

Réglage en mode de glissement synchronisé par PLL « Application à un convertisseur DC/DC de type buck »

Dr M. BEKEMANS
Ing. D. SIGISMONDI
ISICHT - Mons

La régulation par mode de glissement est surtout reconnue pour ses qualités de robustesse et de performance dynamique. La variation de la fréquence de découpe ainsi que l'absence de synchronisation est généralement un obstacle pour son utilisation dans des applications embarquées où les normes de Compatibilité Electro-Magnétique (CEM) sont particulièrement sévères. Cet article rappelle brièvement les principes de la régulation par mode de glissement. Nous voyons ensuite comment stabiliser et synchroniser la fréquence de découpe par l'utilisation d'une boucle à verrouillage de phase (PLL).

Mots- clefs : glissement, buck, DC/DC, régulation, synchronisation, PLL

The sliding mode regulation is especially recognized for these qualities of robustness and dynamic performances. The variation of the switching frequency as well as the absence of synchronization is generally an obstacle for its use in embarked applications where the standards of CEM are particularly severe. This article will briefly point out the principles of the regulation in sliding mode. We will see, then, how to stabilize and synchronize the switching frequency by the use of a Phase Lock Loop (PLL).

Keywords : silding mode, buck, DC/DC, regulator, shynchronisation, PLL

1. Introduction

L'électronique de puissance utilise des organes de commande qui possèdent un comportement discontinu par une action à deux positions avec une commutation rapide d'une position à l'autre.

La régulation en mode de glissement peut être considérée comme une régulation par tout ou rien qui entre dans un mode de fonctionnement particulier. Dans une régulation en tout ou rien ou bang-bang, l'état du système définit la position de l'organe de commande. Il existe dès lors dans l'espace d'état une frontière de décision qui délimite deux sous-espaces correspondant aux deux états possibles de l'organe de commande. La commutation de l'organe de commande permet donc de générer des trajectoires dans chacun de ces sous-espaces. Le système se stabilise alors dans un cycle limite en générant une commutation à chaque passage par la frontière de décision.

Le mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier. En effet, dans certaines conditions la commutation infirme le passage en générant une trajectoire qui renvoie le système dans l'état initial. La trajectoire se trouve alors piégée dans cette frontière devenue infranchissable. Elle glisse sur cette frontière suivant une dynamique linéaire imposée par les pôles du système. Pour un système d'ordre 2, la frontière est une droite, un plan pour l'ordre 3, etc. Il est important de remarquer que le fonctionnement en mode de glissement est tout à fait linéaire et s'établit dans un espace réduit d'une dimension.

Dans certains cas, les commutations génèrent également une modification de la dynamique du système en reconfigurant les relations entre les différentes grandeurs d'état. On parlera alors de réglage à structures variables fonctionnant en mode de glissement.

2. Principe du contrôle par mode de glissement

Le système à régler S reçoit une commande u ainsi qu'une perturbation V ; la variable réglée Y est la sortie du système (fig.1).

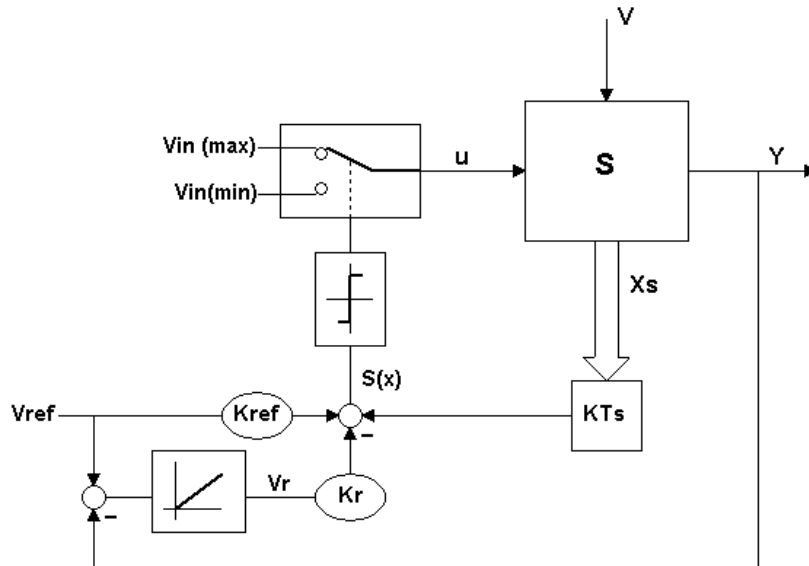


Figure 1 : Principe de la régulation par mode de glissement

Ce dernier étant décrit par ses équations d'état, on peut effectuer une contre-réaction à partir du vecteur d'état X_s par le vecteur ligne KT_s , d'autre part, la grandeur d'état V_r (issue d'un correcteur intégrateur) vient compléter la chaîne de contre-réaction.

Cette contre-réaction est ensuite comparée à l'intervention d'une consigne $K_{ref} \cdot V_{ref}$, déterminant de cette façon une loi de commutation $S(X)$ qui commande l'interrupteur Mos, provoquant le passage de $u = V_{in(max)}$ à $u = V_{in(min)}$ et vice-versa. Le vecteur de contre-réaction $K^T = KT_s - Kr$ permet de régler la dynamique du système en imposant les pôles de ce dernier.

Le mode de glissement existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre $V_{in(max)}$ et $V_{in(min)}$.

La figure 2 montre comment le glissement s'établit dans le cas d'un système à régler du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état X_1 et X_2 . On peut y voir une trajectoire d'état piégée dans la frontière de décision. La fréquence de commutation devient alors très rapide, infinie en théorie, pour une commutation sans hystérèse.

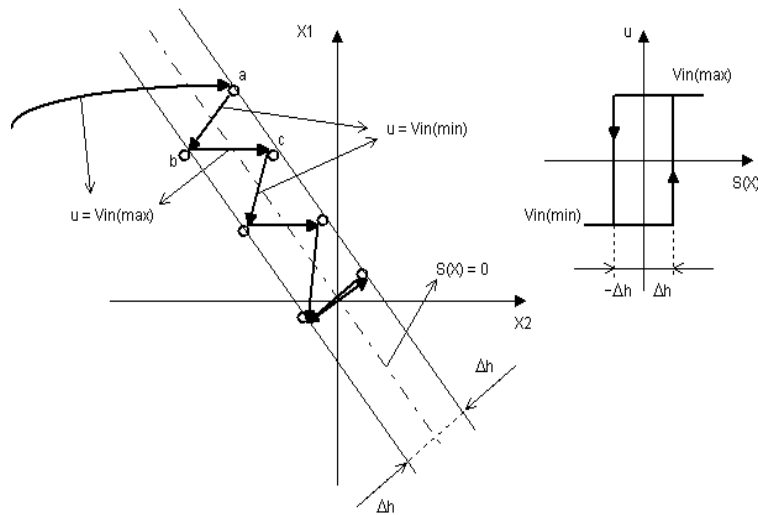


Figure 2 : Etablissement du glissement

3. Application de la régulation par mode de glissement à un convertisseur buck

3.1 La cellule de puissance buck

Dans cette étude nous avons simplifié la cellule de puissance buck (fig.3) :

- les composants constituant la cellule de puissance sont supposés idéaux ;
L et C sans leurs composants parasites, le transistor Mos et la diode de roue libre sont assimilés à des interrupteurs parfaits;
- nous ne tenons pas compte du filtre d'entrée et du mode discontinu.

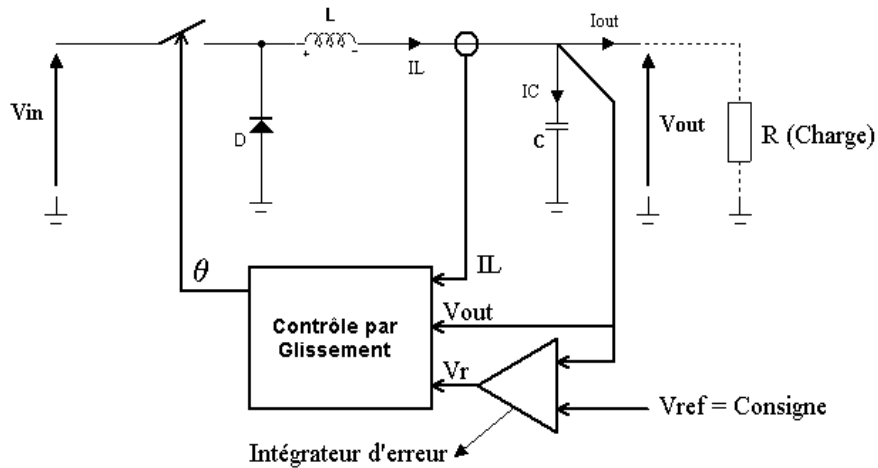


Figure 3 : Cellule de puissance buck

Ces simplifications facilitent la mise en équation, en outre elles peuvent se justifier par le fait que la différence de performance avec un modèle complet serait très minime. Les grandeurs d'état à considérer dans la cellule de puissance sont la tension de sortie V_{out} aux bornes du condensateur "C" ainsi que le courant I_L de l'inductance "L".

Les relations tenant compte des simplifications sous forme d'équation d'état donnent :

$$\begin{pmatrix} \dot{I}_L \\ \dot{V}_o \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_L \\ V_o \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \cdot u + \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \cdot I_o \quad (1)$$

où :

$$\begin{aligned} \dot{I}_L &= \frac{d I_L(t)}{dt} & \dot{V}_o &= \frac{d V_{out}(t)}{dt} \\ u &= V_{in} \cdot \theta(t) & V_o &= V_{out}(t) \end{aligned}$$

le courant I_o représente une perturbation sur la charge "R".

3.2 Modélisation du buck régulé par mode de glissement (fig.4)

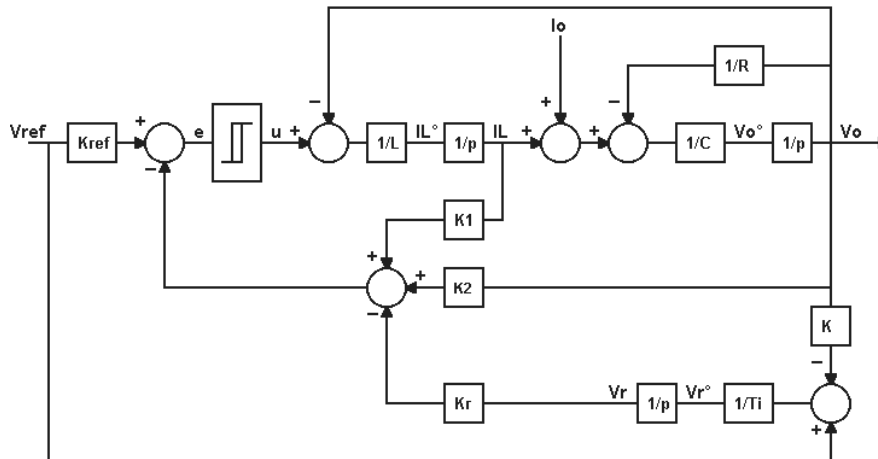


Figure 4 : Modélisation du buck et son module de régulation

On considère la cellule de puissance décrite au point précédent en y insérant le module de régulation. L'équation (1) se trouve modifiée par l'insertion d'une grandeur d'état supplémentaire, la tension de sortie V_r de l'intégrateur d'erreur :

$$V_r^\circ = \frac{dV_r(t)}{dt} = \frac{1}{T_i} \cdot (V_{ref} - K \cdot V_o) \quad (2)$$

En combinant les relations (1) et (2), on obtient :

$$\begin{pmatrix} IL^\circ \\ V_o^\circ \\ V_r^\circ \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} & 0 \\ 0 & -\frac{K}{T_i} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} IL \\ V_o \\ V_r \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{C} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot I_o + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{bmatrix} \cdot V_{ref}$$

On a également :

$$Y = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} IL \\ V_o \\ V_r \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} K_1 & K_2 & -K_r \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} IL \\ V_o \\ V_r \end{pmatrix} + K_{ref} \cdot V_{ref}$$

Y : est la variable de sortie, en l'occurrence la tension de sortie Vo du buck.
e : la loi de commutation S(x) qui commande l'interrupteur Mos.

Sous forme synthétique :

$$X^{\circ} = A \cdot X + B1 \cdot u + B2 \cdot Io + B3 \cdot Vref \quad (3)$$

$$Y = Cs^T \cdot X \quad e = -K^T \cdot X + Kref \cdot Vref \quad (4)$$

Avec :

X = vecteur d'état ; A = matrice dynamique

B1,..Bn = vecteurs de commande

u = variable de commande ; Cs^T = vecteur de sortie

3.3 Conditions d'existence du glissement

Les relations (3) et (4) décrivent le système au complet. La condition d'existence du mode de glissement impose deux contraintes :

- En mode de glissement, l'erreur est nulle $\Rightarrow e(t) = 0$
- Pour maintenir le glissement pendant toute la trajectoire, il faut que cette erreur soit constamment nulle $\Rightarrow \frac{d e(t)}{dt} = 0$.

Ce qui nous permet d'écrire,

$$-K^T \cdot X + Kref \cdot Vref = 0 \quad (5)$$

$$-K^T \cdot X^{\circ} + Kref \cdot Vref^{\circ} = 0 \quad (6)$$

En remplaçant X^o de (3) dans l'équation (6), on trouve :

$$-K_T \cdot (A \cdot X + B1 \cdot u + B2 \cdot Io + B3 \cdot Vref) + Kref \cdot Vref^{\circ} = 0 \quad (7)$$

Pour garantir le mode de glissement, il faut que l'équation (7) soit respectée, il nous faut rechercher la commande u qui permet de vérifier cette contrainte, soit :

$$-K_T \cdot B1 \cdot u = K_T \cdot A \cdot X + K_T \cdot B2 \cdot Io + K_T \cdot B3 \cdot Vref - Kref \cdot Vref^{\circ}$$

$$u_{eq} = \frac{-1}{K_T \cdot B1} (K_T \cdot A \cdot X + K_T \cdot B2 \cdot Io + K_T \cdot B3 \cdot Vref - Kref \cdot Vref^{\circ}) \quad (8)$$

Trouver la dynamique du système en mode de glissement revient à considérer que la commande u de la relation (3) est égale à la grandeur de commande équivalente u_{eq} de la relation (8). Notons que, $V_{in}(\min) \leq u_{eq} \leq V_{in}(\max)$.

$$\dot{X} = A \cdot X + B_1 \cdot (u_{eq}) + B_2 \cdot I_o + B_3 \cdot V_{ref}$$

Après calcul et réorganisation des termes, on trouve de nouvelles matrices A et B que l'on va appeler A_s et B_s .

$$\dot{X} = A_s \cdot X + B_{2s} \cdot I_o + B_{3s} \cdot V_{ref} + K_{refs} \cdot V_{ref} \quad (9)$$

La relation (9) fait état du système lorsque celui-ci se trouve en mode de glissement. Les nouvelles matrices A_s , B_{2s} , B_{3s} et K_{refs} , correspondent au système linéaire suivant

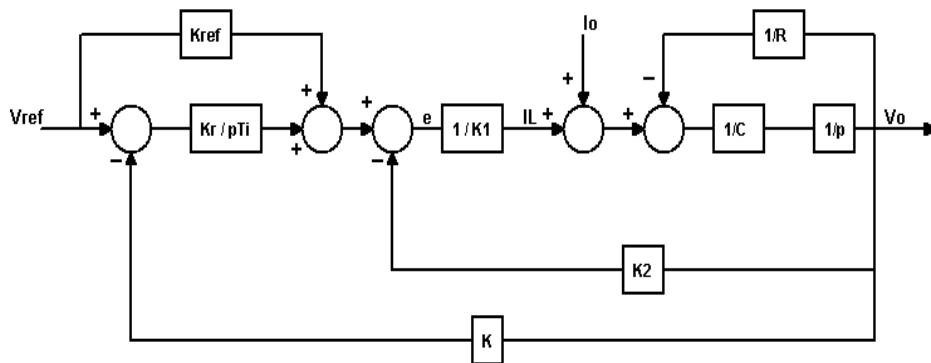


Figure 5 : Modélisation du buck et son module de régulation en mode de glissement

On remarque que le système "en mode de glissement (fig. 5)" est établi en remplaçant la boucle de courant par un simple gain. L'inertie de l'inductance a ainsi disparu en petits signaux. En grands signaux, le modèle sera complété d'une non-linéarité de type « saturation de pente » afin de borner les di/dt aux valeurs maximales réalisables. Un tel modèle est alors compatible du fonctionnement en et hors mode glissement.

4. Fréquence de découpage

L'approche théorique du réglage par mode de glissement émet l'hypothèse d'une hystérésis nulle ($S(x) = e(t) = 0 \Rightarrow \Delta h = 0$) et de ce fait une fréquence de commutation (fréquence de découpage) infinie, il est clair que nous ne pouvons garder cette hypothèse. Le choix de la fréquence de découpage est imposé par le dimensionnement des composants, la consommation et la tenue de l'organe de commutation.

4.1 Mouvement autour de l'hyperplan de commutation

Puisque la fréquence de commutation est finie, la grandeur de commande u prend pendant un certain laps de temps soit la valeur $V_{in}(\min)$ ou $V_{in}(\max)$. Dans ce cas, la dérivée de la loi de commutation est donnée, si l'on suppose la consigne V_{ref} constante, par :

$$S^\circ(X) = -K^T \cdot (A \cdot X + B1 \cdot u_{lim} + B2 \cdot I_o + B3 \cdot V_{ref}) \quad (10)$$

où u_{lim} est égal à $V_{in}(\min)$ ou $V_{in}(\max)$.

La trajectoire s'éloigne ou se rapproche de l'hyperplan de commutation avec cette vitesse $S^\circ(X)$.

Dans le cas idéal, on a :

$$S^\circ(X) = 0 = -K^T \cdot (A \cdot X + B1 \cdot u + B2 \cdot I_o + B3 \cdot V_{ref}) \quad (11)$$

où $u = u_{eq}$.

Si la fréquence de commutation est suffisamment élevée, nous pouvons supposer avec une bonne approximation que le vecteur d'état X de la relation (10) varie comme dans le cas idéal (11). Soustrayons alors de (11) la relation (10), nous trouvons après simplification :

$$S^\circ(X) = -K^T \cdot B1 \cdot (u_{lim} - u_{eq})$$

4.2 Loi de commutation avec hystérèse

La figure 6 montre la caractéristique de commutation lorsque la loi $S(X)$

possède une hystérèse dite DC. Les seuils de basculement sont alors situés à $S(x) = \Delta h$ et $S(X) = -\Delta h$. L'allure de $S(X)$ en fonction du temps t est représentée à la figure 7.

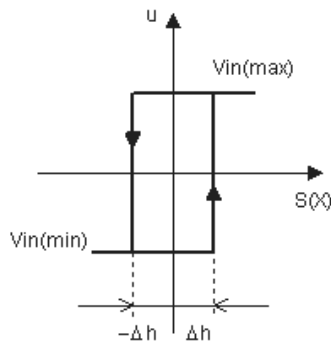


Figure 6 : Caractéristique de commutation

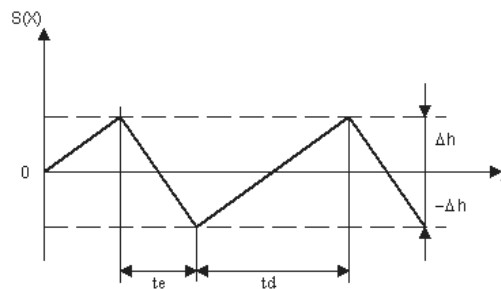


Figure 7 : Evolution de $S(X)$ dans le temps

Du fait de la présence de l'hystérèse, $S(X)$ varie entre Δh et $-\Delta h$. Durant l'enclenchement, la grandeur de commande est égale à $u_{lim} = V_{in(max)}$. Par conséquent, on obtient pour la durée d'enclenchement :

$$t_e = \frac{2 \cdot \Delta h}{-S^{\circ}(X)} = \frac{2 \cdot \Delta h}{K^T \cdot B1 \cdot (V_{in(max)} - u_{eq})}$$

La durée de déclenchement t_d s'obtient en tenant compte que, dans cet intervalle, la grandeur de commande est $u_{lim} = V_{in(min)}$, d'où :

$$td = \frac{2 \cdot \Delta h}{S^{\circ}(X)} = \frac{2 \cdot \Delta h}{K^T \cdot B1 \cdot (ueq - Vin(\min))}$$

La fréquence de commutation est donnée par $F_{sh} = \frac{1}{te + td}$, soit après réorganisation :

$$F_{sh} = \frac{K^T \cdot B1}{2 \cdot \Delta h} \cdot \frac{(Vin(\max) - ueq) \cdot (ueq - Vin(\min))}{Vin(\max) - Vin(\min)}$$

$$F_{sh} = \frac{K1}{2 \cdot \Delta h \cdot L} \cdot \frac{(Vin(\max) - ueq) \cdot (ueq - Vin(\min))}{Vin(\max) - Vin(\min)}$$

En régime établi, on a :

$ueq = Vin \cdot \theta = Vo$, $Vin(\max) = Vin$, et dans la plupart des applications $Vin(\min) = 0 \cdot V$.

On obtient finalement :

$$\boxed{F_{sh} = \frac{K1}{2 \cdot \Delta h \cdot L} \cdot \frac{(Vin - Vo) \cdot Vo}{Vin}} \quad (12)$$

On peut donc influencer la fréquence de commutation soit par l'hystérèse Δh , soit par le vecteur ligne de la contre-réaction d'état. Notons qu'en faisant tendre la période $T=1/F_{sh}$ vers 0 on donne un poids important au retour d'état de la boucle la plus interne. Si la fréquence de commutation est suffisamment grande, seul le retour de la boucle en courant affecte la fréquence de fonctionnement.

4.3 Considérations pratiques

La construction de la fréquence de découpage suivant les considérations théoriques précédentes n'est pas toujours exploitable, et ce, pour deux raisons :

Bruit du découpage

L'ordre de grandeur de la fréquence de découpage est tel que la valeur que peut prendre l'hystérèse est de l'ordre de quelques dizaines de millivolts. Or

ce niveau de seuil DC est incompatible avec le bruit du découpage qui est généré lors des commutations de l'interrupteur Mos.

Variation de la fréquence de découpage

On peut constater dans la relation (12) une forte sensibilité de la fréquence de découpage à l'égard de la tension d'entrée V_{in} . Dans la plupart des applications où la tension d'entrée varie, cette sensibilité peut affecter de façon importante le rendement des alimentations, mais également être incompatible avec certaines topologies.

4.4 Construction d'une « Hystérèse AC »

Afin de résoudre le problème du bruit généré par le découpage, une solution simple consiste à opter pour une hystérèse AC. Les figures 8 et 9 nous montrent la différence du principe de fonctionnement entre un comparateur à hystérèse DC et celui fonctionnant par hystérèse AC. On constate de suite l'avantage de travailler par hystérèse AC : l'insertion de la capacité "C1" permet de nous prémunir (via la grandeur $\Delta V+$) du bruit du découpage.

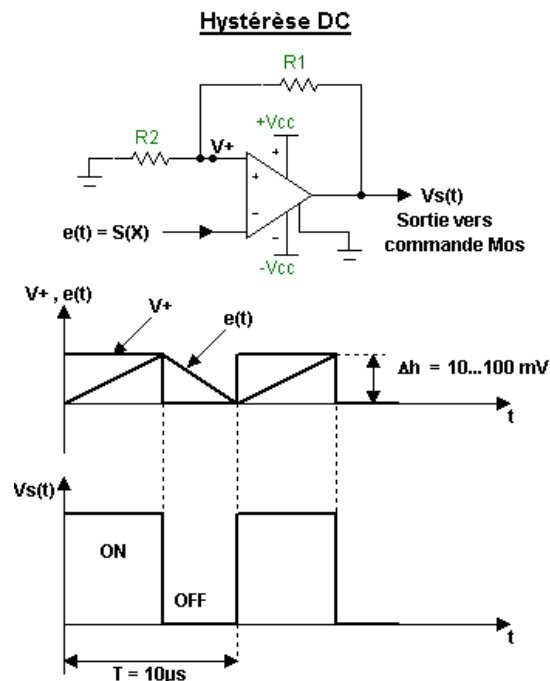


Figure 8 : Comparateur à « hystérèse DC »

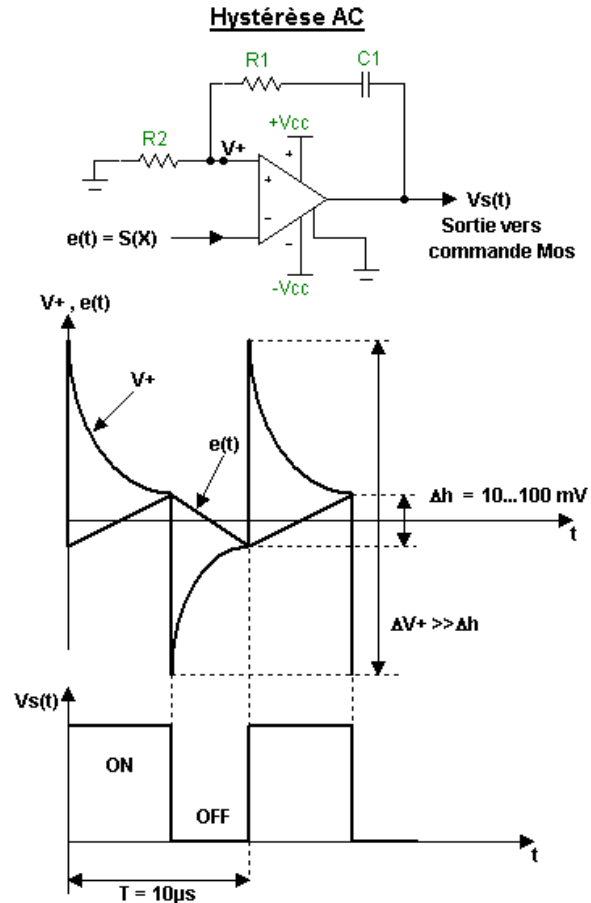


Figure 9 : Comparateur à « hystérèse AC »

La figure 10 obtenue par modélisation nous montre, à paramètres de régulation identiques, la différence du comportement de la fréquence de découpage en fonction de la variation de la tension d'entrée V_{in} suivant les deux types d'hystérèse. En abscisse, on trouve la tension d'entrée V_{in} (exprimée en Volts) et en ordonnée la valeur de la fréquence de découpage correspondante (exprimée en kHz).

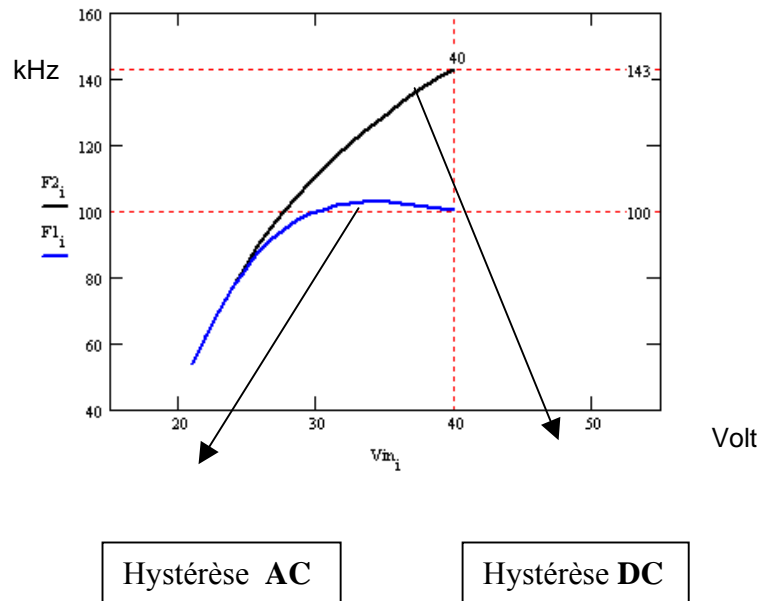


Figure 10 : Comparaison entre l'hystérèse AC et l'hystérèse DC au niveau de la dépendance de F_{sh} avec la tension d'entre.

Nous constatons que l'hystérèse AC provoque également un effet "stabilisateur" de la fréquence de découpage.

5. Synchronisation par PLL

Afin de maintenir une fréquence constante quelle que soit la valeur de la tension d'entrée V_{in} , il faut trouver un système qui permet d'ajuster automatiquement la grandeur d'hystérèse. La synchronisation par PLL permet de réaliser ce contrôle.

Le cœur du système de contrôle est une boucle à verrouillage de phase (PLL). On peut l'utiliser pour asservir la fréquence de découpe à un oscillateur de référence tout en conservant les propriétés intrinsèques du glissement.

Notons que seule une synchronisation de ce type peut garantir les performances de glissement. La synchronisation qui consiste à ajouter une perturbation triangulaire ou en dents de scie au signal d'erreur[1] ne permet pas de garantir un fonctionnement en glissement pour toute fréquence, car

on y retrouve la classique instabilité mécanique des systèmes PWM qui limite la bande passante à F_{sh}/π pour les perturbations de type triangle et $F_{sh}/2\pi$ pour les perturbations en dents de scie[2].

5.1 Principe et application

Principe de la boucle à verrouillage de phase (fig. 11)

Un oscillateur commandé en tension (VCO) délivre une fréquence F_{sh} dont la valeur dépend de la tension appliquée V_{sf} sur son entrée de commande. Cette fréquence est comparée à la fréquence de référence F_e en passant par l'intermédiaire des phases instantanées des signaux ϕ_e et ϕ_{sh} . Le comparateur de phase donne en temps réel l'écart de phase entre la source de référence et le VCO. Cette information est filtrée puis appliquée à l'entrée V_{sf} de commande du VCO. Ainsi, la fréquence F_{sh} est en permanence corrigée pour rester égale à celle de la référence.

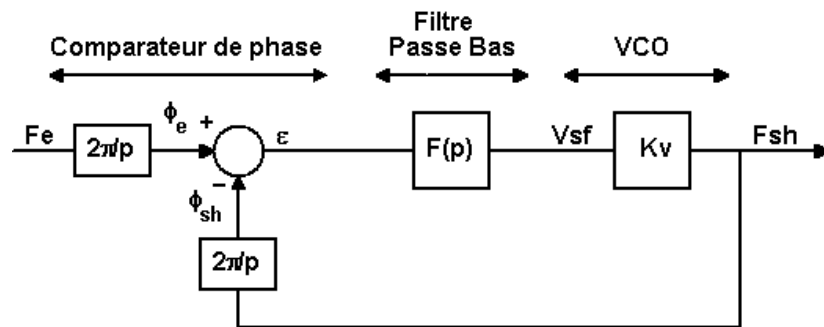


Figure 11 : Boucle à verrouillage de phase

Application

Dans le cas qui nous préoccupe, le VCO de la chaîne de régulation (fig.11) n'est autre que le comparateur à hystérèse AC de notre régulation par glissement. Il faut donc apporter quelques modifications à ce dernier afin de le rendre "commandable".

La figure 13 représente le comparateur à hystérèse commandable.

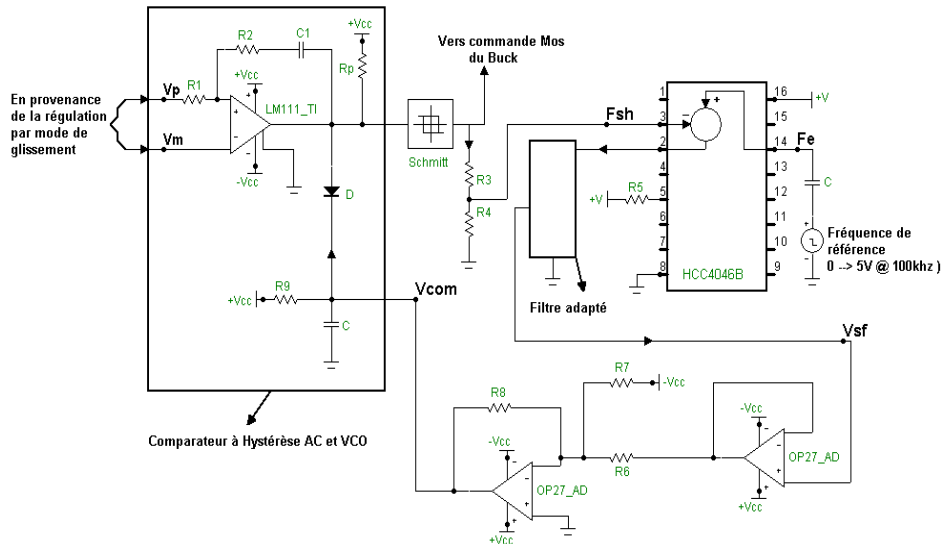


Figure 12 : Comparateur à hystérèse AC synchronisé

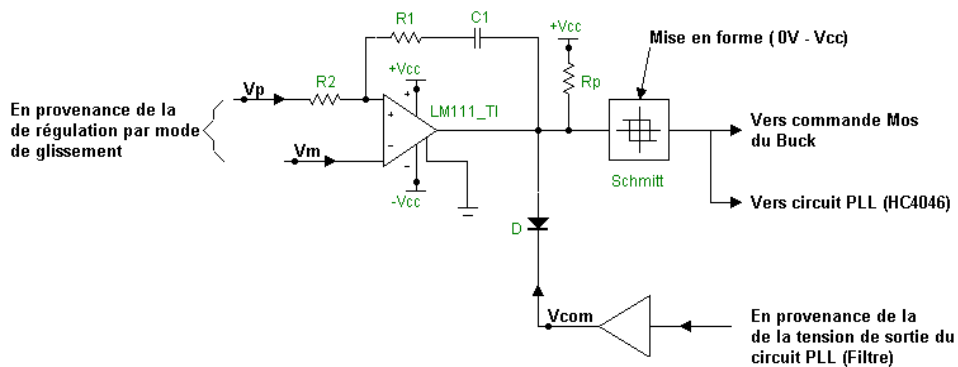


Figure 13 : Comparateur à hystérèse AC « commandable »

La figure 12 montre le circuit de commande au complet qui permet de synchroniser la fréquence de découpage sur la fréquence de référence. La tension V_{sf} adapte automatiquement l'hystérèse afin que la fréquence F_{sh} soit en permanence égale à F_e .

5.2 Performances statiques de synchronisation

On appelle performances statiques de synchronisation, l'ensemble des tests permettant de définir la plage de validité du système à rester synchronisé

(bande de capture) sur la fréquence de référence. Notons que le comparateur de phase utilisé garantit la non sous-synchronisation et égale les bandes de capture et d'accrochage de la PLL.

Dans l'application qui suit, il est principalement question de valider le bon fonctionnement lorsque la tension d'entrée V_{in} varie de sa valeur "minimum" à sa valeur "maximum". Ces valeurs valent respectivement : $V_{in(min)}=22V$ et $V_{in(max)}=37V$, dans le graphique de la figure 14, on compare la fréquence de découpage avec et sans synchronisation. La valeur de la fréquence de découpage désirée vaut $F_{sh} = 100$ kHz.

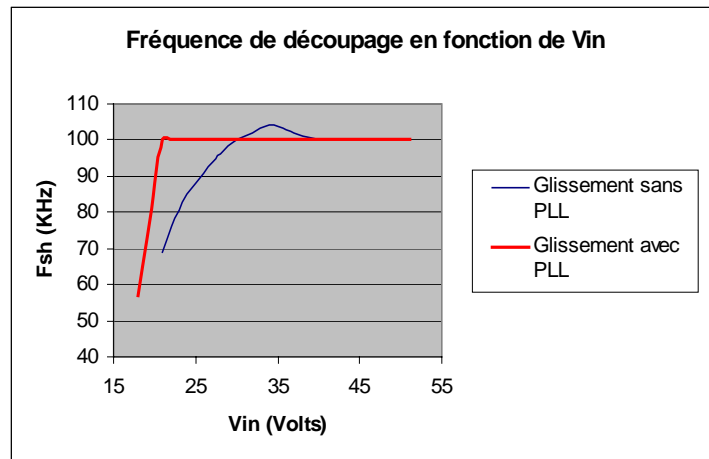


Figure 14 : $F_{sh}=f(V_{in})$ Comparaison avec et sans PLL

La synchronisation par PLL répond largement aux spécifications statiques de fonctionnement.

5.3 Performances dynamiques

Nous allons nous intéresser aux performances dynamiques de la PLL, autrement dit, les performances de celle-ci en régime transitoire. L'objectif étant de voir comment se comporte la fréquence de découpage en fonction de transitoires appliqués sur la tension d'entrée V_{in} .

Caractérisation de la tension VCO

Pratiquement, afin d'observer le comportement de la fréquence de découpage en régime dynamique, il nous suffit de regarder le comportement

de la tension VCO (tension Vsf ou Vcom), puisque celle-ci est l'image de la fréquence de découpage. Le graphique de la figure 15 nous renseigne sur l'allure que doit prendre la tension Vsf pour maintenir une fréquence de découpage constante (100 kHz).

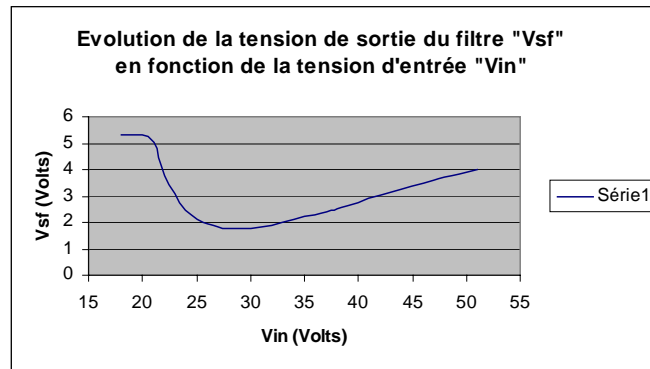


Figure 15 : Caractéristique de la tension de sortie du filtre en fonction de la tension d'entrée Vin

La variation de la tension de sortie du filtre "Vsf" n'est pas linéaire : pour compenser et maintenir une fréquence constante (100 kHz), celle-ci suit en effet la loi de variation inverse à $F_{sh} = f(V_{in})$.

Dynamique de synchronisation

On prend ici comme exemple, le cas où la tension d'entrée Vin est soumise à un "transitoire" de 22V à 27V.

La figure 16 montre des captures d'écran prises à partir d'un oscilloscope : on y met en évidence les performances dynamiques de synchronisation. Dans le cas où le système est synchronisé (fig. 17), on peut observer l'allure de la tension Vsf et déterminer ainsi le temps de récupération du synchronisme. Le temps que l'on observe est de l'ordre de 500µs.

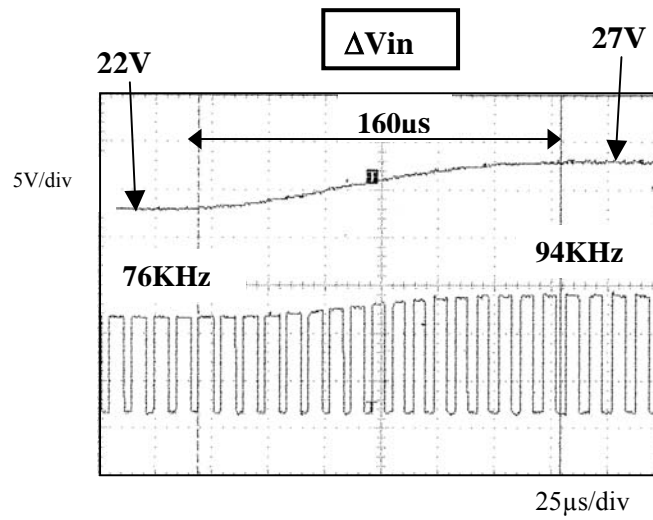


Figure 16 : Fréquence de découpage sans synchronisation

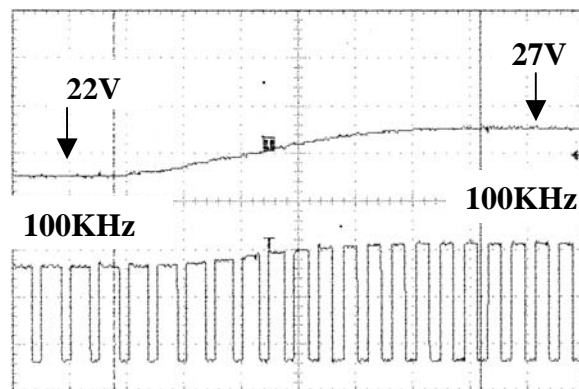


Figure 17 : Fréquence de découpage avec synchronisation

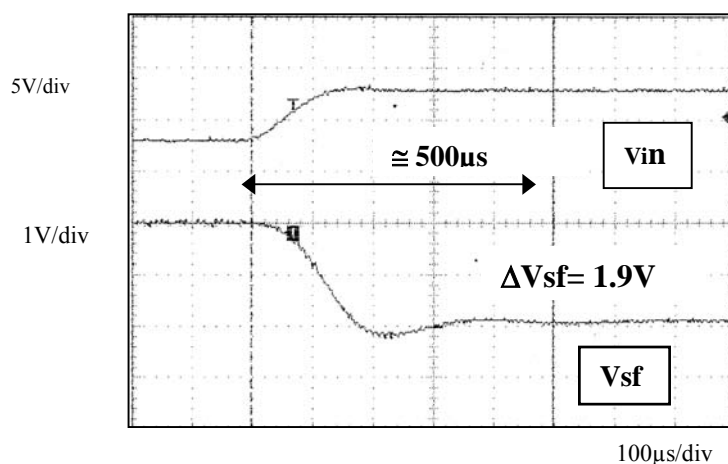


Figure 18 : Dynamique de synchronisation de la fréquence de découpage (V_{sf})

6. Conclusions

La synchronisation par PLL de systèmes en mode de glissement permet d'éviter, contrairement aux synchronisations par signaux perturbateurs, l'instabilité mécanique classiquement rencontrée dans les systèmes à contrôle par MLI. Les performances statiques telle la bande d'accrochage du système sont tout à fait satisfaisantes. L'utilisation d'une hystérèse de contrôle « AC » a permis de se prémunir des ratés de commutation tout en élargissant la bande de synchronisation. Quant aux performances dynamiques, elles sont largement supérieures aux besoins : (quelques centaines de micro secondes). Concernant la réactivité de la synchronisation, il est évident que celle-ci doit être légèrement plus lente que la réponse transitoire afin de ne pas dégrader les performances de régulation du glissement.

7. Références bibliographiques

- [1] HANSRUEDI B., *Réglage par mode de glissement*, Presses polytechniques romandes, 1986.
- [2] O'SULLIVAN D., *PWM conductance control*, ESA Journal, 1989, Vol 13.

- [3] ERICKSON R. W., *Fundamentals of power electronics*, Edition Kluwer Academic Publishers, 1999.
- [4] DE DIEULEVEULT F. *Electronique appliqué aux hautes fréquences*, Edition Dunod, 1999.
- [5] VOLGERS R., *Phase-Locked-Loop circuits: 74HC/HCT 4046A & 74HC/HCT 7046A*, HCMOS designer's guide-Advance information. Philips Components.