

# Logique floue application : Chargeur rapide de batteries

A. Sivert , F. Betin Member IEEE

Laboratoire des Technologies innovantes (L.T.I)

Institut Universitaire de Technologie de l'Aisne, I.U.T, 13 av. F.Mitterrand, 02880 Cuffies, France

Tel : (33).03.23.76.40.24 Fax : (33).03.23.76.40.25 e-mail : [arnaud.sivert@iut.u-picardie.fr](mailto:arnaud.sivert@iut.u-picardie.fr)

Résumé- Dans ce papier, la logique floue est utilisée pour réguler la charge d'une batterie d'accumulateur électrique 12V. Cette méthode est comparée avec un régulateur classique proportionnel, intégral. La logique floue a été choisie pour sa faible demande de calcul, pour sa robustesse vis-à-vis des paramètres extrêmement variables des batteries, mais aussi pour l'écart des mesures du à la discrétisation. En effet, le chargeur utilise un micro contrôleur bon marché et fonctionne correctement avec des batteries dont les paramètres varient énormément. Ce régulateur flou a été testé avec succès pour un chargeur 12V - 100A.

Mot clefs : chargeur de batterie, logique floue, robustesse, PIC 18F6520.

## 1 Introduction

A l'heure où les véhicules hybrides et électriques se développent, il faut pouvoir charger les batteries très rapidement mais correctement pour garantir leur durée de vie. Par conséquent, il faut que la régulation des grandeurs électriques soient indépendantes des paramètres des batteries. On se propose dans cet article d'utiliser la logique floue pour sa stabilité vis-à-vis des perturbations ainsi que pour sa simplicité de programmation. En effet, les chargeurs de batteries doivent pouvoir charger toutes gammes de batteries et utilisent des microcontrôleurs bon marché. Ce microcontrôleur doit aussi diagnostiquer l'état de la batterie, réguler la charge, arrêter la charge, afficher les paramètres de la charge, désulfater les batteries et protéger les batteries contre des échauffements. On peut voir sur la figure suivante, les différentes étapes de la charge d'une batterie :

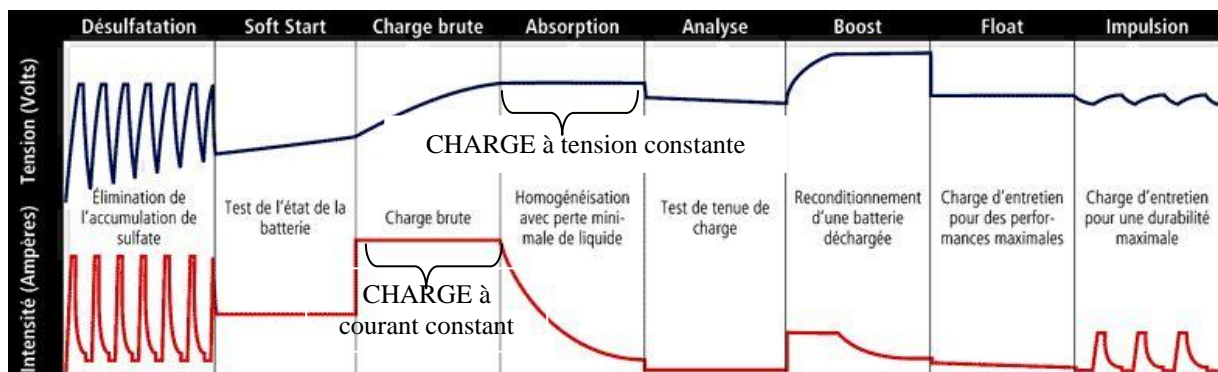


Figure 0. Les étapes du fonctionnement du chargeur [9] Manuel CTEK.

## 2 Configuration matérielle

A partir de la tension secteur, un hacheur push pull avec un correcteur de facteur de puissance fournit une tension 24V, 300A. A partir de cette tension, un hacheur abaisseur fournit la charge à chaque batterie. Charger individuellement chaque batterie permet de contrôler toutes les tensions de seuil par batterie. En comparaison avec une charge en série de batterie, la tension de seuil peut être dépassée car il y a des dissymétries entre les batteries. Par contre, cela multiplie le nombre de hacheur. Nous utilisons ici un accumulateur composé de 4 batteries en série, de technologie au plomb spiralé de marque OPTIMA. Les batteries peuvent fournir de grands courants de décharge (900 typique) et recevoir des charges très rapides (300A). Les 4 hacheurs abaisseurs de 100A sont commandés par une Pulse Width Modulation (PWM) 8bits à 40kHz. Le microcontrôleur pour la régulation est un PIC16F6520 (bas de gamme). La mesure de courant se fait avec des capteurs à effet Hall de chez LEM.

### 3 Modèle de la batterie

Les paramètres du modèle d'un convertisseur électro chimique varient en fonction de sa constitution : volume, surface des électrodes, types d'électrodes, état de charges, nombre de cycles, température, vieillissement... Le modèle le plus simple, est une force électromotrice (FEM) notée  $E_B$  en série avec une résistance notée  $R_B$  [8]. Mais, le modèle d'une batterie est bien plus complexe avec notamment une capacité de valeur importante à ces bornes. Le chargeur doit fonctionner avec de nombreux types de batteries de capacité énergétique et de technologie différentes (Ni-MH, Li-Po), donc il est inutile de prendre un modèle compliqué. On se limitera à une FEM  $E_B$  en série avec une résistance  $R_B$ .

Les batteries de type Pb, Ni-MH et Li-Po sont chargées d'abord à courant constant puis à tension constante et enfin soit en tension de maintien soit déconnectée. En effet, il ne faut pas que la tension des batteries dépasse une tension de seuil critique. Il faut donc une régulation précise de la tension sous peine de destruction de la batterie. Le courant de charge peut être modifié en fonction de la capacité énergétique de courant. Dans un premier temps, nous allons étudier, la régulation du courant, puis la régulation de la tension de seuil.

### 4 Régulation du courant et de la tension d'une batterie

#### 4.1 Modélisation de la batterie et hacheur abaisseur

En premier lieu, il convient de modéliser la batterie et le hacheur abaisseur. La tension moyenne aux bornes d'une batterie correspond à l'équation suivante :

$$U_{B\text{ moy}} = \alpha \cdot U_{\text{ali}} - R_L \cdot I_B \quad \text{equ. (1)} \quad \text{avec}$$

$$U_{\text{Ali}} = 24\text{V} \quad \text{et} \quad \alpha \text{ rapport cyclique } [0,1],$$

La résistance  $R_L$  de l'inductance de filtrage  $L$  du hacheur ne sera pas négligée vu le courant de charge. L'équation du courant de la batterie correspond à l'équation suivante :

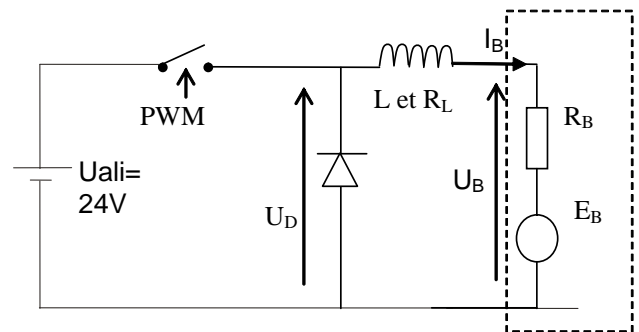


Fig 1 : switch power supply of charger battery

$$I_B(P) = \frac{U_{B\text{ moy}} - E_B}{R + L \cdot P} \quad \text{equ. (2)} \quad \text{avec } (P : \text{variable de Laplace}) \quad \text{et} \quad R = R_B + R_L$$

La constante de temps  $L/R$  est très supérieure à la période de hachage ce qui permet d'avoir un régime de courant continu. Par contre, elle est très inférieure aux temps d'échantillonnage du régulateur qui a été choisi arbitrairement à 20 ms. Par conséquent, le courant batterie aura atteint son régime établi à chaque période d'échantillonnage donc, l'inductance pourra être négligée. Le modèle de la régulation de courant et de tension peut être représenté sur le schéma suivant :

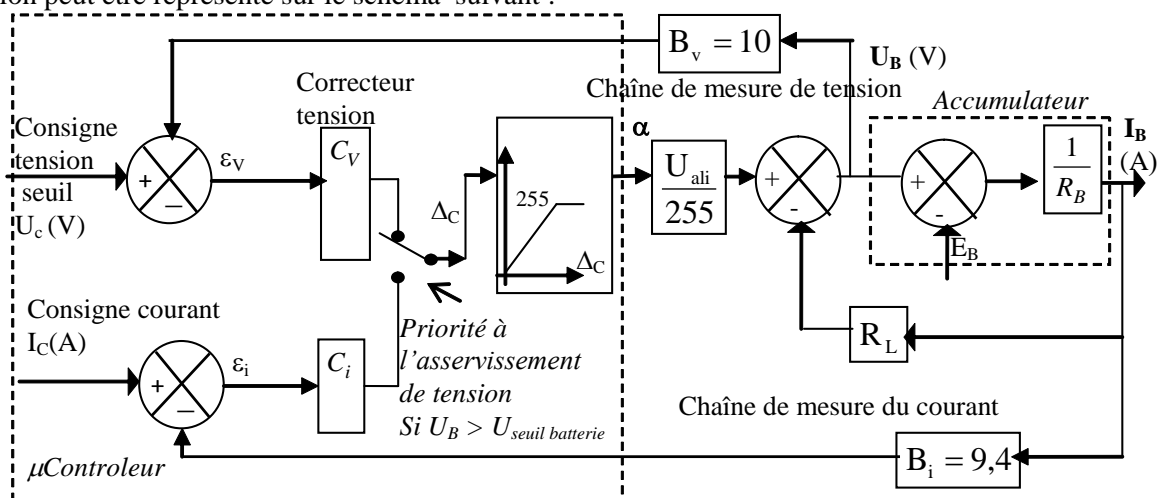


Figure 2 : schéma automatique de la régulation du courant et de tension

#### 4.2 Régulation du courant – Correcteur I

Dans un premier temps, nous allons étudier la régulation de courant. La force électromotrice  $E_B$  de la batterie provoque une erreur statique. Un correcteur purement intégral  $C_i(p) = (\varepsilon_i(p) \cdot k_i) / p$  permettra d'annuler l'erreur statique et de ne jamais avoir de dépassement. En effet, la fonction de transfert du courant correspond à un système un premier ordre tel que :

$$I_B(p) = \left( \frac{I_c}{B_i} - \frac{E_B \cdot p}{A \cdot B_i} \right) \cdot \frac{1}{1 + p \cdot \tau} \quad \text{equ. (3)} \quad \text{avec } I_c \text{ la consigne, } A = \frac{k_i \cdot U_{ali}}{255}, k_i \text{ coefficient intégrateur,}$$

la constante de temps de la boucle  $\tau$  est définie par :

$$\tau = \frac{R}{A \cdot B_i} \quad \text{equ (4) avec } R_{mini} = R_L = 10m\Omega \text{ et le coefficient de contre réaction } B_i = 9,4.$$

La constante de temps dépend de la valeur de  $R_B$ . De plus, cette régulation classique dépend de la mesure du courant. Une erreur de mesure du courant (ondulation ou parasite du au hachage) peut provoquer de grandes variations du courant de sortie vu les faibles valeurs des résistances  $R_B$  et  $R_L$  (quelques  $m\Omega$ ). En effet, un décalage unitaire minimal du rapport cyclique  $\Delta\alpha$  provoquera une variation du courant correspondant à l'équation suivante :

$$\Delta I_B = \frac{\Delta\alpha \cdot A}{R_L + R_B} = \frac{1 \cdot 24}{255 \cdot (0.01 + 0.02)} = 3 \text{ A} \quad \text{equ (5)}$$

La mesure du courant est filtrée analogiquement pour minimiser ce problème mais des parasites subsistent. Par conséquent, du fait des parasites sur la mesure du courant, ce type de régulateur n'est pas adapté à notre système car elle engendre une trop grande variation de  $\Delta\alpha$ .

#### 4.3 Régulation du courant – Correcteur I unitaire

On préfère donc utiliser un correcteur intégral qui ne dépend plus de la valeur de la mesure de courant mais seulement du signe de l'erreur. De plus pour éviter de trop grandes variations de la sortie, l'incrément du correcteur ne pourra qu'être unitaire pour une période d'échantillonnage comme le montre la figure 3. Le correcteur correspondra donc à l'algorithme suivant :

- Si l'erreur  $\varepsilon > 0$  alors  $\Delta C(z) = T_e / (1 - z^{-1})$
- Si l'erreur  $\varepsilon < 0$  alors  $\Delta C(z) = -T_e / (1 - z^{-1})$
- Si  $|\varepsilon| < \varepsilon_s = 0$  alors  $\Delta C(z) = 0 / (1 - z^{-1})$

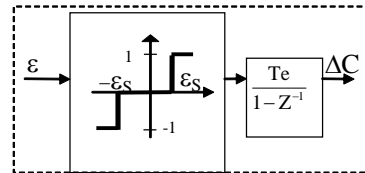


Figure 3. Schéma automatique du correcteur

Ce type de correcteur permet d'être moins dépendant vis-à-vis de la mesure de la sortie, des variations de  $E_B$  et  $R_B$ . Par contre, les dynamiques de la sortie sont très lentes et correspondent à l'équation suivante :

$$I_B(n \cdot T_e) = (n \cdot T_e \cdot A - E_B) / R_B \quad \text{equ. (7)} \quad \text{avec } n \in \mathbb{Z}, \quad E_B = 12V \text{ et } R_B = 20 \text{ m}\Omega.$$

Pour une consigne de 50A, il faudra 68 périodes d'échantillonnages pour que le régulateur atteigne ce courant. Avec une période d'échantillonnage de 20ms, il faudra donc 1,36s mais ce temps est insignifiant par rapport au temps de charge global qui est de plusieurs centaines de minutes.

#### 4.4 Régulation du courant – Correcteur Flou

Pour augmenter les dynamiques du courant  $I_B$ , un correcteur flou sera utilisé et permettra de minimiser l'influence de la mesure de courant [1]. On utilise la structure de régulateur flou suivante :

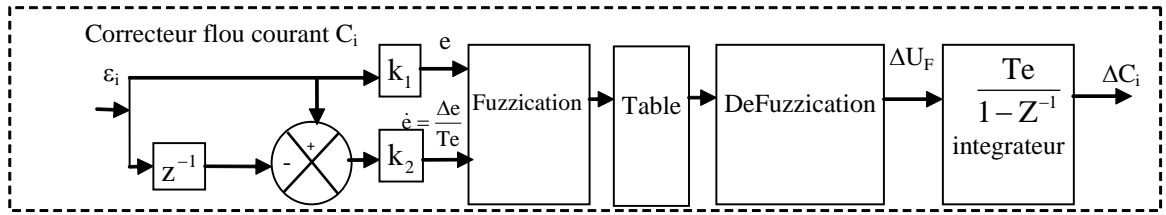


Figure 4 : schéma du correcteur flou du courant

Le principe de l'imposition de la dynamique de la sortie par le régulateur flou repose sur la modification de la commande  $U_F$  selon la position du point représentant l'état du système dans le plan de phase normalisé représenté figure 6 [3][7]. Lorsque le point représentant l'état du système correspond à la dynamique de la sortie voulue alors  $\Delta U_F$  est nul [4][5]. Le régulateur flou avec des règles d'inférence complètes et avec des fonctions d'appartenance pour  $e_n$  et  $\dot{e}_n$  de forme triangulaire est représenté par le tableau 9 par 9 figure 5 :

$\dot{e}_n / e_n$	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4
4	0	0.5	1.5	2	3	4	5	5	5
3	-0.5	0	0.5	1.5	2	3	4	5	5
2	-1.5	-0.5	0	0.5	1.5	2	3	4	5
1	-2	-1.5	-0.5	0	0.5	1.5	2	3	4
0	-3	-2	-1.5	-0.5	0	0.5	1.5	2	3
-1	-4	-3	-2	-1.5	-0.5	0	0.5	1.5	2
-2	-5	-4	-3	-2	-1.5	-0.5	0	0.5	1.5
-3	-5	-5	-4	-3	-2	-1.5	-0.5	0	0.5
-4	-5	-5	-5	-4	-3	-2	-1.5	-0.5	0

Figure 5 : Table d'inférences du régulateur flou

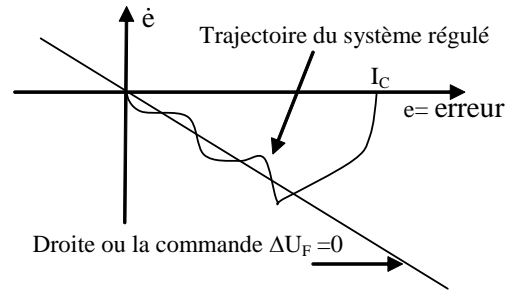


Figure 6 : Trajectoire dans le plan de phase

Le régulateur flou se limite au tableau de la figure 5 pour une implantation aisée sur un micro contrôleur ne pouvant effectuer que peu de calcul. La commande  $U_F = (k_1.e, k_2.\dot{e})$  est déduite directement du tableau de la figure 5.

La droite comprenant les valeurs 0 dans le tableau de la figure 5 correspond à la dynamique souhaitée où la trajectoire va glisser. Cette droite est appelée droite de commutation car la commande  $U_F$  commute entre une valeur positive ou négative de chaque coté de cette droite. Par conséquent, la trajectoire du système régulé dans le plan de phase « glisse » [2][6] autour de cette droite comme sur la figure 6. En effet, à partir de notre modélisation, la trajectoire dans le plan de phase sera toujours attirée vers la diagonale de la table de décision où la commande est nulle grâce à l'intégration représenté figure 4. Par conséquent lorsqu'il y a glissement, le système régulé sera défini par l'équation de la droite de commutation suivante equ (8) :

$$S(e, \Delta e) = k_1.e + k_2.T_e \Delta e = 0 \quad \text{equ (8)} \quad I_B(n.T_e) = (I_{B(x.T_e)} - I_C) \cdot e^{\frac{-k_1}{k_2.T_e} \cdot (n.T_e)} + I_C \quad \text{Equ.(9)}$$

La résolution de l'équation différentielle (8) correspond à un premier ordre (9) avec une constante de temps égale à la pente de la droite de commutation  $D_c (-k_2.T_e/k_1)$ . Donc, le choix des facteurs d'échelles  $k_1$  et  $k_2$  du régulateur flou permet de définir les dynamiques de la sortie.

Le facteur d'échelle  $k_1$  donne la précision de l'erreur. Cette précision correspond à la consigne divisée par 4 avec la table utilisée de la figure 3. Par exemple, Pour un échelon de 100 A et un facteur d'échelle unitaire, la précision de la fonction d'appartenance sera de 25 A ce qui est très insuffisant pour ne pas avoir d'erreur statique. Donc, Il faut augmenter la précision à une valeur légèrement supérieur à l'ondulation du courant provoquée par le hacheur.

Pour cela, il faut modifier, la valeur du facteur d'échelle  $k_1$  en fonction de la sortie de la façon suivante :

Si  $I_C > |e| > I_C/4$  alors  $k_1 = 4 / I_C = 0,04$

avec  $I_{C_{max}} = 100A$

Si  $I_C/4 > |e| > I_C/4^2$  alors  $k_1 = 4^2 / I_C = 0,16$

equ(10)

Si  $I_C/4^2 > |e| > I_C/4^3$  alors  $k_1 = 4^3 / I_C = 0,64$

D'ailleurs, ce changement de facteur d'échelle est proposé par la publication [4] qui expose un changement des facteurs d'échelles lorsque la position est proche de la consigne pour ne pas avoir d'erreur statique. Maintenant que les facteurs d'échelles sont déterminés pour le régulateur flou, nous allons voir les problèmes liés à la régulation de la tension de la batterie.

#### 4.5 Régulation de la tension de la batterie

Pour limiter la tension aux bornes de la batterie à la tension de seuil, nous avons les mêmes problèmes de régulation. En effet, la résistance de l'inductance  $R_L$  du hacheur provoque une erreur statique. Un correcteur purement intégral  $C_v(p) = (\epsilon_v(p) \cdot k_v) / p$  permettra d'annuler l'erreur statique et de ne pas avoir de dépassement. En effet, la fonction de transfert de la tension est aussi un premier ordre correspondant à l'équation suivante.

$$U_B(P) = \left( \frac{U_C}{B_V} - \frac{R_L \cdot I_B \cdot P}{A \cdot B_V} \right) \cdot \frac{1}{1 + p \cdot \tau} \quad \text{equ (11)} \quad \text{dont la constante de temps } \tau_v = \frac{1}{A \cdot B_V} \quad \text{equ (12)}$$

Comme pour la régulation de courant, une erreur de mesure de la tension (parasite ou ondulation du au hachage) peut provoquer de grande variation de la sortie. En effet, un décalage minimal unitaire de  $\Delta C$  provoquera une variation de la tension correspondant à l'équation suivante :

$$\Delta U_B = \Delta C \cdot A = \frac{1 \cdot U_{ali}}{255} = 0.1V \quad \text{equ(13)}$$

La mesure de la tension est bien évidemment filtrée analogiquement et numériquement, mais pour les mêmes raisons que la régulation de courant l'utilisation de la régulation floue est préférable.

Pour illustrer la stratégie de commande présentée, nous allons simuler la régulation de courant de la batterie.

## 5. Simulation

Les simulations ont été réalisées directement avec un simulateur électronique « ISIS » qui simule le programme du microcontrôleur ainsi que le hacheur et la batterie. Les modèles SPICE du transistor MOS et la diode de roue libre sont donc pris en compte ainsi que le filtrage de l'inductance et la période d'échantillonnage de 20ms.

Pour voir l'avantage et les inconvénients des deux dernières régulations présentées, on simulera une réponse indicielle de courant à 50 A. Puis, la consigne passera d'un courant de 50 à 10A pour bien voir les dynamiques de la sortie. Le choix des facteurs d'échelle du régulateur flou doit avoir évidemment une constante de temps supérieur à la période d'échantillonnage. Cette constante de temps sera choisi arbitrairement à  $(-k_2 \cdot T_e / k_1) = 80ms$ . Le facteur d'échelle  $k_1$  est choisi pour satisfaire les conditions des équations (10) ainsi que le facteur  $k_2$ .

Les 2 figures suivantes représentent le courant et la tension de la batterie en fonction du temps. Avec le régulateur flou, le courant montre une dynamique plus rapide du fait de la table d'inférence ou  $\Delta C$  sera supérieur à 1 par rapport au correcteur de la figure 3. En fait, le correcteur de la figure 3 est un cas particulier de la régulation floue avec une table d'inférence minimale.

On peut observer qu'il n'y a pas de dépassement de la consigne de courant mais il y a une oscillation du courant autour de la consigne sur la figure 7 de période minimale  $2 \cdot T_e$  car  $\epsilon_s$  du correcteur de la figure 3 est égal à 0. Cette oscillation n'est pas présente pour la régulation floue grâce au changement des facteurs d'échelle  $k_1$ .

On peut aussi examiner l'ondulation de courant dû au hachage ainsi que le courant qui atteint son régime établi pour chaque période d'échantillonnage de 20ms.

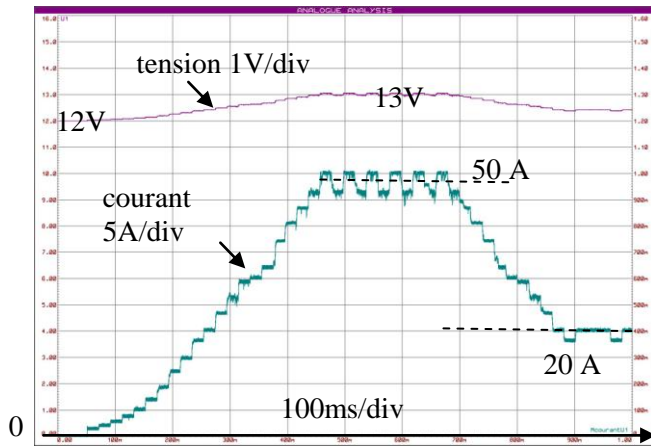


Figure 7 : Courant avec correcteur de la figure 3

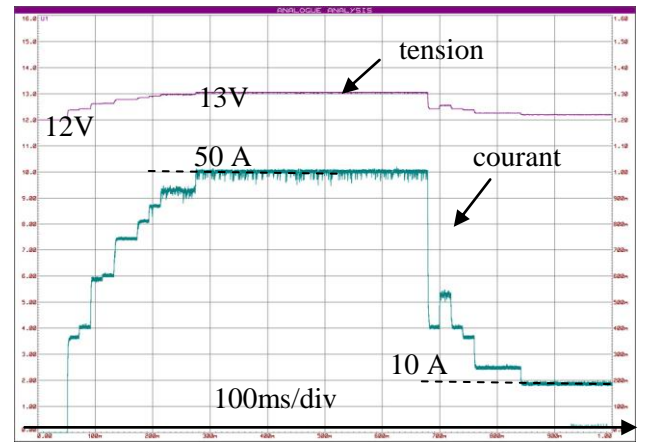


Figure 8 : Courant avec le régulateur flow

Maintenant, que les simulations sont validées, nous allons implanter ces deux derniers correcteurs.

## 6. Résultat expérimentaux

L'implantation du régulateur flow a été réalisé sur un microcontrôleur PIC 16F6520 qui présente 4 sorties PWM pour commander les 4 hacheurs. Un afficheur LCD permet de voir les informations principales du chargeur. Le courant est mesuré à l'oscilloscope par l'intermédiaire d'un capteur effet hall et d'un amplificateur. On peut observer sur les 2 figures suivantes l'ondulation du courant due au hachage mais il y a aussi des parasites de mesure car les oscillogrammes des figures 9 et 10 montrent une ondulation de 6A alors qu'en réalité l'ondulation est de 3A. On remarquera que les résultats expérimentaux sont très proches des simulations.

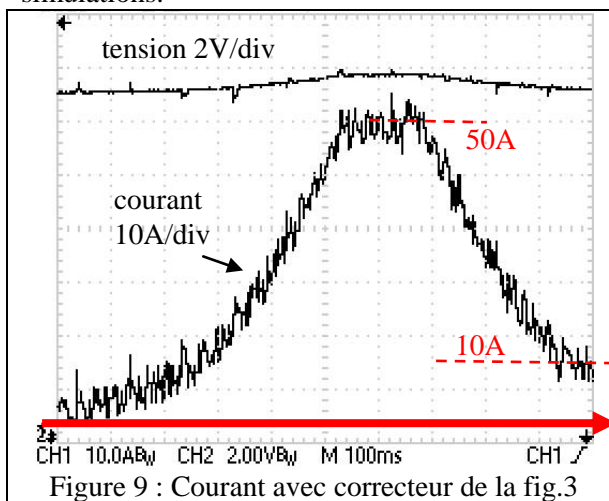


Figure 9 : Courant avec correcteur de la fig.3

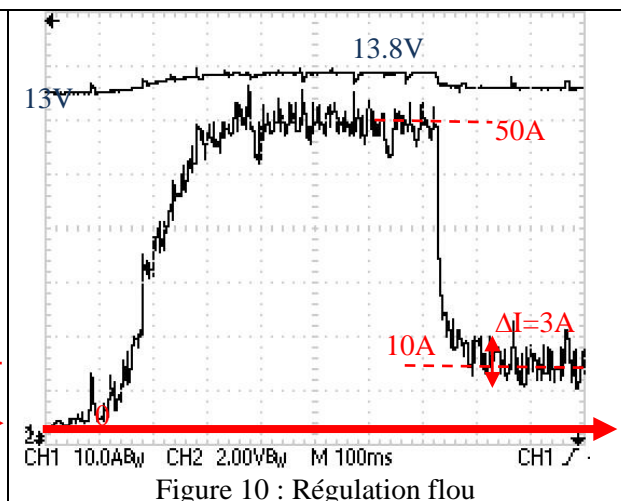


Figure 10 : Régulation flow

Une période d'échantillonnage aurait pu être choisie bien plus grande (1 seconde par exemple), car les paramètres des batteries varient très lentement en fonction de la charge (30 minutes dans le cas d'une décharge profonde et quelques minutes pour une faible décharge).

## 8. Conclusion

Dans cet article, nous avons démontré qu'il était très intéressant d'utiliser un régulateur flou pour contrôler un chargeur des batteries à cause de l'ondulation de la sortie dû au hachage. Ce régulateur demande peu de calcul et donc peut être utilisé avec des microcontrôleurs bon marché. Ce régulateur présente l'avantage d'être « robuste » vis-à-vis des variations de la batterie. Cet avantage permet à ce régulateur d'être utilisé sur une grande plage de capacité énergétique avec des technologies différentes. Cet article prouve qu'il est possible de réguler le courant directement par le microcontrôleur car pour la plupart des chargeurs de batteries, des régulateurs analogiques à fourchette de courant sont utilisés. Ces chargeurs analogiques ne testent pas l'état de la batterie, n'intègre pas le courant pour connaître la capacité énergétique fournie à la batterie...

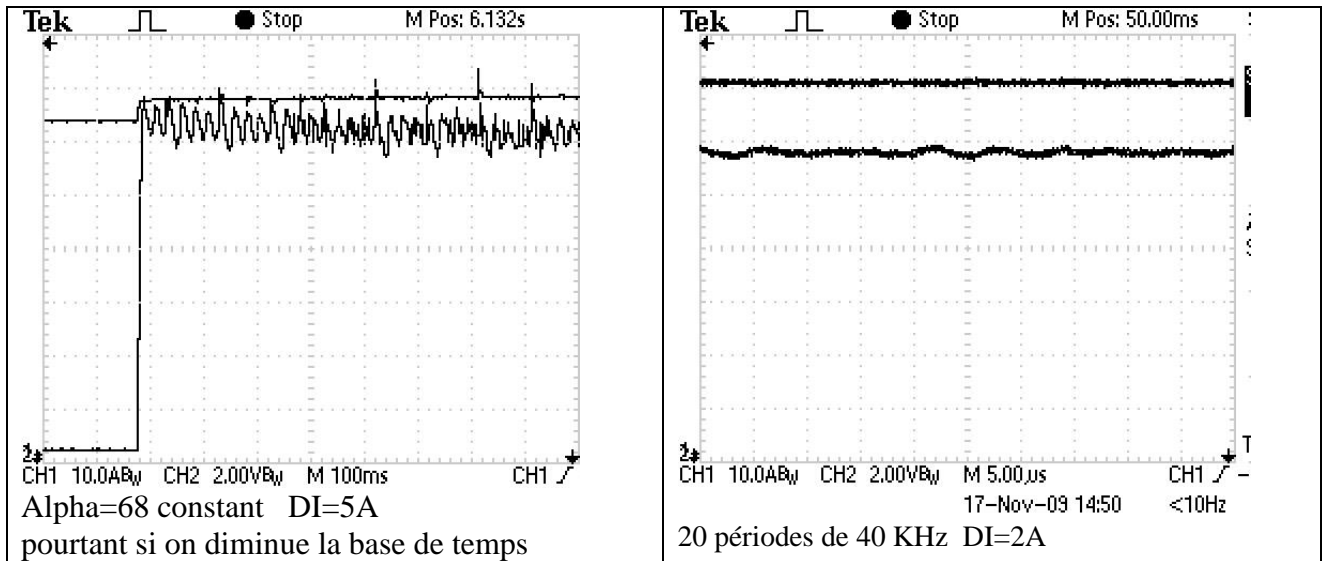
Grace au régulateur flou, il n'y aura jamais de dépassement du courant max préconisé, ni de la tension de seuil. Néanmoins pour chaque technologie, Il faudra évidemment paramétrer les consignes de courant et les tensions seuils par éléments.

## IX. Bibliographies :

- [1] H. Bühler "Réglage par logique floue" Presses polytechniques romandes, 1994.
- [2] H. Bühler "Réglage par mode de glissement", Presses polytechniques romandes, 1986.
- [3] Y.F.Li , C.C. Lau "Development of fuzzy algorithms for servo systems ", I.E.E.E Control Systems Magazine, pp.65-72, April 1989
- [4] A.Sivert, F. Betin, D. Pinchon "Selection des paramètres d'un regulateur flou à partir de la théorie des modes glissants" Revue internationale de genie électrique Volume 6-n°5-6/2003, pp 609-637
- [5] F. Betin, A.Sivert, D. Pinchon, "Comparison between fuzzy logic regulation and variable structure approach applied to DC motor control", EPE, august 2001.
- [6] A. Sivert "Commande à structure variable appliquée au positionnement d'une charge mécanique à forte perturbation paramétrique", Thèse de l'Université de Picardie Jules Verne, soutenue en septembre 1999.
- [7] W.J Wang, H.R Lin "Fuzzy control design for the trajectory tracking on uncertain nonlinear systems ", I.E.E.E transactions on fuzzy systems, Vol. 7, N°1, pp 53-62 February 1999.
- [8] : Accumulateurs au plomb, J. ROBERT, J. ALZIEU, Techniques de l'Ingénieur, Traité Convertisseurs et machines électriques, novembre 2004, 14 pages.
- [9] Manuel CTEK.

Annexe

$$I_B(P) = \left( I_C - \frac{E_B}{A \cdot C(P)} \right) \cdot \frac{B}{1 + \frac{R_B \cdot B}{A \cdot C(P)}}$$



Donc il y a sur l'écran de l'oscilloscope du parasite et des duplications spectrales.

