

## Freinage régénératif :

Afin d'améliorer l'utilisation d'énergie pour notre kart électrique en un moteur sans balais aussi appelé brushless (BLDCM), nous avons essayé d'élaborer le modèle de courant de freinage généré par le freinage régénératif et la méthode de contrôle les plus optimales. Sur la base du circuit équivalent du BLDCM lorsque l'on est en phase de freinage réénergétique, le modèle mathématique du courant de freinage est établi en utilisant un observateur d'état étendu (ESO) pour observer le courant de freinage réel et les perturbations inconnues du système de freinage régénératif, Le contrôle actif du rejet des perturbations hérite de la dérivée proportionnelle-intégrale-dérivée. Il embrasse la puissance de la rétroaction non linéaire et l'utilise pleinement (ADRC) pour le contrôle du courant de freinage est développé.

En supposant des enroulements connectés en étoile, pas de ligne neutre, en ignorant l'effet de couple de crémaillère, des enroulements de distribution homogène, la saturation du circuit magnétique, et la perte par courants de Foucault, et l'absence d'enroulement amortisseur sur le rotor et l'effet amortisseur de l'aimant, l'équation de tension des enroulements du stator est exprimée comme :

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = G \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + pN \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}, \quad (1)$$

où  $p$  est l'opérateur différentiel,  $u_a$ ,  $u_b$ , et  $u_c$  sont les tensions de phase des enroulements de stators triphasés, respectivement,  $i_a$ ,  $i_b$ , et  $i_c$  sont les courants de phase des enroulements de stator triphasés, respectivement, et  $e_a$ ,  $e_b$  et  $e_c$  sont les enroulements de stator triphasés de contre-empire, respectivement. Les paramètres  $R$  et  $N$  désignent respectivement

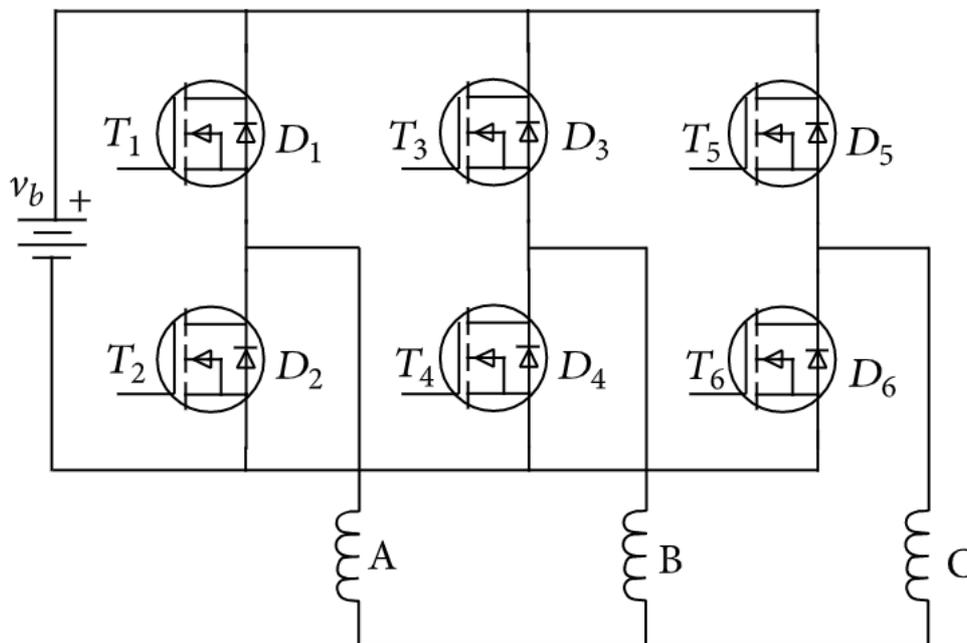
$$G = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix}, \quad (2)$$

$$N = \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix},$$

Où  $R$  est la résistance des enroulements du stator,  $L$  est l'auto-inductance des enroulements du stator, et  $M$  est l'inductance mutuelle des enroulements du stator.

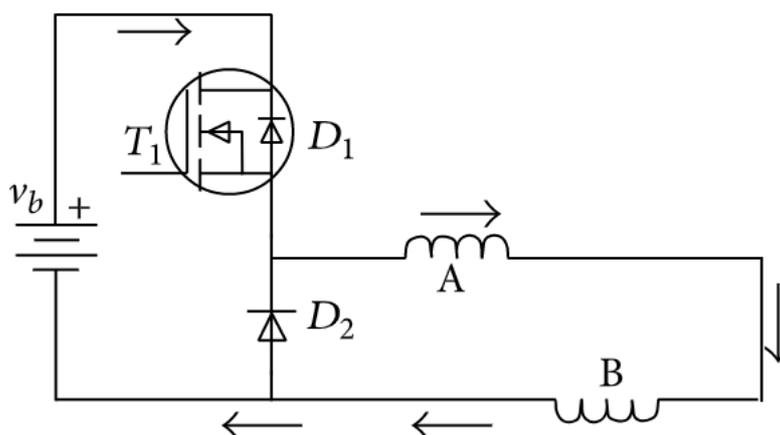
# Modélisation du freinage régénératif :

Analyse du processus de freinage régénératif :



Structure topologique du circuit de commande triphasé pour un moteur à courant continu sans balais « brushless »

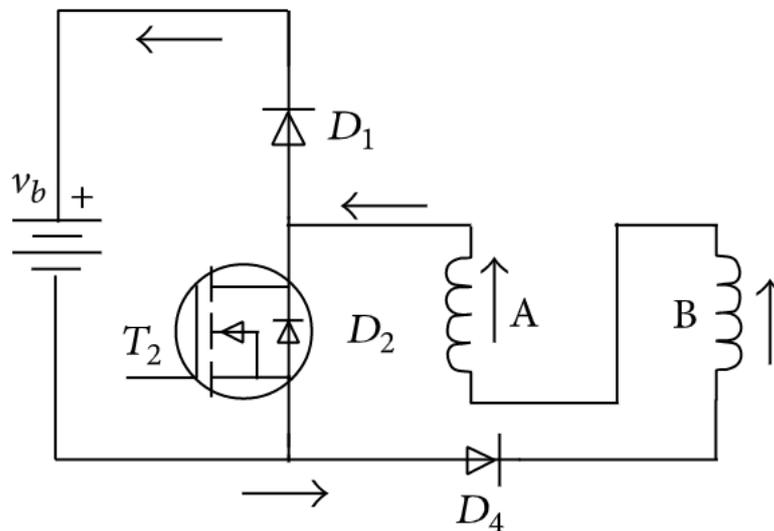
Avec les phases *A* et *B*, par exemple, lorsque le kart est en marche (accélération, marche avant), l'interrupteur  $T_1$  est en position PWM et les autres sont éteints. Le système d'alimentation est en mode "buck running", on peut donc simplifier la situation en ce circuit :



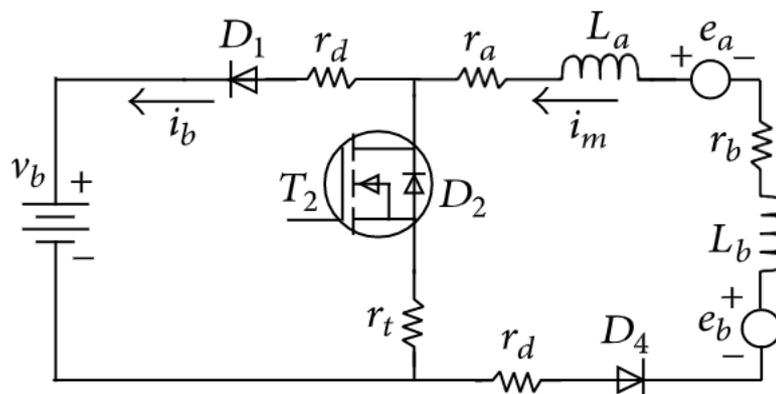
Lorsque le kart est en freinage, et en l'occurrence, phase de freinage régénératif, le circuit d'alimentation est le même en mode de puissance d'entraînement. Le courant circule dans les enroulements du stator du moteur en sens inverse. En fonction des signaux de position du rotor, le système de commande module les interrupteurs de faible puissance de l'onduleur et charge la batterie selon le principe du hacheur de suralimentation par auto-induction des

enroulements. L'énergie cinétique du kart est convertie en énergie électrique pour alimenter les batteries.

Avec les phases  $a$  et  $b$ , par exemple, le commutateur de puissance  $T_2$  fonctionne en mode PWM dans le processus de freinage générateur et les autres sont arrêtés. La batterie est alors chargée par la remontée de la force contre-électromotrice du BLDCM. Cela pourrait-être représenté comme suit :



Le circuit équivalent au freinage régénératif est illustré par la prochaine figure.  $r_t$  est la résistance série équivalente du commutateur de puissance,  $r_d$  est la résistance série équivalente de la diode,  $L_a$ ,  $r_a$ , et  $e_a$  sont respectivement l'inductance, la résistance et la contre-fréquence de la phase A.  $L_b$ ,  $r_b$ , et  $e_b$  sont respectivement l'inductance, la résistance et la contre-fréquence de la phase B,  $i_b$  est le courant de freinage et  $i_m$  est le courant au niveau de l'enroulement du stator.



Selon l'équation de tension, les trois enroulements du stator peuvent être considérés comme identiques ;

On a :

$$L_a = L_b = L_m, e_a = e_b = e_m, \text{ et } r_a = r_b = r_m$$

Pendant la mise sous tension de  $T_2$  ( $0 < t < d \cdot T$ ), l'équation du bilan de tension du circuit principal est exprimée comme suit :

$$2L_m \frac{di_m}{dt} = 2e_m - i_m \cdot (2r_m + r_d + r_t). \quad (3)$$

Pendant la mise hors tension  $T_2$  ( $d * T < t < T$ ), l'équation du bilan de tension du circuit principal est exprimée comme suit

$$2L_m \frac{di_m}{dt} = 2e_m - v_b - i_m \cdot (2r_m + 2r_d + r_{bat}), \quad (4)$$

Où  $d$  est le rapport cyclique du signal PWM,  $T$  est la période du signal PWM, et  $r_{bat}$  est la résistance interne de la batterie.

En calculant la moyenne des temps d'activation et de désactivation de PWM de  $T_2$ , l'équation du bilan de tension est exprimée comme suit :

$$2L_m \frac{di_m}{dt} = m i_m + 2e_m - (1 - d) v_b, \quad (5)$$

Où :

$$m = (d - 2)r_d - dr_t + (d - 1)r_{bat} - 2r_m$$

Le couple électromagnétique peut être exprimé comme suit. :

$$J \frac{d\omega}{dt} = -K_t \cdot i_m - T_L, \quad (6)$$

Où  $K_t$  est le coefficient de couple,  $T_L$  est le couple de charge,  $J$  est le coefficient d'inertie combiné de la machine et de la charge,  $\omega$  est la vitesse angulaire du rotor.

Modélisation du courant de charge :

Vu que notre kart utilise des batteries en guise d'alimentation, la protection de celles-ci est essentielle. Pour protéger les batteries contre les dommages causés par un courant de charge important, le courant de charge doit être contrôlé. Ainsi, (5) peut être réécrit comme :

$$\dot{i}_m = S i_m + Q, \quad (7)$$

Où :

$$S = ((d - 2)r_d - dr_t + (d - 1)r_{bat} - 2r_m)/2L_m$$

Et :

$$Q = [2e_m - (1 - d)v_b]/2L_m$$

$S$  est décomposé en deux parties et s'exprime comme :

$$S = \frac{(d - 2)r_d - dr_t + (d - 1)r_{bat}}{2L_m} - \frac{r_m}{L_m} = S_1 - S_2. \quad (8)$$

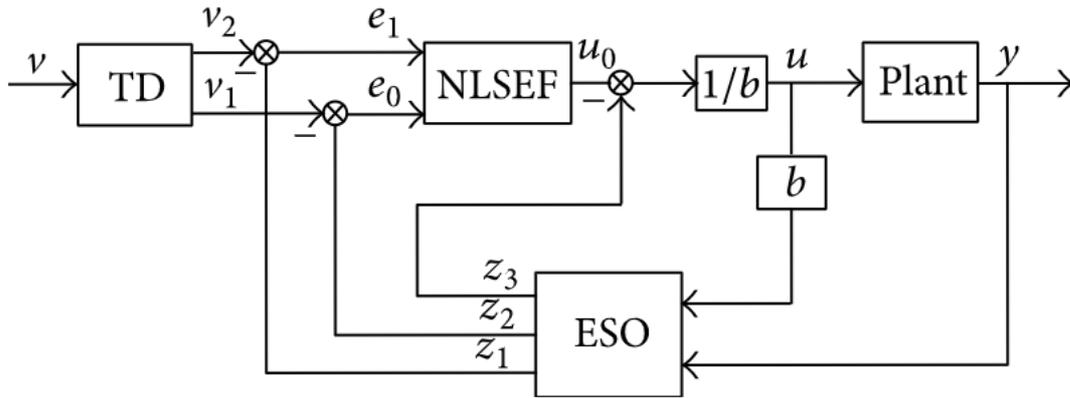
En remplaçant (8) par (7), le courant de charge  $i_m$  est exprimé comme :

$$\dot{i}_m = -S_2 i_m + S_1 i_m + Q. \quad (9)$$

Conception d'un contrôleur de freinage régénératif ADRC

#### 4.1. ADRC

L'ADRC typique se compose d'un différentiateur de suivi non linéaire (TD), d'un observateur d'état étendu (ESO) et d'une loi de contrôle de retour d'erreur non linéaire (NLSEF). En utilisant l'état étendu pour observer les perturbations, le système incertain non linéaire peut être une linéarisation approximative. L'ADRC de second ordre est présenté dans la figure Simulink suivante :



$v$  est le signal d'entrée,  $v_1$  est le signal d'entrée de suivi,  $v_2$  est la différentielle de  $v_1$ ,  $u$  est le signal de contrôle,  $y$  est la sortie du système,  $z_1$ ,  $z_2$ , et  $z_3$  sont des variables d'état,  $e_0$  et  $e_1$  sont des erreurs d'état,  $u_0$  est le signal de contrôle non compensé et  $b$  est constant.

Dans un système d'ordre  $n$ , le TD est utilisé pour exporter la commande et la dérivée de suivi des processus transitoires. Si le moteur (ici considéré comme « Plant ») est un système à ordre unique, le TD devient un filtre. Les perturbations observées par l'ESO sont entrées dans une fonction d'erreur d'état non linéaire et le signal de commande est obtenu.

L'ESO du système de deuxième ordre peut être exprimé comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_1 - e_0, \\ \dot{z}_2 &= z_3 - \beta_{01} \cdot \text{fal}(\varepsilon_1, \alpha_1, \delta_1) + b \cdot u, \\ \dot{z}_3 &= \beta_{02} \cdot \text{fal}(\varepsilon_2, \alpha_2, \delta_2), \end{aligned} \quad (10)$$

Avec :

$$\beta_{01}, \beta_{02}, \alpha_1, \alpha_2, \varepsilon_1, \varepsilon_2, \delta_1, \delta_2$$

Des paramètres ajustables.

La fonction non linéaire *fal* peut-être exprimée comme suit :

$$\text{fal}(\varepsilon, \alpha, \delta) = \begin{cases} |\varepsilon|^\alpha \text{sign}(\varepsilon), & |\varepsilon| > \delta \\ \frac{\varepsilon}{\delta^{1-\alpha}}, & |\varepsilon| \leq \delta. \end{cases} \quad (11)$$

#### 4.2. Regenerative Braking ADRC Controller

Dans le modèle de courant de freinage, la contre-empreinte et la résistance interne, etc. sont difficiles à détecter. Selon la fonction de l'ESO,  $(S i_m + Q)$  en (9) est considérée comme une perturbation ; l'ESO de deuxième ordre du courant de freinage peut être obtenu comme suit :

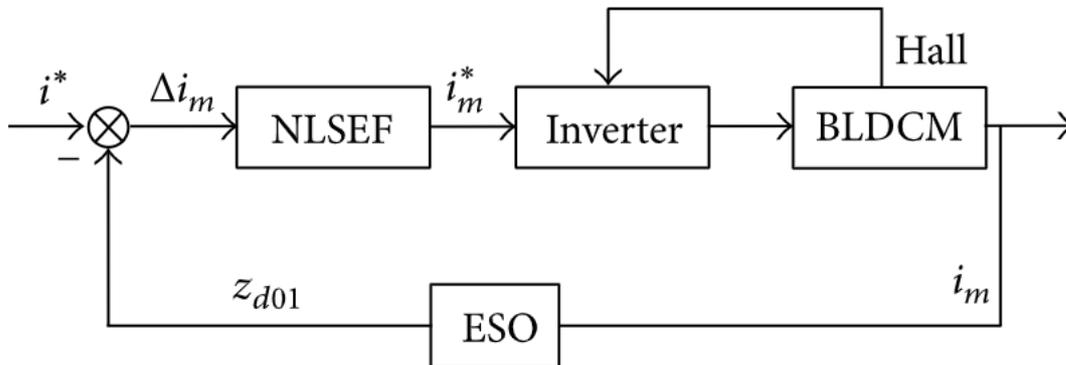
$$\begin{aligned} e_d &= z_{d01} - i_m, \\ \dot{z}_{d01} &= -A_2 i_m + z_{d02} - \beta_{d01} \text{fal}(e_d, \alpha_{d01}, \delta_d), \\ \dot{z}_{d02} &= -\beta_{d02} \text{fal}(e_d, \alpha_{d02}, \delta_d), \end{aligned} \quad (12)$$

Où  $z_{d01}$  est utilisé pour estimer le courant de freinage,  $z_{d02}$  est une variable d'état étendue, et  $e_d$  est égal à la différence entre l'estimateur et le courant de sortie.

Dans le processus de charge du freinage régénératif, le courant de freinage  $i_m$  est de premier ordre. Le NLSEF est établi comme :

$$\begin{aligned} \Delta i_m &= z_{d01} - i^*, \\ i_m^* &= k_d \text{fal}(\Delta i_m, \alpha_m, \delta_m). \end{aligned} \quad (13)$$

Le modèle de commande de freinage régénératif du BLDCM est illustré comme suit :



Résultats et analyse :

Un modèle de simulation du freinage régénératif en utilisant un moteur « brushless » (BLDCM) illustré par la figure précédente est mis en œuvre à l'aide de Matlab/Simulink pour vérifier le modèle de courant de freinage et la méthode de contrôle ADRC proposée, ainsi que par comparaison avec le contrôleur PID standard.

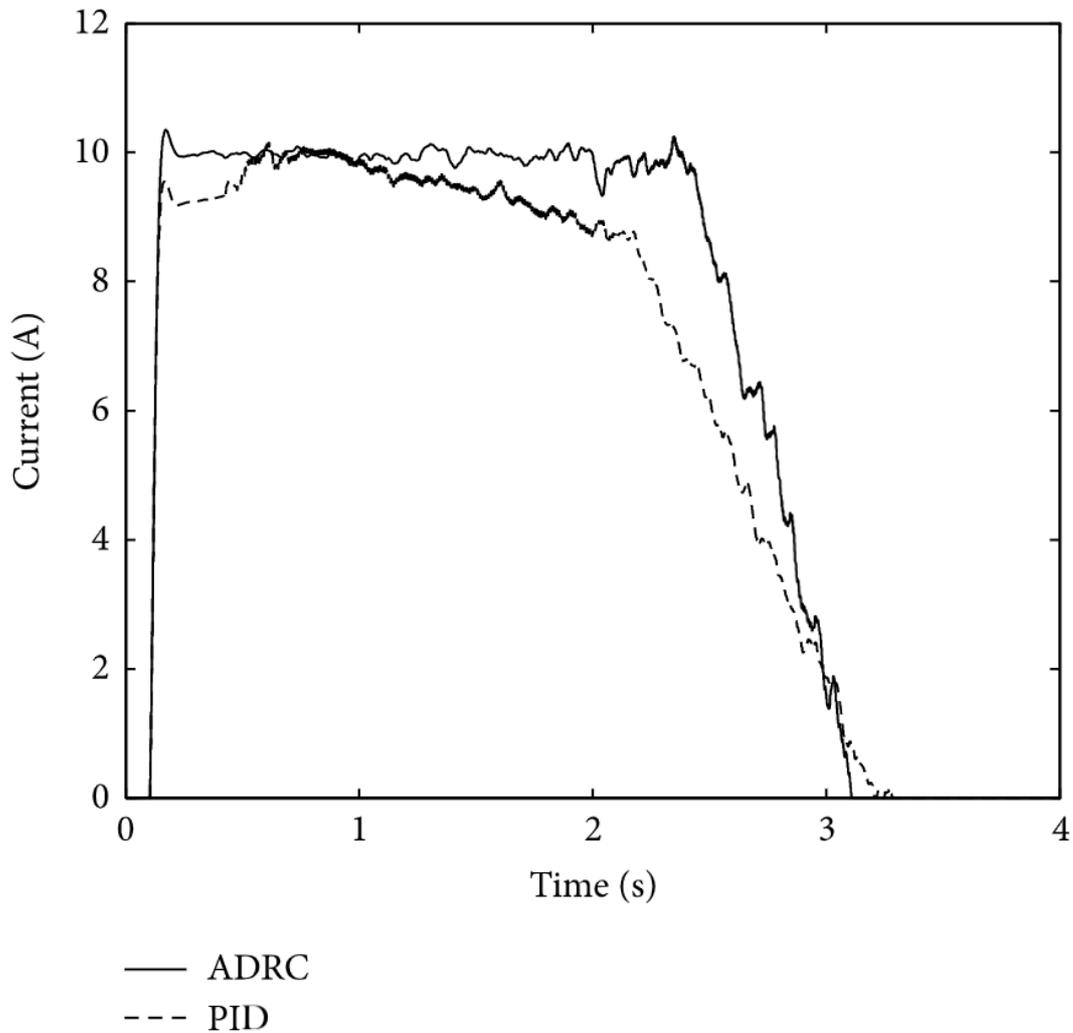
La vitesse initiale et la tension de la batterie dans le freinage régénératif sont les principaux facteurs d'influence. Dans différentes conditions de vitesse initiale et de tension de batterie, les simulations de freinage régénératif ont été réalisées en utilisant respectivement le

contrôleur ADRC et le contrôleur PID. La valeur d'instruction du courant de freinage est de 10 A en freinage régénératif.

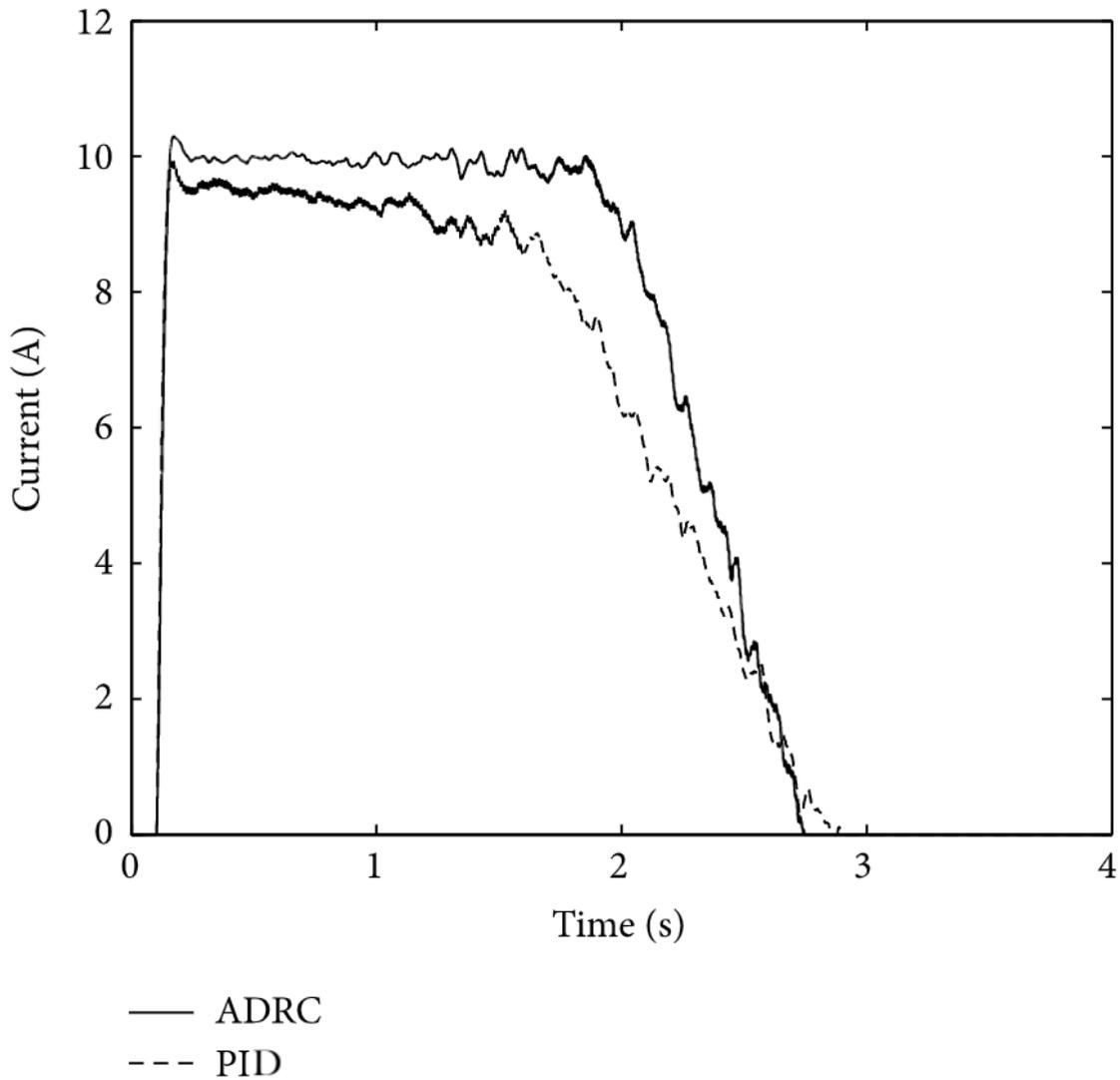
Nous avons les paramètres :

$$\beta_{d01} = 3000, \quad \beta_{d02} = 10000, \quad \alpha_{d01} = \alpha_m = 0.25, \quad \alpha_{d02} = 0.5, \quad \delta_d = \delta_m = 0.1, \\ k_d = 1.6$$

Les figures suivantes montrent la réponse du courant de freinage (i.e. de charge des batteries) dans la simulation :



Cette figure à été réalisée avec une vitesse angulaire initiale de 200rad/s et un voltage de 48V, soit une vitesse d'approximativement 40km/h pour notre kart.



Cette figure à été réalisée avec une vitesse angulaire initiale de 150rad/s et un voltage de 44V (Batteries moins chargées), soit une vitesse d'approximativement 30km/h pour notre kart.

On constate donc que l'amplitude du courant de freinage réel est inférieure à celle de la référence en utilisant le contrôleur PID. En utilisant le contrôleur ADRC, la réponse du courant de freinage et l'erreur en régime permanent sont améliorées. Même si la vitesse initiale et le voltage changent, le contrôleur ADRC maintient toujours un meilleur effet de contrôle.

Cela peut notamment être expliqué par la faculté qu'à l'ADRC à réagir aux changements non linéaires (inconnues), ce qui lui confère un avantage au PID, une configuration plus orientée vers des situations où les erreurs ont un caractère proche de la linéarité.