

# **Circuit de commande d'un moteur brushless DC par onduleur triphasé commandé en modulation de largeur d'impulsion par microcontrôleur**

Ing. V. LELEUX  
Ir N. GILLIEAUX-VETCOUR  
GRAMME – Liège

*Cet article présente la conception d'un circuit de commande d'un moteur brushless sans capteur de position. Le moteur sera contrôlé en vitesse par un onduleur triphasé commandé en modulation de largeur d'impulsion (PWM) grâce à un microcontrôleur. Le circuit de commande met également en œuvre une boucle de régulation dans le but de minimiser l'erreur commise entre la vitesse du moteur et la consigne.*

*Mots-clefs : brushless, moteur, régulation, vitesse, PWM*

*This article presents the design of a driving control circuit for a brushless motor without any position encoder. The speed will be controlled thanks to a three-phase inverter regulated with pulse modulation (PWM) width thanks to a microcontroller. The control circuit also implements a loop of regulation which aim is to decrease the error between the speed of the engine and the reference.*

*Keywords : brushless, motor, regulation, velocity, PWM*

## 1. Rappels théoriques

Les moteurs BLDC ("brushless direct courant") entrent dans la catégorie des moteurs synchrones, ce qui signifie que le champ magnétique créé par le stator et celui généré par le rotor tournent à la même fréquence.

### 1.1 Description générale

Le stator est constitué de bobines d'excitation qui sont généralement au nombre de 3 ou de 6. Celles-ci sont le plus souvent connectées en étoile, mais elles peuvent également être connectées en triangle.

Le rotor est constitué d'aimants permanents comportant 2 à 8 pôles avec une alternance des pôles Nord et Sud.

La plupart des moteurs BLDC comprennent également un ensemble de trois capteurs à effet Hall qui, positionné à  $60^\circ$  ou à  $120^\circ$  l'un de l'autre, permettent de connaître la position du rotor. La connaissance de la position du rotor permet à un circuit électronique auxiliaire d'effectuer les commutations de l'alimentation.

### 1.2 Contrôle d'un moteur BLDC « sensorless »

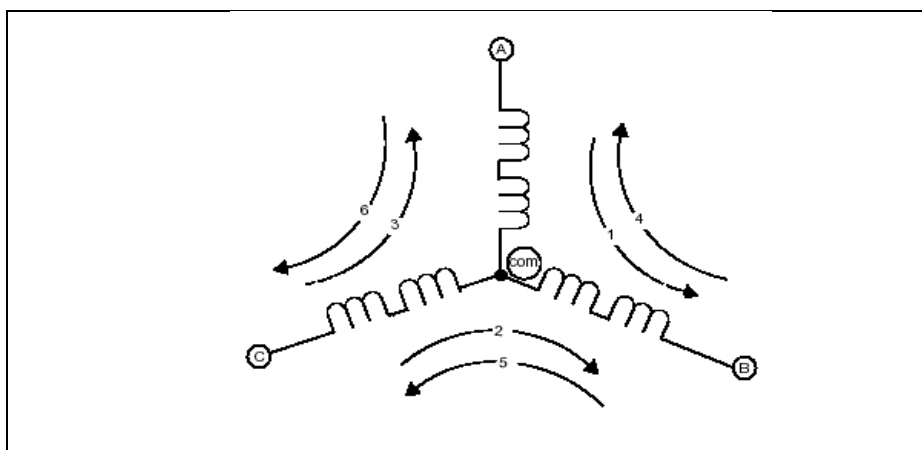
La rotation du moteur est engendrée par un champ magnétique tournant au niveau du stator. Ce champ tournant est créé par les commutations de la tension d'alimentation aux bornes des bobines constituant le stator. Or, contrairement aux moteurs DC traditionnels et comme son nom l'indique, le moteur brushless DC n'utilise pas de lames de collecteur pour les commutations.

Le contrôle d'un moteur brushless doit donc obligatoirement se faire grâce à un circuit électronique auxiliaire. En effet, c'est le circuit de commande qui va exciter de façon successive les différentes bobines du stator. Pour créer un champ magnétique tournant, le circuit de commande devra exciter les bobines dans un ordre approprié (séquence de commutations) et cela au moment opportun.

#### *Les séquences de commutations*

Si le moteur est constitué de trois bobines au stator, on peut constater qu'il faut six étapes distinctes pour que le champ fasse un tour complet. Ces

différentes étapes sont représentées à la figure 1. Dans chacune d'elles, le courant passe à travers deux bobines, la troisième ayant un potentiel flottant.



*Figure 1 : Séquence de commutations*

Les commutations des trois bobines seront assurées par un inverseur électronique comprenant principalement des transistors et des diodes. C'est la séquence de commutations de ces transistors, via un microcontrôleur, qui va permettre la création d'un champ tournant au niveau du stator.

Le circuit de commande devra donc exciter les bobines dans un ordre approprié, mais les commutations doivent également se faire au moment opportun afin de créer un champ magnétique tournant. Afin de voir tourner le moteur le plus régulièrement possible, il faut que les commutations de l'alimentation aux bornes des bobines se fassent lorsque le rotor passe par une position bien déterminée par rapport au stator. En effet, si les commutations se font trop rapidement, le moteur risque le décrochage à cause de son inertie, tandis que si les commutations sont trop lentes, le moteur fonctionnera comme un moteur pas à pas.

#### ***Les instants de commutations***

Afin de voir tourner le moteur sans encombre, les commutations doivent être commandées au moment où le rotor passe par une position bien précise. Jusqu'à maintenant, nous avons vu que la position du rotor pouvait être signalée grâce à des capteurs de position (Hall, optique, etc.). Cependant, ces derniers ne sont pas nécessaires pour toutes les applications et, par souci

d'économie, la position du rotor peut alors être calculée à partir de la force contre-électromotrice mesurée aux bornes de chaque bobine (BEMF, pour back electromotive force).

La figure 2 permet de retrouver la relation entre les capteurs à effet Hall et la BEMF mesurée aux bornes des bobines. Le capteur de position change d'état lorsque la tension de la force contre-électromotrice aux bornes de la bobine non alimentée passe d'un niveau positif à un niveau négatif ou l'inverse. Dans un cas idéal, cela se passe lorsque la BEMF passe par zéro (si l'alimentation est de type symétrique), mais pratiquement, il y aura toujours un léger décalage dû aux caractéristiques des bobines. Ce décalage devra être compensé par le microcontrôleur du circuit électronique auxiliaire. Les instants de commutations seront donc déterminés par le passage par zéro de la force contre-électromotrice dans la bobine non alimentée.

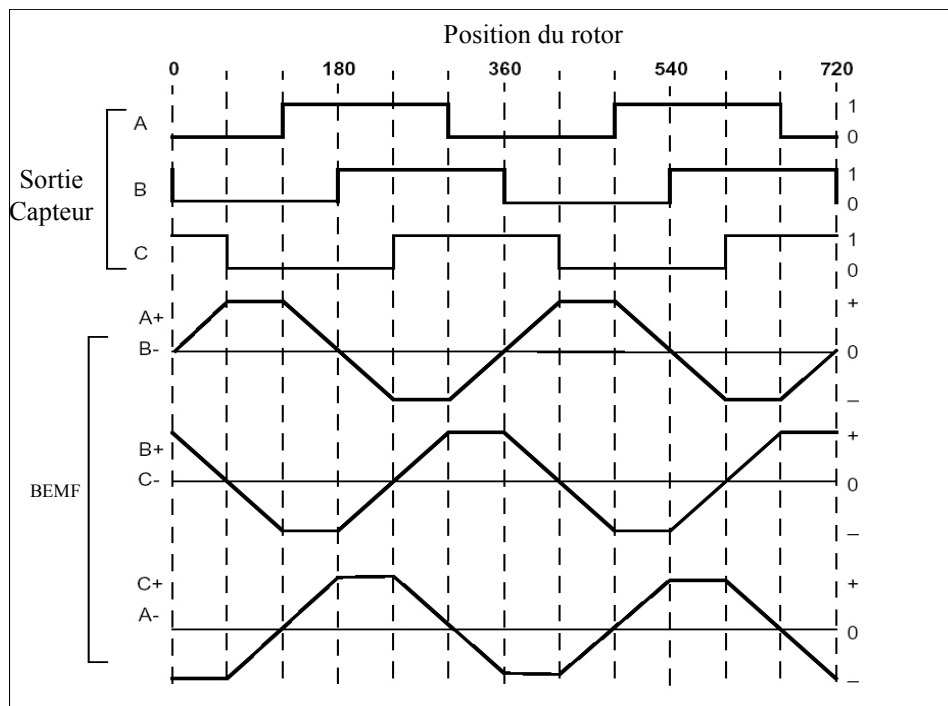


Figure 2 : Signal capteur à effet Hall, BEMF

### ***Calcul de la position du rotor***

Afin d'éviter l'utilisation des capteurs, la position du rotor sera déterminée par la force contre-électromotrice (BEMF). La connaissance de la position du rotor est tout à fait nécessaire, puisqu'elle permettra de connaître les instants de commutations de l'alimentation des bobines afin de créer un champ tournant au niveau du stator.

Lorsque que le moteur tourne, chaque bobine est le siège d'une tension connue sous le nom de force contre-électromotrice conformément aux lois de Lenz:

- "Lorsque l'on fait varier, par un procédé quelconque, le flux d'induction magnétique qui traverse un circuit conducteur fermé, ce circuit est le siège d'un courant, dit courant induit."
- "Le sens du courant induit est tel que le flux qu'il produit à travers le circuit qu'il parcourt tend à s'opposer à la variation qui lui donne naissance."

La formule suivante nous permet de calculer cette tension aux bornes de la bobine non alimentée:

$$E_{(BEMF)} = N * l * r * B * \cos(\alpha) * \omega \quad (\text{V})$$

où N est le nombre de spires par phase

l est la longueur du rotor,

r est le rayon du rotor,

B est la densité du champ magnétique du rotor

$\alpha$  est l'angle entre l'axe de la bobine et l'axe de l'aimant permanent

$\omega$  est la vitesse angulaire du moteur.

Dans cette équation, pour une vitesse de rotation  $\omega$  fixée, seul l'angle  $\alpha$  fait varier la BEMF. Etant donné que l'angle  $\alpha$  représente l'angle entre un des pôles du rotor et l'axe de la bobine non alimentée, l'équation permet de connaître précisément la position du rotor.

Pour une question de facilité de mise en œuvre et de réglage, c'est le passage par zéro de la force contre-électromotrice aux bornes de la bobine non alimentée qui sera détectée.

Cette détection permet de savoir à quel moment le pôle du rotor passe par une position de 90 degrés par rapport à l'axe de la bobine non alimentée. Cependant, si le moteur possède trois bobines et un aimant de deux pôles, il faut que les commutations se fassent tous les 60 degrés. Le microcontrôleur du circuit de commande devra donc retarder la commutation de 30 degrés à partir du moment où la position a été détectée afin que celle-ci se fasse lorsqu'un des pôles de l'aimant permanent se trouve dans l'axe d'une des trois bobines.

Les moteurs BLDC possèdent une caractéristique assez intéressante qui est la courbe couple – tension linéaire. Pour faire varier le couple, il suffit de faire varier la tension. Un inconvénient apparaît tout de même, le microcontrôleur devra faire varier la tension aux bornes du moteur, alors que les sorties du microcontrôleur sont des sorties discrètes (état haut et état bas).

Le problème sera résolu en réalisant une modulation de largeur d'impulsion haute fréquence. Ce découpage haute fréquence sera directement réalisé par le microcontrôleur.

## **2. Le circuit de commande**

En ayant étudié le principe de fonctionnement, nous avons constaté que le circuit de commande peut être divisé en trois parties distinctes :

- Le circuit d'alimentation permet de fournir la tension de 30 V nécessaire au bon fonctionnement du moteur et du circuit de commande. L'alimentation sera de type symétrique afin de simplifier la détection du passage par zéro de la force contre-électromotrice en prenant la masse comme tension de référence. Etant donné que le courant de démarrage du moteur est assez élevé, nous avons décidé d'utiliser un transistor de puissance externe qui fournira les courants excédants une limite fixée. Les courants inférieurs à cette limite seront directement fournis par le régulateur de tension.
- Le circuit de détection de passage par zéro permet de donner des informations sur la position du rotor au microcontrôleur. Ces informations sont utilisées afin de déterminer l'instant des commutations des bobines. Le circuit de détection de passage par

zéro est conçu à partir de comparateurs à hystérésis. L'hystérésis est utilisée pour éliminer l'influence des hautes fréquences provoquées par le découpage haute fréquence de l'alimentation.

- Le circuit de commutation permet d'exciter successivement les différentes bobines du stator. Il sera entièrement contrôlé par le microcontrôleur. Le circuit de commutation sert d'intermédiaire entre le moteur (considéré comme une source de courant) et l'alimentation (source de tension).

### 3. Le microcontrôleur

Le microcontrôleur utilisé est le PIC18F4431. Il sert de liaison entre chaque partie du circuit de commande. Ce microcontrôleur est particulièrement bien adapté à la commande de moteur, car il possède une série de modules qui facilitent la mise en œuvre du contrôle d'un moteur. Parmi ces modules, on trouve :

- *Module de contrôle par retour d'informations.*  
Ce module permet de créer des interruptions entre chaque changement d'état de ses entrées (au nombre de trois). Si nous relierons ces entrées au circuit de détection de passage par zéro, le microcontrôleur peut déterminer la commutation des bobines à effectuer et à quel moment le faire. Ce module permet également de calculer la vitesse de rotation du moteur. Ainsi, l'erreur commise entre la vitesse du moteur et la consigne peut être calculée.
- *Module de conversion analogique – numérique.*  
Ce module permet d'utiliser certaines broches du microcontrôleur en tant qu'entrées analogiques. Le signal analogique est converti par le module en un nombre binaire de 10 bits maximum. Ce module permettra d'utiliser un potentiomètre comme consigne d'entrée pour la régulation de la vitesse.
- *Module de découpage haute fréquence (PWM).*  
Ce module permet de faire varier la tension moyenne de sortie de la broche du microcontrôleur. En effet, la période du signal est fixée lors de l'initialisation et seule la largeur de l'impulsion est modifiée

en fonction de la tension souhaitable en sortie. Les sorties de ce module sont directement reliées au circuit de commutation du circuit de commande afin de faire varier la tension moyenne aux bornes des bobines du moteur.

La combinaison du microcontrôleur et du circuit de commande permet de faire varier la vitesse grâce à l'échange d'informations entre ces deux-ci. En effet, le microcontrôleur récupère la vitesse de référence à partir du potentiomètre placé sur l'entrée analogique. A partir de là, le circuit de commande règle la vitesse du moteur en excitant de manières successives les bobines du moteur par la tension moyenne calculée à partir de la conversion numérique de l'entrée analogique. Ces commutations sont totalement déterminées par la position du rotor qui est calculée par le circuit de détection de passage par zéro qui renvoie les informations de position au microcontrôleur. En fonction de ces informations, le microcontrôleur va contrôler le circuit de commutation pour alimenter le moteur de façon à le faire tourner à la vitesse de référence.

#### **4. Régulation**

La régulation permet de maintenir la vitesse de rotation du moteur constante conformément à la consigne et indépendamment des perturbations.

Cette régulation se fait en boucle fermée, c'est-à-dire que le système dispose d'informations sur la vitesse du moteur grâce au circuit de détection de passage par zéro et au module de retour d'information du microcontrôleur. La fonction de la régulation est de déterminer l'erreur entre la vitesse du moteur et la vitesse de référence et d'agir en conséquence pour diminuer cette erreur. Cette diminution se fait grâce à l'aide d'un correcteur (proportionnel, intégrateur, dérivé, etc.).

La régulation ne se fera qu'à partir du moment où la consigne d'entrée et le régime du moteur sont approximativement constants. En effet, si ces deux conditions ne sont pas respectées, on risque de modifier la consigne d'entrée d'un écart tel que l'inertie du rotor ne lui permet pas de suivre le champ magnétique tournant et un décrochage se produira.



Le choix du correcteur à mettre en œuvre se fait de manière graphique grâce à la représentation de la fonction de transfert du moteur.

#### 4.1 Modélisation du moteur

Le moteur, principalement constitué d'un aimant permanent pour le rotor et le stator, peut être représenté par une résistance et une inductance en série. La figure 3 représente de manière simplifiée le schéma électrique équivalent du moteur.

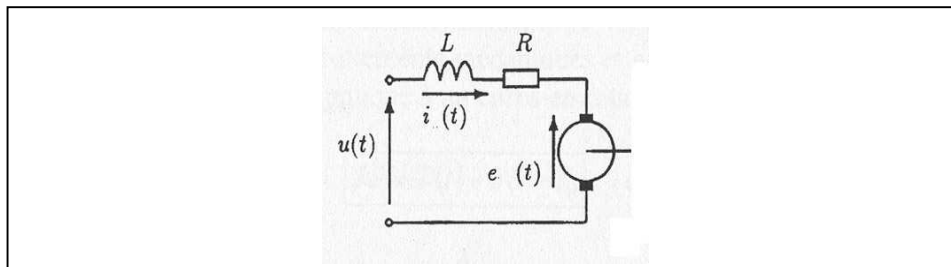


Figure 3 : Schéma du moteur

Les équations électriques sont :

$$E(t) = k_{\omega} \omega(t)$$

$$U(t) = rI(t) + l \frac{dI(t)}{dt} + E(t)$$

où  $U(t)$  est la tension d'alimentation  
 $r$  est la résistance de l'enroulement  
 $l$  est l'inductance de l'enroulement  
 $I(t)$  est le courant passant à travers l'enroulement  
 $\omega$  est la vitesse angulaire du moteur  
 $E(t)$  la force contre électromotrice  
 $K_{\omega}$  est la constante "contre électromotrice" exprimée en V / RPM

Les équations mécaniques sont

$$J\ddot{\theta} = T(t) - b * \dot{\theta} - T_d$$

$$T(t) = k_t * I(t)$$

Où  $J$  est le moment d'inertie ramené sur l'arbre du moteur  
 $b$  donne la contribution des frottements proportionnels du moteur  
 $T_d$  est le couple résistant  
 $T(t)$  est le couple produit  
 $\dot{\theta} = \omega$

Ces équations exprimées dans la variable de Laplace permettent de tracer le schéma bloc du moteur et ainsi d'établir sa fonction de transfert comme illustré à la figure 4.

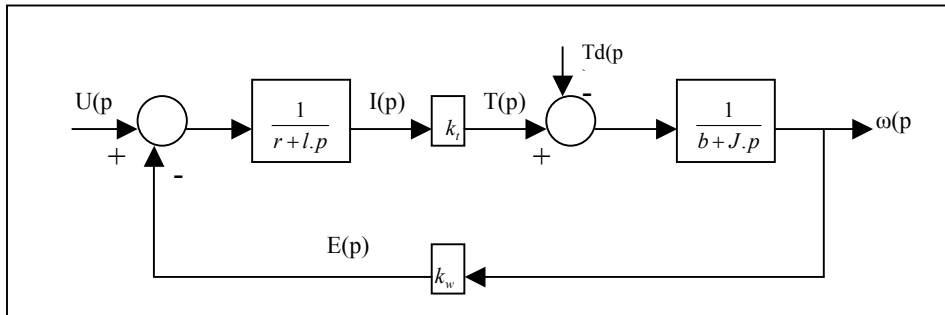


Figure 4 : Schéma bloc du moteur

En négligeant le couple résistant, la fonction de transfert en boucle fermée devient :

$$H(p) = \frac{\omega(p)}{U(p)} = \frac{k_t * k_\omega}{k_t * k_\omega + (r + p * l) * (b + p * J)}$$

ou encore

$$H(p) = \frac{k_t * k_\omega / (k_t * k_\omega + r * b)}{1 + \frac{r * J + b * l}{k_t * k_\omega + r * b} * p + l * J * p^2}$$

En connaissant le schéma bloc du moteur, nous pouvons alors dessiner le schéma bloc complet de la régulation du moteur en assimilant la tension de sortie du générateur PWM à sa valeur moyenne, comme représenté à la figure 5.

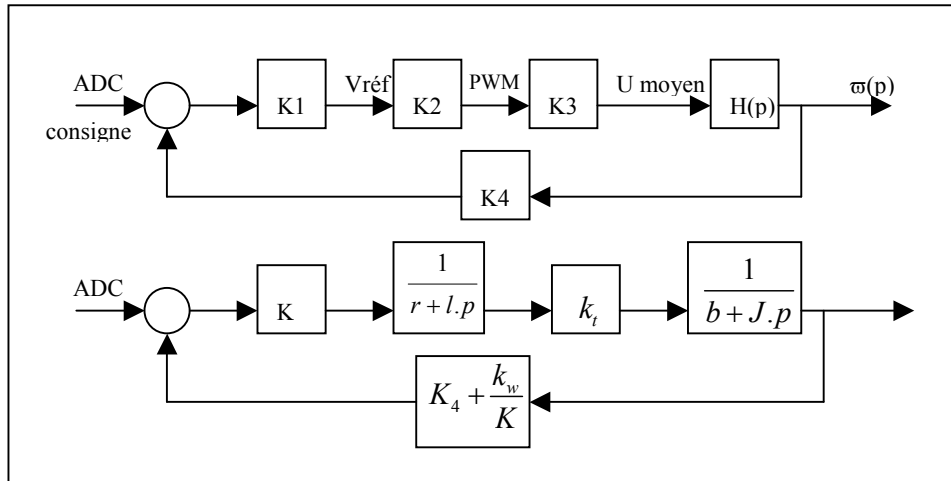


Figure 5 : Schéma bloc complet de régulation

avec K1, conversion de la consigne d'entrée en vitesse de référence  
 K2, conversion de la vitesse de référence en signal modulé en largeur d'impulsion  
 K3, conversion du signal modulé en largeur d'impulsion en tension moyenne

Et la fonction de transfert en boucle ouverte devient alors :

$$G(p) = \frac{K * k_t * (K_4 + \frac{k_w}{K})}{(r + l * p) * (b + J * p)} = \frac{K * k_t * (K_4 + \frac{k_w}{K})}{1 + \frac{l * b + r * J}{r * b} * p + \frac{J * l}{r * b} * p^2}$$

#### 4.2 Choix du correcteur et détermination des coefficients

En connaissant les caractéristiques du moteur utilisé, la fonction de transfert du système en boucle ouverte peut être représentée par le diagramme de Black-Nichols, comme indiqué à la figure 6. Ce diagramme nous informe sur la phase en degrés en abscisse et le module en décibels en ordonnée.

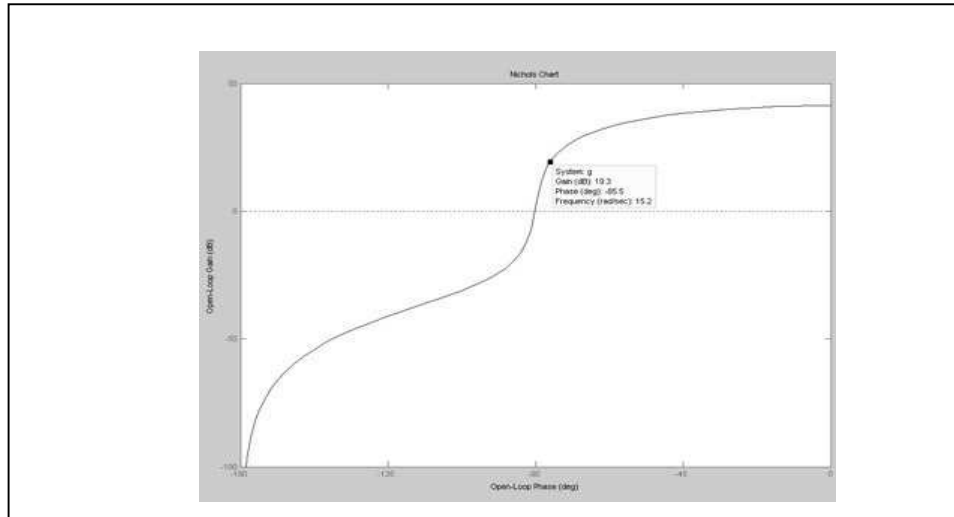


Figure 6 : Diagramme de Black-Nichols de la fonction de transfert

Etant donné le diagramme de la fonction de transfert, un correcteur dérivé n'apporterait pas énormément de changement à la fonction de transfert. Le correcteur utilisé sera donc du type proportionnel intégrateur.

Le correcteur proportionnel intégrateur

$$S = K_p * e + K_i * \int_0^t e dt$$

peut s'exprimer par sa fonction de transfert en variable de Laplace :

$$C(p) = K_p \frac{1 + p \cdot \tau_i}{p \cdot \tau_i}$$

En régime statique, le terme intégral permet d'annuler l'erreur, tandis qu'en régime dynamique, le terme intégral augmente le temps de réponse (système moins rapide) et augmente l'instabilité. Ces inconvénients sont éliminés grâce à la partie proportionnelle du correcteur proportionnel intégrateur.

Le coefficient  $\tau_i$  est calculé afin d'augmenter le gain statique à partir d'une pulsation choisie à 15,2 rad/s sur le diagramme.  $\tau_i$  peut être calculé par la formule suivante :

$$\tau_i = \frac{10}{\omega} = \frac{10}{15,2} = 0,6579 \quad \rightarrow \quad K_i = 168,6$$

Connaissant la valeur de  $\tau_i$ , nous pouvons calculer la fonction de transfert modifiée par le correcteur intégrateur et obtenir alors un nouveau diagramme de Black-Nichols. En choisissant une marge de phase de 45 degrés par rapport au point d'instabilité (0 dB, -180°), le correcteur proportionnel peut facilement être calculé, puisqu'il faut augmenter le gain de 40,9 dB :

$$K_p = 10^{\frac{40,9}{20}} = 110,92$$

Les coefficients correcteurs du système sont donc les suivants et d'où le diagramme de Black-Nichols représenté à la figure 7 :

$$\begin{aligned} K_p &= 111 \\ K_i &= 167 \end{aligned}$$

Connaissant l'erreur commise à la sortie grâce au circuit de détection de passage par zéro et au module de retour d'information, le microcontrôleur devra donc augmenter la consigne d'entrée du correcteur qui a été calculé. Le calcul de l'intégrale est remplacé dans la programmation par une somme en utilisant l'approximation du rectangle supérieur.

$$S = K_p * e + K_i * \int_0^t e dt = 111 * e + 169 * \int_0^t e dt$$

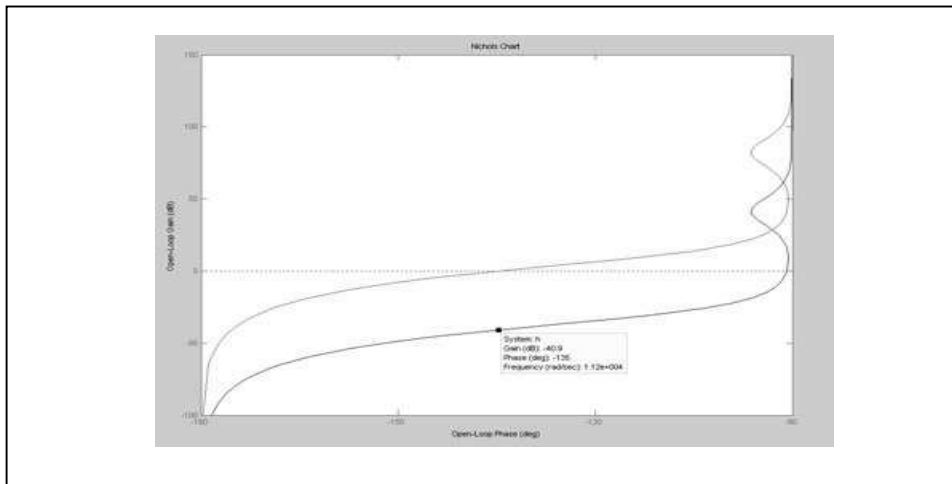


Figure 7 : Diagramme de la fonction de transfert corrigée par le correcteur PI

## 5. Conclusion

Nous avons constaté qu'un moteur de type brushless DC peut permettre un contrôle sans capteurs de position à condition que le régime du moteur soit suffisamment élevé et que la charge du moteur puisse être considérée comme constante. Ces conditions doivent absolument être respectées afin d'éviter tout décrochage du moteur.

La suppression des capteurs de position a permis de diminuer de moitié le prix d'achat d'un moteur "brushless". Cependant, l'absence des capteurs engendre une légère imprécision temporelle au niveau des instants de commutation des bobines. Cette imprécision se répercute inévitablement sur la vitesse du moteur.

Afin de minimiser l'erreur commise sur la vitesse du moteur, un correcteur proportionnel intégrateur a été mis en œuvre en vue de modifier la consigne d'entrée pour obtenir une vitesse la plus proche possible de celle de référence.

Finalement, le circuit de commande étudié convient très bien à la régulation de vitesse des ventilateurs, car la précision de la vitesse n'est pas réellement primordiale pour le bon fonctionnement du système.

## 6. Références bibliographiques

- [1] BROWN W., *Brushless DC Motor Control Made Easy*, 2002.
- [2] FLOYD T.L., *Electronique : composants et systèmes d'application*, Reynald Goulet, Repentigny, 2000.
- [3] GILLIEAUX N., *Régulation-Automatisme* (notes de cours), Institut Gramme Liège, 2003 – 2004.
- [4] HENDERSHOT J.R., MILLER TJE, *Design of Brushless permanent - magnet motors*, 1994.
- [5] HERRERA J., *Notes de cours de machines électriques*, Institut Gramme Liège, 2002 – 2003.
- [6] LEPKOWSKI J., *Motor Control Sensor Feedback Circuits*, 2003.
- [7] MOREL N., NEY H., *Equipement de puissance*, Nathan Technique, Paris, 2001.

- [8] SMIGIEL E., STURTZER G., *Modélisation et commande des moteurs triphasés*, Ellipses, Paris, 2000.
- [9] YEDAMALE P., *Brushless DC Motor Control Using PIC 18FXX31 MCUs*, 2003.
- [10] YEDAMALE P., *Brushless DC Motor Fundamentals*, 2003.