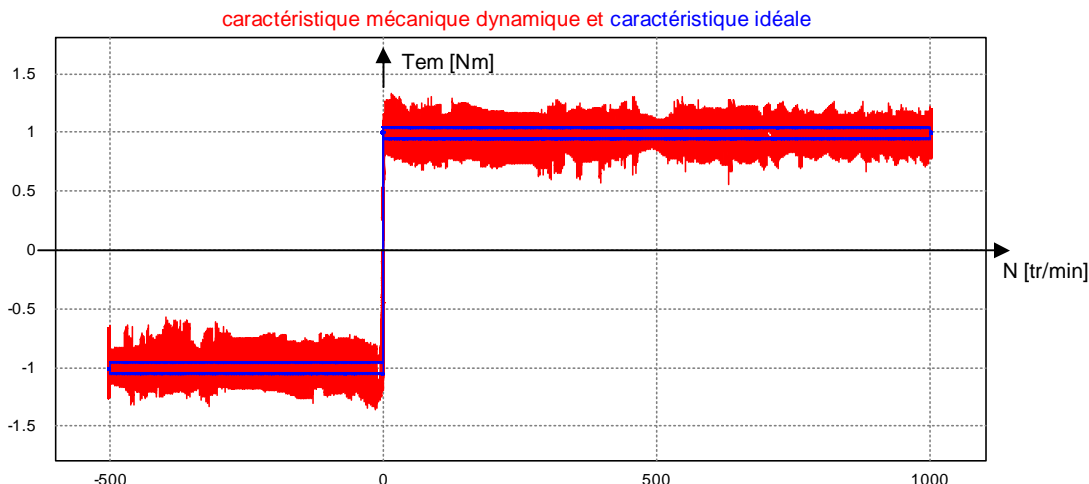
commande abc d'un AC-brushless autopiloté



Afin de réduire les ondulations de couple on peut également utiliser une commande en courant (et non en tension comme ci-dessus), comme on l'a fait avec le DC-brushless précédent (qui posséderait donc un capteur de position et non 3 simples détecteurs) : ce mode d'alimentation est réservée généralement aux machines de puissance nominale > 500 kW. On obtient les performances suivantes pour 0,01 kg.m² :



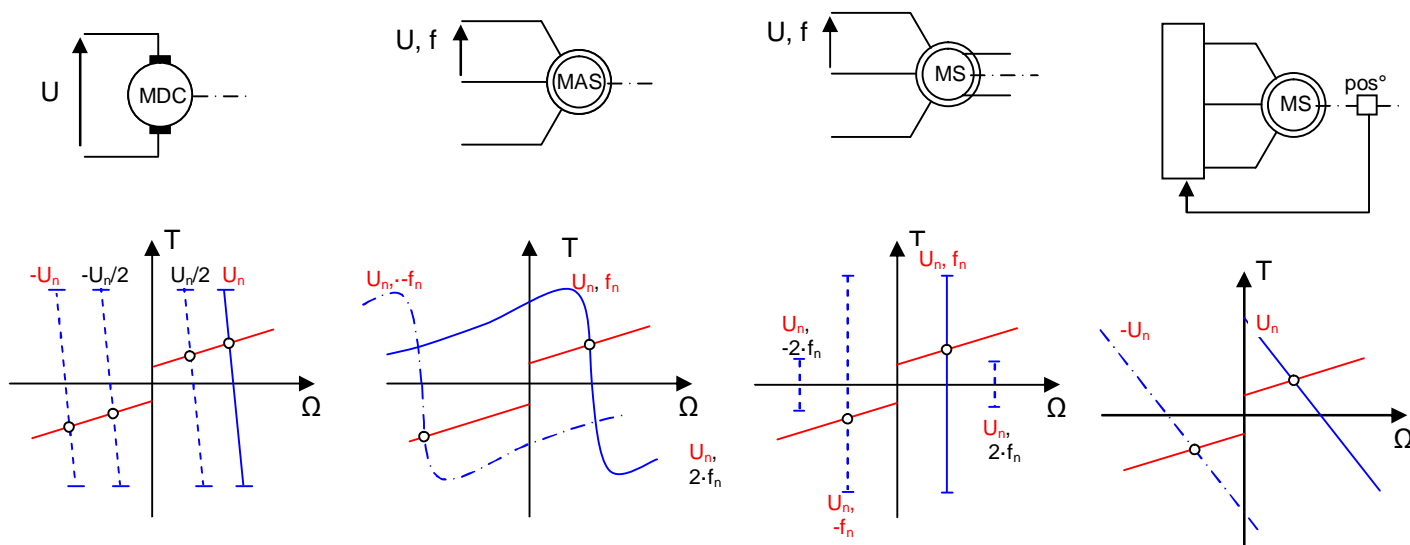
La caractéristique mécanique dynamique est la suivante :



Les ondulations de couple sont de haute fréquence (fréquence MLI) et les ondulations de vitesse qui en résultent sont plus faibles (± 2 tr/min autour de 1000 tr/min, soit 0,2 % d'ondulation de vitesse seulement et 4% d'ondulation si la consigne est de 50 tr/min) : ce moteur et cette commande sont parfaitement adaptés au positionnement. Cette commande assure en permanence 90° entre le champ rotorique et le champ statorique : **il s'agit d'une commande vectorielle**, mais des considérations de retard introduite par la commande MLI aboutissent au fait que l'angle entre B_{rotor} et B_{stator} n'est pas exactement égal à $\pm 90^\circ$, même en régime permanent, et donc que le courant est plus important que prévu (ou le couple plus faible que prévu) : on appelle donc souvent cette commande "scalaire" par opposition à la commande dq (vectorielle pure). On va présenter la commande vectorielle à l'occasion de l'étude des moteurs asynchrones. Faire **exercice 3** en fin de cet exposé.

4. Le moteur asynchrone.

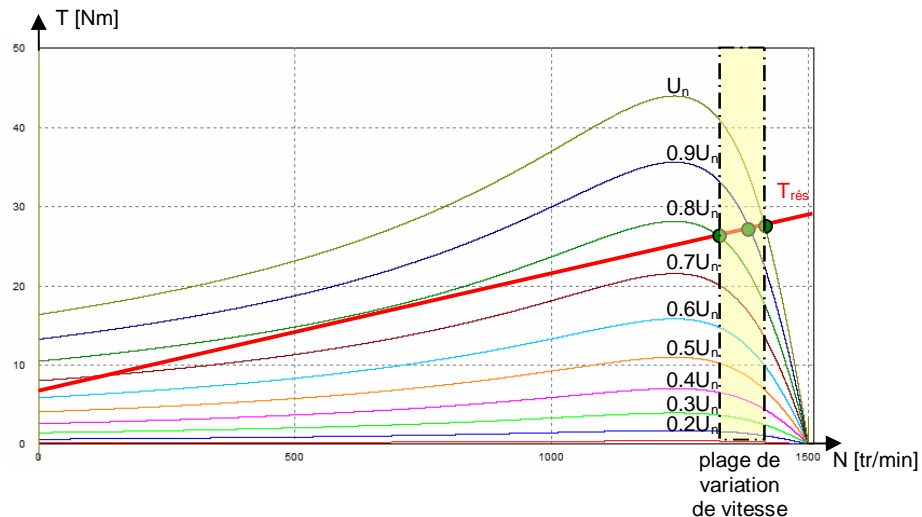
Le moteur brushless possède encore le défaut d'avoir des aimants, chers et nécessite un capteur de position précis, donc très cher...on peut alors utiliser le moteur asynchrone à cage avec capteur de vitesse, moins cher qu'un moteur synchrone. **Le moteur asynchrone, bien qu'il soit le moteur le plus simple à fabriquer et le plus robuste, est cependant le moteur le plus difficile à contrôler car la position du champ rotorique n'est pas connue** (contrairement au cas du moteur synchrone pour lequel la position du champ rotorique est identique à celle du rotor). La vitesse exacte en régime permanent est, comme dans tous les moteurs, déterminée par l'intersection de la caractéristique mécanique de la charge (en rouge ci-dessous) et de la caractéristique mécanique statique du moteur (en bleu ci-dessous) :



4.1. Commande de vitesse en boucle ouverte.

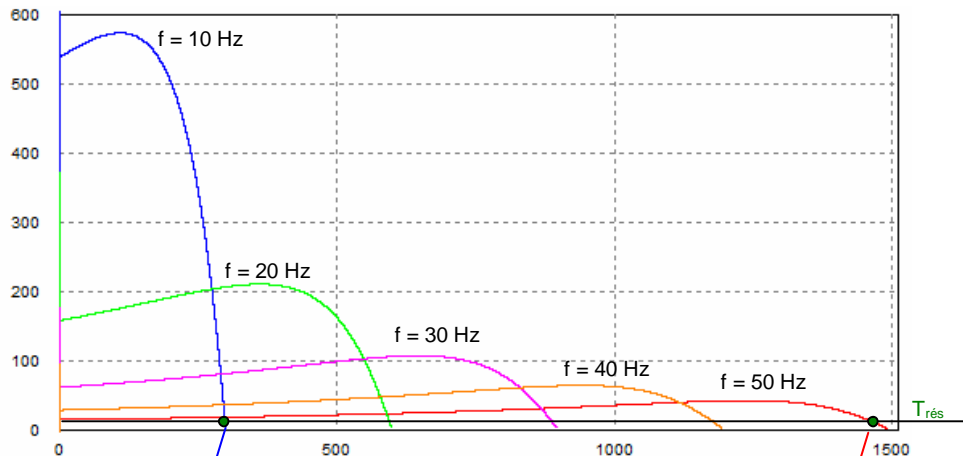
La 1^{ère} solution à laquelle on pense, pour faire varier la vitesse du moteur asynchrone, est sa tension d'alimentation, car en l'abaissant on réduit la vitesse du moteur. Ci-dessous on a relevé les caractéristiques mécaniques d'un moteur MAS de 3 kW de couple nominal $T_{nom} = 19$ Nm et à 2 paires de pôles pour diverses tensions d'alimentation de fréquence 50 Hz :

caractéristiques mécaniques statiques d'un moteur asynchrone de 3 kW

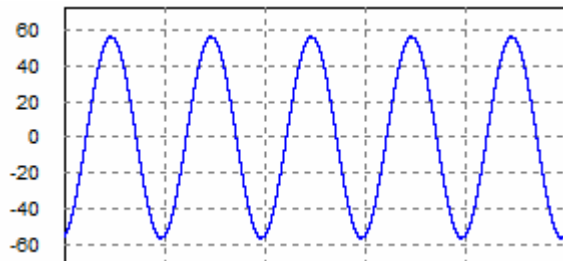


On s'aperçoit ici, qu'en dessous de $0.8U_n$, on ne peut plus faire descendre la vitesse car sinon le moteur cale (couple de décrochage $< T_{rés}$) : l'action sur U est insuffisante pour obtenir toute la plage de 0 à N_{nom} . L'autre action possible pour faire varier la vitesse est l'action sur la fréquence f de la tension :

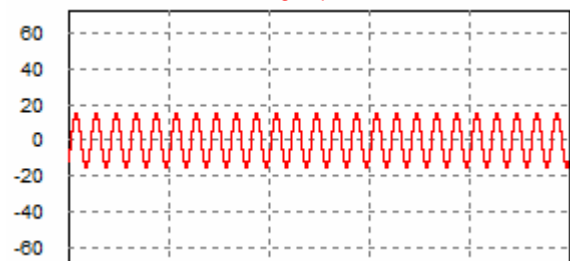
caractéristiques mécaniques $T_{em} = f(N)$ d'un moteur asynchrone de 3 kW



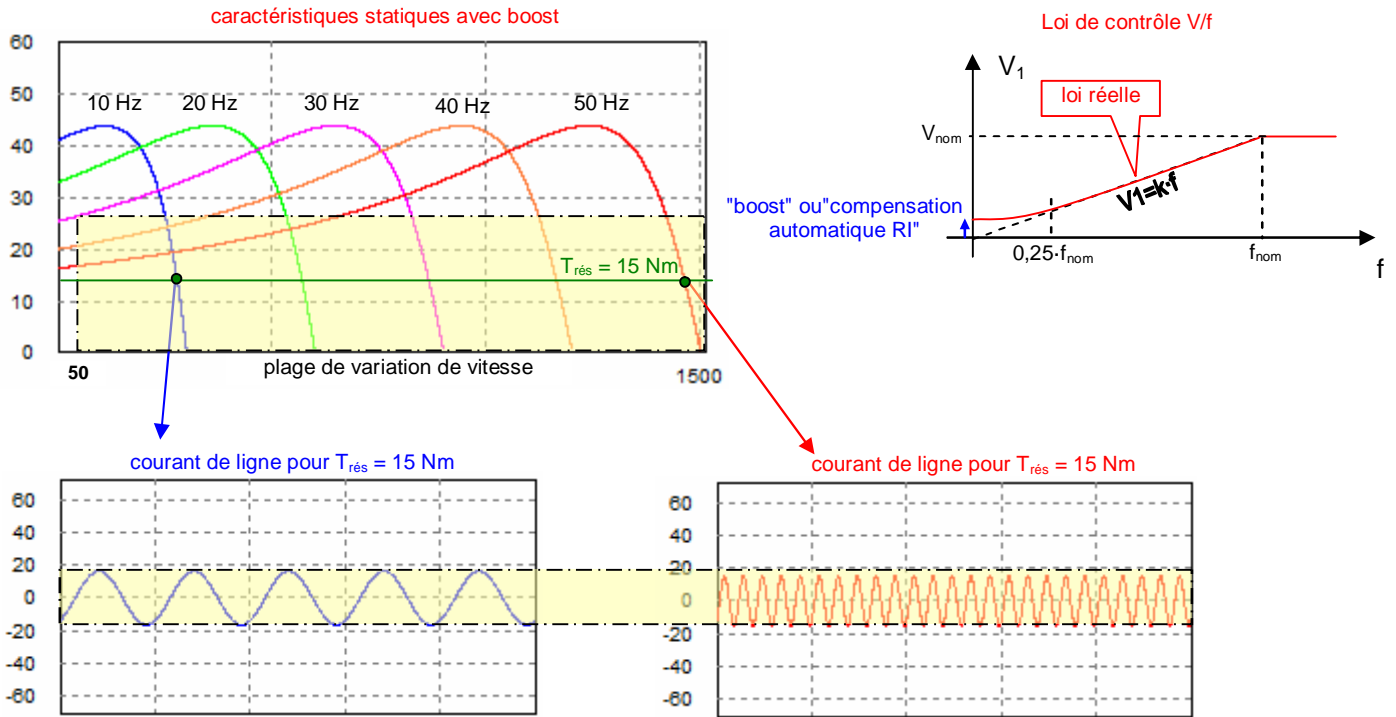
courant de ligne pour $T_{rés} = 15 \text{ Nm}$



courant de ligne pour $T_{rés} = 15 \text{ Nm}$

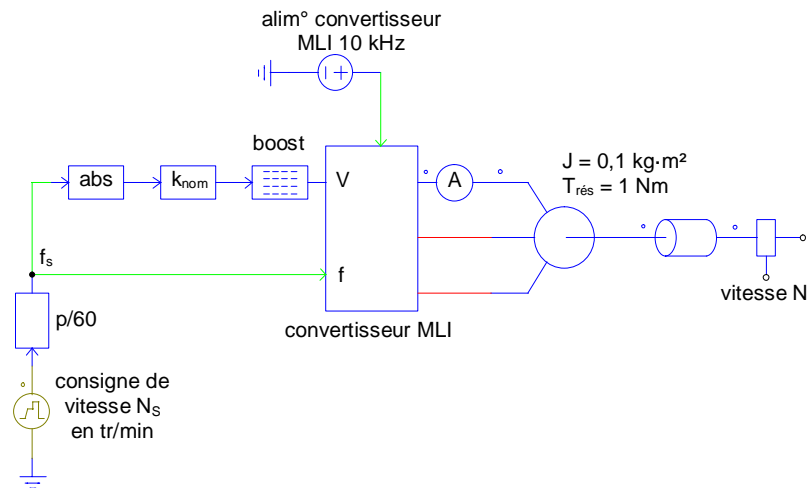


Ce type de commande convient bien pour régler la vitesse...mais ne convient pas au niveau du courant qui est **beaucoup trop élevé aux faibles vitesses** : en effet l'impédance magnétisante $L\omega$ du moteur est très faible lorsque ω est faible et donc le courant magnétisant $I \approx V/L\omega$ est très élevé (en réalité la saturation du circuit magnétique crée une amplitude encore plus élevée que sur le chronogramme ci-dessus). Il faut donc réduire V quand f diminue. Cela est réalisé si on crée une commande telle que $V = C^{te} \times f$, c'est-à-dire une commande à $V/f = C^{ste}$:

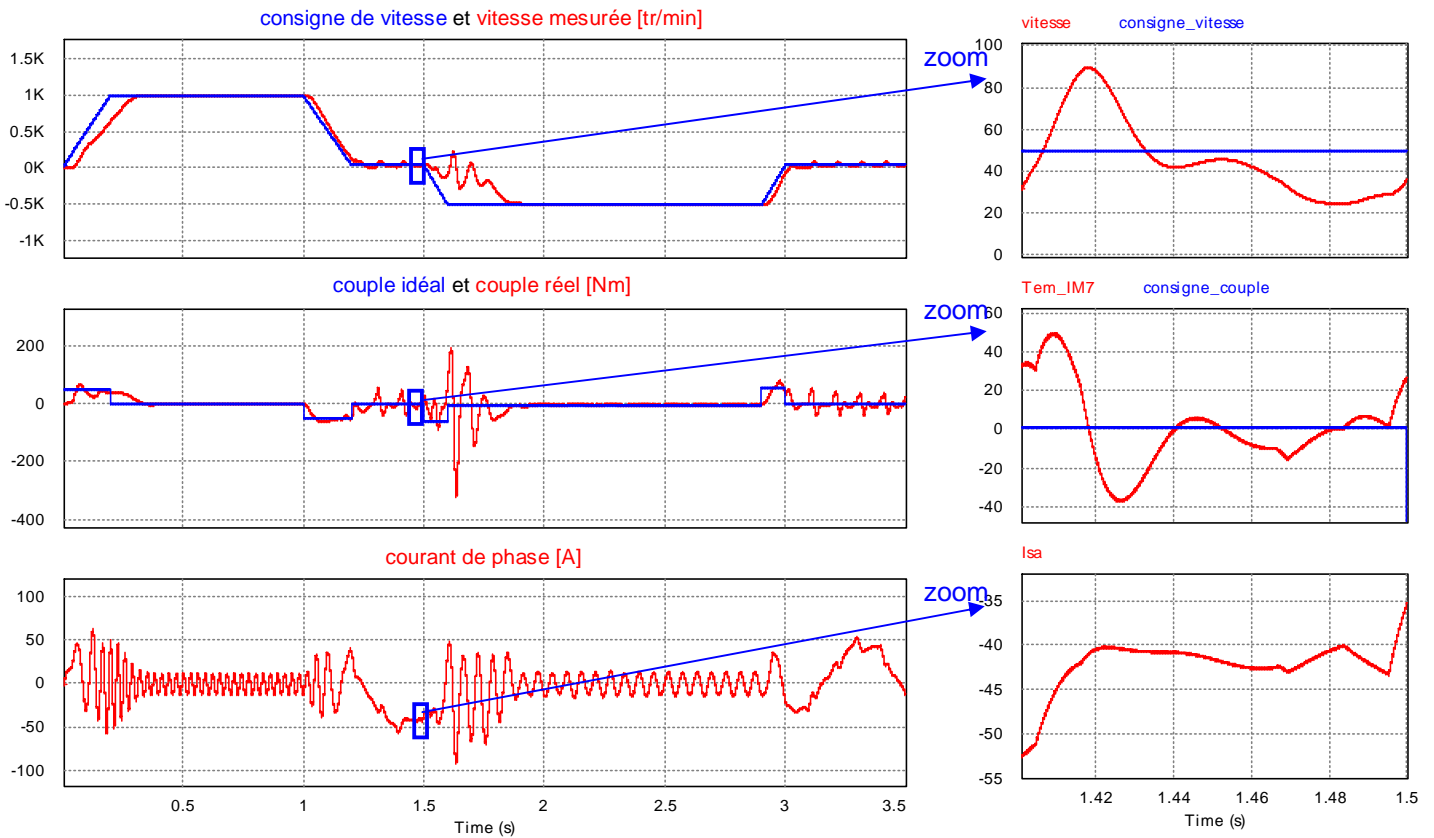


La commande en $V/f = V_n/f_n$ permet d'assurer toute les vitesses exigées par la charge : c'est la commande adéquate. On remarquera que dans ce cas le courant crête est imposé par la charge : pour un couple résistant donné, on a un courant crête qui y correspond, on ne craint plus de surintensité (en régime permanent) comme précédemment. On remarque également l'intervention d'un "boost" de tension aux faibles fréquences ($f \leq 25\%$ de f_{nom} en pratique). La raison en sera donnée ultérieurement.

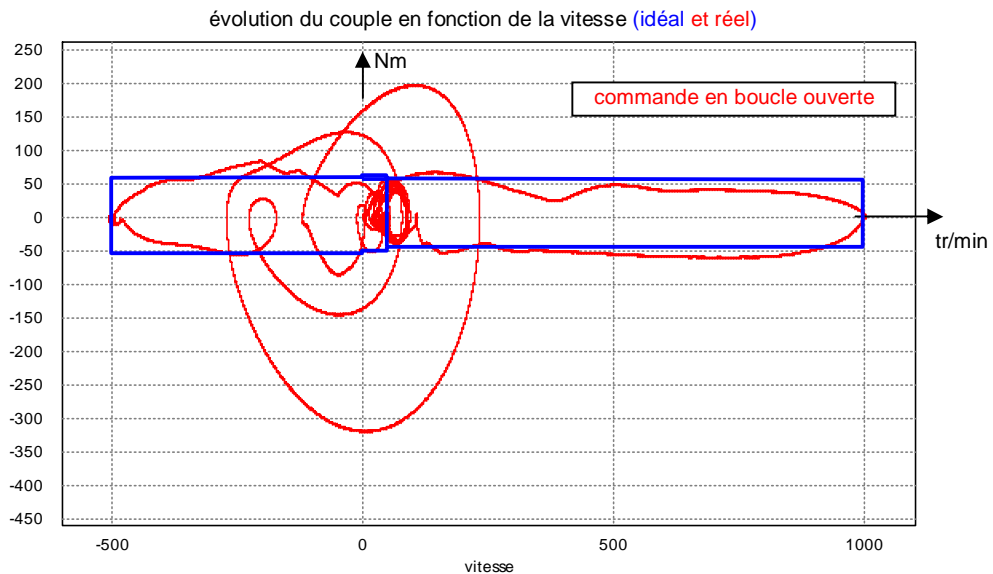
Cependant, même avec un boost, les allures de couple données ci-dessus sont des valeurs moyennes : le couple réel oscille d'autant plus autour de la valeur moyenne qu'on se rapproche des fréquences de fonctionnement faibles (< 2 à 3 Hz) : à $N = 0$ tr/min par exemple le couple est totalement oscillant, on ne peut donc pas maintenir de position avec ce type de commande. Cette commande est également insuffisante lorsque la vitesse doit être précise car c'est une commande "en boucle ouverte", c'est-à-dire sans contrôle de la vitesse réelle qui sera égale à la vitesse N_s de synchronisme...au glissement près. Lors que le couple résistant variera, la vitesse variera également alors même que la commande de vitesse n'a pas varié : ce n'est donc pas un dispositif qui assure une vitesse constante en cas de variation de la charge. De plus un changement de consigne de vitesse impose des oscillations de couple, le schéma de commande est le suivant :



Les performances obtenues sont les suivantes :



C'est mauvais : la vitesse est mal suivie (elle dépend en plus du couple puisque la commande est en boucle ouverte), oscillations de vitesse et de couple, courant très élevé à faible vitesse qui augmente au cours du temps (ça disjoncte d'ailleurs) et courant très élevé (par rapport au régime permanent) en régime transitoire...on oubliera ce genre de commande dans les dispositifs qui doivent être contrôlés. La caractéristique dynamique le confirme : on est loin du couple idéal exigé (en bleu). Remarquer les fortes oscillations de vitesse autour des 50 tr/min



4.2. Contrôle scalaire : autopilotage et commande du flux en boucle ouverte.

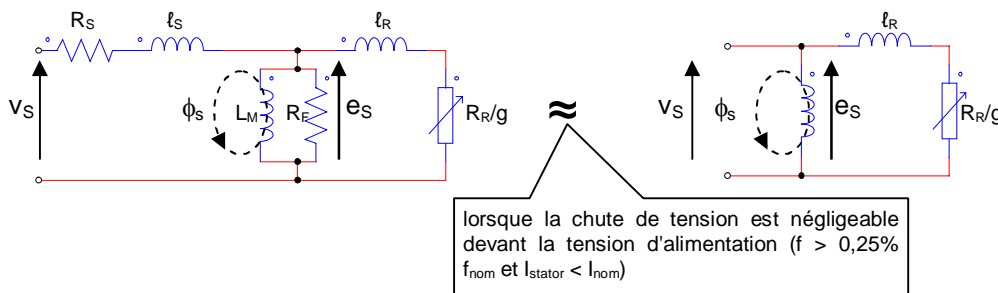
La commande en V/f vue dans le cours sur les onduleurs était une commande de vitesse "en boucle ouverte" qui permettait de faire varier la vitesse, mais sans contrôle de cette dernière (la vitesse était connue au glissement près). Pour contrôler la vitesse il faut l'asservir. **L'autopilotage consiste à prendre en compte la vitesse réelle du rotor pour en déduire le couple à appliquer.** Pour cela on va voir qu'il faut la comparer à la vitesse du champ tournant pour en déduire la vitesse de glissement. Cette **vitesse de glissement devient la consigne de couple**, à un facteur multiplicatif près. Or pour créer un asservissement, on a vu qu'il fallait mesurer le couple électromagnétique, ou du moins une grandeur proportionnelle au couple électromagnétique. On sait que $T_{em}(t) = k \cdot \phi_{rotor} \cdot \phi_{stator} \cdot \sin\delta$ pour tous les moteurs. On peut connaître la valeur et la position de ϕ_{stator} en mesurant les courants statoriques, mais on n'a pas accès aux courants rotoriques (moteur synchrone à cage d'écuriel) $\Rightarrow \phi_{rotor} \cdot \sin\delta$ est inconnu $\Rightarrow T_{em}(t)$ n'est pas contrôlable. Si on se débrouille pour imposer ϕ_{stator} (= flux nominal par exemple) à n'importe quelle vitesse, alors on démontre, en régime permanent, que $\phi_{rotor} \cdot \sin\delta = C^{te} \times f_R$ ($f_R = f \times g$, fréquence des courants rotoriques). Ainsi on a la relation, valable en régime permanent sinusoïdal seulement et pour un couple résistant < couple de décrochage \hat{T}_{em} (c'est-à-dire glissement faible, de l'ordre de 10% maximum) :

$$T_{em} \approx C^{te} \times f_R = C^{te} \times f \times g \quad (11) \text{ en régime permanent lorsque } \phi_{stator} = C^{ste} \text{ et pour } T_{em} < \hat{T}_{em} = \frac{3p}{2 \cdot L_R} \cdot \phi_S^2$$

Les 2 méthodes de contrôle du couple par $f \times g$ consistent à imposer ϕ_{stator} de 2 manières différentes

- 1/ ϕ_{stator} est imposé en boucle ouverte, mais non contrôlé.
- 2/ ϕ_{stator} est asservi à une consigne, donc contrôlé.

On ne va parler ici que de la 1^{ère} méthode : on utilise le schéma équivalent du moteur asynchrone pour imposer ϕ_{stator} :



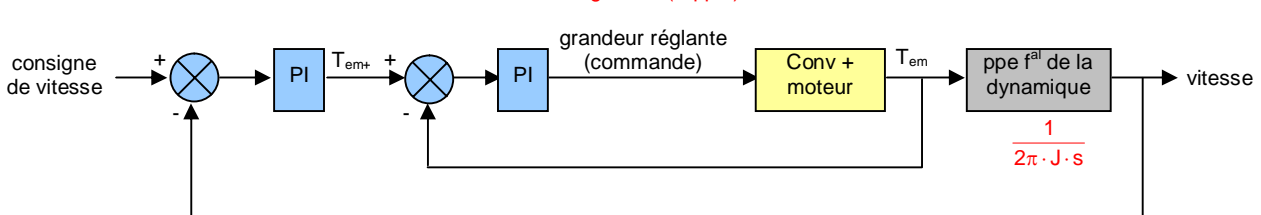
On a $e_s = N_s d\phi_s/dt \Rightarrow e_s = N_s \omega \cdot \phi_s \Rightarrow \phi_s = \frac{e_s}{N_s \omega} \approx \frac{V_s}{N_s \omega} = C^{te} \frac{V_s}{f}$ avec $C^{te} \triangleq \frac{1}{2\pi \cdot N_s}$ ainsi on impose la valeur de ϕ_s

en imposant la valeur de $\frac{V_s}{f}$ (12). Pour prendre ϕ_s maximal (13) on le prend égal au flux nominal, c'est-à-dire

$$\frac{V_s}{f} = k_{nom} \triangleq \frac{V_{Snom}}{f_{nom}} \text{ pour imposer } \phi_s. \text{ l'angle } \delta \text{ entre } B_{rotor} \text{ et } B_{stator} \text{ n'est pas imposé, d'où le nom "scalaire".}$$

Une fois que l'on prend $V_s = k_{nom} \times f$, on a alors $f \times g$ qui pilote T_{em} . **$f \times g$ peut donc être la consigne du couple électromagnétique** à une constante multiplicative près, en régime permanent lorsqu'on travaille avec un variateur de vitesse qui impose $V/f = C^{ste}$. Le schéma de contrôle est donc le suivant :

schéma général (rappel)



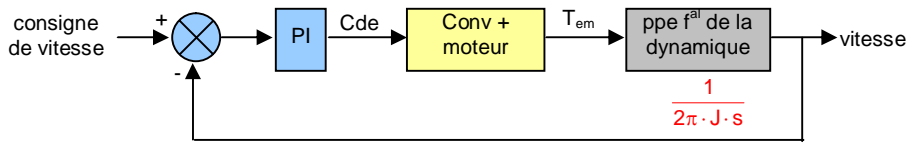
11 En posant $L_R \triangleq$ inductance de fuite rotorique et $R_R \triangleq$ résistance rotorique on a $C^{te} = 2 \cdot \hat{T}_{em} \cdot \frac{L_R}{R_R}$ avec $\hat{T}_{em} = \frac{3p}{2 \cdot L_R} \cdot \phi_S^2$ le couple de

décrochage (couple maximal pour un flux ϕ_s donné) et p le nombre de paires de pôles du moteur.

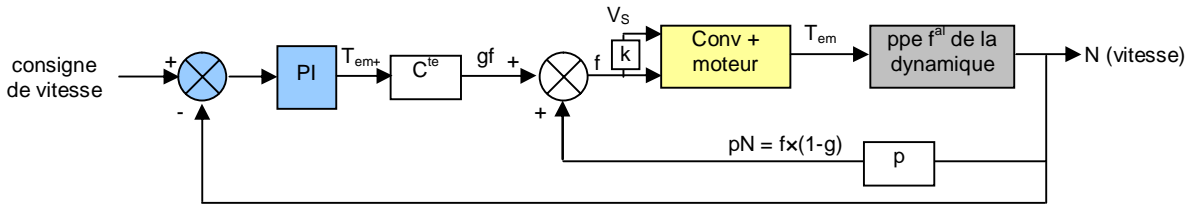
12 Le "boost" vu précédemment consistait à prendre en compte la chute de tension $R_S \cdot I$ (sachant que $l_s \omega \cdot I$ est négligeable devant $R_S I$ lorsque $f < 0,25 f_{nom}$)

13, c'est-à-dire celui qui ne provoque pas un appel de courant magnétisant trop intense (échauffement, surdimensionnement)

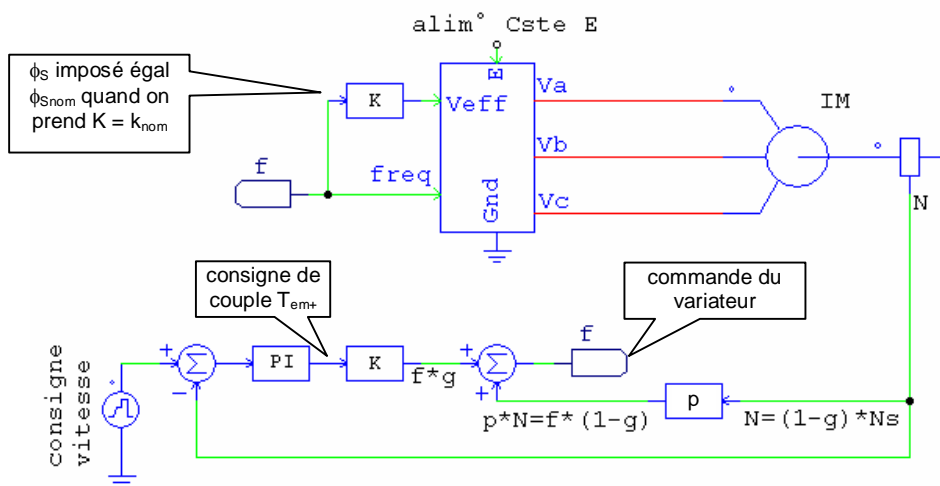
structure allégée (rappel)



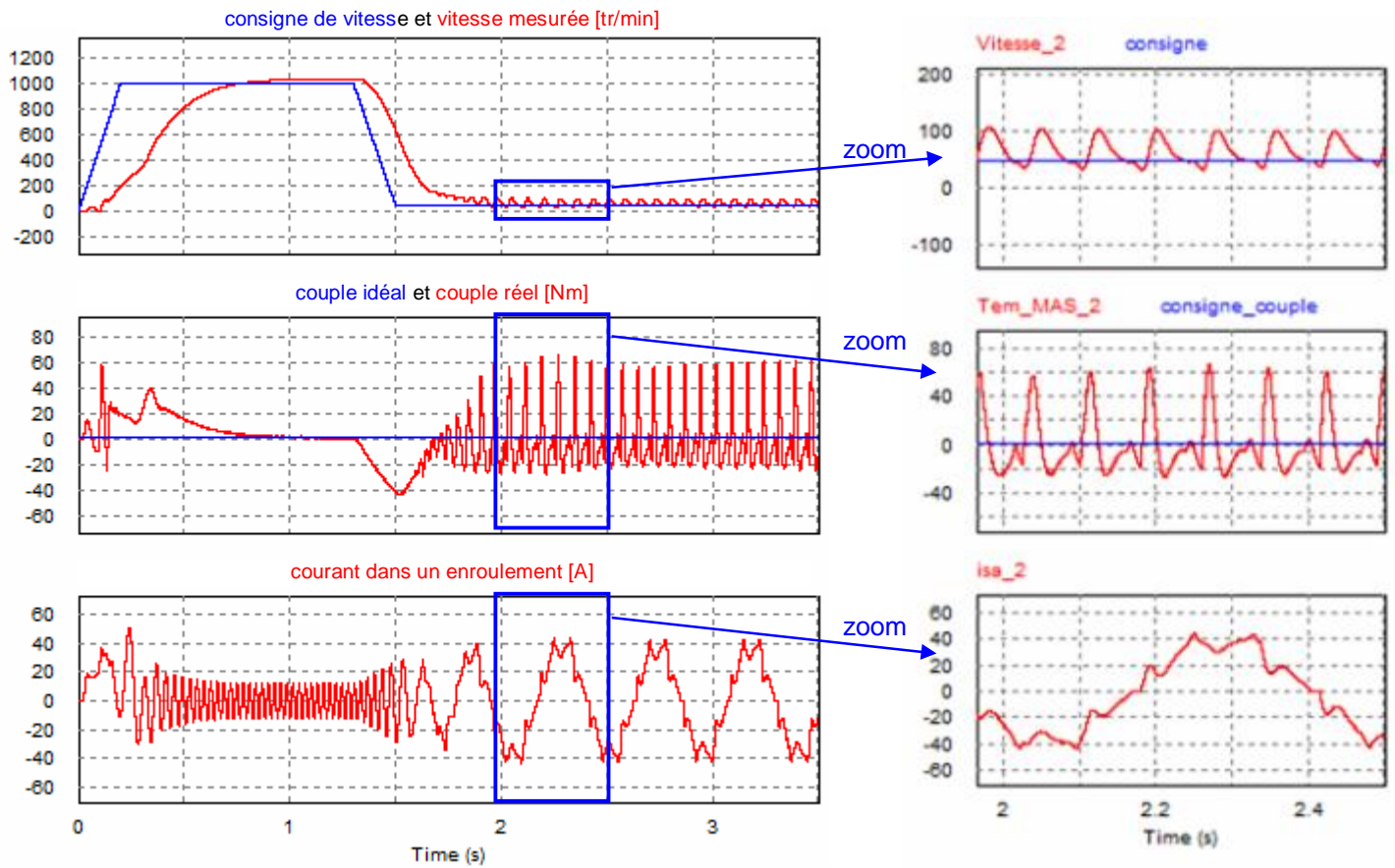
Pour le MAS



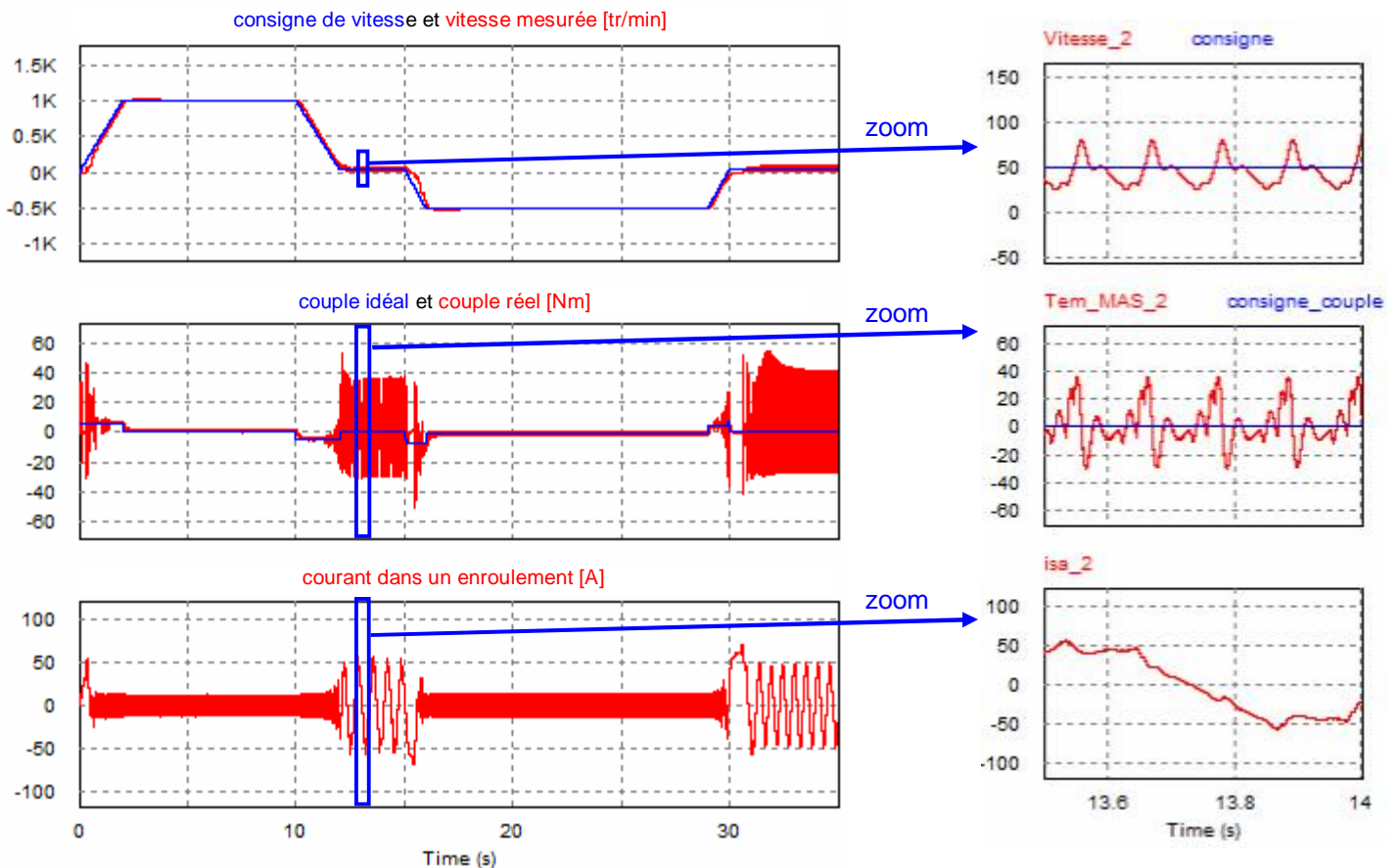
Ce qui donne en schéma électrique :



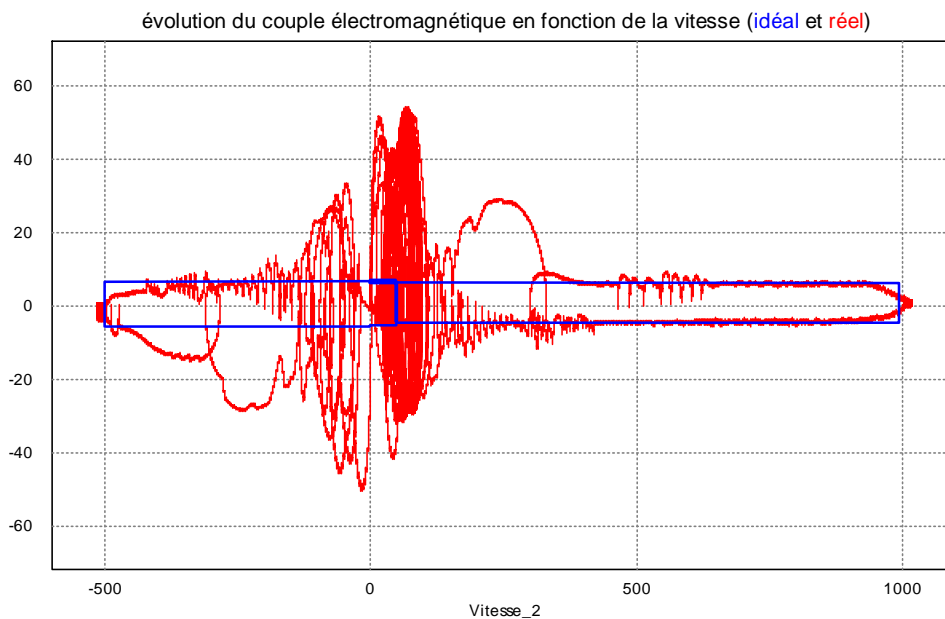
Remarque : on peut modifier la valeur du gain proportionnel du correcteur PI pour prendre en compte K (constante de conversion entre T_{em} et fxg) : PI et K ci-dessus ne forment alors plus qu'un seul bloc correcteur PI. On remarquera également que ce schéma ne possède pas de boucle de couple : il est donc analogue à l'asservissement de vitesse du moteur DC sans boucle de courant, sa dynamique ne sera donc pas optimale, d'autant plus que rien n'oblige à avoir le champ statorique à 90° du champ rotorique (on peut cependant aussi rajouter une boucle de couple pour améliorer les performances dynamiques du système). On peut d'ailleurs le remarquer ci-dessous, lorsque $J = 0,1 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ (toujours avec $T_{rés} = 1 \text{ Nm}$) : on voit que le moteur peine à suivre la consigne, contrairement au moteur DC de même inertie :



Le moteur ne peut assurer de vitesse faible (ondulation de vitesse de +103 à 33 tr/min autour de la consigne de 50 tr/min ci-dessus, soit un taux d'ondulation de 136% !). De plus le courant est beaucoup trop élevé. En prenant des contraintes dynamiques moins élevées (par exemple en prenant un temps 10x plus long que précédemment) le moteur a le temps de suivre la consigne mais les ondulations subsistent à faible vitesse (50 tr/min) :



La caractéristique dynamique nous confirme que la machine n'est bien contrôlée, essentiellement aux basses vitesses (remarquer les oscillations de couple lorsqu'on se rapproche de l'axe des ordonnées) :

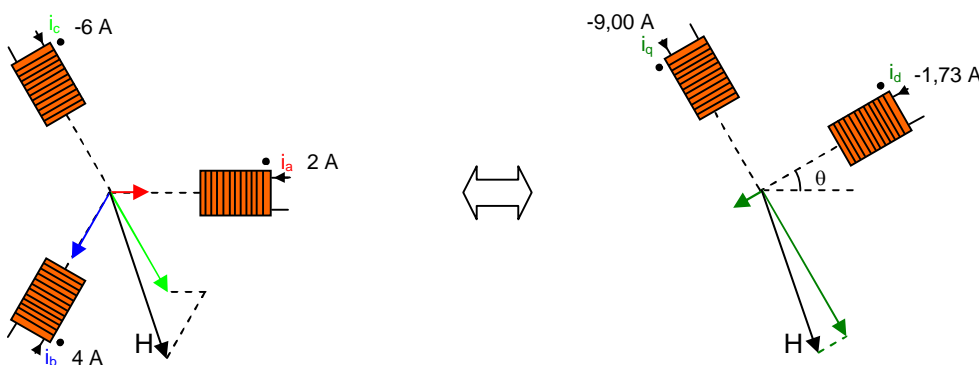


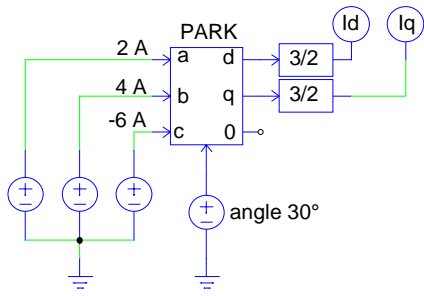
Le maintien en position (vitesse nulle) est alors impossible : le couple est énorme (environ 10 x le couple idéal nécessaire) si l'on veut maintenir tant bien que mal la vitesse de 50 tr/min : la charge monte-descend en permanence sans se stabiliser à une position fixe et toutes les structures mécaniques vibrent. En pratique le moteur ne pourra même pas s'y maintenir. Il existe une autre méthode de commande qui consiste à maintenir le flux constant grâce aux courants (et non grâce aux tension $V/f = c^{ste}$) ce qui évite les surintensités de courant lors des régimes transitoires (mais le couple n'est toujours pas contrôlé) et un autre type de commande scalaire qui consiste à asservir le flux à une consigne (ce qui évite le boost). On n'en parlera pas ici.

4.3 Les contrôles vectoriels

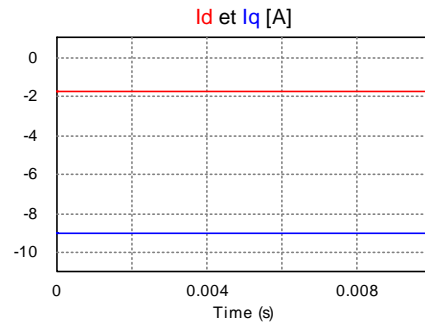
La méthode scalaire ne permet pas de contrôler la position du champ statorique par rapport au flux statorique (à 90° l'un de l'autre). Pour obtenir cela il faut un capteur de vitesse et une commande appropriée qui consiste à utiliser la transformée de Park. On ne donnera pas le détail de cette commande, mais elle consiste à estimer la position du champ rotorique par rapport au champ statorique grâce à des calculs mathématiques de changement d'espace (ou de "repère") analogues au changement de "repère" quand on effectue un calcul transformées de Laplace ou un calcul avec les nombres complexes pour éviter les calculs compliqués dans les systèmes linéaires. Il existe plusieurs méthodes de contrôle vectoriel : contrôle indirect du flux rotorique, contrôle direct du flux rotorique, contrôle direct du couple et autres.

L'idée est la suivante : 2 bobines à 90° l'une de l'autre peuvent produire le même champ magnétique que 3 bobines disposées à 120° l'une de l'autre. Voir [Champ-tournant.gif](#). Exemple si on place les 2 bobines q et d à l'angle θ de l'axe a :

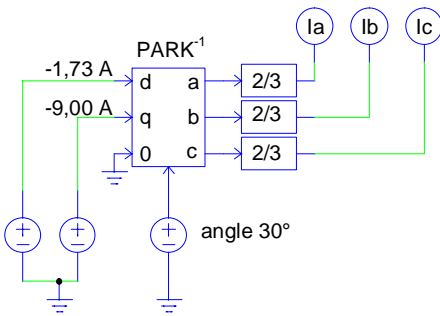




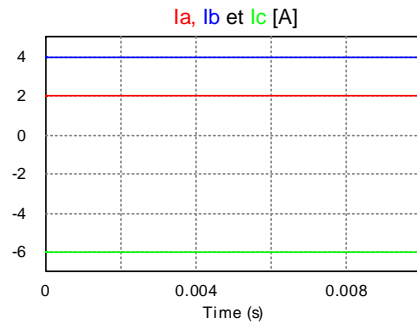
résultat



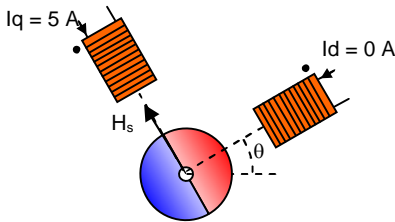
La transformation de (a, b, c) vers (d, q) prend le nom de "transformée de Park". La transformation en sens inverse prend le nom de "transformée inverse de Park" ⁽¹⁴⁾:



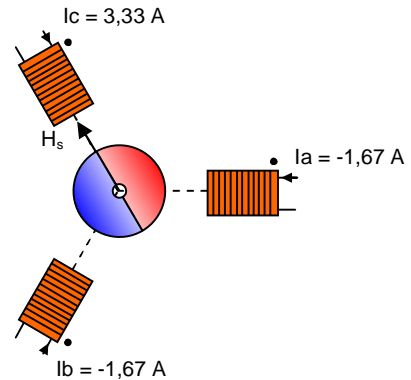
résultat



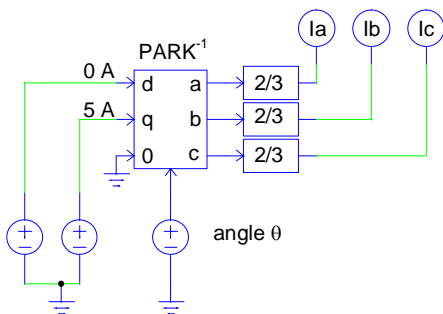
Application : prenons alors l'exemple d'un moteur synchrone à 2 enroulements statoriques pour commencer dont le rotor est à l'angle θ de l'horizontale et plaçons les 2 enroulements statoriques dont l'axe d est aligné avec le rotor :



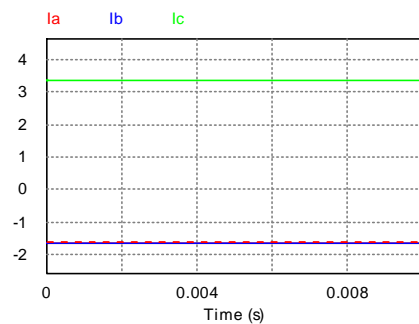
si l'on applique $I_d = 0$ et $I_q = 5$ A alors H_s est perpendiculaire à H_R et le rotor est soumis à un couple maximal. Pour augmenter le module de H_s (donc du couple) il faut agir sur I_q . I_d , même non nul, n'a aucune action sur le couple (car $H_d \perp H_R$)



le même couple est obtenu si on alimente le moteur triphasé avec les courants donnés par Park^{-1}



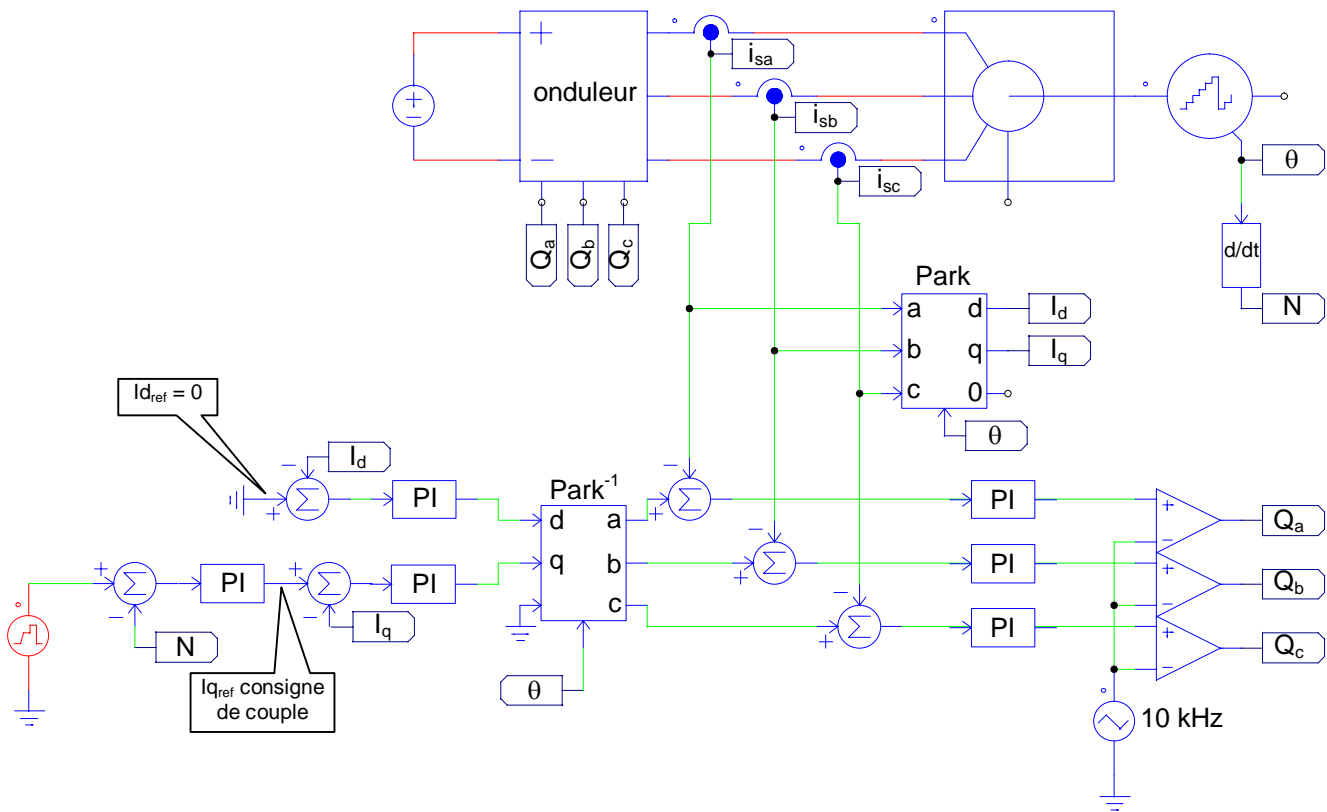
équivalence



¹⁴ Les coefficients 3/2 et 2/3 servent à établir la conservation des courants (ou tension) car la transformée de Park de PSIM est établie pour une conservation des puissances. La patte 0 en sortie du bloc Park vaut 0 lorsque la somme des courants $i_a + i_b + i_c = 0$, ce qui est toujours le cas en connexion étoile sans neutre.

le rotor étant soumis à un couple, il se met à tourner dans le sens trigo. Pour continuer à obtenir les courants qui placent H_s toujours à 90° du rotor, l'angle θ doit suivre le rotor dans sa progression : on obtient alors des courants triphasés sinusoïdaux lorsque la vitesse de rotation est constante, sinon ils ne sont pas forcément sinusoïdaux.

La commande vectorielle de la machine synchrone est donc la suivante : on force (par asservissement) I_d et I_q à être égaux respectivement à $I_{dref} = 0$ (puisque sa valeur n'a aucune influence sur le couple mais seulement sur l'échauffement des enroulements) et à I_{qref} créé par la commande de couple (c'est-à-dire la sortie du régulateur de vitesse). Un capteur de position permet de donner l'angle θ (calé de telle sorte que l'axe a coïncide avec le pôle nord de l'aimant rotorique), ce qui donne le schéma simplifié suivant :



Il s'agit ici d'une commande en tension contrôlé par les courants. On peut s'épargner la mise au point des régulateurs PI (difficile) situés avant les comparateurs en appliquant directement sur leurs bornes + les références de tension v_a , v_b et v_c qui donnent les courants i_{sa} , i_{sb} et i_{sc} adéquats, mais dans ce cas il faut calculer V_{dref} et V_{qref} à appliquer à Park⁻¹. On n'en parlera pas ici.

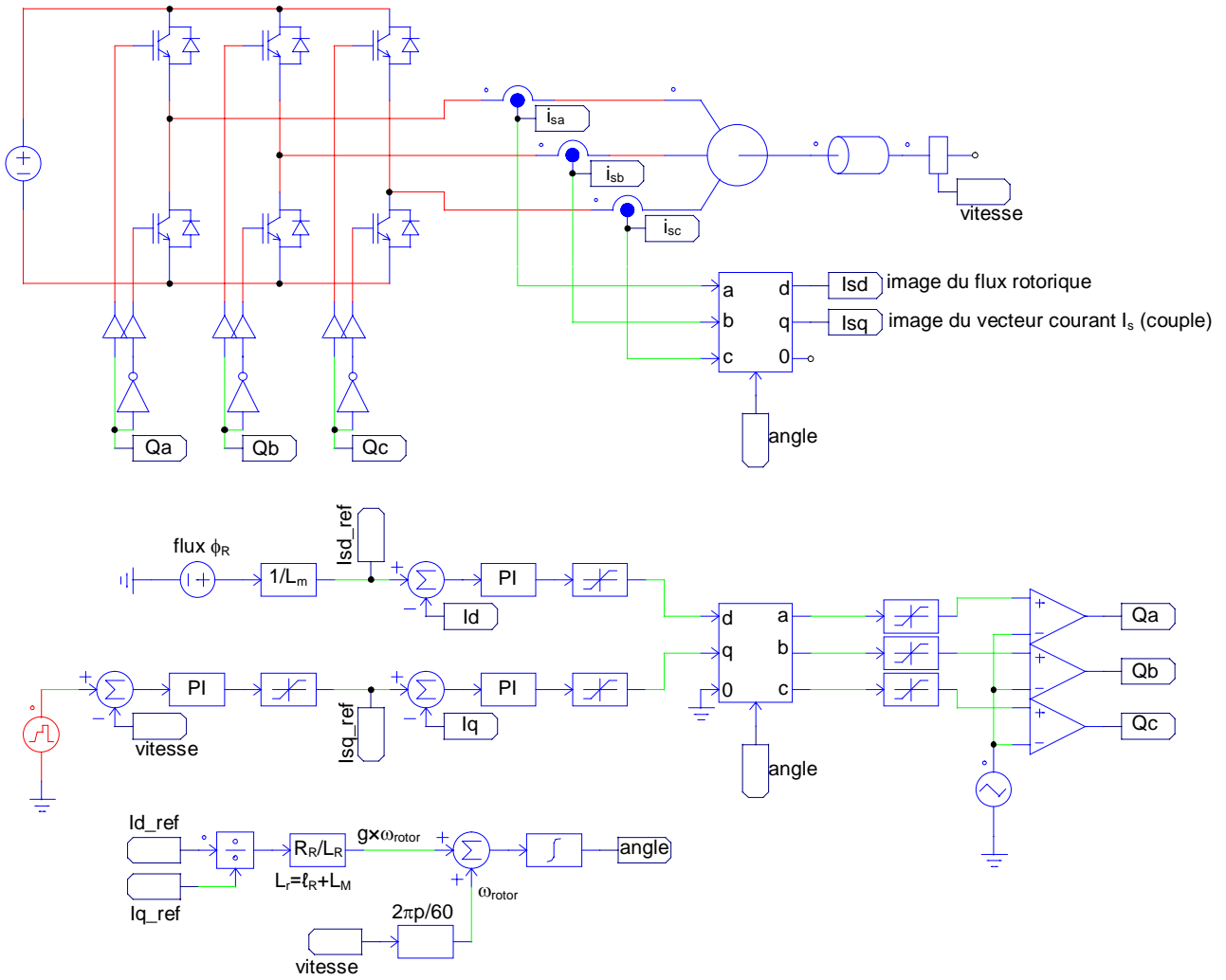
Quoi qu'il en soit, c'est cette idée qu'on va réutiliser pour la machine asynchrone, avec comme complication supplémentaire notre ignorance de la position du champ rotorique ⁽¹⁵⁾, donc une difficulté supplémentaire pour placer les champs rotorique et statorique à 90° l'un de l'autre. Les calculs sont un peu compliqués mais on arrive au résultat suivant :

$$T_{em}(t) = \left(3p \frac{L_M}{L_M + \ell_R} \right) \cdot \phi_{Rd}(t) \cdot I_{sq}(t)$$

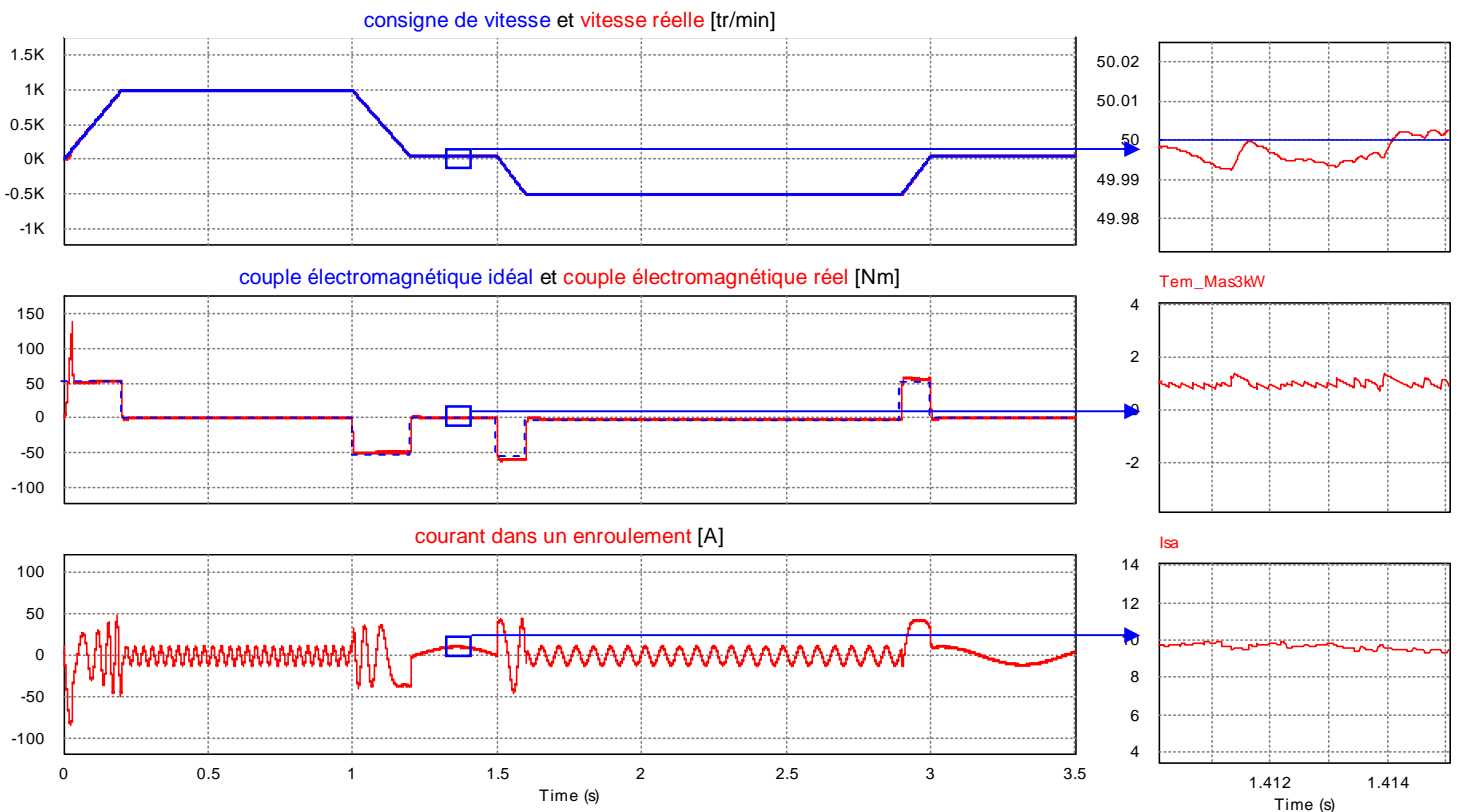
avec ϕ_{Rd} le flux rotorique contrôlé par le courant I_{sd} , asservi à une consigne fixe (flux nominal) et I_{sq} le courant en quadrature, image du couple électromagnétique, disponible en sortie du régulateur de vitesse. Si on reprend l'idée d'éviter l'emploi des correcteurs PI situés avant les comparateurs, cela donne le schéma suivant ⁽¹⁶⁾ :

¹⁵ Ce problème n'existait pas avec la machine synchrone car la position du champ rotorique coïncide avec la position du rotor.

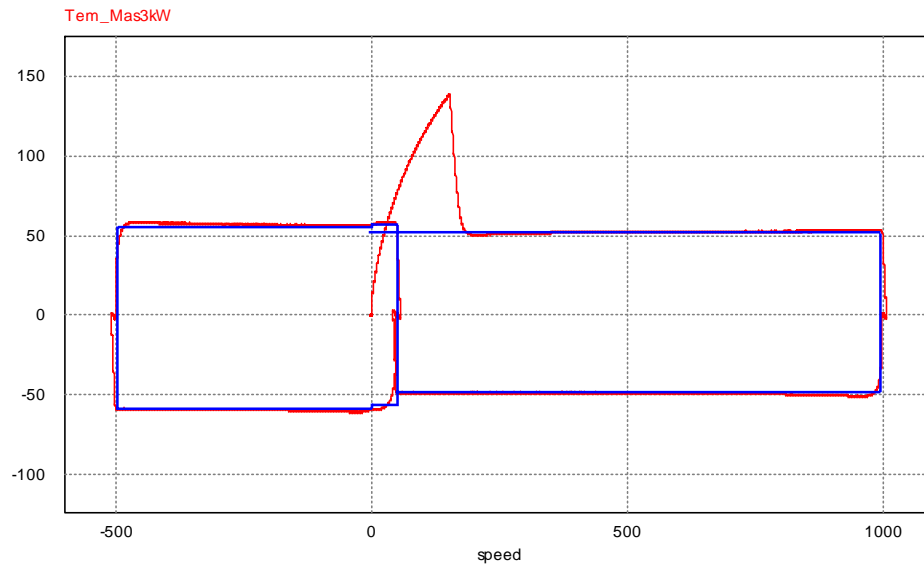
¹⁶ On remarquera l'absence du capteur de position qui ne sert à rien (sauf si on fait de l'asservissement de position) puisque, contrairement au moteur synchrone, la position du rotor ne correspond pas à la position du champ rotorique pour un moteur asynchrone.



D'où les résultats suivants, obtenus avec $J = 0,1 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ et $T_{rés} = 1 \text{ Nm}$:



C'est excellent ! à comparer avec la commande scalaire en boucle fermée vue précédemment où le moteur n'arrivait même pas à suivre la consigne ! La caractéristique dynamique est d'ailleurs la suivante et confirme l'excellence de la stratégie de commande :

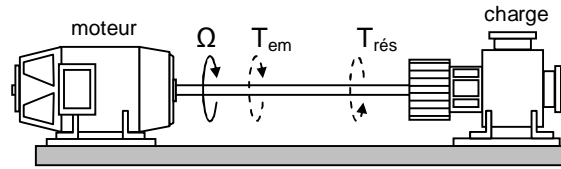


Il existe en ce moment des recherches pour éviter l'emploi d'un capteur de vitesse, afin de diminuer le coût du système. Faire [exercice 4](#).

Illustrations du cours.

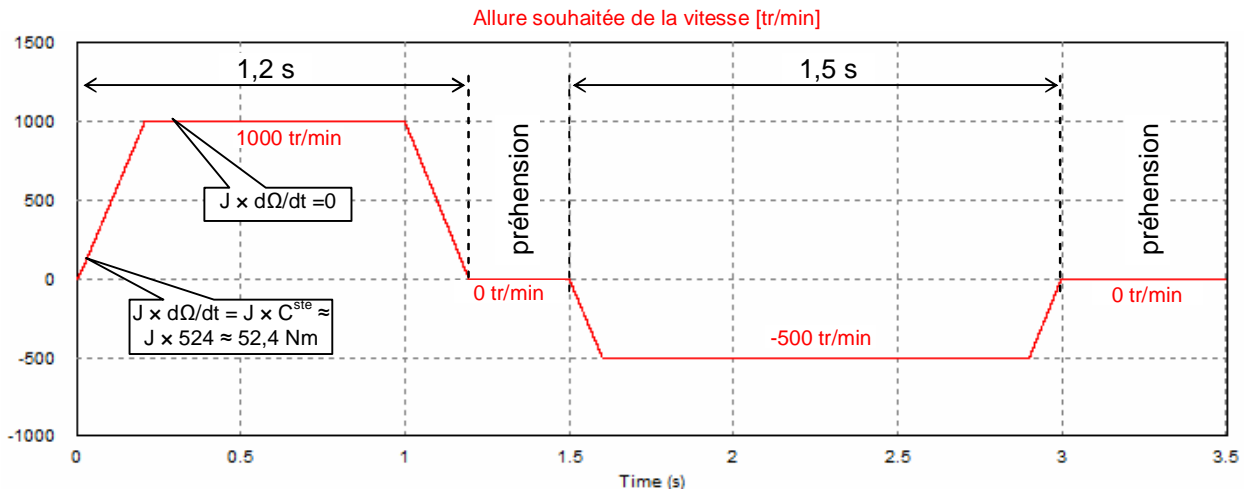
1.1. La caractéristique dynamique idéale.

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_{em} - T_{rés}$$

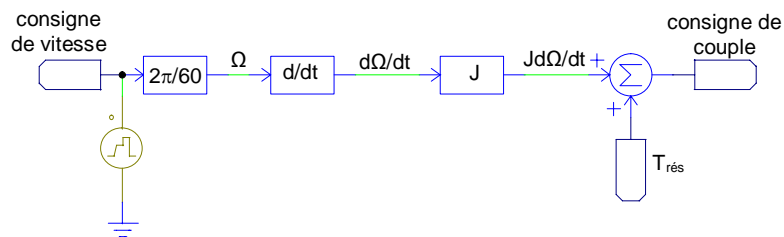


$$\Omega = \frac{1}{J} \int T_{em} - T_{rés} dt \quad \text{c'est-à-dire} \quad T_{em} = J \frac{d\Omega}{dt} + T_{rés}$$

Exemple : le profil en vitesse souhaité est celui-ci :

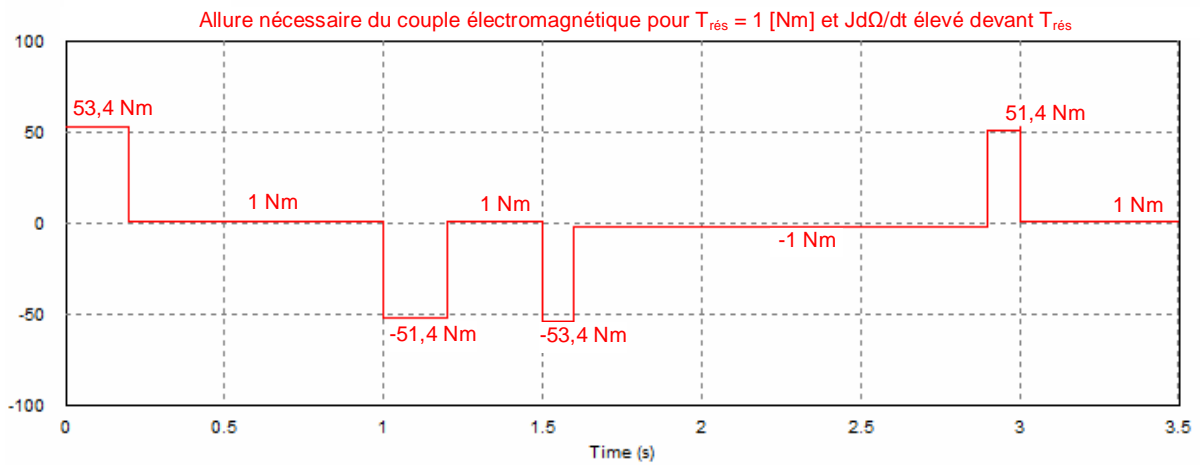


Résolution par PSIM :

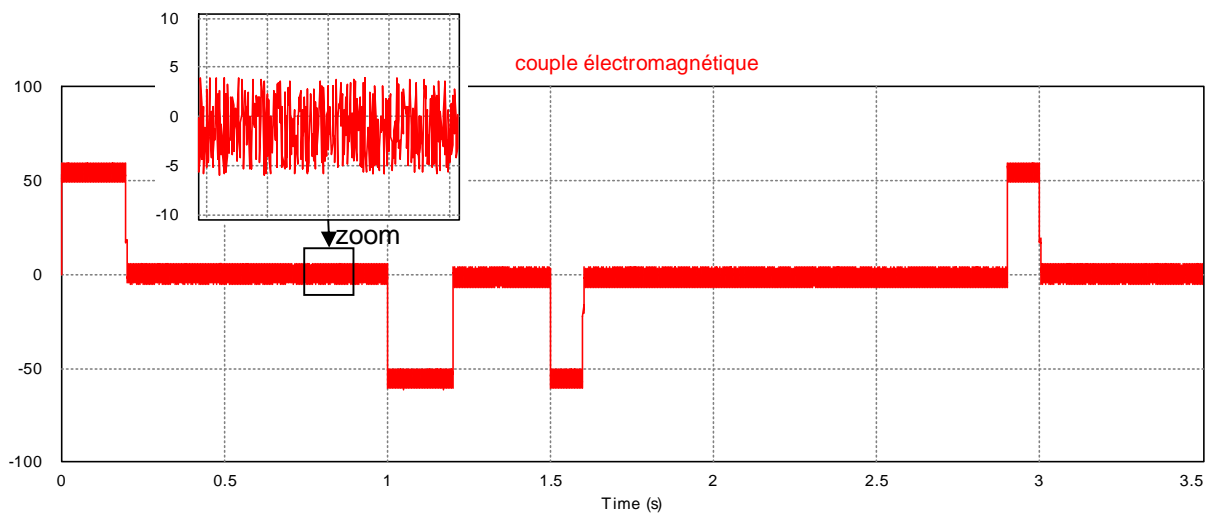


couple électromagnétique idéal =

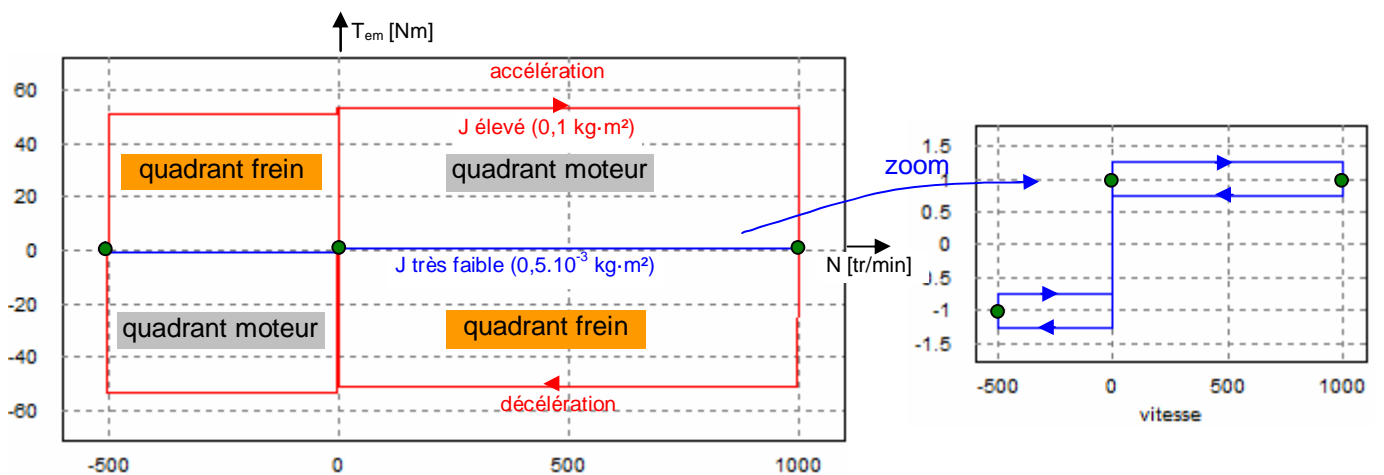
pour $J = 0,1 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ ci-dessous ($Jd\Omega/dt = 52,4 \text{ Nm} > T_{rés} = 1 \text{ Nm}$ lors des accélérations) on obtient :



Couple toléré :



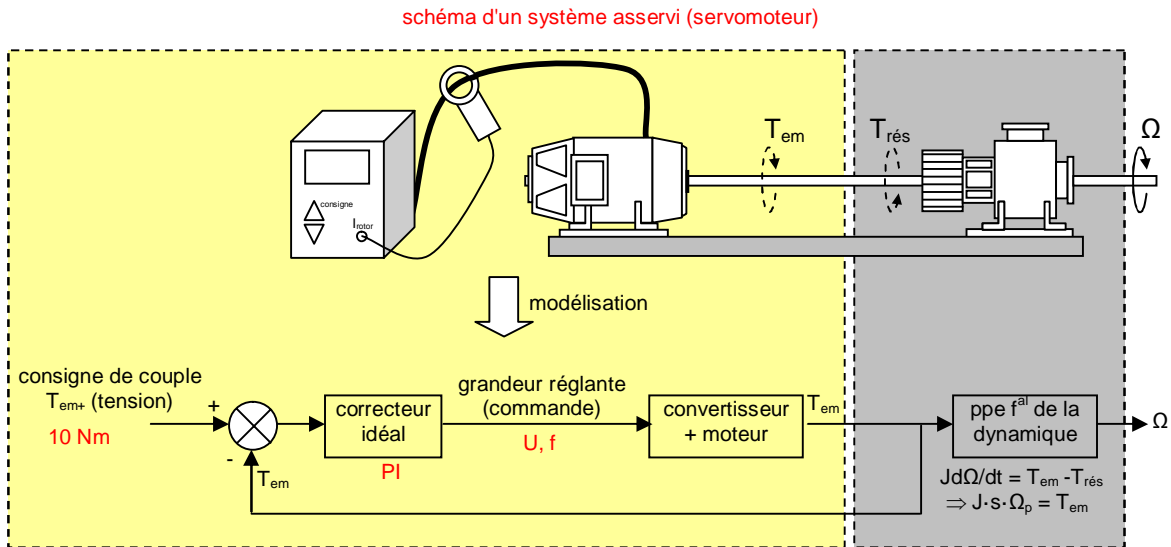
Caractéristique dynamique idéale :



⇒ Variateur 2 quadrants ou 4 quadrants ?

1.2. Couple et asservissement.

Schéma de commande d'un moteur asservi (servomoteur) :



Difficulté :

1.3. Orientation optimale des flux rotorique et statorique.

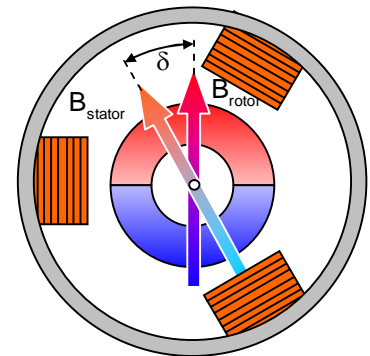
Contraintes électromécaniques pour créer le couple T_{em} :

électrique :

mécanique :

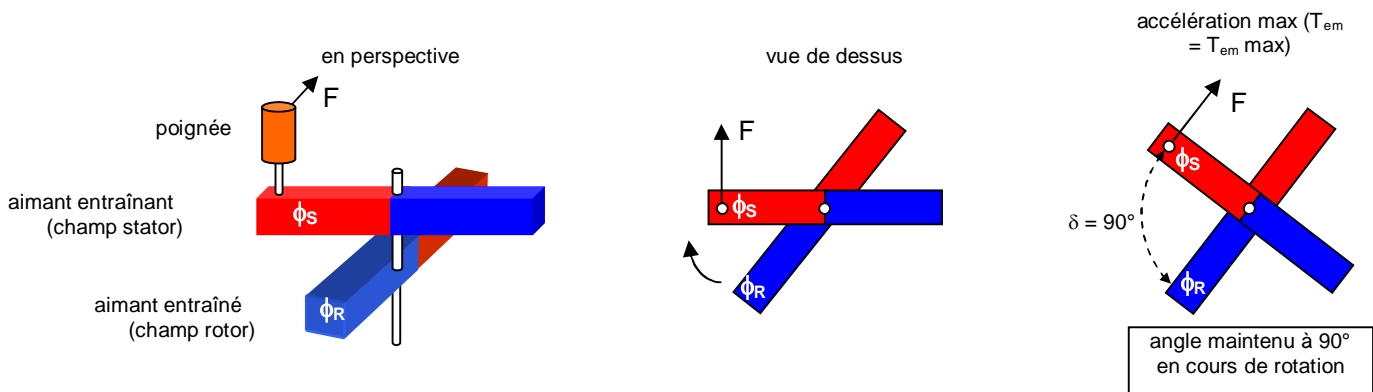
Expression générale du T_{em} :

$$\vec{T}_{em}(t) = k_1 \cdot \vec{B}_{rotor} \wedge \vec{B}_{stator} \Rightarrow T_{em}(t) = k_1 \cdot B_{rotor} \cdot B_{stator} \cdot \sin \delta$$



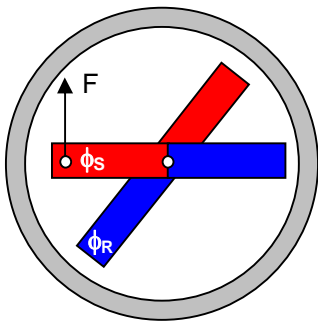
Stratégie de commande des motovariateurs : obtenir $B_{r,s} \cdot \sin \delta = c^{ste}$

valeur souhaitée de $\sin \delta$:

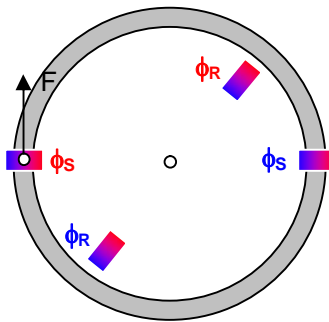


Vecteurs équivalents aux champs magnétiques :

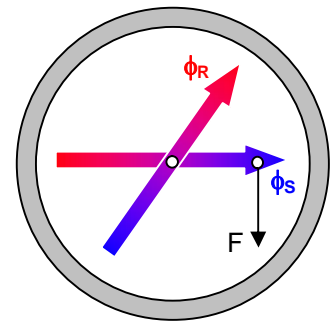
aimants concentriques



équivalence des aimants



équivalence des orientations

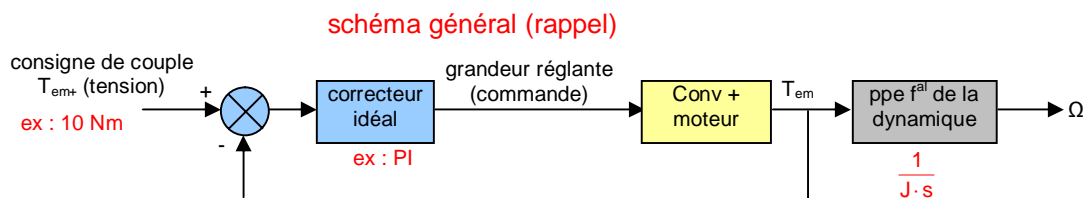


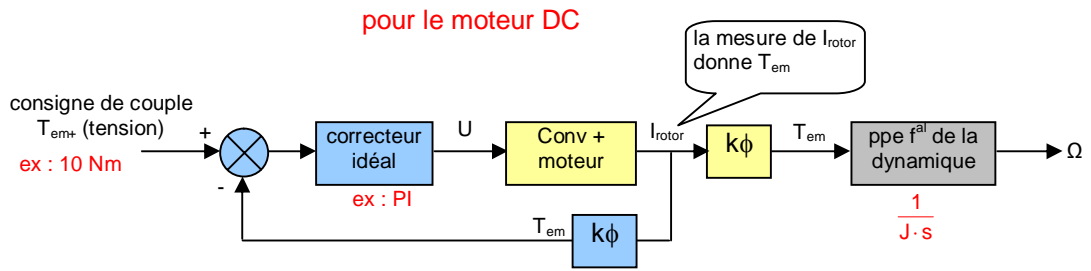
Conclusion : pour obtenir un couple donné T_{em} avec le minimum de contrainte électromécanique il faut :

2. Le moteur DC

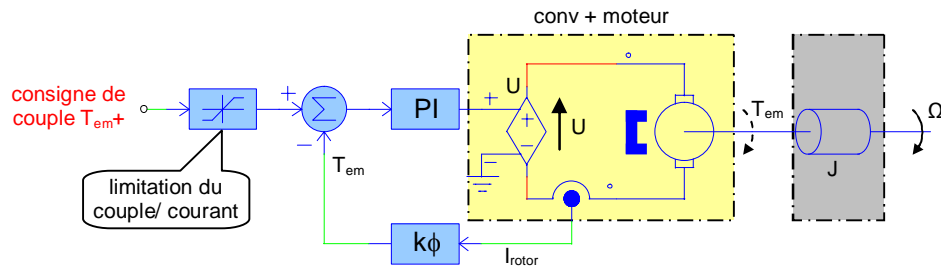
2.1. Contrôle direct du couple.

$$T_{em} = \frac{1}{k\phi} \cdot I_{rotor} \text{ par construction du collecteur.}$$



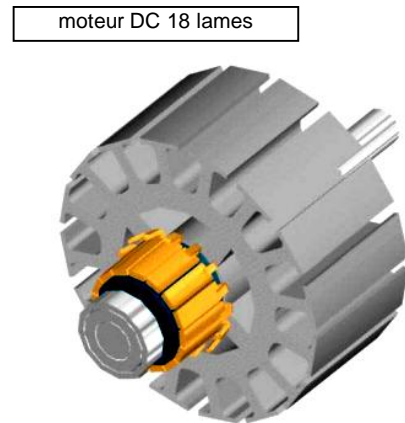
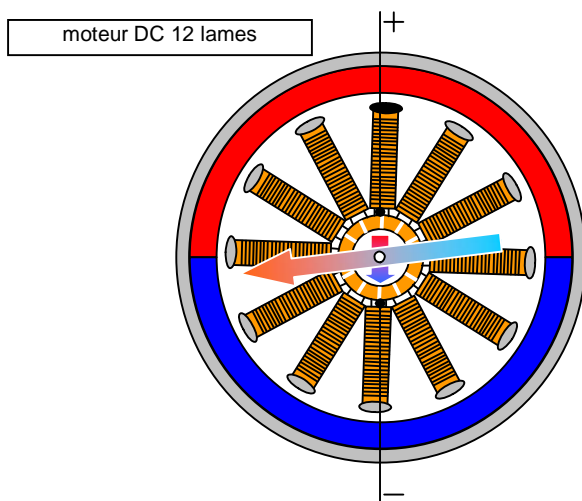


D'où le schéma électrique de commande :

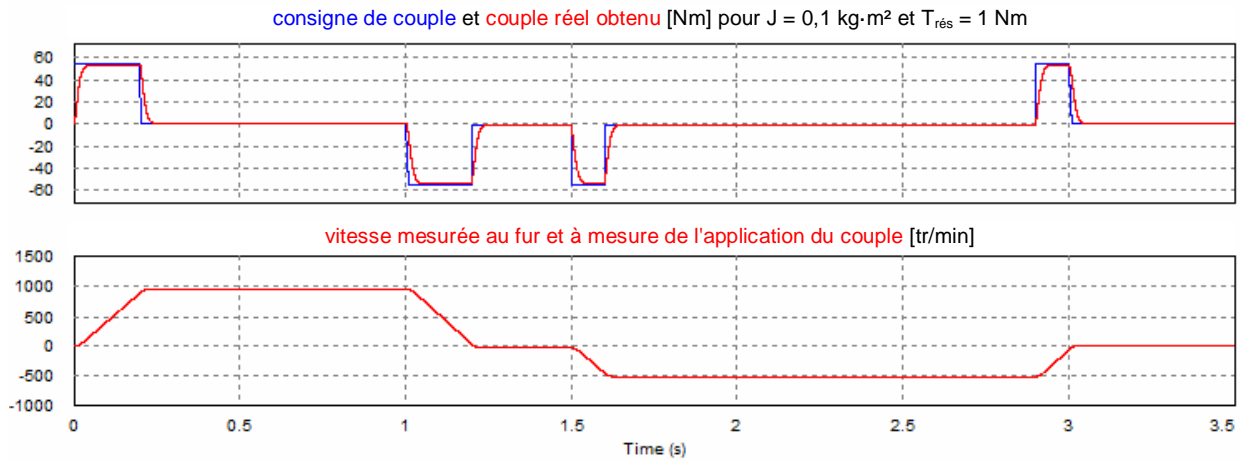


Est-ce que cette stratégie de commande respecte les contraintes électromécaniques ?

moteur_DC_12_lames.gif

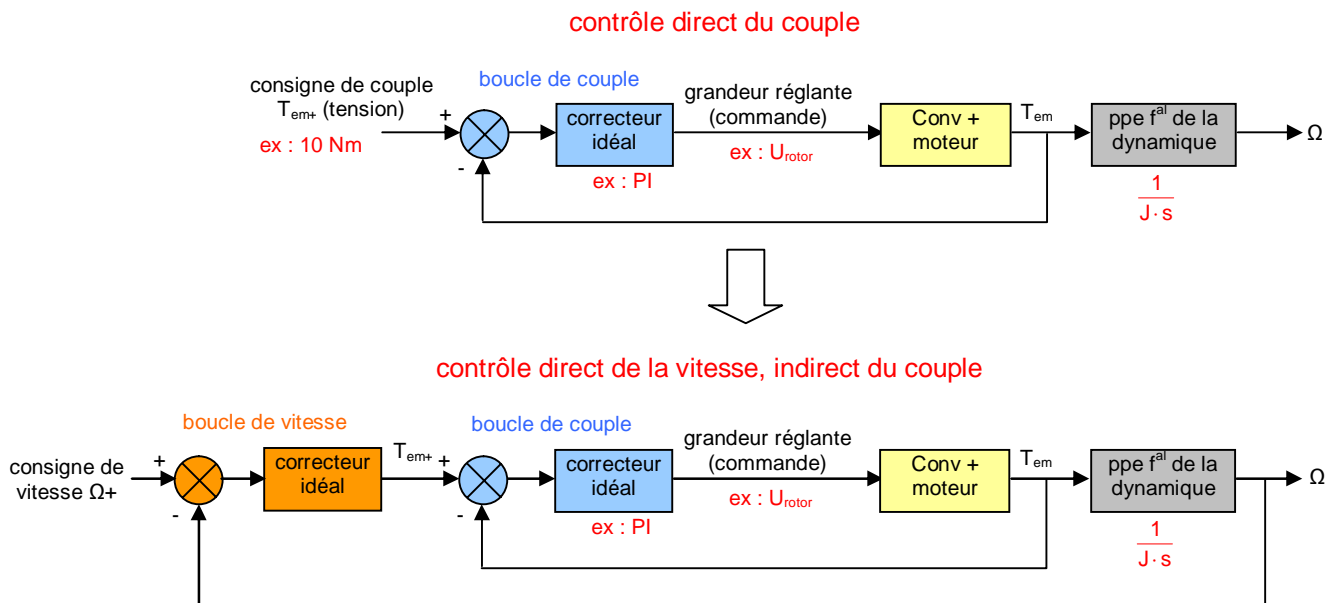


Résultats obtenus avec PSIM :

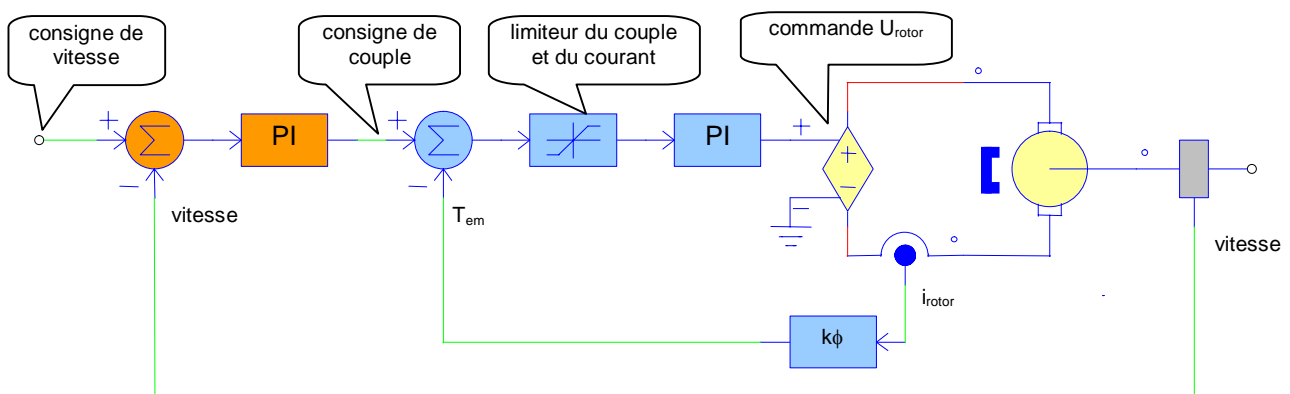


Observations :

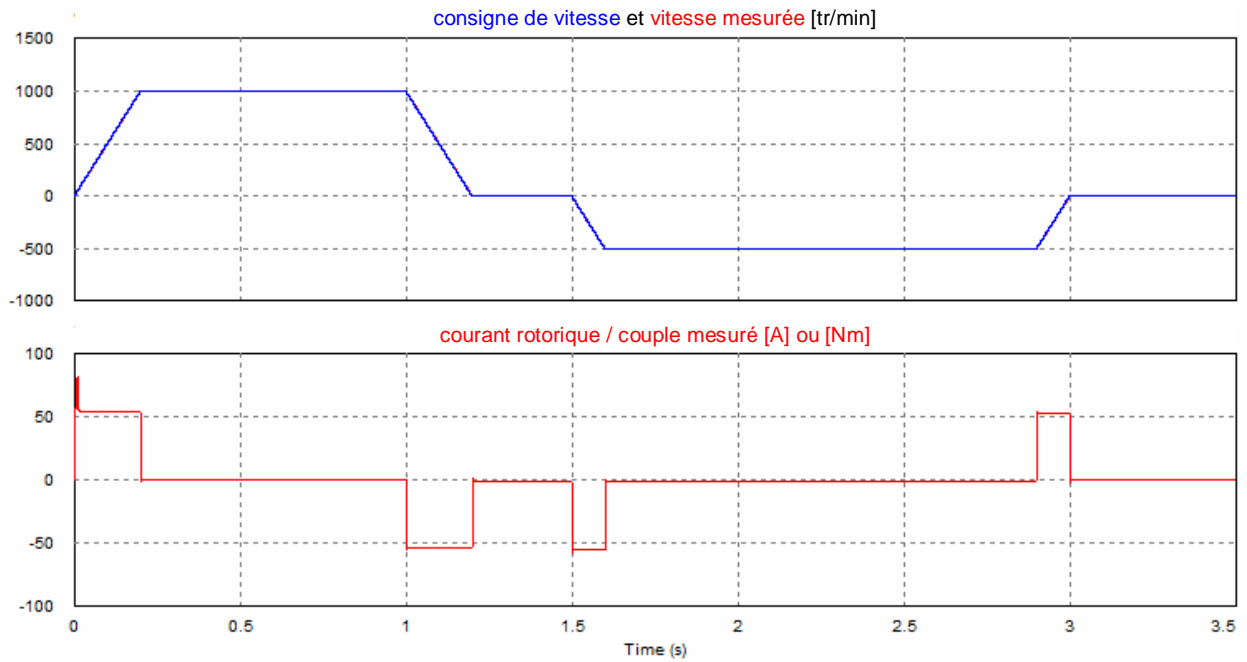
2.2. Contrôle direct de la vitesse + contrôle indirect du couple = Régulation cascade.



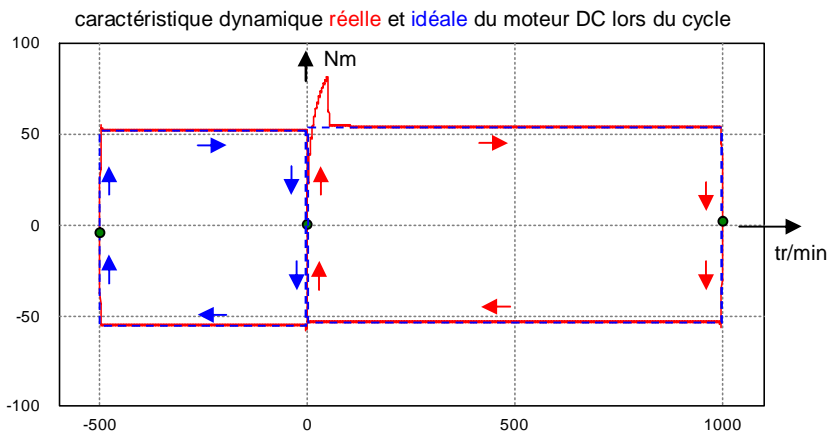
D'où le schéma électrique de commande nécessaire :



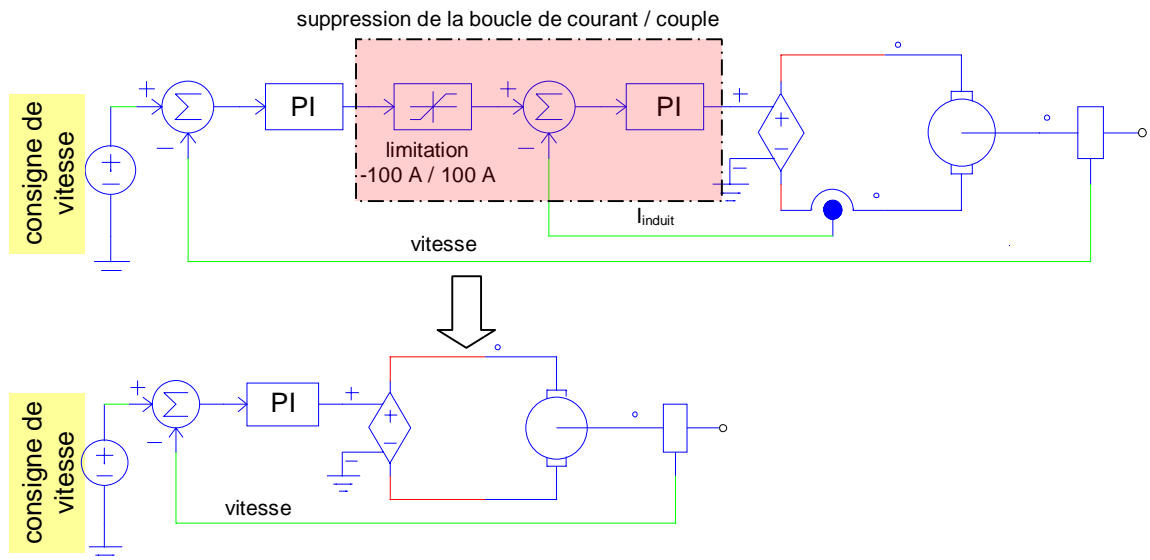
Résultats obtenus :



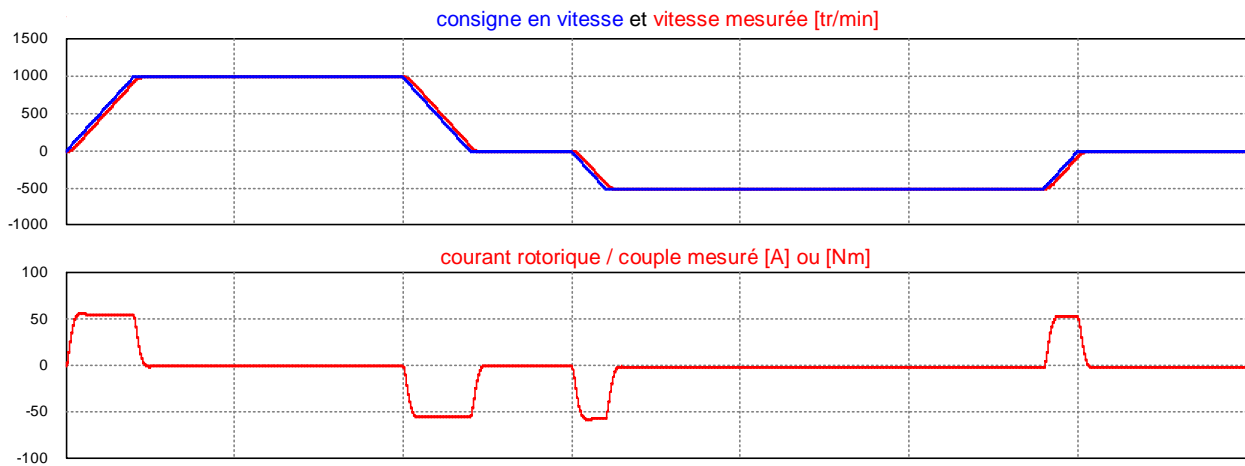
Observations :



Observations :



Les performances obtenues sont les suivantes :



Observations :

Conclusion sur le moteur DC :

Cependant le moteur DC possède un gros défaut : la présence d'un collecteur qui :

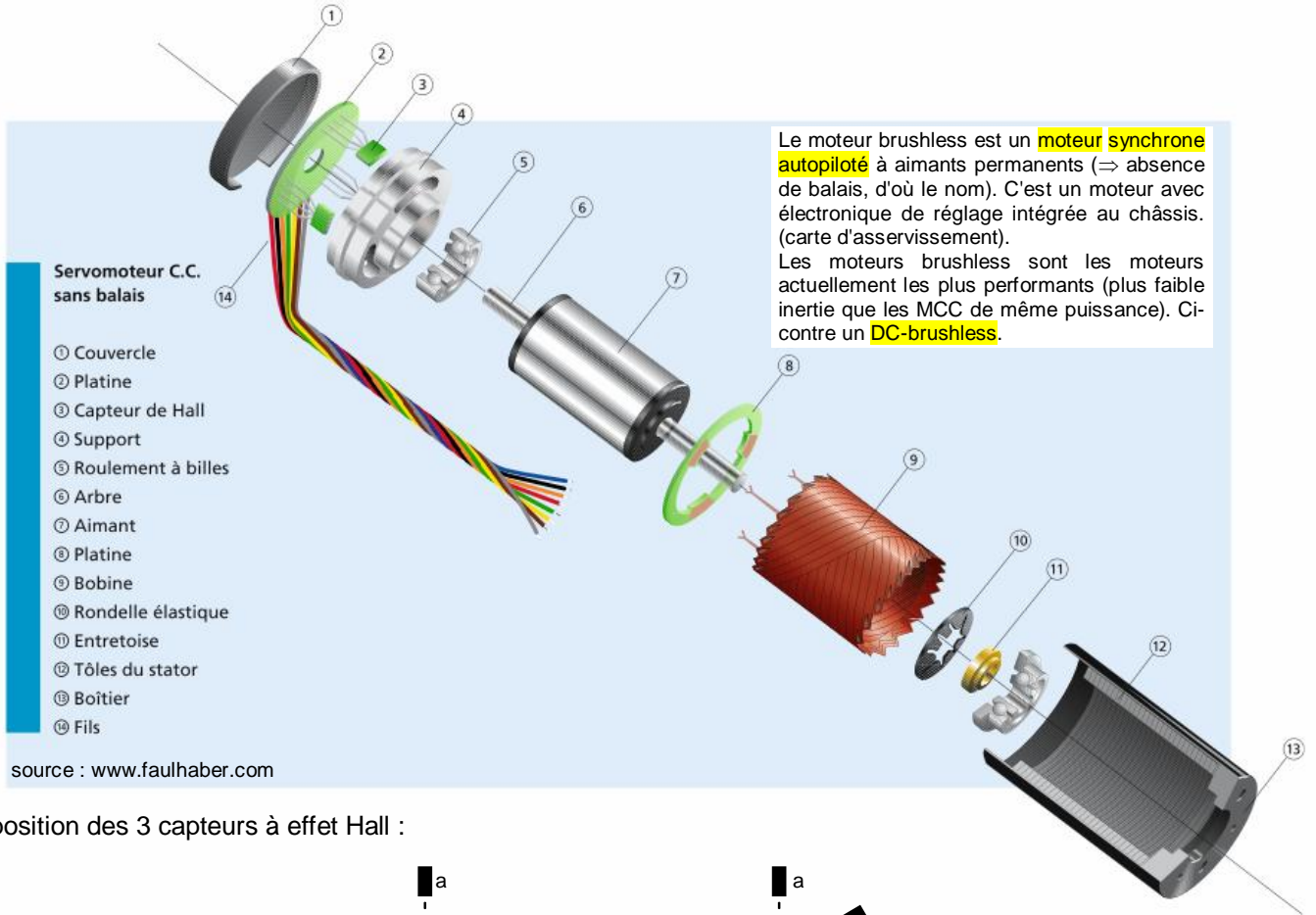
- 1/ limite la puissance du moteur (le fort courant d'induit doit transiter, à travers les balais, sur les lames tournantes du collecteur). $U_{induit} < 1500 \text{ V}$ (environ 20 V max entre 2 lames).
- 2/ l'empêche de travailler sous ambiance corrosive (humidité) ou explosive (étincelles)
- 3/ s'use rapidement (maintenance) car soumis en permanence aux frottements du balais, poussières conductrices lâchées dans l'atmosphère (poussières de charbon et de cuivre).
- 4/ cher à construire (doit être parfaitement cylindrique pour éviter le tressautement des balais)
- 5/ limite sa vitesse (vitesse périphérique du collecteur $< 80 \text{ m/s}$ pour éviter l'effet des forces centrifuges sur les lames)
- 6/ Pollue électromagnétiquement (étincelles produites qui provoquent une propagation de rayonnement HF).
- 7/ possède un moment d'inertie J élevé de par la présence d'un rotor massif (collecteur + enroulements), donc qui doit être surdimensionné en couple (donc en puissance) pour réaliser l'accélération souhaitée.

3. Les moteurs brushless

Moteurs DC-brushless et AC-brushless

3.1. Les moteurs DC-brushless

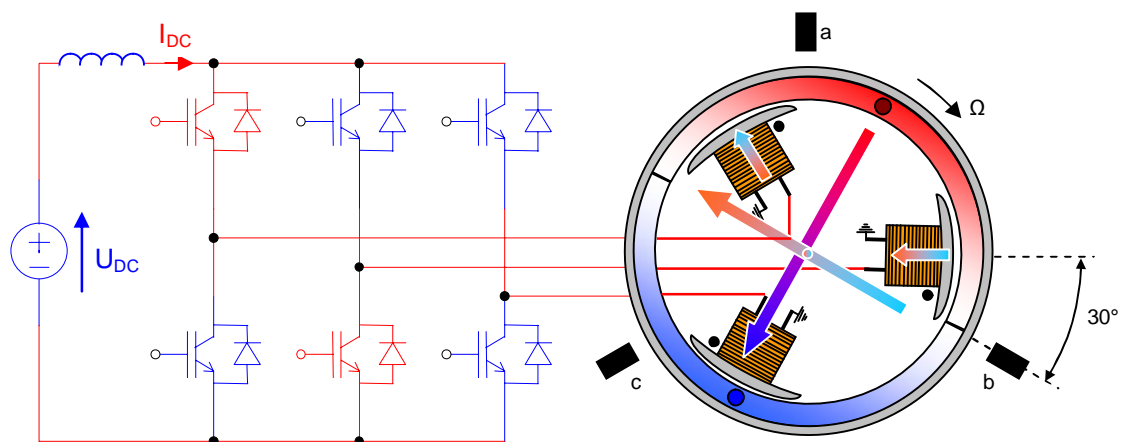
3 détecteurs de présence à effet Hall :



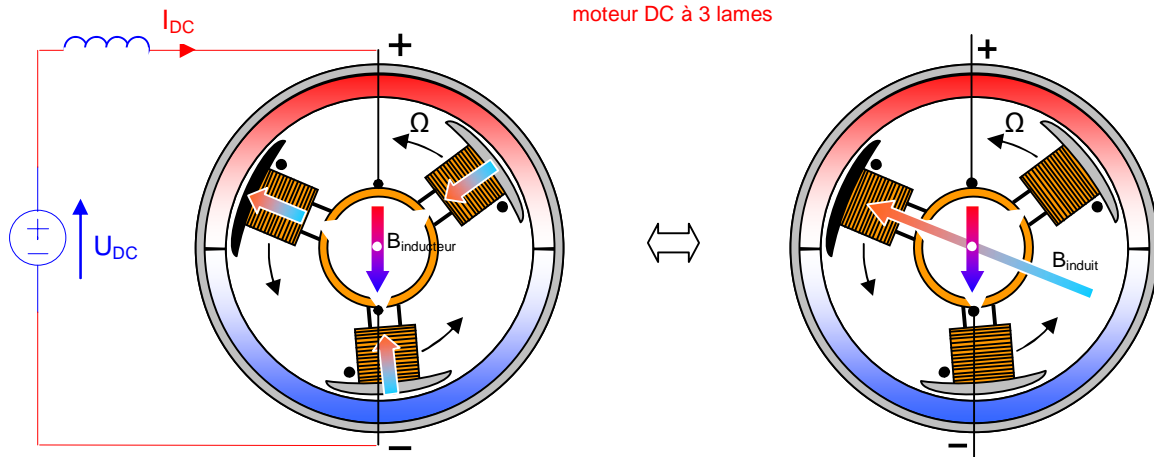
disposition des 3 capteurs à effet Hall :



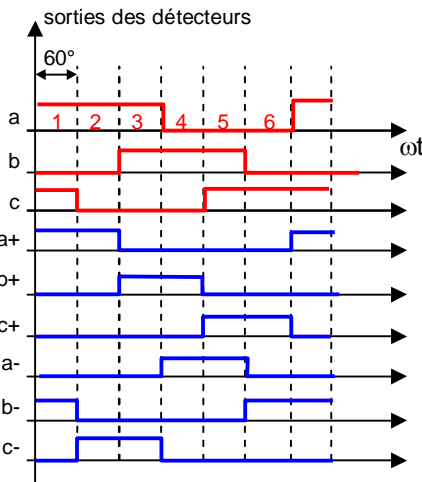
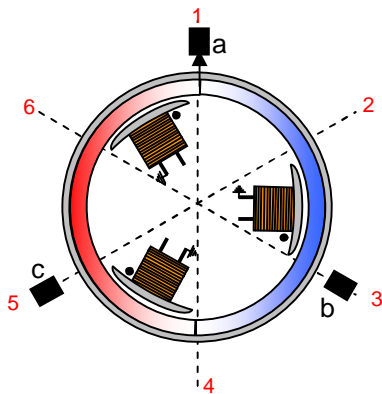
brushless.gif



MCC-3lames-rapide.gif



Commande des interrupteurs :



logique de décodage :

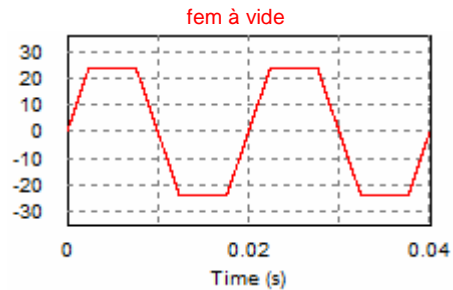
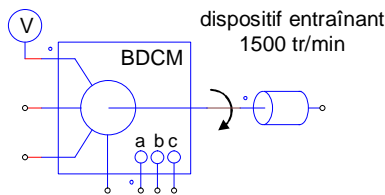
- S = 1 : sens direct
- S = 0 : sens inverse

$$\begin{cases} a+ = S \cdot a \cdot \bar{b} + \bar{S} \cdot \bar{a} \cdot b \\ a- = S \cdot \bar{a} \cdot b + \bar{S} \cdot a \cdot \bar{b} \\ b+ = S \cdot b \cdot \bar{c} + \bar{S} \cdot \bar{b} \cdot c \\ b- = S \cdot \bar{b} \cdot c + \bar{S} \cdot b \cdot \bar{c} \\ c+ = S \cdot \bar{a} \cdot c + \bar{S} \cdot a \cdot \bar{c} \\ c- = S \cdot a \cdot \bar{c} + \bar{S} \cdot \bar{a} \cdot c \end{cases}$$

3.2. Couple électromagnétique. Asservissement du moteur DC-brushless

$$T_{em}(t) = k \cdot B_{stator} \cdot \sin \delta$$

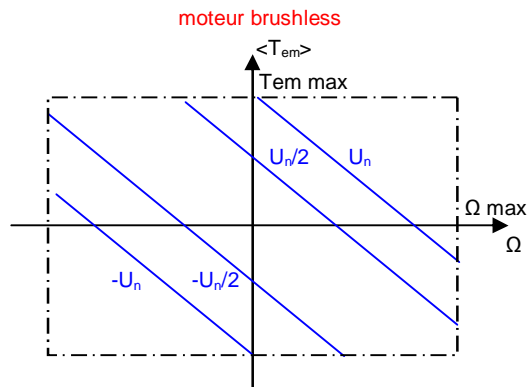
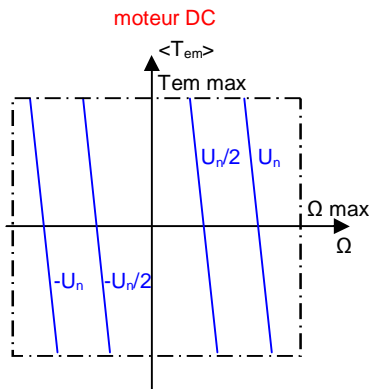
DC-brushless.gif = brushless à fem trapézoïdales.



formule du couple :

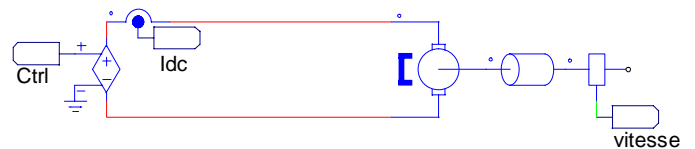
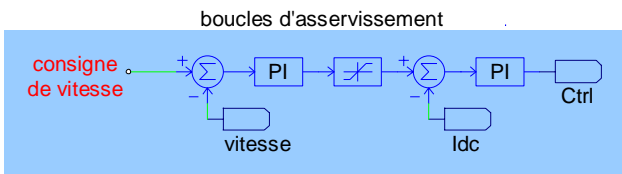
$$\langle T_{em} \rangle = \frac{6}{\pi} \cdot p \cdot \phi_{rotor} \cdot I_{DC} = k \cdot \phi_{rotor} \cdot I_{DC} = T_{em}(t) \text{ idéalement (fem trapézoïdales)}$$

Caractéristiques mécaniques statiques :

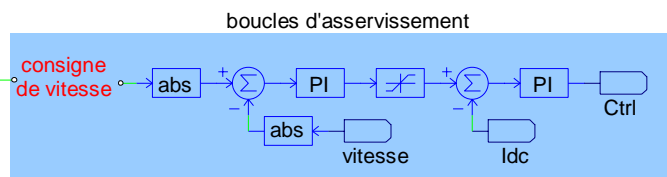
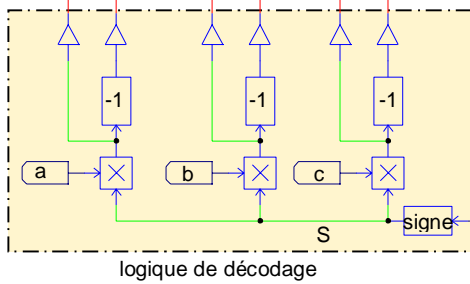
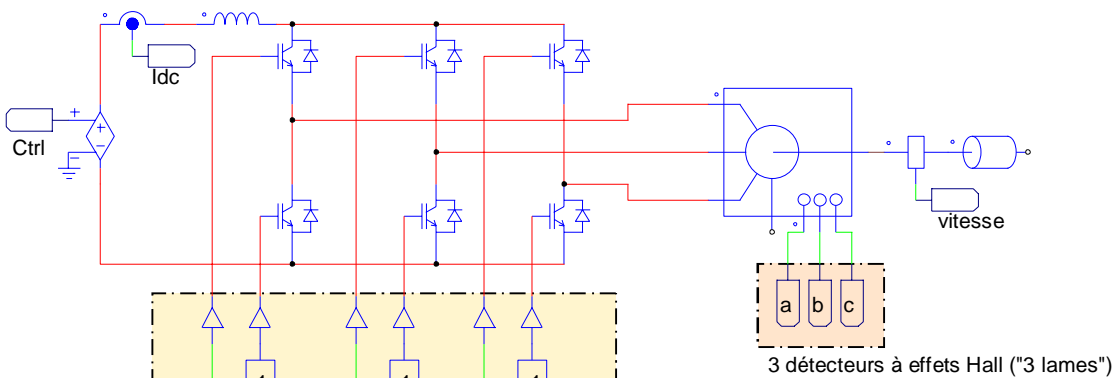


Schémas d'asservissement :

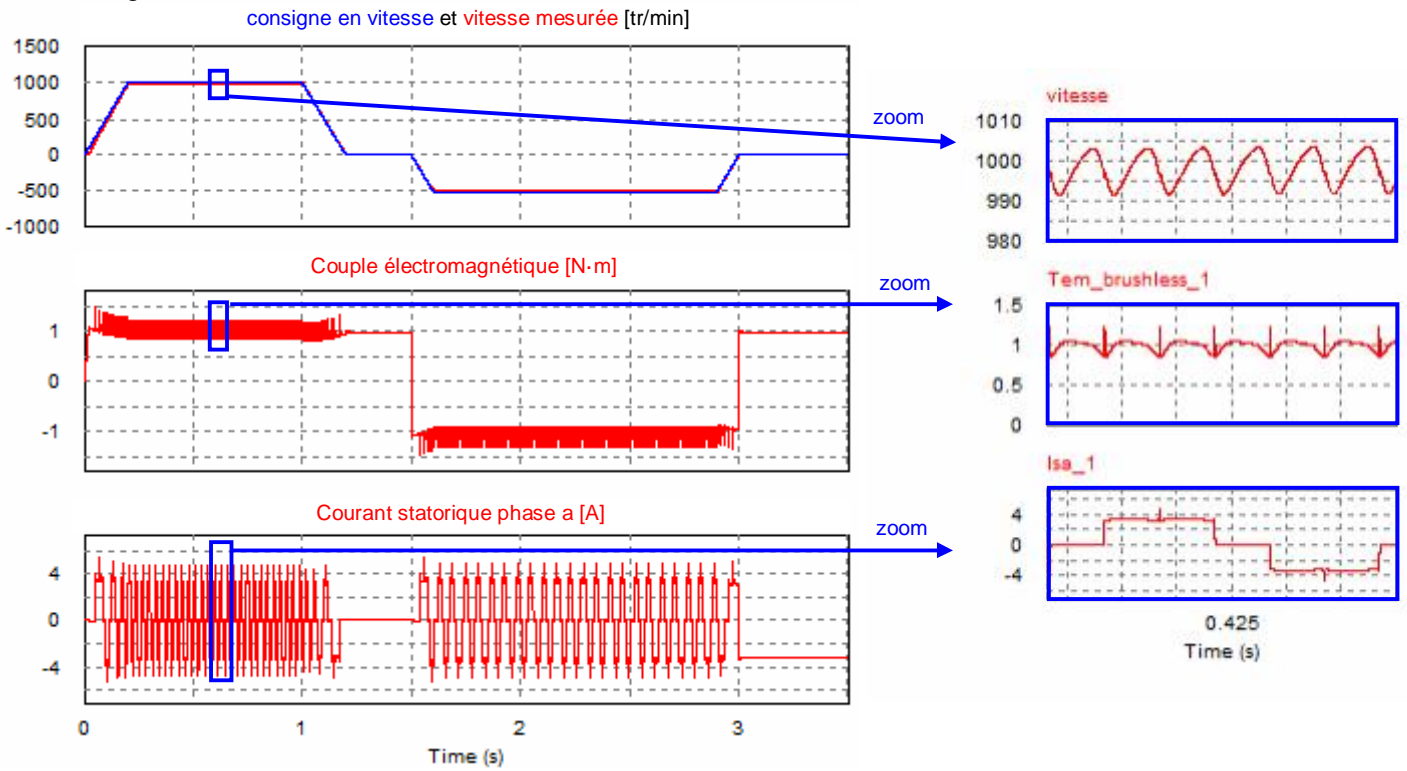
rappel : asservissement de vitesse d'un moteur DC



asservissement de vitesse du DC-brushless

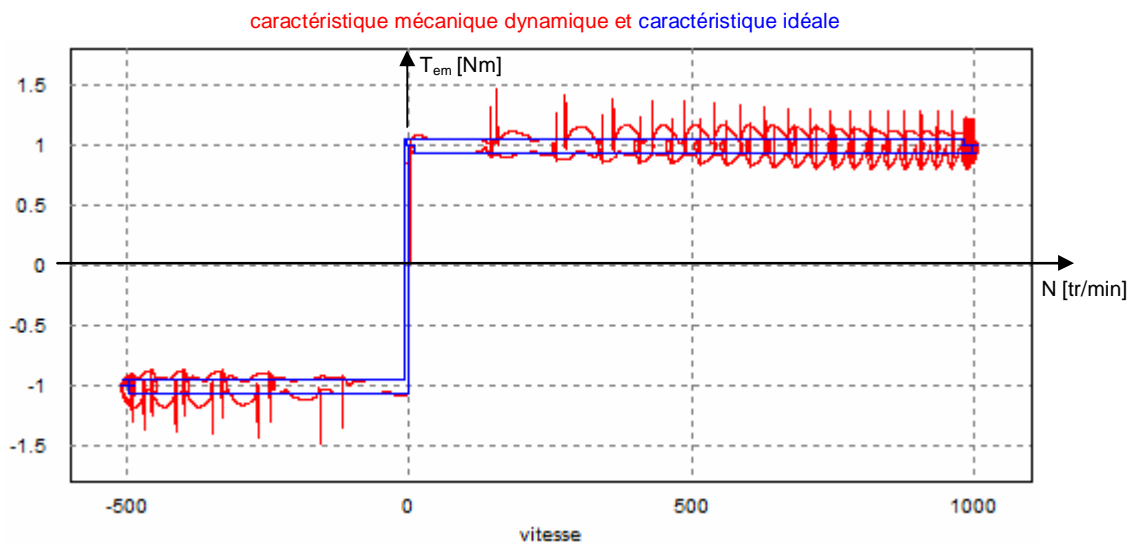


Les performances obtenues sont les suivantes pour un couple résistant identique (1Nm) et un moment d'inertie de 0,001 kg.m² :



Observations :

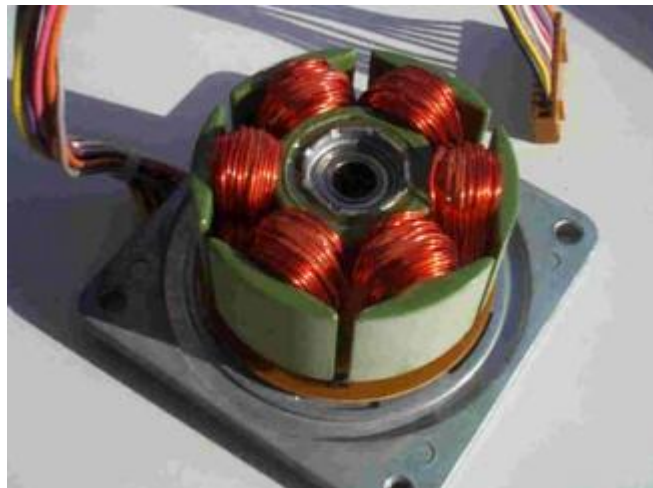
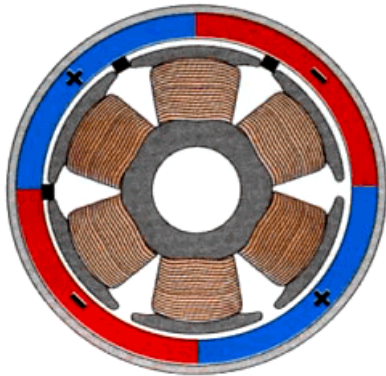
Caractéristique mécanique dynamique :



Conclusions :

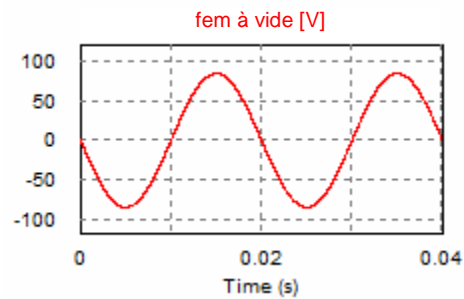
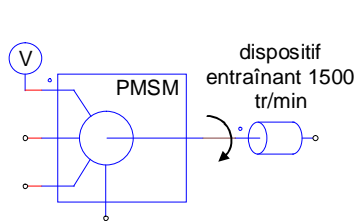
Ci-dessous un moteur DC-brushless à 4 pôles (ondulation de couple plus petite).

3 sondes à effet Hall disposées à 60°
(moteur à 2 paires de pôles)



3.3. Moteurs AC-brushless

AC-brushless = fem à vide sinusoïdales (et non plus trapézoïdales du DC-brushless).

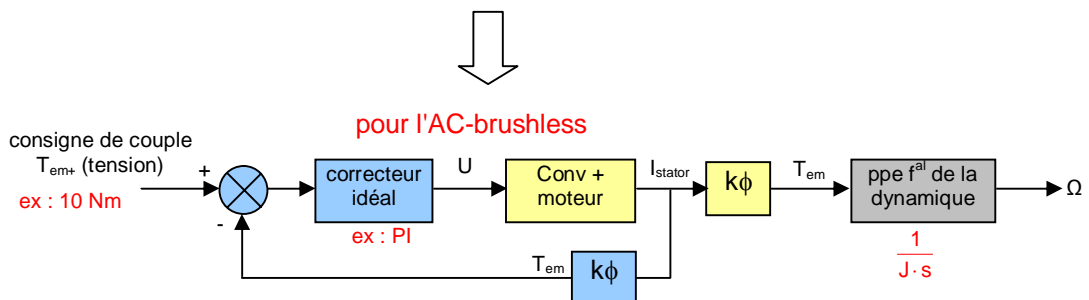
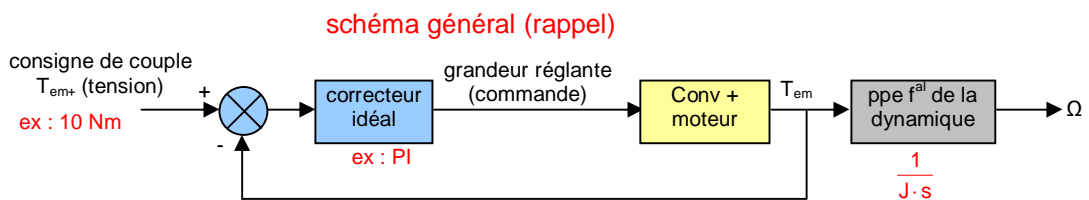


Formule du couple en régime sinusoïdal (= vitesse constante et couple constant) :

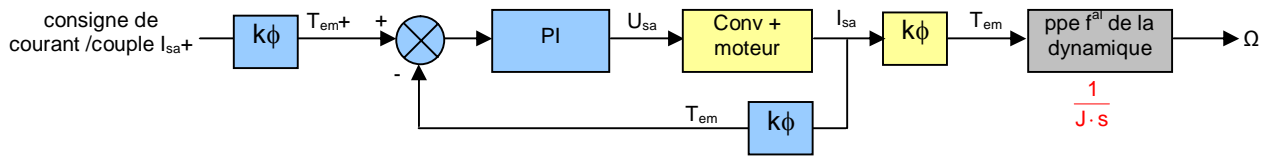
$$T_{em} = k \cdot \phi \cdot I_{stator}$$

avec $k \triangleq 3 \times 2,22 \cdot \frac{p \cdot N_{conducteurs/phase}}{2\pi}$.

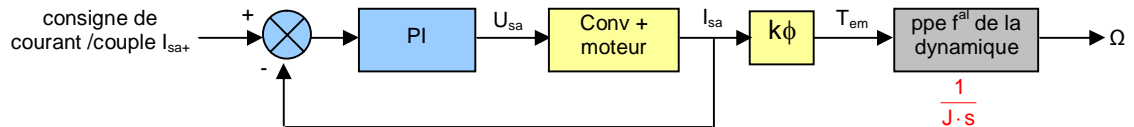
I_{stator} = valeur efficace des courants statoriques.



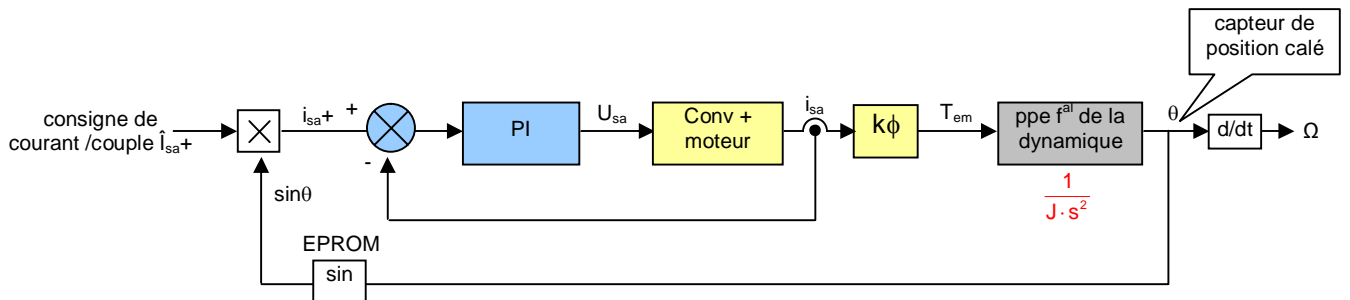
Ou encore, **pour la phase a :**



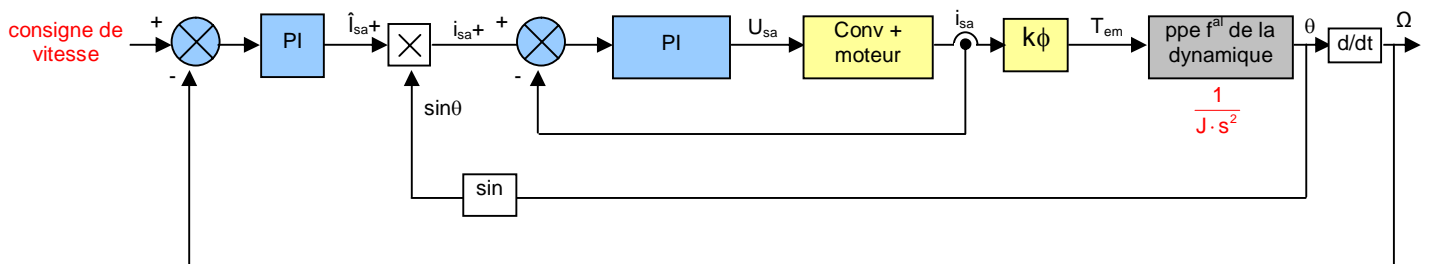
Comme le gain proportionnel P du correcteur PI peut prendre en compte la valeur de $k\phi$, le schéma précédent se simplifie en :



La consigne de courant efficace $I_{sa+} = \hat{I}_{sa+}/\sqrt{2}$ doit être élaborée à partir du courant sinusoïdal de référence $i_{sa+} = \hat{I}_{sa+}\sin\theta$, construit à partir du capteur de position convenablement calé par rapport aux enroulements :

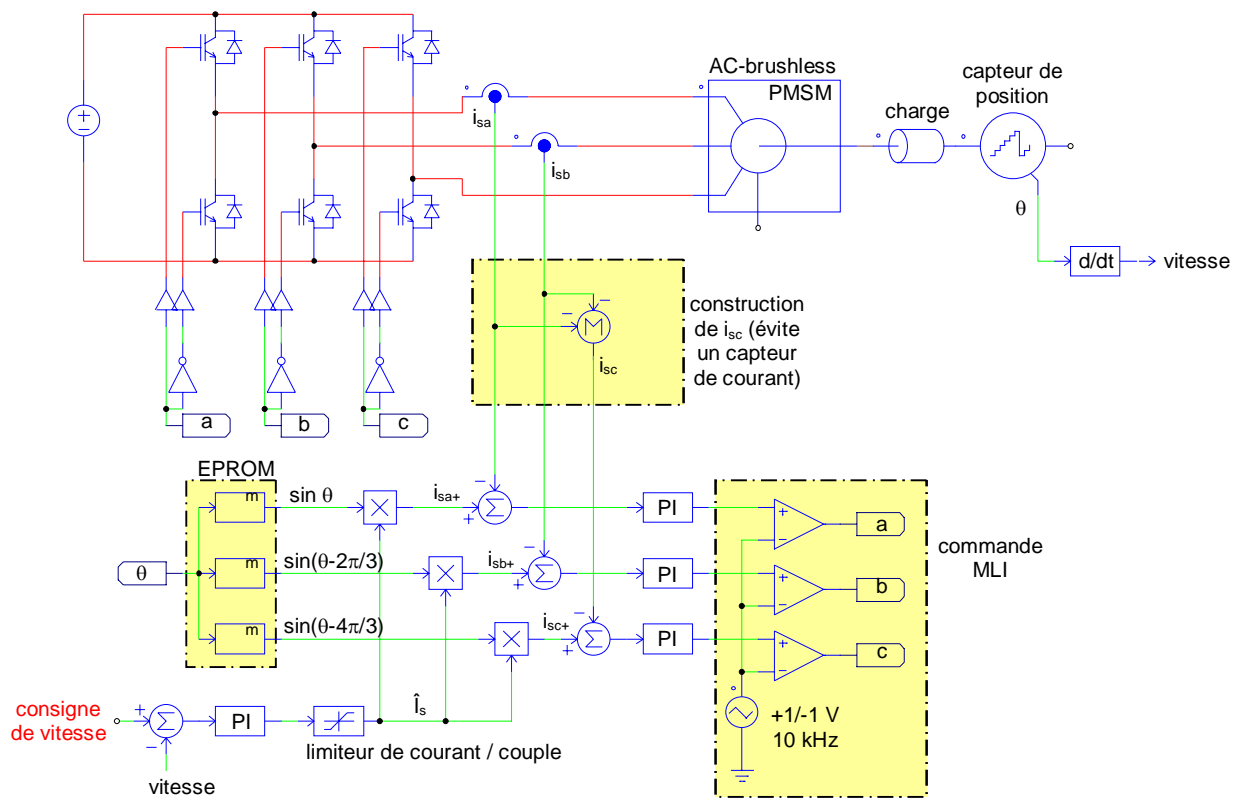


et pour réaliser un asservissement de vitesse :

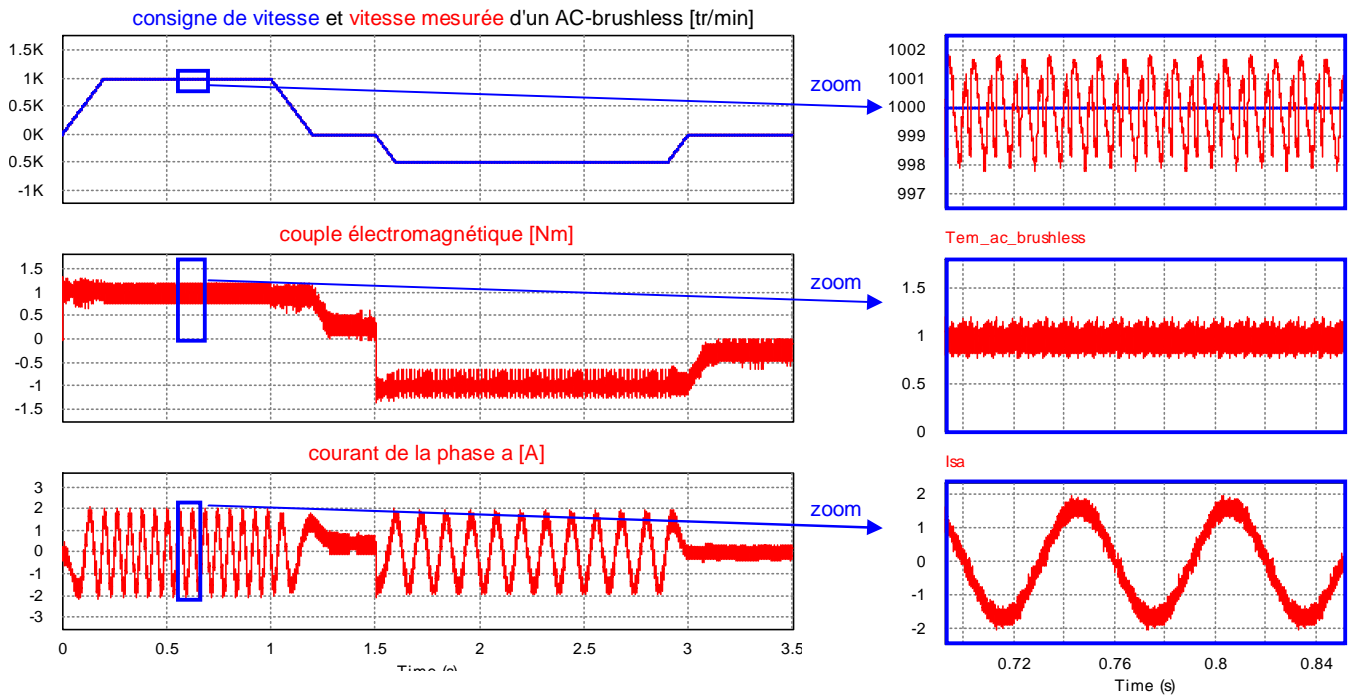


Le schéma électrique (commande dite "abc" en référence aux phases a, b et c pilotées) est le suivant :

commande abc d'un AC-brushless autopiloté

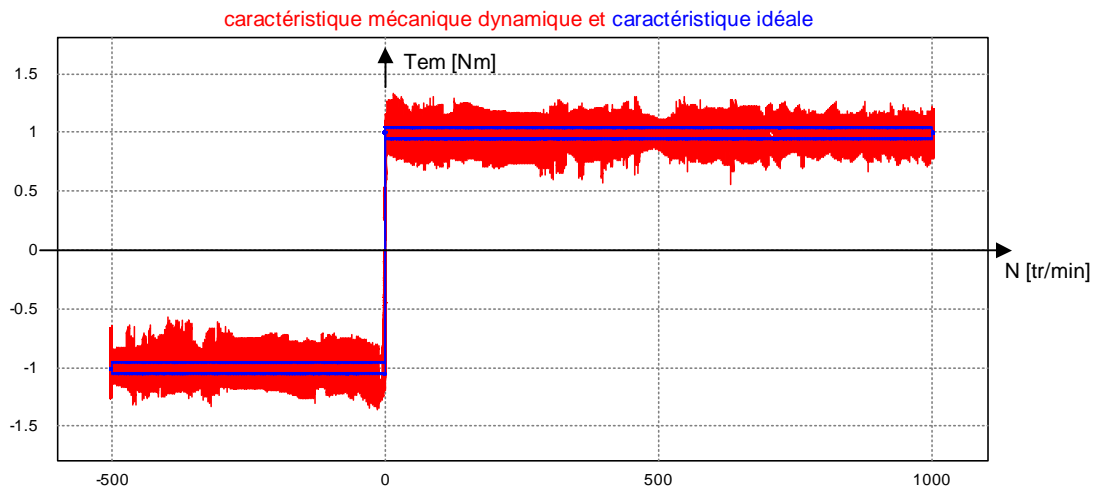


Pour $J = 0,01 \text{ kg.m}^2$ (et $T_{rés}$ toujours égal à 1 Nm)



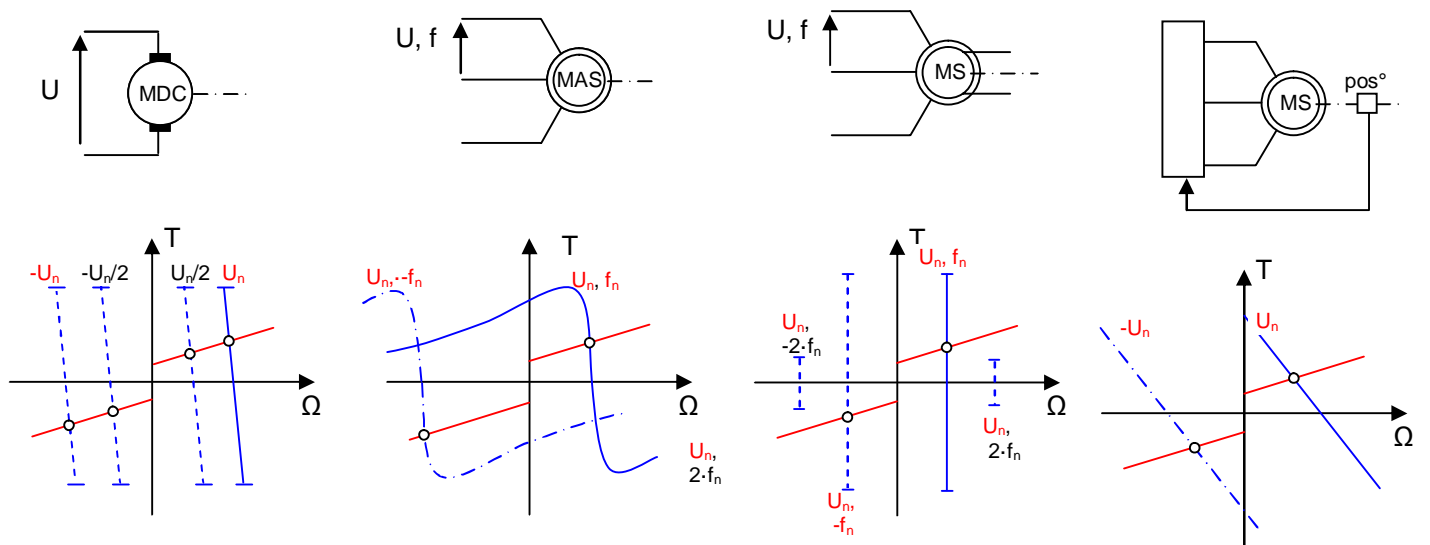
Observations :

La caractéristique mécanique dynamique obtenue :



Conclusions :

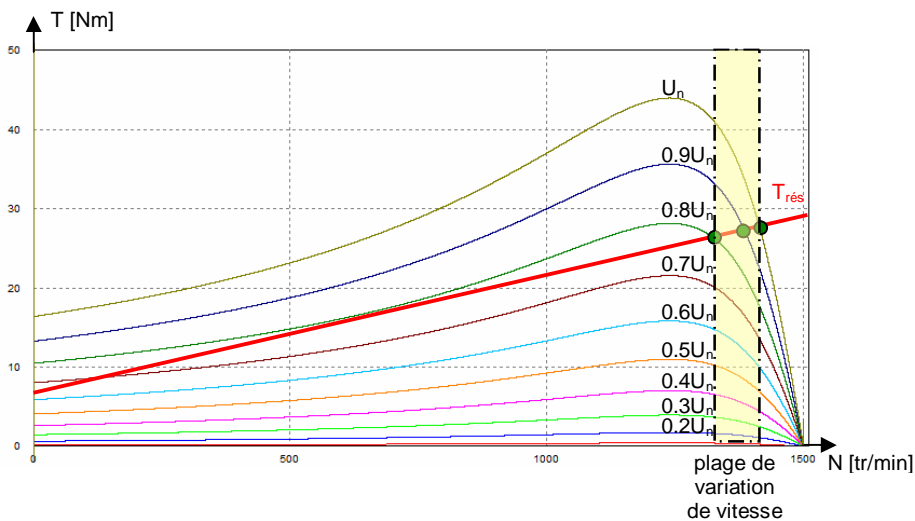
4. Le moteur asynchrone.



4.1. Commande de vitesse en boucle ouverte.

Variation de U :

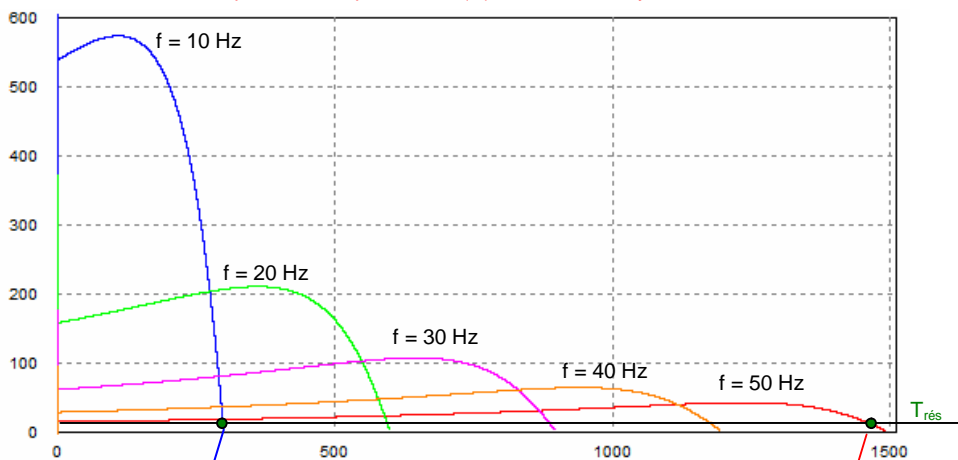
caractéristiques mécaniques statiques d'un moteur asynchrone de 3 kW



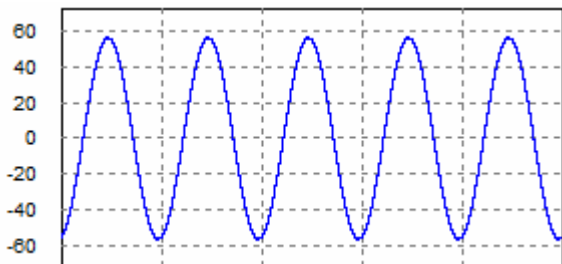
Conclusion :

Variation de f :

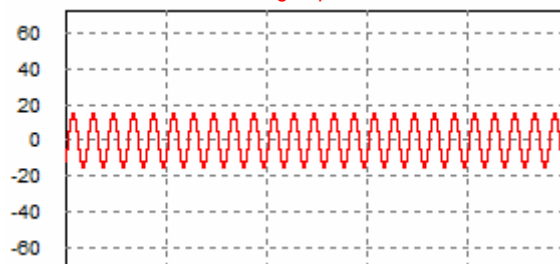
caractéristiques mécaniques $T_{em} = f(N)$ d'un moteur asynchrone de 3 kW



courant de ligne pour $T_{rés} = 15$ Nm

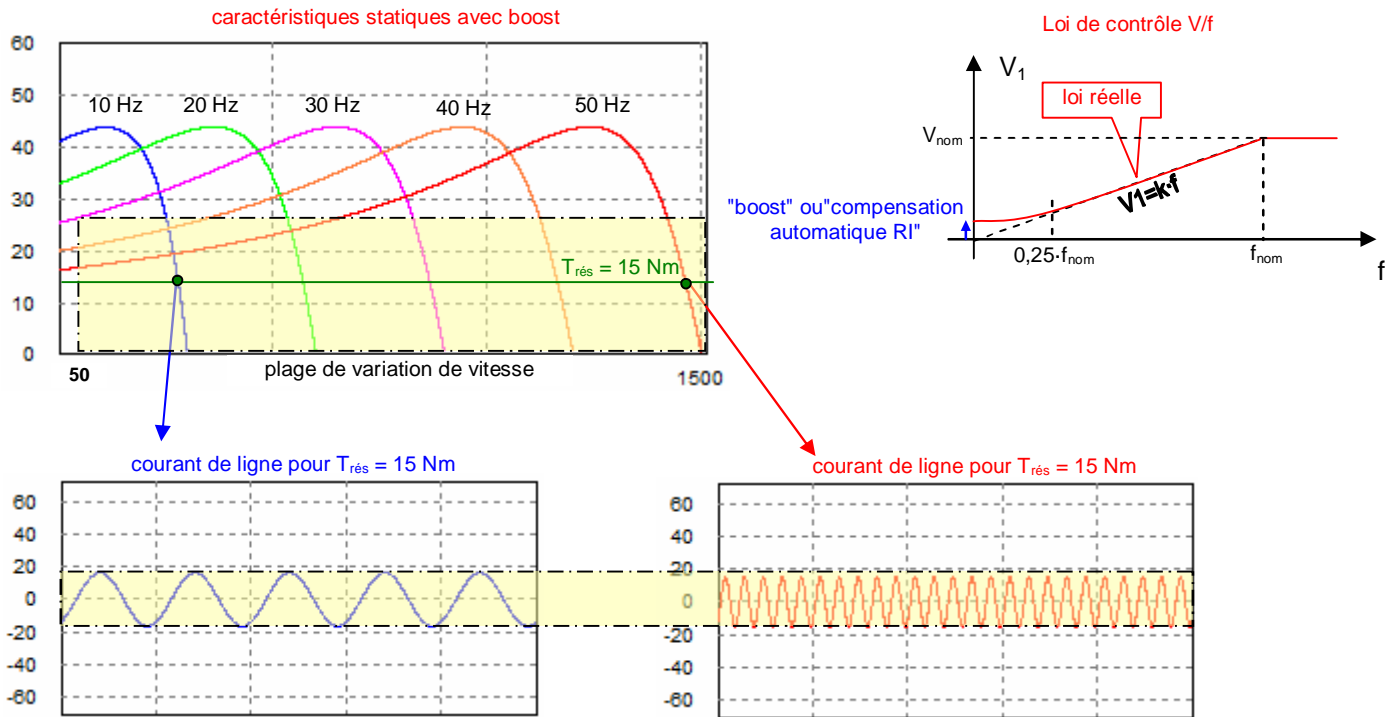


courant de ligne pour $T_{rés} = 15$ Nm



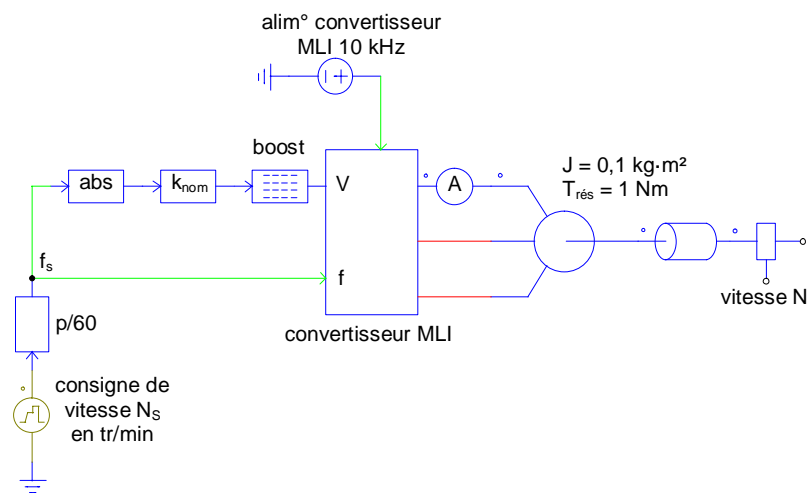
Conclusion :

Commande à $V/f = C^{ste}$:

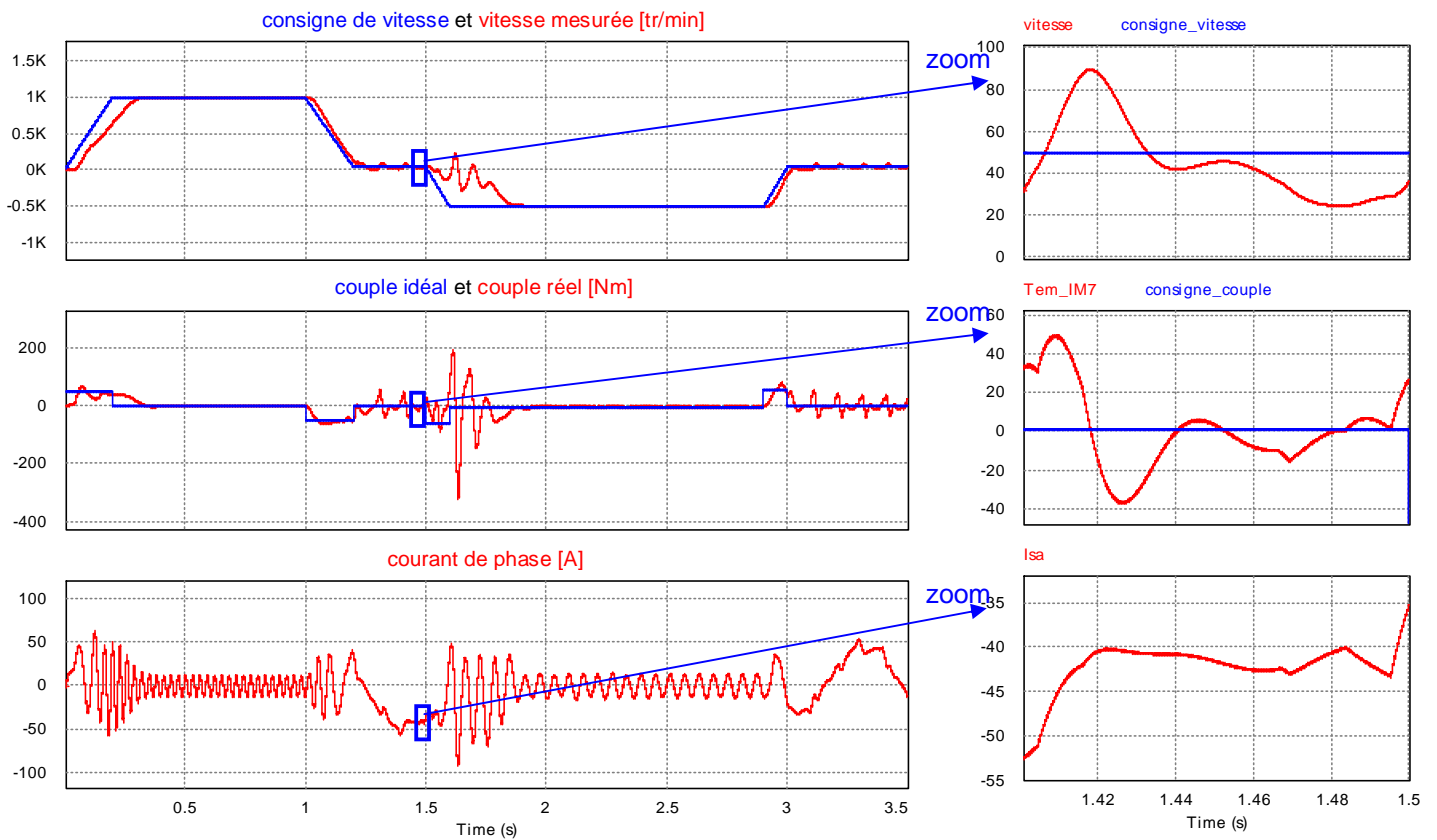


Conclusion :

Schéma de commande nécessaire :

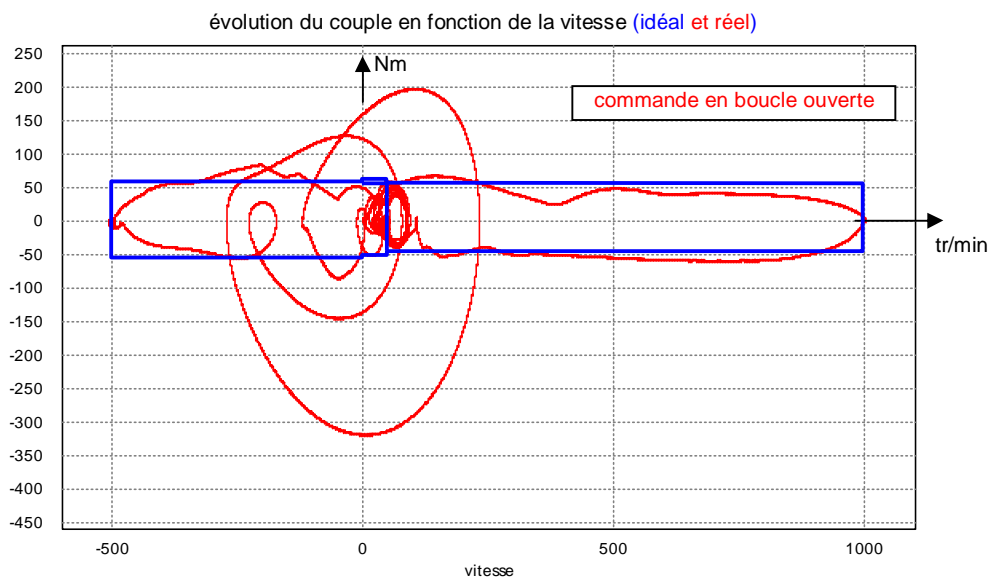


Performances obtenues :



Conclusion :

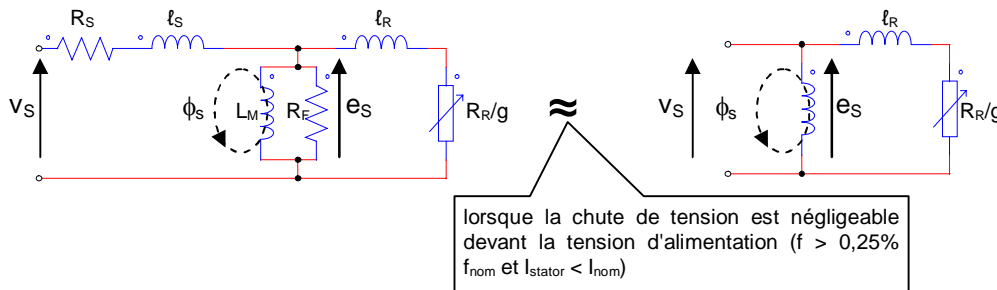
Caractéristique mécanique dynamique :



4.2. Contrôle scalaire : autopilotage et commande du flux en boucle ouverte.

$T_{em} \approx C^{te} \times f_R = C^{ste} \times f \times g$ en régime permanent lorsque $\phi_{stator} = C^{ste}$ et pour $T_{em} < \hat{T}_{em} = \frac{3p}{2 \cdot L_R} \cdot \phi_S^2$

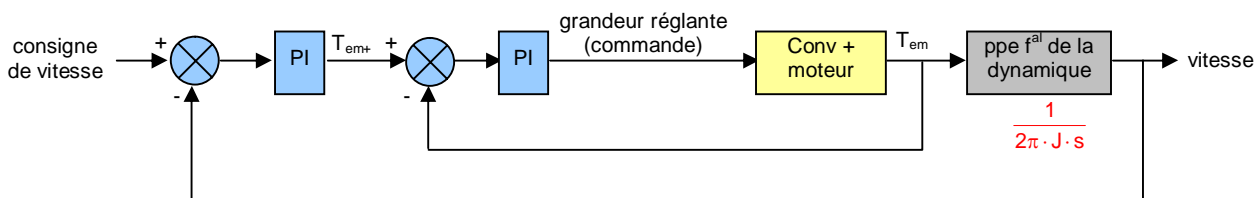
Le schéma équivalent du moteur asynchrone permet de savoir ce qu'il faut faire pour imposer ϕ_{stator} :



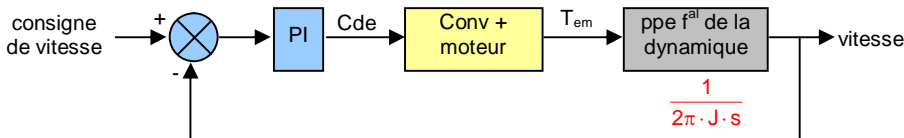
$\Rightarrow \frac{V_S}{f} = k_{nom} \triangleq \frac{V_{Snom}}{f_{nom}}$ pour imposer ϕ_S . l'angle δ entre B_{rotor} et B_{stator} n'est pas imposé, d'où le nom "scalaire".

$f \times g$ peut donc être la consigne du couple électromagnétique à une constante multiplicative près. Le schéma de contrôle est donc le suivant :

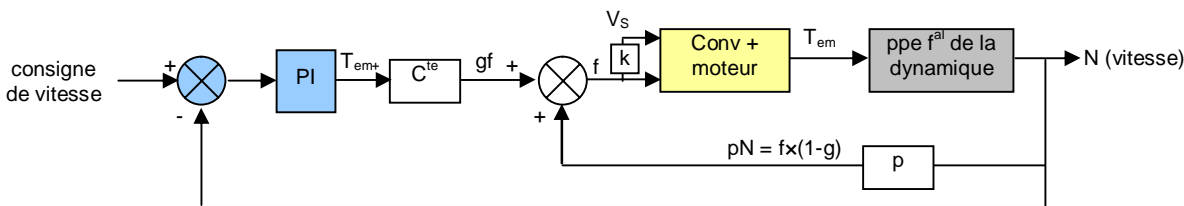
schéma général (rappel)



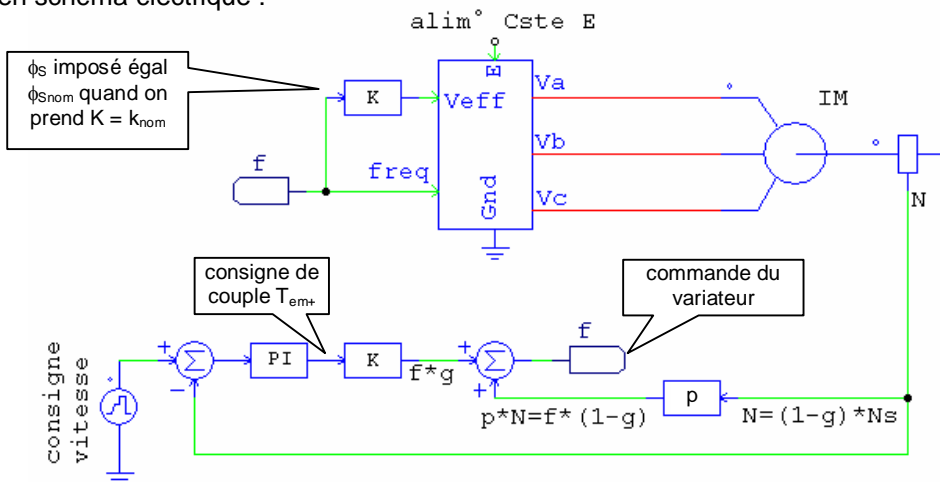
structure allégée (rappel)



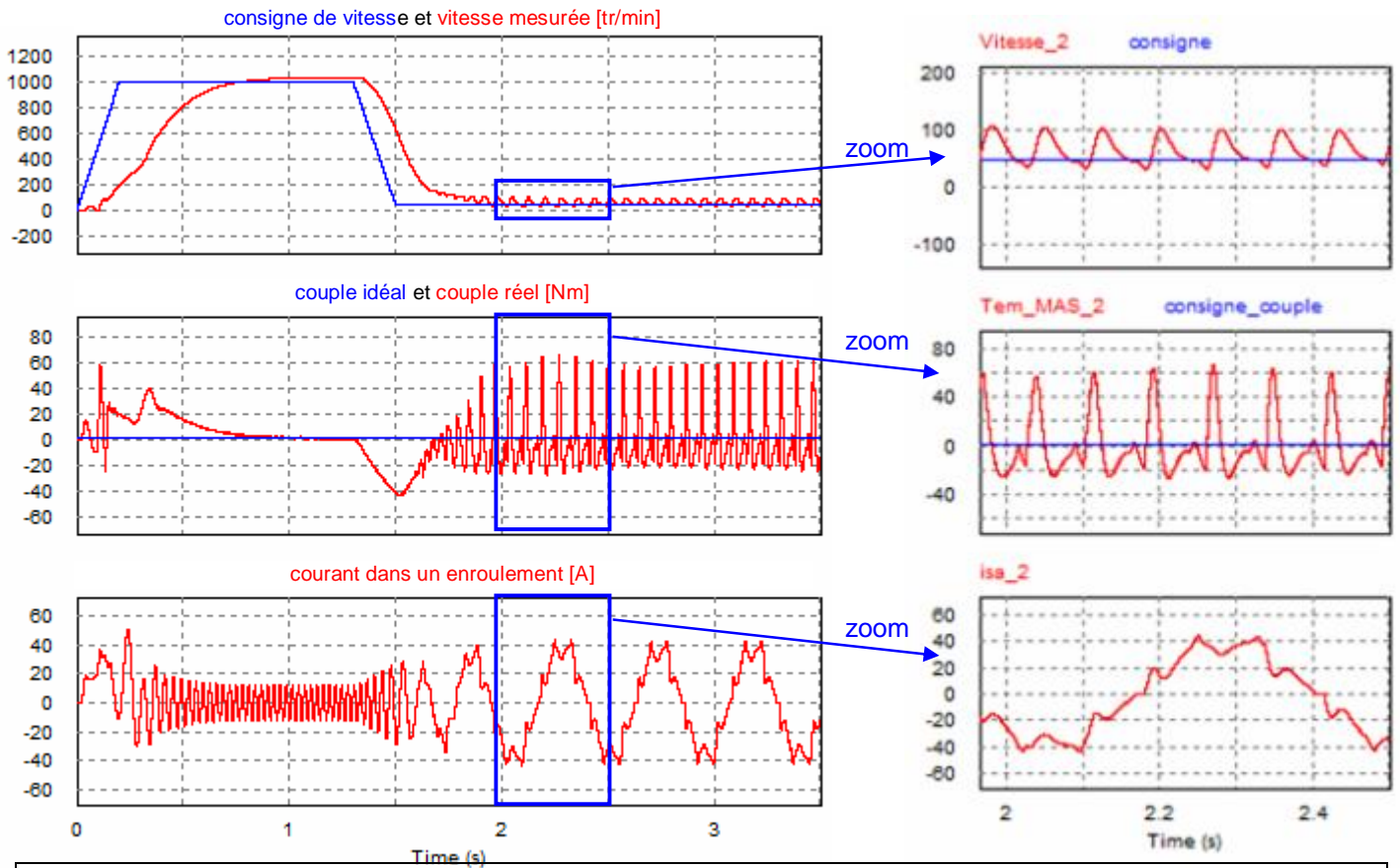
Pour le MAS



Ce qui donne en schéma électrique :

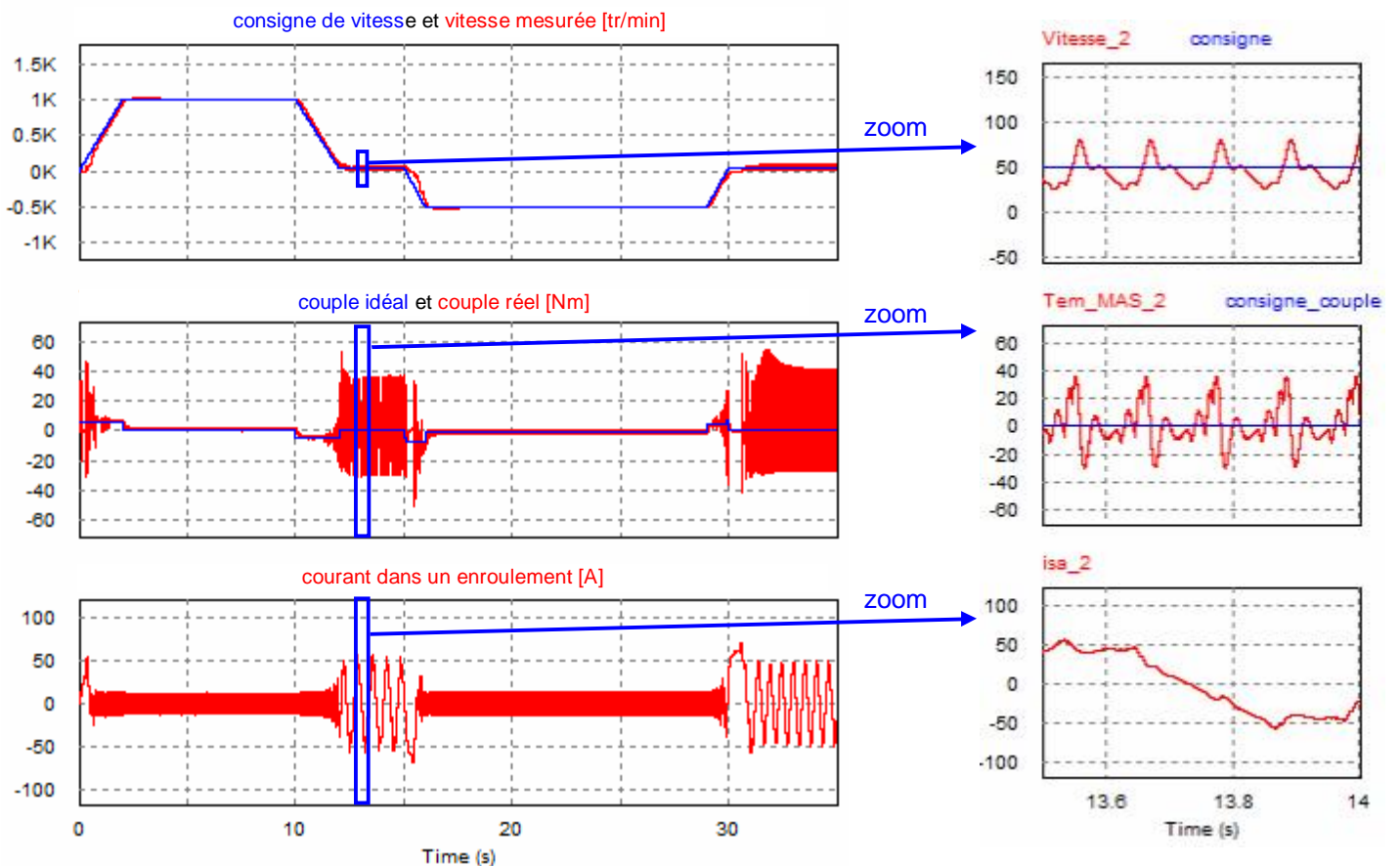


Résultats obtenus pour $J = 0,1 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ (toujours avec $T_{rés} = 1 \text{ Nm}$) :



Conclusion :

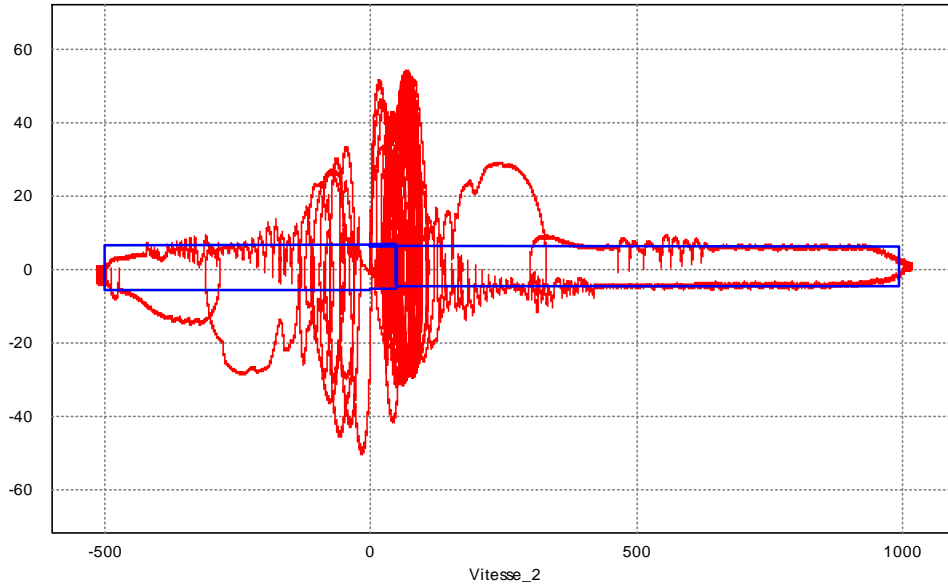
Pour des durées 10 fois plus longues :



Conclusion :

Caractéristique mécanique dynamique :

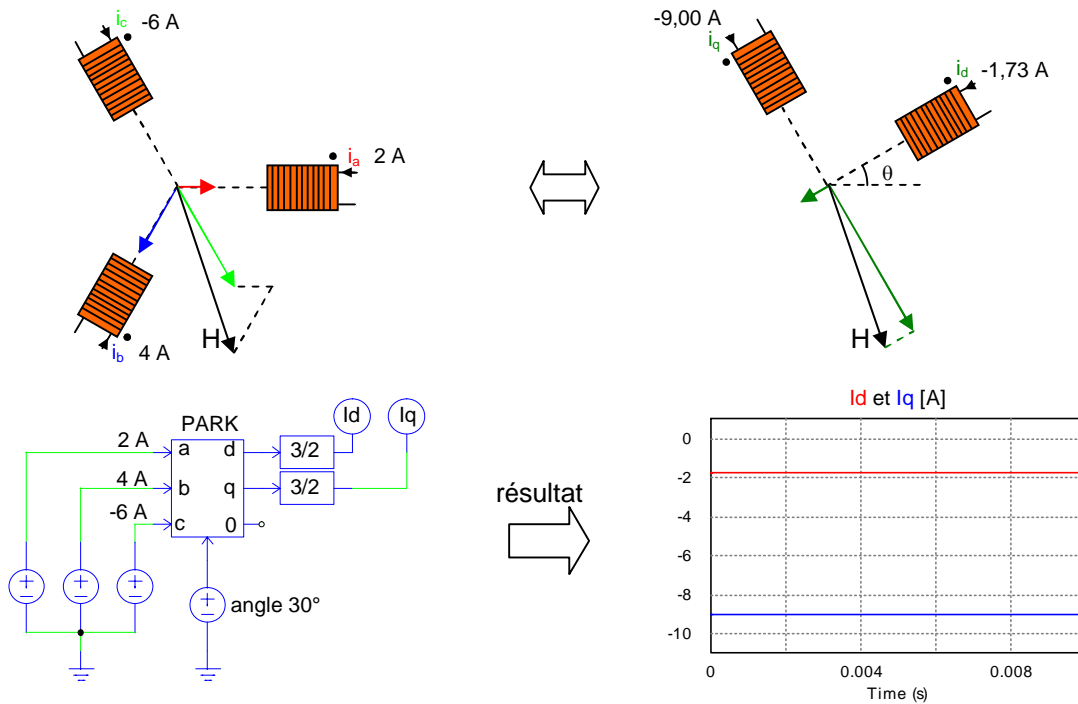
évolution du couple électromagnétique en fonction de la vitesse (idéal et réel)



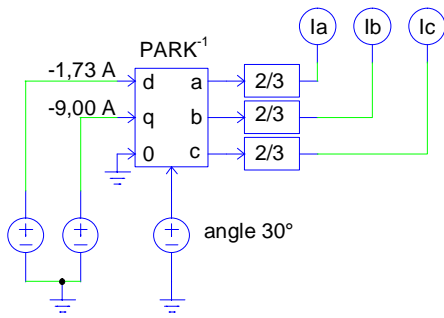
Conclusion :

4.3 Les contrôles vectoriels

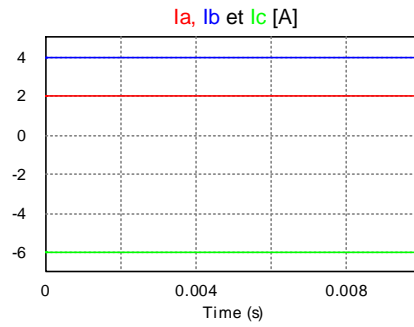
Idée :



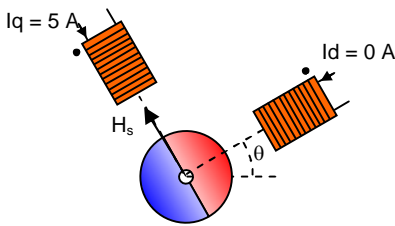
Park Inverse :



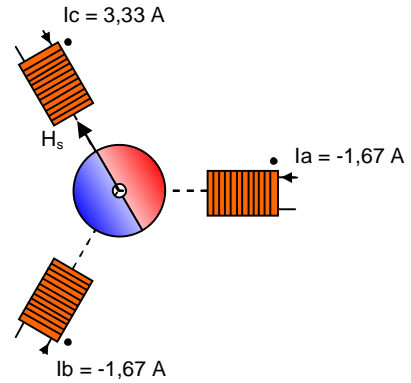
résultat



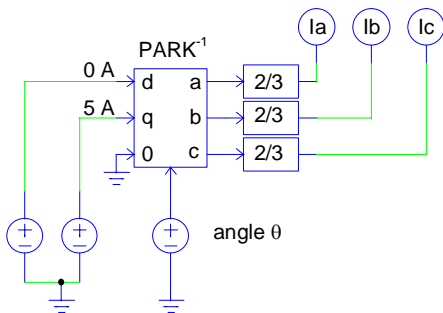
Application :



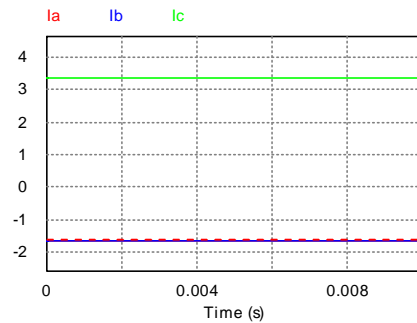
si l'on applique $I_d = 0$ et $I_q = 5$ A alors H_s est perpendiculaire à H_R et le rotor est soumis à un couple maximal. Pour augmenter le module de H_s (donc du couple) il faut agir sur I_q



le même couple est obtenu si on alimente le moteur triphasé avec les courants donnés par Park⁻¹



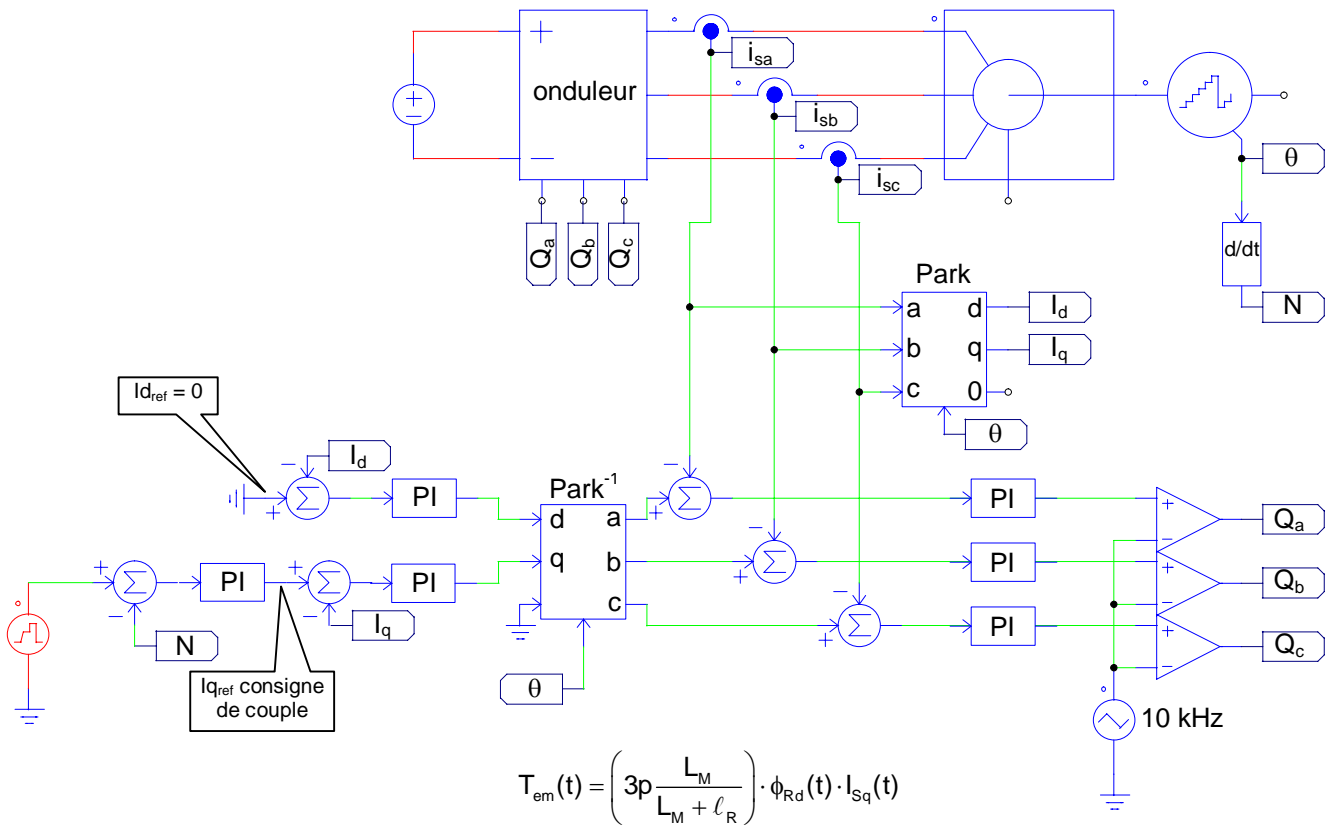
équivalence



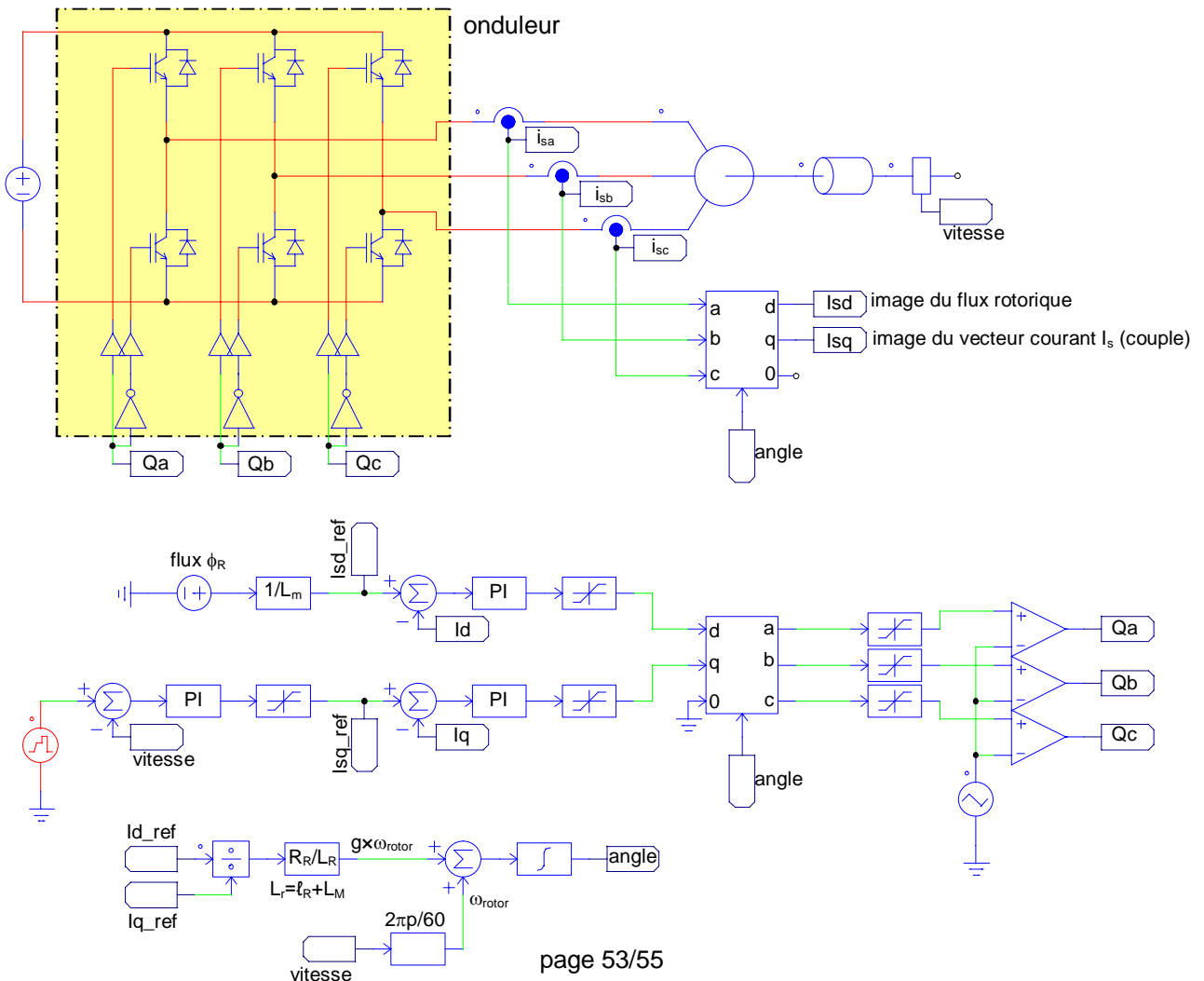
le rotor étant soumis à un couple, il se met à tourner dans le sens trigo. Pour obtenir des courants qui placent H_s toujours à 90° du rotor, l'angle θ doit suivre le rotor dans sa progression : on obtient alors des courants triphasés sinusoïdaux lorsque la vitesse de rotation est constante (sinon ils ne sont pas forcément sinusoïdaux).

Schéma de la commande vectorielle d'une machine synchrone (AC-brushless par exemple) :

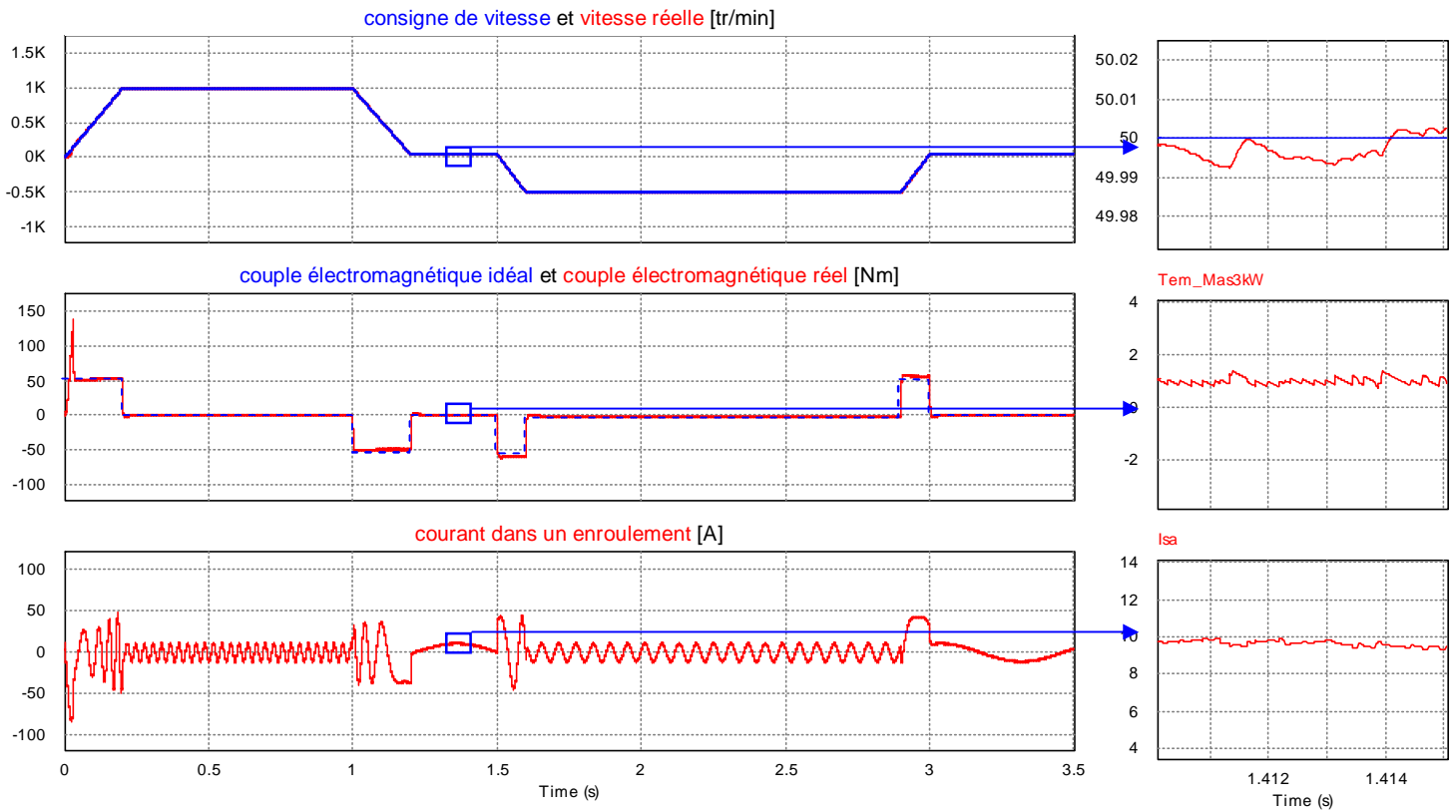
Commande vectorielle de l'AC-brushless



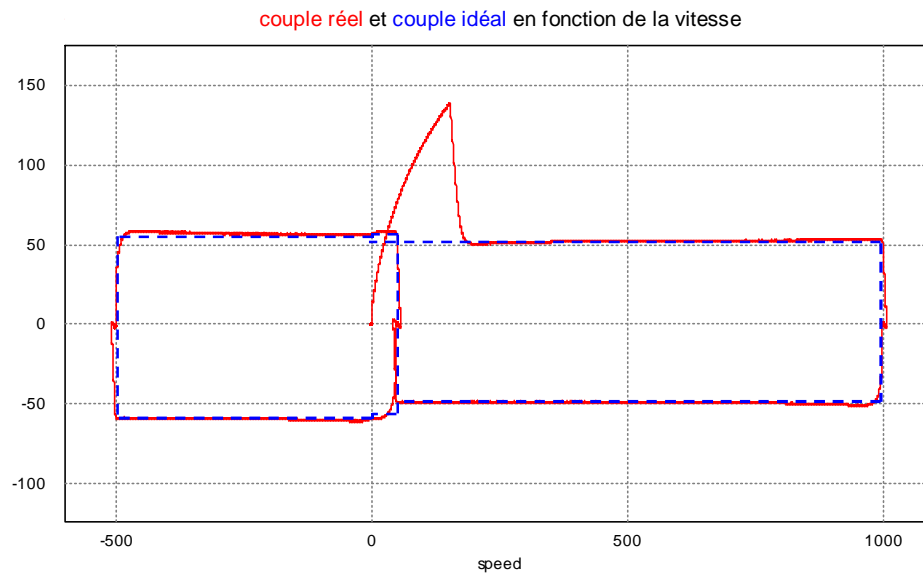
Commande vectorielle de la MAS



Résultats obtenus avec $J = 0,1 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ et $T_{\text{rés}} = 1 \text{ Nm}$:



Caractéristique mécanique dynamique :

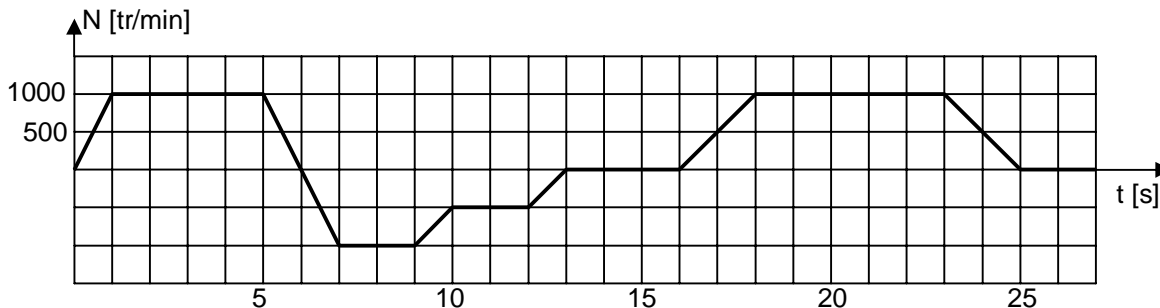


Conclusion :

Exercices sur le cours n° 6

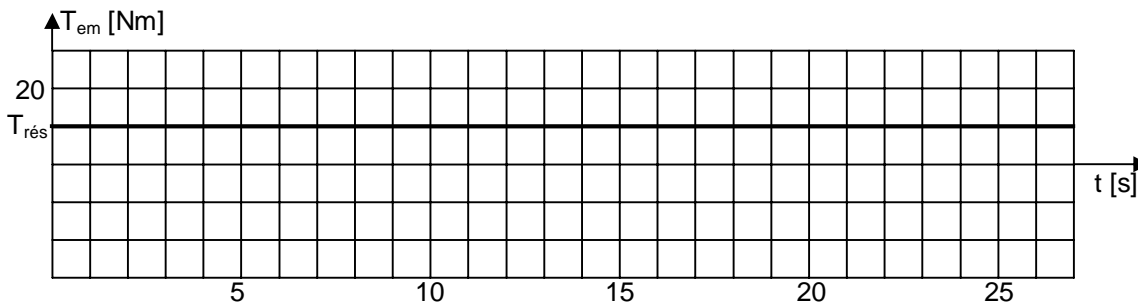
Exercice 1 :

Un cycle robotique doit décrire le profil de vitesse suivant :



On possède 2 moteurs dont l'un (moteur DC) a un moment d'inertie de 0,1 kg·m² et l'autre (brushless) un moment d'inertie de 0,01 kg·m². Le couple résistant imposé par la charge est constant et vaut 10 Nm.

1. Donnez l'expression générale du principe fondamental de la dynamique.
2. Tracez ci-dessous l'allure du couple électromagnétique que doivent développer ces 2 moteurs :



3. Dans quel(s) quadrant(s) de fonctionnement doit fonctionner le variateur de vitesse qui les commande ?
4. Donnez l'allure de la caractéristique mécanique dynamique des moteurs et de la charge.

Exercice 2 :

1. Qu'est-ce qu'une régulation cascade ?
2. En quoi la régulation cascade est-elle nécessaire pour un servomoteur ?
3. Dessinez le schéma général d'un système avec régulation cascade.
4. En quoi le moteur DC respecte-t-il les contraintes électromécaniques exigées lors des asservissements ?
5. En quoi le moteur DC est-il le moteur idéal en ne considérant que la structure de son variateur de vitesse ?
6. Quel est le principal inconvénient du moteur DC ?

Exercice 3 :

1. Qu'est-ce qu'un moteur brushless ?
2. Quelle est la différence entre un AC-brushless et un DC-brushless en ce qui concerne les fem développées à vide dans chaque enroulement ?
3. Quelle sont les allures des courants développés par un DC-brushless et un AC-brushless lorsqu'ils tournent à vitesse constante ?
4. Citez un avantage et un inconvénient du DC-brushless comparé à l'AC-brushless
5. Citez un avantage et un inconvénient de l'AC-brushless comparé au moteur DC
6. Donnez l'allure de la caractéristique mécanique statique d'un moteur brushless commandé en boucle ouverte par sa tension constante U. Comparez avec celle du moteur DC.

Exercice 4 :

1. Quel est l'avantage d'un contrôle vectoriel comparé à un contrôle scalaire ?
2. Quelle est la grandeur qui permet de contrôler le couple d'une machine asynchrone (MAS) en boucle ouverte ?
3. Quel est l'intérêt d'imposer $V/f = C^{ste}$ pour la variation de vitesse d'une MAS en boucle ouverte ?
4. Quels sont les 2 problèmes que l'on observe avec une commande V/f en boucle ouverte (pensez à la dynamique et aux vitesses faibles).