

Chapitre III

*Influence des changements de
paramètres de la machine*

1. Introduction

Les paramètres des machines ne donnent pas lieu à des valeurs certaines et définitives. Ces variations correspondent à la dispersion constatée lors de la fabrication en nombre, aux évolutions des valeurs lors du fonctionnement ou aux méthodes utilisées pour l'identification des machines. Il est alors particulièrement intéressant de comparer les réponses du système commandé par l'un ou l'autre des régulateurs.

Partant des régulateurs optimisés pour une réponse avec une machine parfaitement identifiée, nous comparerons cette réponse à celles où l'on fait varier jusqu'à plus ou moins 80 % de la valeur du paramètre. Une telle gamme de variation est très large, elle permet cependant de montrer que certains paramètres n'ont qu'une influence très réduite sur la réponse du système.

Les tests portent aussi bien sur la réponse à des échelons de consignes que sur la réponse à une variation de la charge. Lors des simulations effectuées, nous amenons tout d'abord la vitesse de la machine à -600 tr/mn par l'action sur la variable "référence de vitesse" (Annexe 2), puis nous procédons à une inversion de vitesse jusqu'à +600 tr/mn. Après établissement du régime permanent, nous procédons à un échelon de couple résistant de 20 Nm.

2. Paramètres mécaniques

Le régulateur considéré étant celui de la vitesse, il est tout à fait logique que l'influence du moment d'inertie du système tournant (machine + frein) ait une grande importance sur la réponse.

2.1. Moment d'inertie (J)

Nous simulons le comportement en vitesse pour des variations de -80 % à +80 % sur l'inertie du système et procédons à une comparaison lors de l'utilisation du régulateur IP (figure 3.1) et des régulateurs flous à trois et cinq ensembles flous par variable.

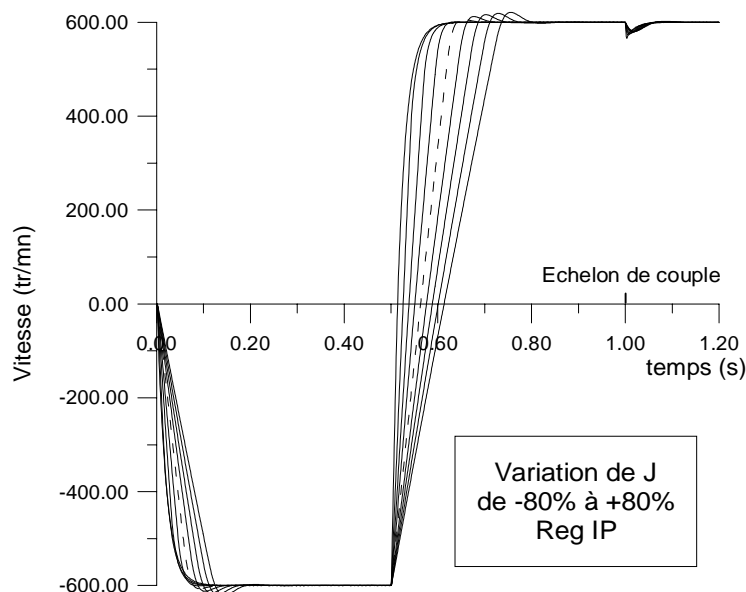


Figure 3.1 Variation de la vitesse pour plusieurs valeurs de J avec le régulateur IP anti-saturation

Afin de permettre des comparaisons moins subjectives que celles reposant sur les allures des courbes, nous évaluons les quatre indices suivants :

- Temps de montée : il correspond au temps que met la vitesse pour atteindre 598 tr/mn lors d'un échelon de -600 à +600 tr/mn, c'est à dire, moins de 0,33 % de la vitesse de consigne.
- Dépassement : il correspond à l'écart entre la vitesse de consigne et la vitesse maximale atteinte lors de cet échelon.
- Temps de réponse à la perturbation : il correspond au temps que met la vitesse pour revenir dans la plage [598, 602] tr/mn lors d'un échelon de couple de 20 Nm à une vitesse de consigne de 600 tr/mn.
- Chute de vitesse : elle correspond à l'écart entre la vitesse de consigne et le minimum de vitesse atteint lors du même essai de perturbation.

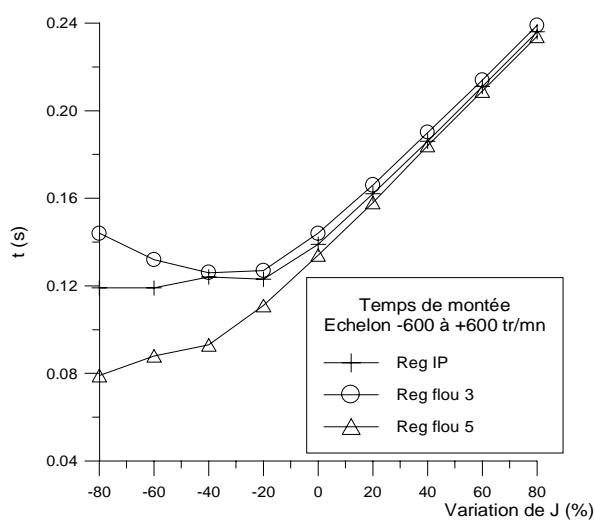


Figure 3.2 Temps de montée

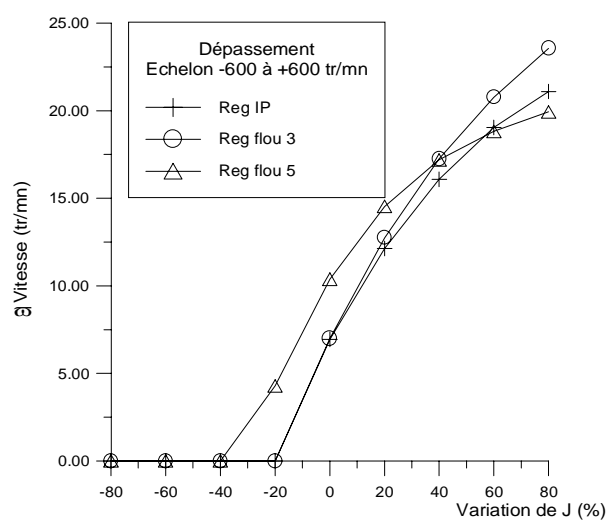


Figure 3.3 Dépassement

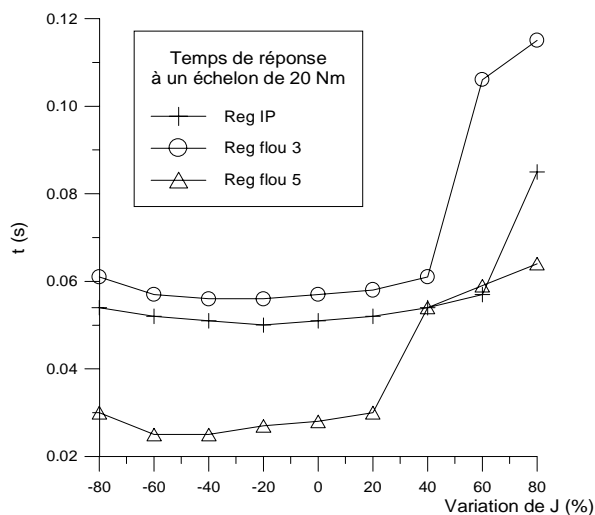


Figure 3.4 Temps de réponse à la perturbation

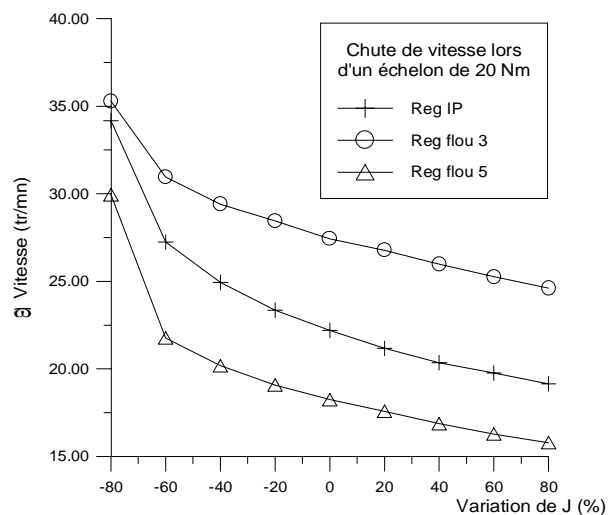


Figure 3.5 Chute de vitesse

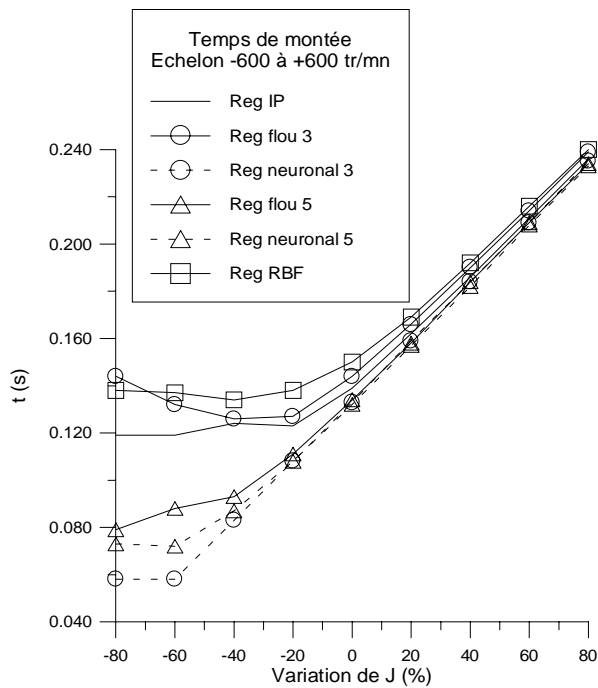


Figure 3.6 Temps de montée

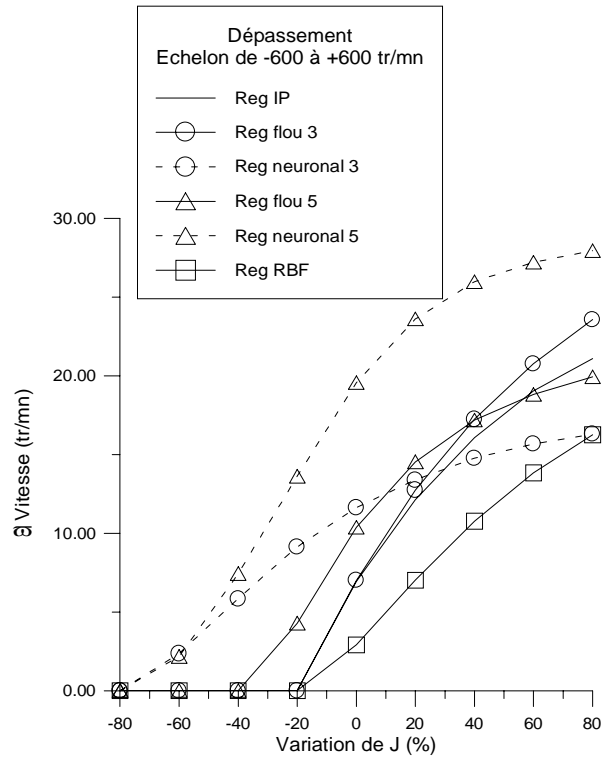


Figure 3.7 Dépassement

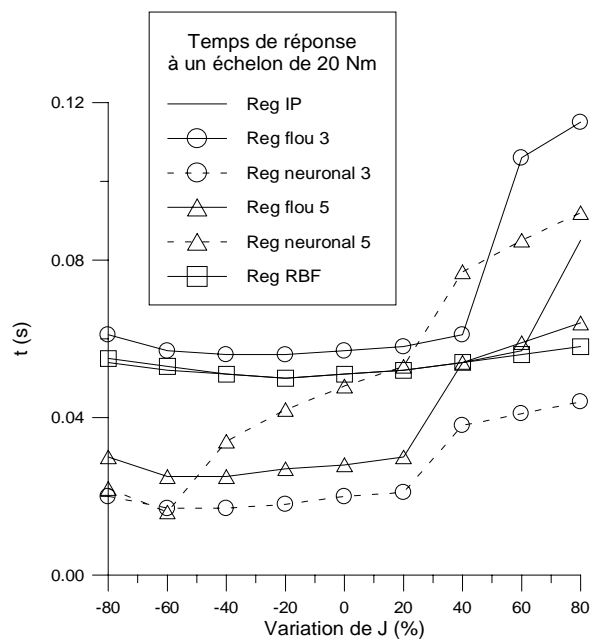


Figure 3.8 Temps de réponse à la perturbation

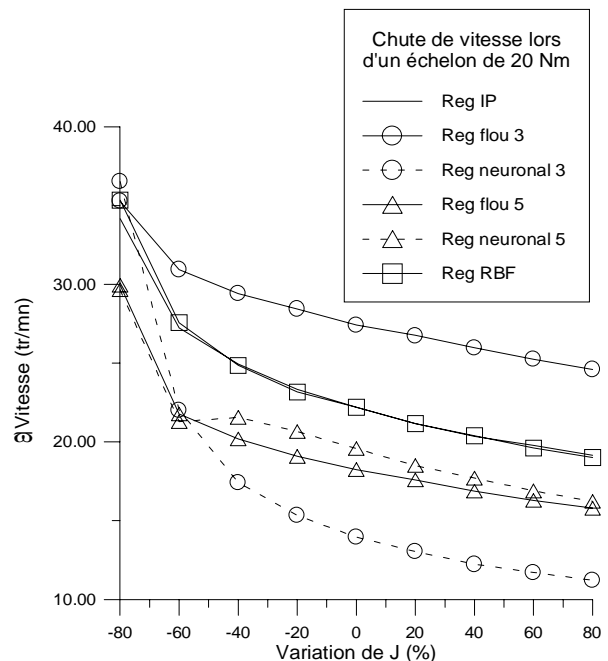


Figure 3.9 Chute de vitesse

Il y a lieu de prêter attention tout particulièrement aux deux aspects suivants, la réponse du système pour les différents régulateurs d'une part et l'influence de la variation du paramètre "moment d'inertie" pour chaque régulateur d'autre part.

En ce qui concerne la réponse en fonction du type de régulateur considéré, nous avons déjà montré dans le chapitre II que le régulateur IP anti-saturation conduisait pratiquement aux mêmes performances que le régulateur flou à trois ensembles flous par variable (flou 3).

La nouveauté dans cette étude est que, vis à vis d'une perturbation sur le couple de charge, nous observons une meilleure réponse du régulateur IP par rapport à celle du régulateur flou 3 (figures 3.4 et 3.5).

L'explication vient des formes des surfaces de contrôle. En effet, lors d'un échelon positif du couple résistant, la vitesse chute puis remonte vers la consigne. La première phase correspond au premier quadrant ($E > 0$ et $dE > 0$). Or la surface du correcteur flou correspondant présente dans ce quadrant un creux par rapport à celle du régulateur IP, ce qui explique une sollicitation plus douce de la commande par le biais du courant $I_{qs\ ref}$.

Le régulateur IP (pour sa partie linéaire) est caractérisé par $K_p=2$ et $K_i=0,1$ et le "flou 3"⁹ par $FE=0,025$, $FdE=0,5$, $FdU=4$.

Le rapport $\frac{K_p}{K_i} = \frac{FdE}{FE} = 20$ permet de choisir la pente de la "droite de régulation". Il

correspond à la pente de la droite formée par l'intersection de la surface du régulateur avec le plan (E , dE).

$K_i = FE \cdot FdU$ et $K_p = FdE \cdot FdU$. Dans ce cas, on voit bien la correspondance directe entre le régulateur flou et le régulateur PI classique mis sous la forme incrémentale :

$$dU = K_p \cdot dE + K_i \cdot E$$

Par rapport au régulateur classique, le régulateur flou offre, grâce à l'utilisation des facteurs d'échelle, une manière différente de réglage avec notamment, l'introduction d'un réglage de sensibilité par rapport aux mesures à l'aide du choix de FE et FdE . Ce qui fixe également la "droite de régulation" puis le facteur FdU permet d'ajuster la pente générale de la surface de régulation.

De ce qui précède, on ne peut pas espérer de meilleures performances de la part du régulateur flou si l'on garde cette structure. L'extension à cinq ensembles flous à permis de les améliorer surtout en ce qui concerne le rejet de la perturbation (figures 3.4 et 3.5). Ceci au prix d'un dépassement légèrement plus important à des échelons de consigne (figure 3.3).

En fonction du moment d'inertie, on observe une grande variation des indices que nous avons définis. Il est cependant difficile de faire le choix du meilleur régulateur. Tout d'abord il faut noter que, pour une inertie très petite, les régulateurs IP et flou 3 conduisent à des indices de performance nettement moins intéressants que les autres si ce n'est qu'ils ne génèrent aucun dépassement.

Lorsque les moments d'inertie considérés sont importants, les temps de réponse à l'échelon de consigne tendent à se confondre car la valeur du courant I_{qs} reste en butée plus longtemps.

Pour ces mêmes moments d'inertie, lors de l'échelon de perturbation, on observe une grande variation sur le temps de réponse (figure 3.8). Il faut en effet une demi-période d'oscillation supplémentaire pour que la vitesse rejoigne la fourchette [598, 602] tr/mn.

Les figures 3.6 à 3.9 permettent de comparer l'utilisation des régulateurs neuronaux de type perceptron correspondant aux régulateurs flous (à trois et à cinq ensembles flous par variable) ainsi que le régulateur à fonction de base radiale.

⁹ Nous désignons par "flou 3" le régulateur flou à trois fonctions d'appartenance par variable.

Sur la figure 3.8 (Reg neuronal 3), on voit que le retard lié au creux du quadrant 1 du régulateur flou 3 a été éliminé puisque le régulateur neuronal correspondant a conduit à une surface de contrôle plus lisse (voir chapitre II).

Le régulateur neuronal 5, qui n'a pu assurer une recopie de tous les éléments de la surface floue associée, conduit à l'apparition d'oscillations plus importantes que son homologue flou. Il en résulte une augmentation notable du temps de rejet de la perturbation.

Pour une meilleure approximation de cette surface, il aurait fallu un régulateur neuronal de constitution plus complexe mais cela aurait entraîné un temps de calcul plus long ¹⁰ et par conséquent, la perte d'un avantage certain.

Le régulateur neuronal à fonction de base radiale (RBF), donne de très bons résultats surtout vis à vis de la perturbation de couple pour laquelle on n'observe pratiquement pas d'oscillations. De plus, le temps de réponse par rapport à cette perturbation reste pratiquement constant pour toute la gamme de variation du moment d'inertie. Ce régulateur est toutefois plus lent quand on considère la réponse à un échelon de consigne de vitesse.

De ce qui précède, nous retiendrons que le régulateur neuronal 3, ayant corrigé les lacunes du régulateur flou à trois ensembles, se révèle plus intéressant que le régulateur IP anti-saturation.

Le régulateur flou étendu à cinq ensembles flous a également permis d'obtenir des performances quasi similaires mais au prix d'une complexité plus élevée.

2.2. Coefficient de frottement sec (a_{30})

Nous simulons des variations de 0 à 20 Nm sur le coefficient de frottement sec a_{30} de la machine.

Il est intéressant de signaler que le fait d'avoir un coefficient a_{30} non nul, conduit à une réponse fortement non-linéaire lors du changement du sens de rotation. En effet, durant la phase de décroissance de la vitesse, le couple résistant aide au freinage puis, une fois le zéro dépassé, lors de l'accélération, il devient une charge qui diminue le couple net d'accélération, à $I_{qs\ ref}$ donné.

¹⁰ Temps de calcul nécessaire à son exécution sur DSP.

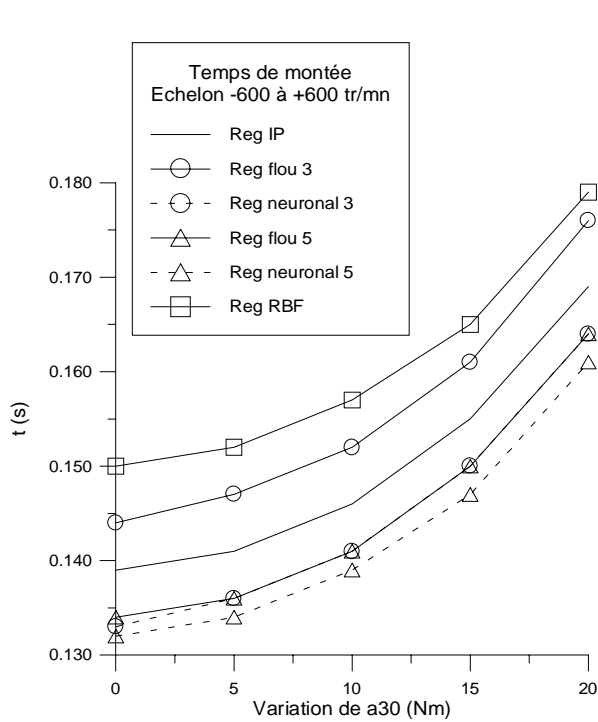


Figure 3.10 Temps de montée

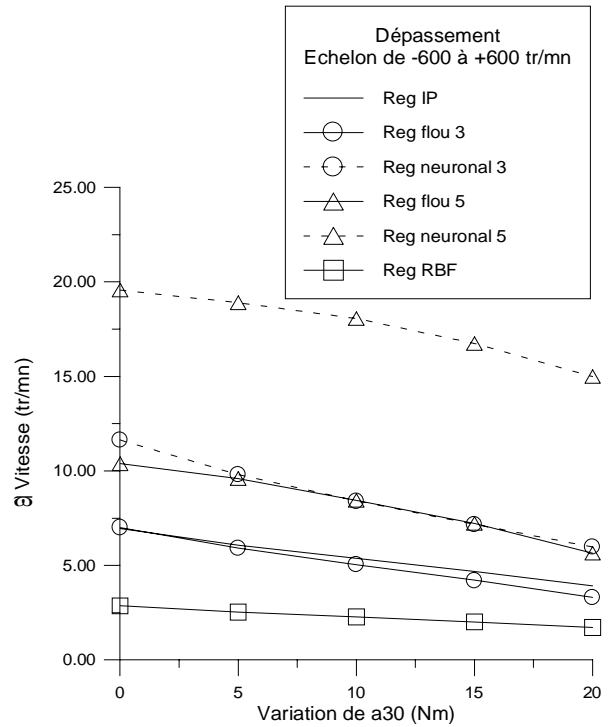


Figure 3.11 Dépassement

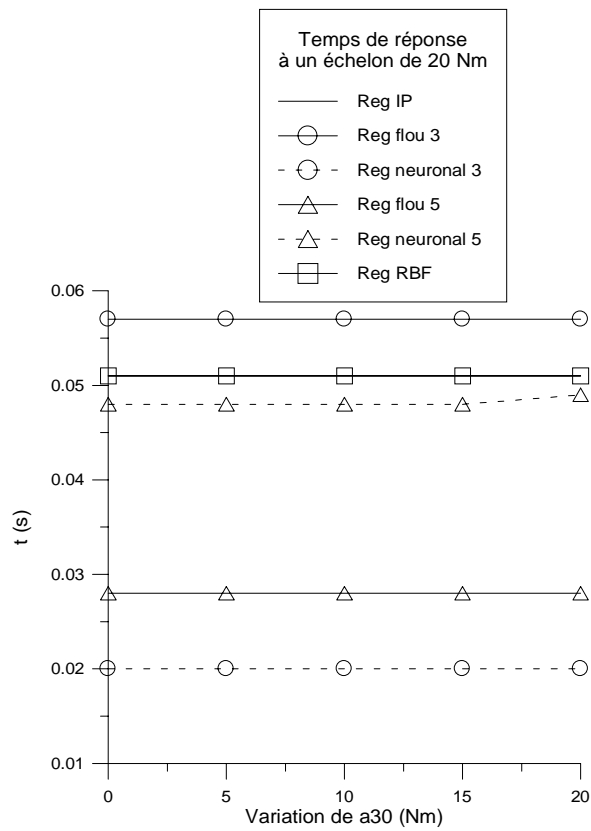


Figure 3.12 Temps de réponse à la perturbation

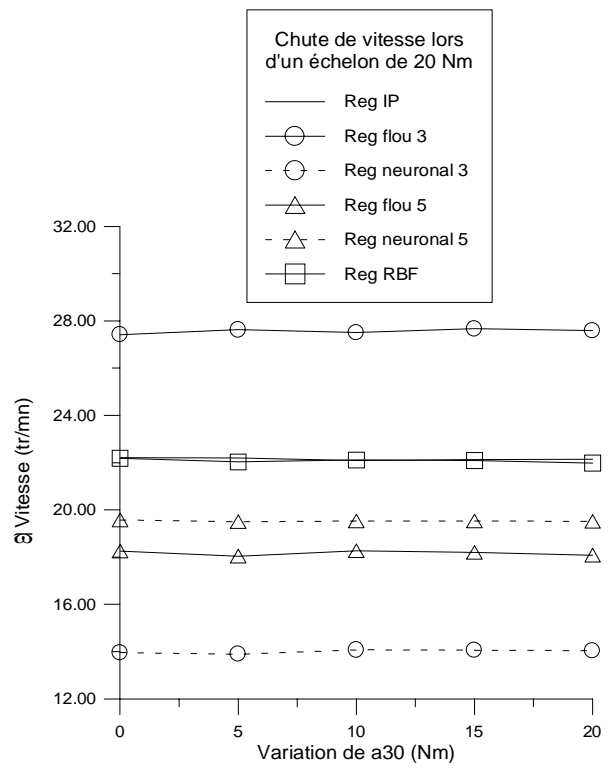


Figure 3.13 Chute de vitesse

Dans ce cas, on ne remarque aucune incidence par rapport de la perturbation en fonction du coefficient de frottement sec et les différents régulateurs gardent les mêmes écarts entre leurs indices respectifs.

Par rapport à un échelon de consigne, évidemment, au fur et à mesure que ce coefficient augmente, le temps de réponse s'accroît. Le dépassement, quant à lui, diminue. Le régulateur flou 5 et neuronal 3 restent ceux qui donnent le meilleur compromis.

3. Paramètres électriques

3.1. Résistance statorique (R_s)

Les mêmes simulations sont conduites avec la résistance statorique comme paramètre pour des variations de -80 % à +80 %.

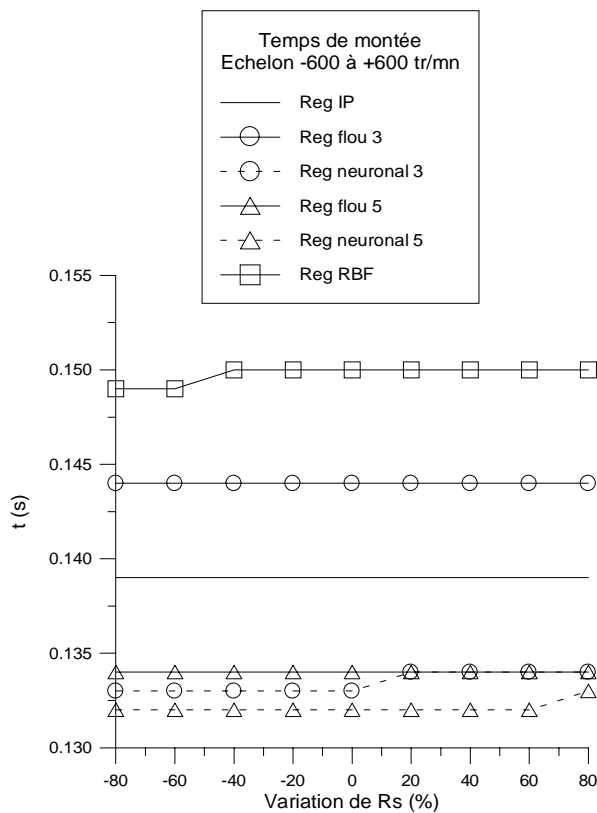


Figure 3.14 Temps de montée

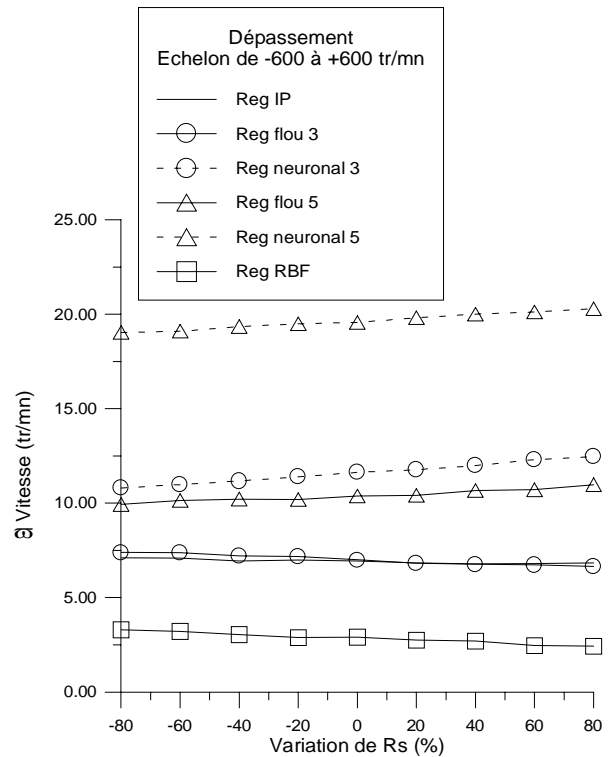


Figure 3.15 Dépassement

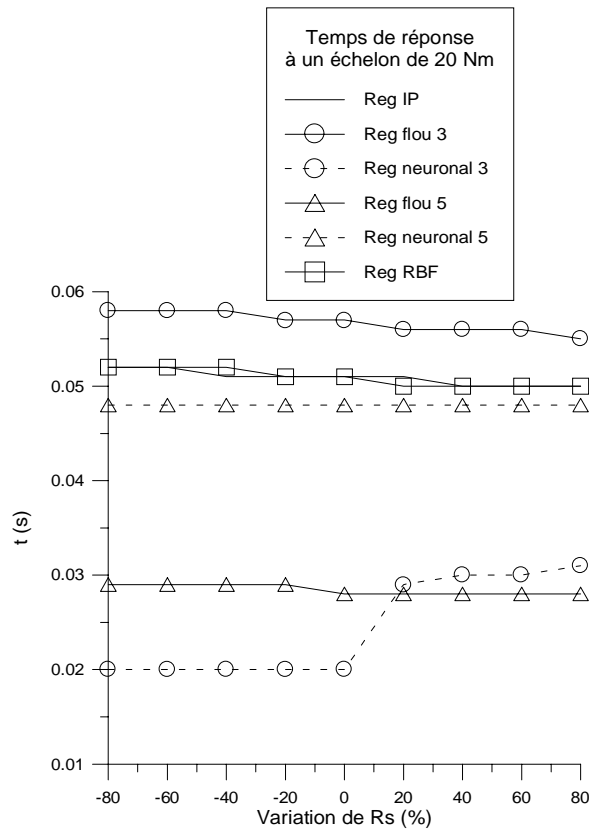


Figure 3.16 Temps de réponse à la perturbation

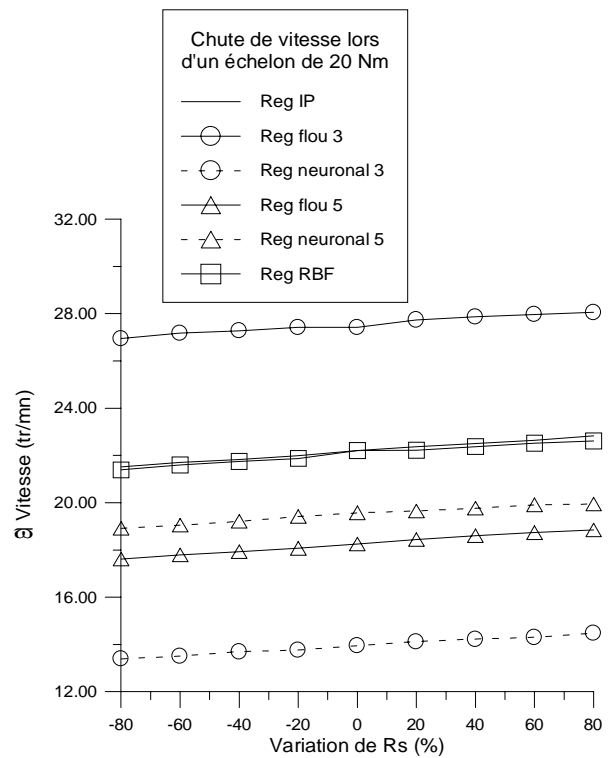


Figure 3.17 Chute de vitesse

A travers les figures 3.14 à 3.17, nous observons que la résistance statorique a très peu d'influence sur le temps de réponse en vitesse du système. Il en résulte un écart relativement constant entre les courbes sur toute la plage de variation simulée sur R_s . Notons que le pas de mesure en temps est de 1 ms pour toutes les simulations. Ce qui explique les sauts survenus sur les courbes de la figure 3.14. Remarquons également le faible écart sur les temps de réponse par rapport au changement de consigne et qu'on retrouve ici sous la forme d'un agrandissement de la figure 3.6 pour le moment d'inertie nominal.

En ce qui concerne l'échelon de couple, les réponses sont également similaires pour les différentes valeurs de la résistance statorique considérées avec toutefois l'apparition d'une demi-oscillation supplémentaire pour que la vitesse soit comprise dans la fourchette de tolérance en ce qui concerne le régulateur neuronal 3 (figure 3.16).

Au vu de ces résultats, les régulateurs neuronal 3 et flou 5 demeurent les meilleurs. Le régulateur neuronal 5 est trop rapide et provoque le plus de dépassement par rapport à la consigne. La variation de la résistance statorique a très peu d'incidence sur la réponse en vitesse de la machine.

Grâce à leurs régulateurs, les composantes directes et en quadrature du courant statorique décrit dans le repère tournant, continuent à suivre leurs valeurs de référence, même si la réponse n'est plus optimale. Cela conduit à un dépassement plus important de I_{qs} à des échelons de $I_{qs\ ref}$ quand la résistance est surestimée ($-x\%$ de R_s) et une réponse plus lente dans le cas contraire.

3.2. Coefficient de dispersion (σ)

Les figures suivantes présentent la réponse du système suite à des variations de -80 % à +80 % sur σ .

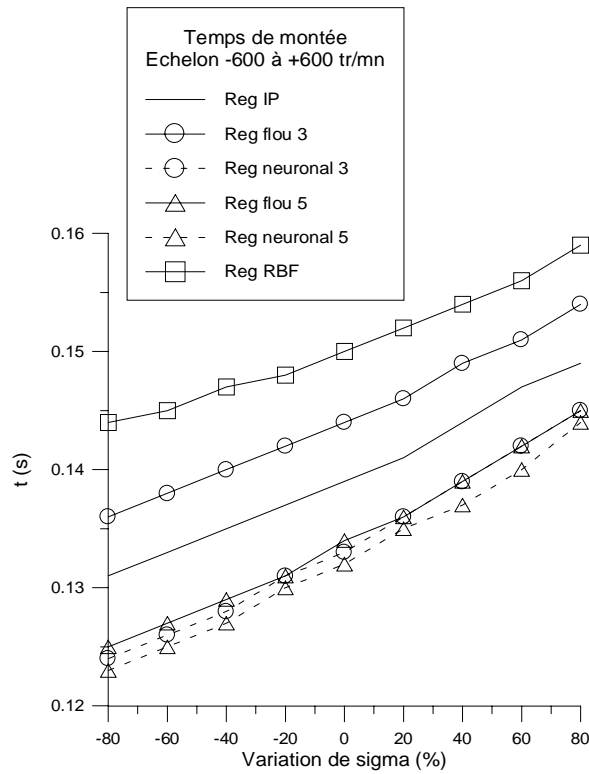


Figure 3.18 Temps de montée

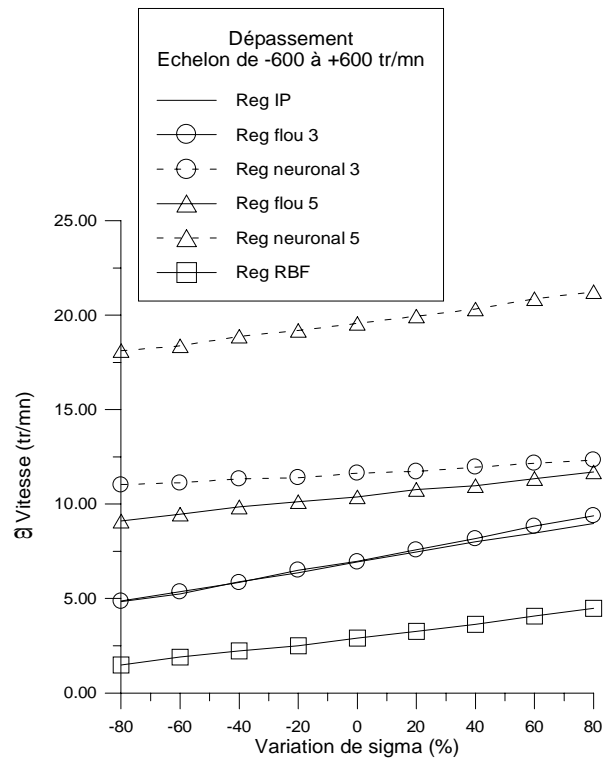


Figure 3.19 Dépassement

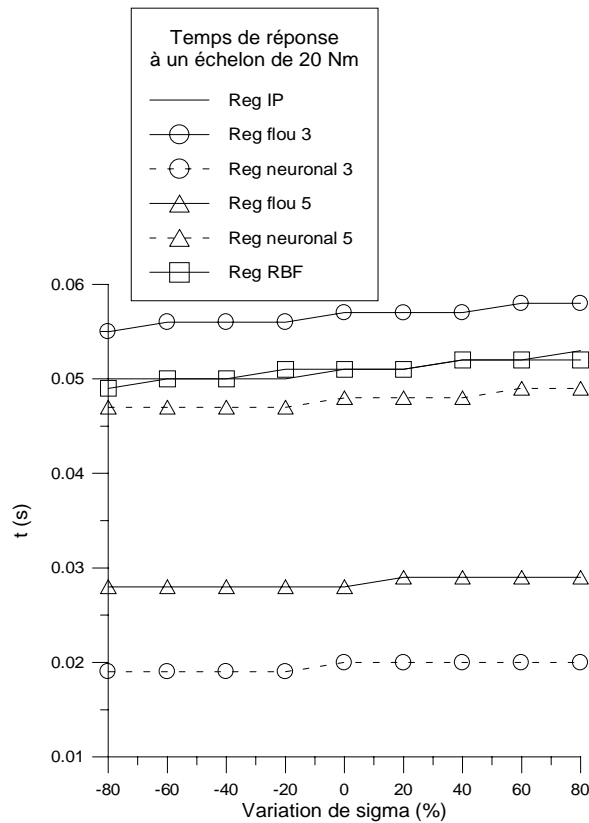


Figure 3.20 Temps de réponse à la perturbation

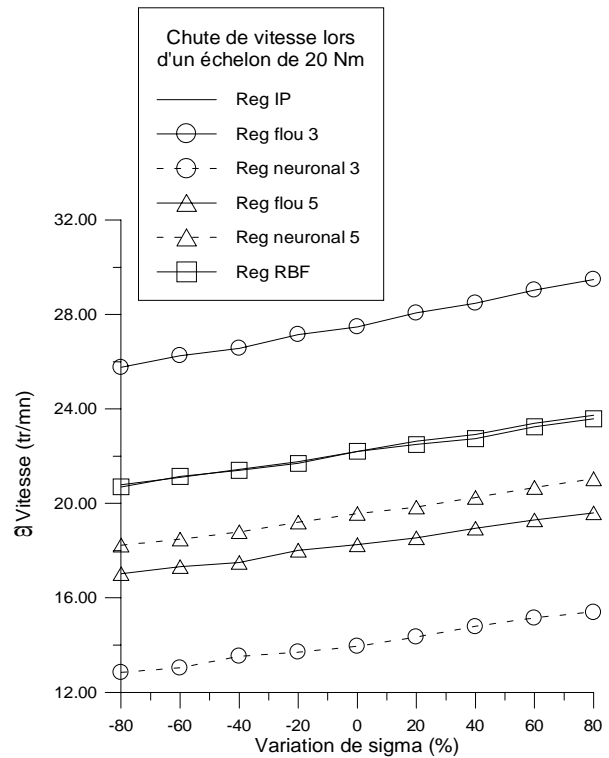


Figure 3.21 Chute de vitesse

Du point de vue de la réponse en vitesse, on ne remarque pas de grandes variations avec le changement de la valeur de σ (figures 3.18 à 3.21). Toutefois, sur le temps de montée (figure 3.18), plus les fuites augmentent, plus le temps de réponse s'allonge. Ceci est bien entendu la conséquence d'un couple moins fort à courant I_{qs} donné, puisque la montée en vitesse se fait pratiquement à $I_{qs}=I_{qs\ limitation}$. D'ailleurs sur les courbes en courant (non représentées ici), à couple de charge fixé, nous observons un appel en courant I_{qs} plus élevé quand le coefficient de dispersion de la machine augmente.

Tout comme lors des variations de R_s , la réponse en courant n'est plus optimale. De plus, les termes de découplage n'étant plus parfaits, il en résulte une perturbation sur I_{ds} lors des variations brutales de I_{qs} .

Un autre point très important concerne la valeur de σ lorsque la machine est alimentée par onduleur de tension. Il est souhaitable que σ ne soit pas trop faible, sous peine de voir des oscillations très importantes sur les courants et qui se reportent par la suite sur le couple électromagnétique de la machine. En effet, $\sigma\tau_s$ va limiter la vitesse de montée du courant lors des créneaux de MLI. Néanmoins, une valeur trop élevée, conduirait à un mauvais rendement de la machine.

3.3. Constante de temps statorique (τ_s)

Nous simulons des variations de -80 % à +80 % sur τ_s .

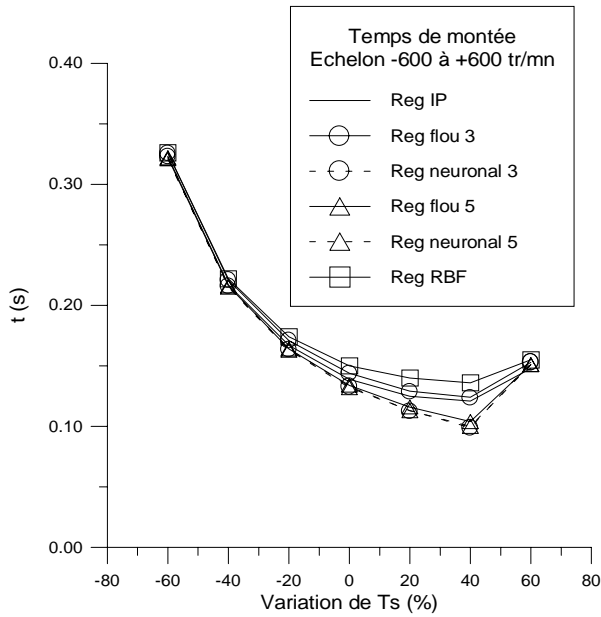


Figure 3.22 Temps de montée

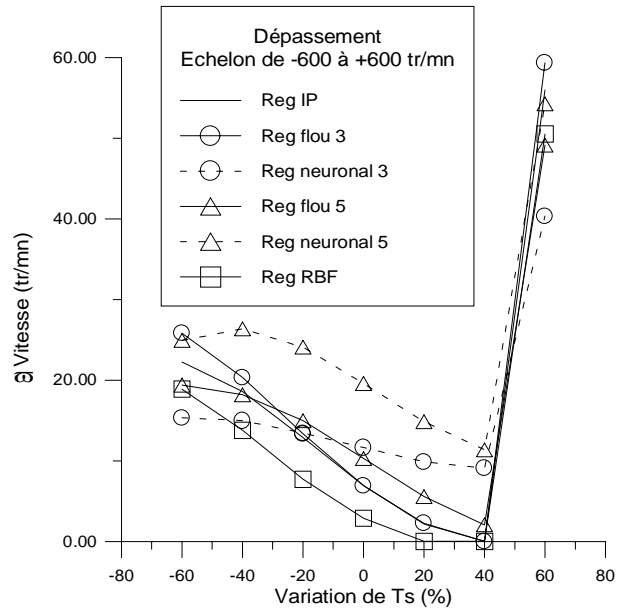


Figure 3.23 Dépassement

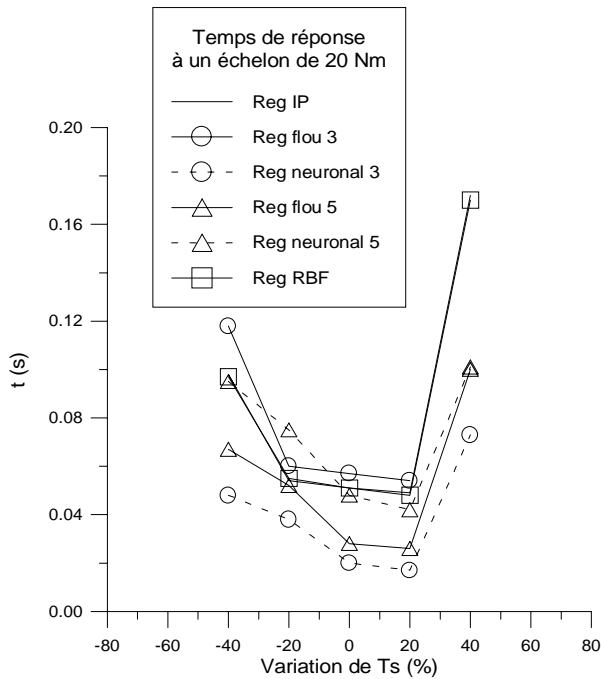


Figure 3.24 Temps de réponse à la perturbation

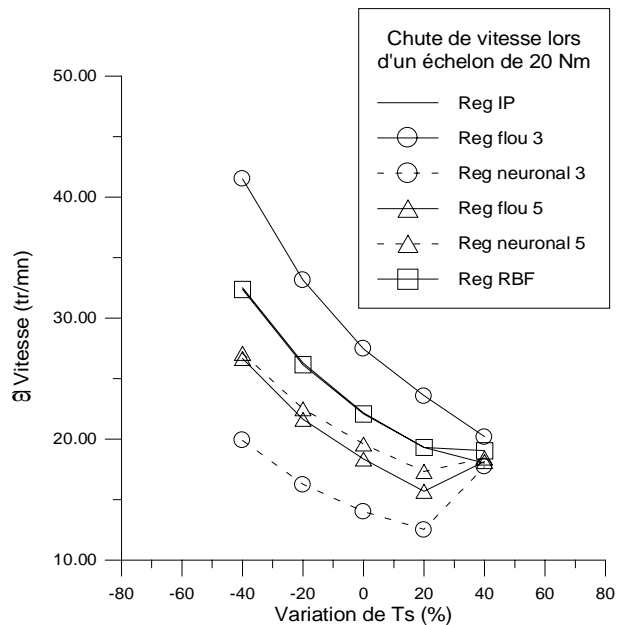


Figure 3.25 Chute de vitesse

La sensibilité est très grande par rapport à ce paramètre. Pour les variations modérées, comprises entre -20 % et +20% de la valeur de la constante de temps statorique, nous

observons un comportement similaire des régulateurs que précédemment avec une prédominance du régulateur neuronal 3 et celui du flou 5 suivant les critères établis.

Plus τ_s est petit, plus le courant requis pour un même couple résistant est important. Cependant la tension V_{qs} imposée par le régulateur est alors plus basse. A contrario, pour +20% de τ_s , le courant absorbé est moins élevé et la tension l'est plus. Ce phénomène provoque une entrée en limitation du régulateur de courant I_{qs} pour des valeurs plus élevées de τ_s . Jusqu'à une perte du contrôle vectoriel au delà de 40%.

Pour les valeurs inférieures, c'est le courant de référence qui sature et la vitesse n'est alors plus régulée, mais le contrôle vectoriel n'est pas perdu pour autant.

Par rapport à la perturbation, c'est la limitation de courant qui intervient ; la charge qui s'ajoute au couple de frottement demande un courant I_{qs} plus grand qui hélas ne peut être fourni pour des valeurs élevées de τ_s .

3.4. Constante de temps rotorique (τ_r)

Des variations de -80 % à +80 % de τ_r ont été simulées sur le modèle de la machine.

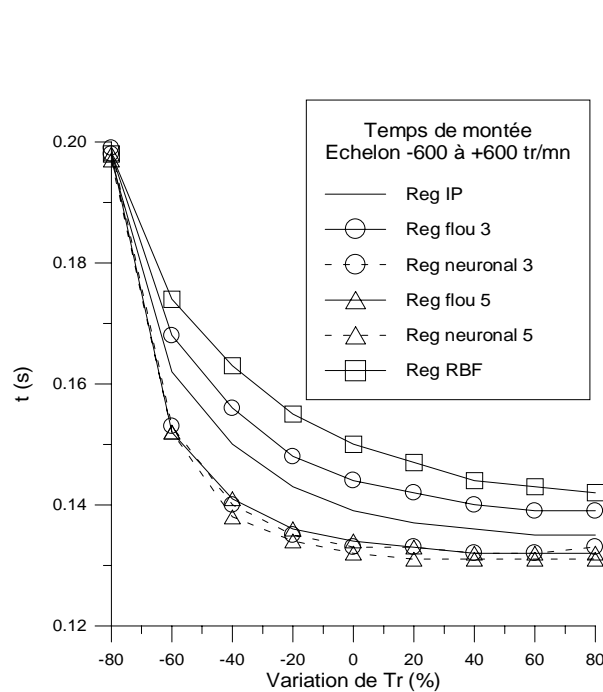


Figure 3.26 Temps de montée

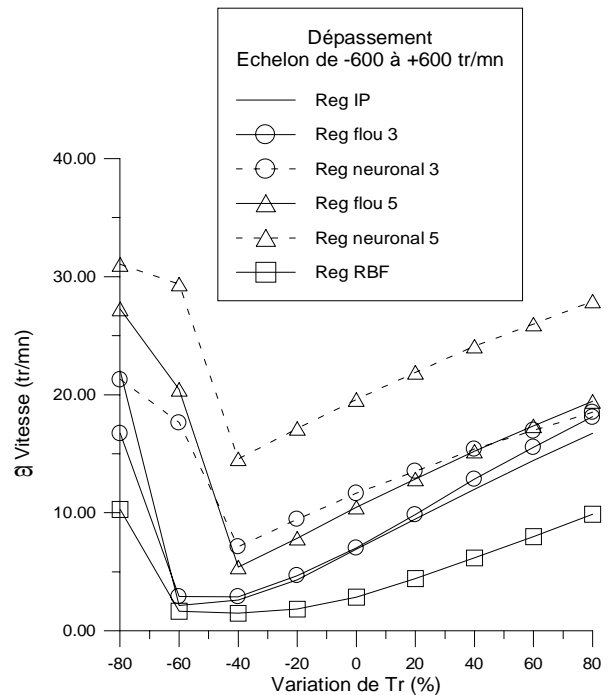


Figure 3.27 Dépassement

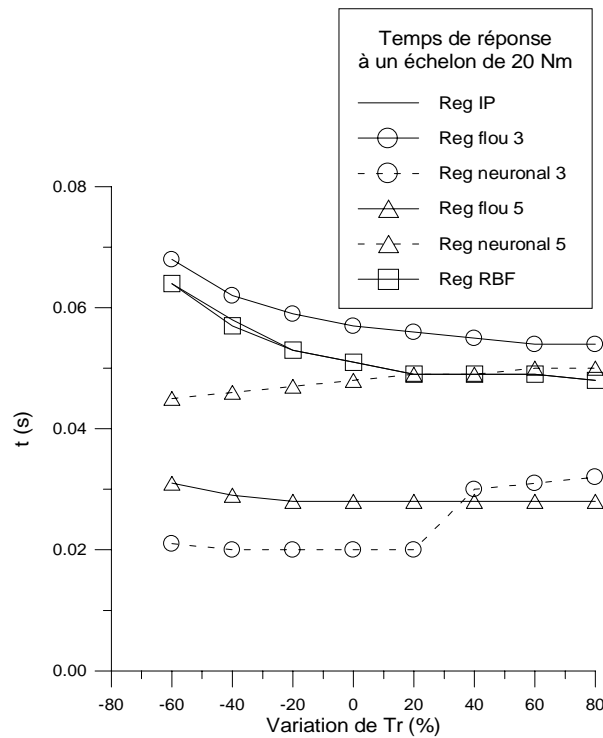


Figure 3.28 Temps de réponse à la perturbation

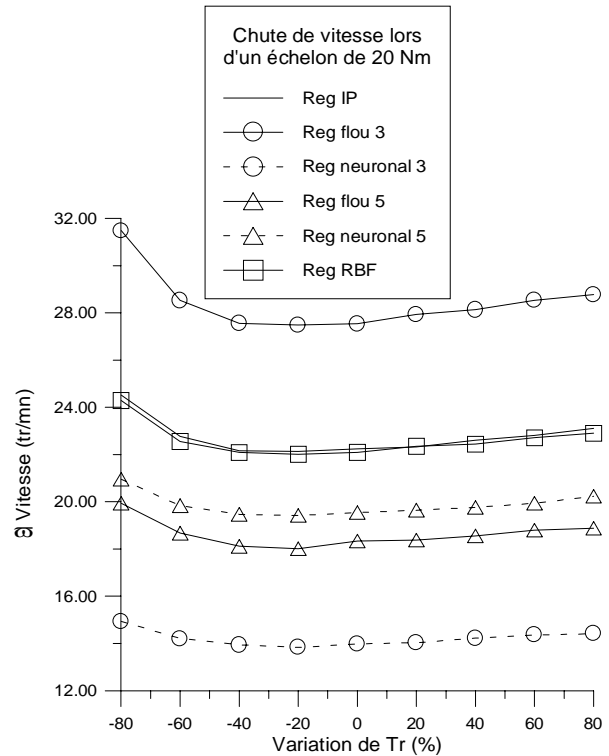


Figure 3.29 Chute de vitesse

Lors de ces essais, plus la constante de temps rotorique τ_r est petite, plus le courant I_{qs} demandé est grand. Cela s'explique par le fait que la constante de temps utilisée au niveau du contrôle (plus précisément dans l'expression du glissement) se retrouve surestimée :

$$\omega_r = \frac{1}{\tau_r} \frac{I_{qs}^*}{I_{ds}^*} \quad (3.1)$$

Le courant I_{qs} doit alors compenser cette erreur. Toutefois, le couplage entre les deux axes $d-q$ subsiste.

Contrairement au cas de la variation de τ_s , la tension $V_{qs\ ref}$ entre en limitation pour les valeurs faibles de τ_r . Ce qui a pour effet de faire perdre le contrôle vectoriel pour des valeurs extrêmes.

En ce qui concerne le régulateur neuronal 3, par rapport à la perturbation, sa réponse est trop brutale pour les trois derniers points, ce qui a engendré une demi-période en plus. Pour le régulateur neuronal 5, pour tous les points, une demi-période en plus est nécessaire.

4. Conclusion

Il apparaît, que les régulateurs étudiés conservent leur comportement face à des changements de paramètres.

Nous avons vérifié que le régulateur flou représentait bien son équivalent IP. Ce que l'on pouvait voir à travers les surfaces de contrôle s'est confirmé sur les réponses du système où la non-linéarité et la saturation du régulateur étaient fortement sollicitées.

Alors, où réside la différence ?

En définitive, c'est principalement la structure du régulateur qui va imposer la rapidité de réponse vis à vis de la consigne. Ces différentes structures se caractérisent par des surfaces de contrôle spécifiques.

Nous avons également montré qu'un contrôleur flou peut être construit à partir des caractéristiques d'un contrôleur IP classique.

En ce qui concerne les régulateurs neuronaux à perceptron, nous rappelons que leur surface de contrôle est fixée par les poids. Ces derniers sont issus du processus d'apprentissage dans le but de dupliquer le comportement d'un contrôleur flou. Par conséquent, ce régulateur est figé. Les régulateurs à fonction de base radiale, peuvent être directement modifiés en agissant sur les écarts types, les centres des Gaussiennes et sur les poids, là encore, l'approche est radicalement différente par rapport à l'approche de réglage que l'on trouve en régulation classique.

Les régulateurs flous et neuronaux n'ont pas apporté une différence tangible ni une meilleure robustesse ¹¹ par rapport au régulateur conventionnel IP anti-saturation.

Le régulateur flou n'a rien de magique, ce n'est qu'une sorte de régulateur à base de surface caractéristique, la seule différence, vient de la manière dont l'interpolation s'effectue [MIC 97].

Par rapport à un régulateur classique non-linéaire, ce n'est pas par le comportement résultant que se fait la distinction mais plutôt par la façon de réaliser ce comportement.

La question qui se pose alors est : existe-t-il des applications où un régulateur, à base de surface de contrôle, doit être conçu suivant des règles floues plutôt que par des méthodes classiques ?

L'approche floue devrait être utilisée si on ne dispose pas de modèle analytique du système ou qu'il est très compliqué pour permettre le calcul d'un régulateur par les méthodes classiques ou encore que les critères de régulation ne soient pas définis précisément (utilisation de termes linguistiques) [MAM 76].

¹¹ La définition de robustesse est un sujet de discorde. Nous entendons par robustesse du régulateur la définition suivante : Un régulateur est dit robuste si le système en boucle fermée, pour lequel il a été conçu, est stable, non seulement pour ce système mais aussi pour un système légèrement différent du système nominal.