

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

M.Bekemans – D.Sigismondi

CERISIC, Centre d'étude et de Recherche, Avenue de L'hôpital, 22, B-7000, Mons,  
BELGIQUE

**Résumé :** La régulation par mode de glissement est surtout reconnue pour ces 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 CEM sont particulièrement sévères. Cet article rappellera brièvement les principes de la régulation par mode de glissement, ainsi que l'extension de ceux-ci au réglage d'un convertisseur DC/DC de type buck. La problématique liée à la conception pratique d'un tel convertisseur du point de vue de la stabilité de la fréquence de découpe sera mise en évidence. Nous verrons ensuite comment stabiliser et synchroniser cette fréquence par l'utilisation d'une boucle à verrouillage de phase (PLL).

## I. 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 espace. 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 certain 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.

## II. PRINCIPE DU CONTRÔLE PAR MODE DE GLISSEMENT

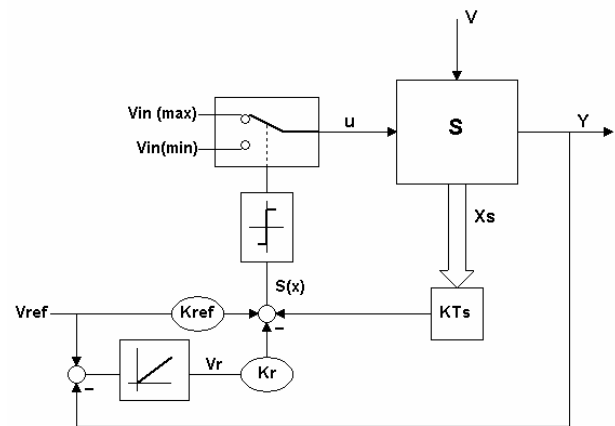


Fig. 1. Principe de la régulation par mode de glissement

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

Ce dernier étant décrit par ces 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 par, 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  $K_{ref} V_{ref}$ , 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  $K^T = KT_s - K_r$  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.

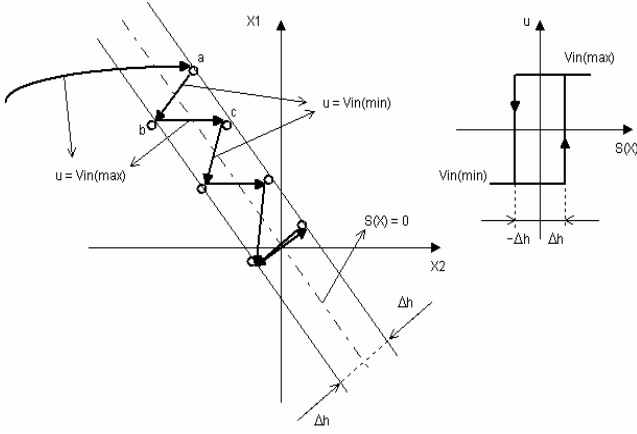


Fig. 2. Établissement du glissement

### III. APPLICATION DE LA RÉGULATION PAR MODE DE GLISSEMENT À UN CONVERTISSEUR BUCK

#### A. 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 discontinue.

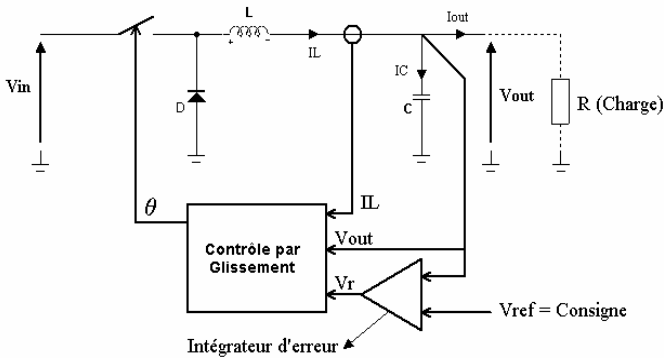


Fig. 3. Cellule de puissance buck

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  $IL$  de l'inductance "L".

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

$$\begin{pmatrix} \dot{IL} \\ \dot{Vo} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} IL \\ Vo \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \cdot u + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{1}{C} \end{pmatrix} \cdot Io \quad (1)$$

où :

$$\begin{aligned} \dot{IL} &= \frac{d IL(t)}{dt} & \dot{Vo} &= \frac{d Vout(t)}{dt} \\ u &= Vin \cdot \theta(t) & Vo &= Vout(t) \end{aligned}$$

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

#### B. Modélisation du buck régulé par mode de glissement

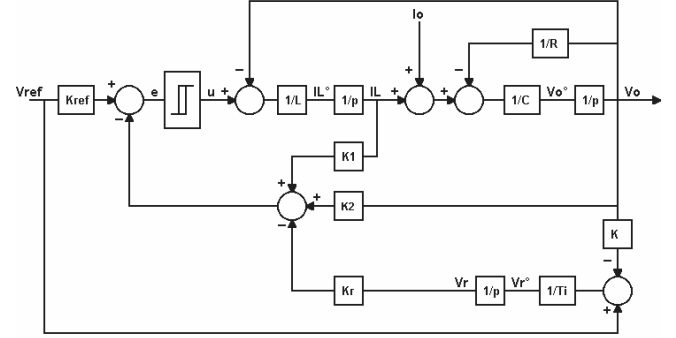


Fig. 4. Modélisation du buck et son module de régulation

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 :

$$V_r = \frac{dV_r(t)}{dt} = \frac{I}{Ti} \cdot (V_{ref} - K \cdot Vo) \quad (2)$$

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

$$\begin{pmatrix} \dot{IL} \\ \dot{Vo} \\ \dot{Vr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} & 0 \\ 0 & \frac{-K}{Ti} & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} IL \\ Vo \\ Vr \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \cdot u + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{1}{C} \\ 0 \end{pmatrix} \cdot Io + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{Ti} \end{pmatrix} \cdot V_{ref}$$

On a également :

$$Y = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} IL \\ Vo \\ Vr \end{pmatrix}$$

$$e = - \begin{pmatrix} K1 & K2 & -Kr \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} IL \\ Vo \\ Vr \end{pmatrix} + K_{ref} \cdot V_{ref}$$

$Y$  : est la variable de sortie, en l'occurrence la tension de sortie  $V_o$  du buck..

$e$  : la loi de commutation  $S(x)$  qui commande l'interrupteur Mos.

Sous forme synthétique :

$$X = A \cdot X + B1 \cdot u + B2 \cdot Io + B3 \cdot V_{ref} \quad (3)$$

$$Y = Cs \cdot X \quad e = -K^T \cdot X + K_{ref} \cdot V_{ref} \quad (4)$$

Avec :

$X$  = vecteur d'état ;  $A$  = matrice dynamique  
 $B1, \dots, Bn$  = vecteurs de commande  
 $u$  = variable de commande ;  $Cs$  = vecteur de sortie

### C. Condition 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,

$$-K^T \cdot X + K_{ref} \cdot V_{ref} = 0 \quad (5)$$

$$-K^T \cdot X^\circ + K_{ref} \cdot V_{ref}^\circ = 0 \quad (6)$$

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

$$-K^T \cdot (A \cdot X + B1 \cdot u + B2 \cdot I_o + B3 \cdot V_{ref}) + K_{ref} \cdot V_{ref}^\circ = 0 \quad (7)$$

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 :

$$-K^T \cdot B1 \cdot u = K^T \cdot A \cdot X + K^T \cdot B2 \cdot I_o + K^T \cdot B3 \cdot V_{ref} - K_{ref} \cdot V_{ref}^\circ$$

$$u_{eq} = \frac{-1}{K^T \cdot B1} \left( K^T \cdot A \cdot X + K^T \cdot B2 \cdot I_o + K^T \cdot B3 \cdot V_{ref} - K_{ref} \cdot V_{ref}^\circ \right) \quad (8)$$

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,  $V_{in}(min) \leq u_{eq} \leq V_{in}(max)$ .

$$X^\circ = A \cdot X + B1 \cdot (u_{eq}) + B2 \cdot I_o + B3 \cdot V_{ref}$$

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

$$X^\circ = A_s \cdot X + B2_s \cdot I_o + B3_s \cdot V_{ref} + K_{ref_s} \cdot V_{ref}^\circ \quad (9)$$

La relation (9) fait état du système lorsque celui-ci se trouve en mode de glissement. Les nouvelles matrices  $A_s$ ,  $B2_s$ ,  $B3_s$  et  $K_{ref_s}$ , correspondent au système linéaire suivant

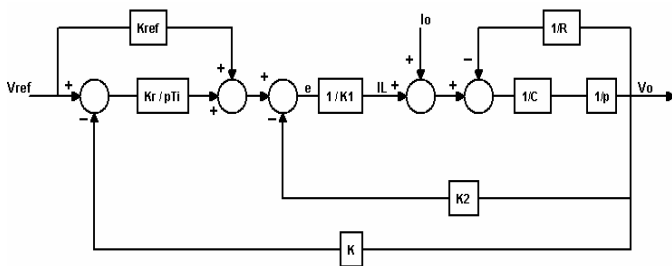


Fig. 5. Modélisation du buck et son module de régulation en mode de glissement

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.

## IV. 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.

### A. 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 :

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

### B. Loi de commutation avec hystérésis

La figure 6 montre la caractéristique de commutation lorsque la loi  $S(X)$  possède une hystérésis 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.

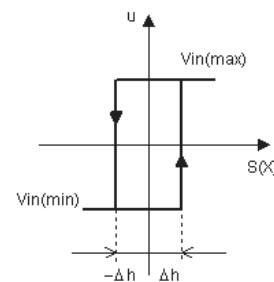


Fig. 6. Caractéristique de commutation.

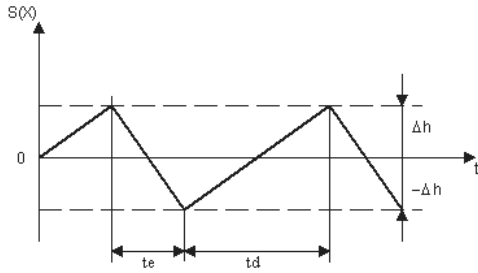


Fig. 7. Evolution de S(X) dans le temps.

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

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

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

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

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

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

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

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 :

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

On peut donc influencer la fréquence de commutation soit par l'hystérèse  $\Delta h$ , soit par le vecteur ligne de la contre-réaction d'état. Notons qu'en faisant tendre T 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.

### C. Considérations pratiques

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

#### 1) Bruit du découpage

L'ordre de grandeur de la fréquence de découpage est tel que la valeur que peut prendre l'hystérèse soit 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.

#### 2) 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  $Vin$ . 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.

### D. 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.

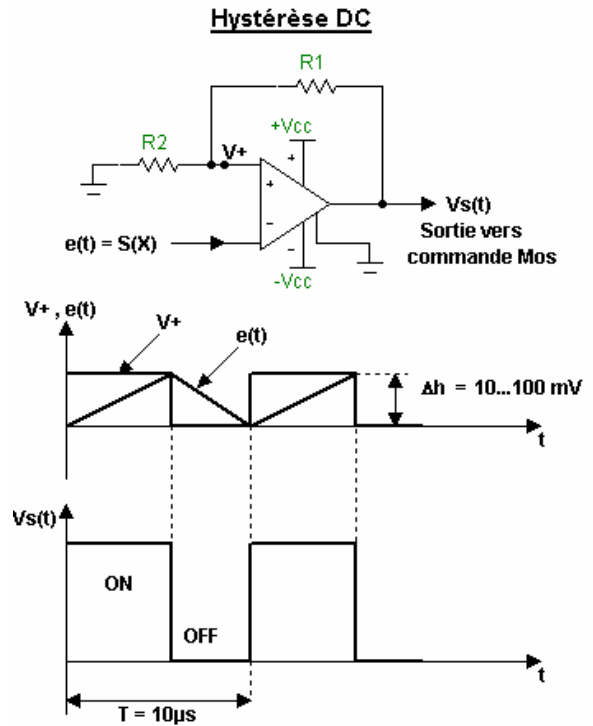


Fig. 8. Comparateur à "hystérèse DC"

un effet "stabilisateur" de la fréquence de découpage.

## V. SYNCHRONISATION PAR PLL

Afin de maintenir une fréquence constante quelque 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 découpage 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 dent 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 MLI qui limite la bande passante à  $F_{sh}/\pi$  pour les perturbations de type triangle et  $F_{sh}/2\pi$  pour les perturbations en dents de scie[2].

### A. Principe et application

#### 1) 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  $\phi_e$  et  $\phi_{sh}$ . Le comparateur de phase donne en temps réel l'écart (erreur)  $\varepsilon$  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.

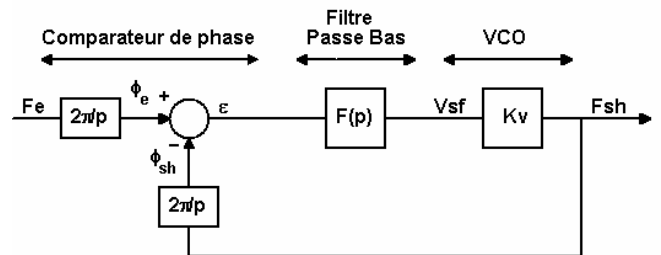
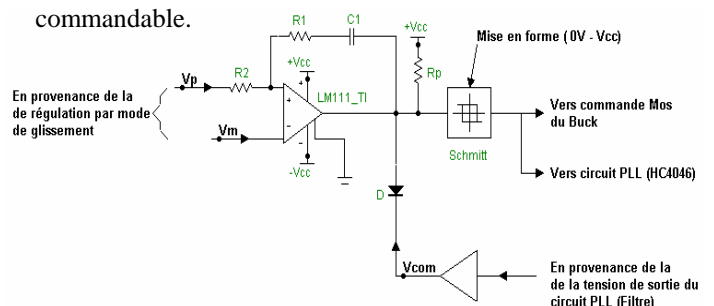


Fig. 11. Boucle à verrouillage de phase

#### 2) 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 12 représente le comparateur à hystérèse commandable.



### Hystérèse AC

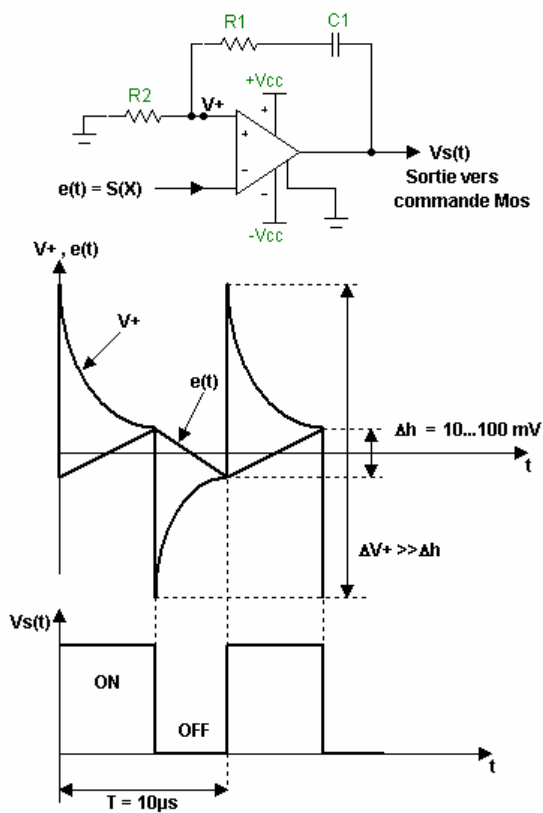


Fig. 9. Comparateur à "hystérèse AC"

La figure 10 obtenue par modélisation, nous montre, à paramètre de régulation identique, 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  $V_{in}$  (exprimé en Volts) et en ordonnée la valeur de la fréquence de découpage correspondante (exprimé en KHz).

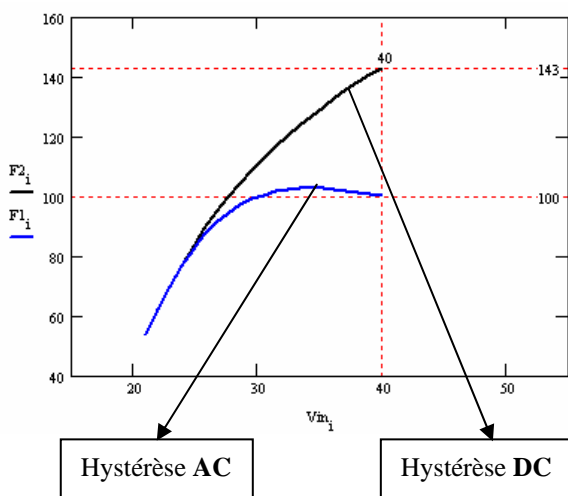


Fig. 10. Modélisation : variation de la fréquence de découpage en fonction de  $V_{in}$

Nous constatons que l'hystérèse AC provoque également

### C. 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  $V_{in}$ .

Fig. 12. Comparateur à hystérèse AC "commandable"

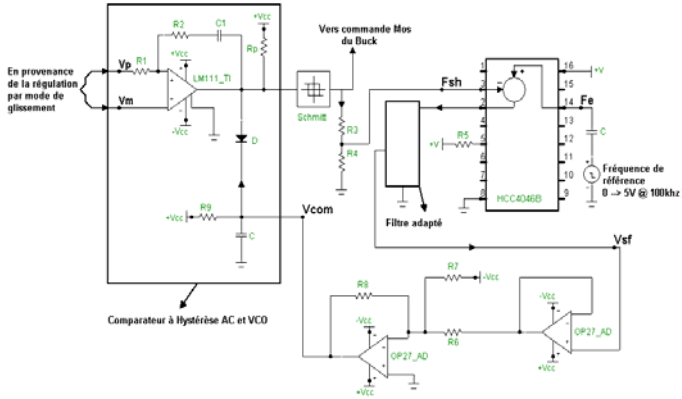


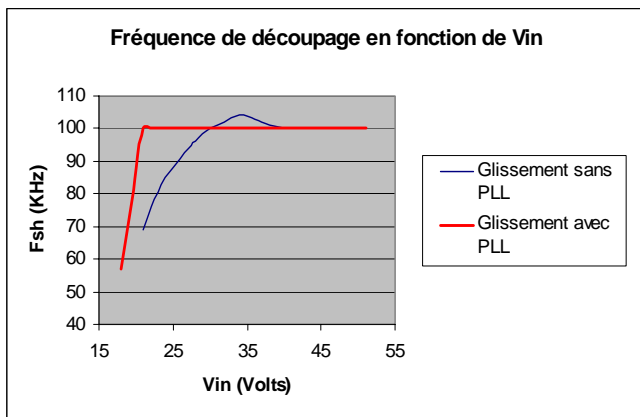
Fig. 13. Comparateur à hystérèse AC synchronisé

La figure 13 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  $F_e$ .

### B. 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 garanti 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  $F_{sh} = 100Khz$ .

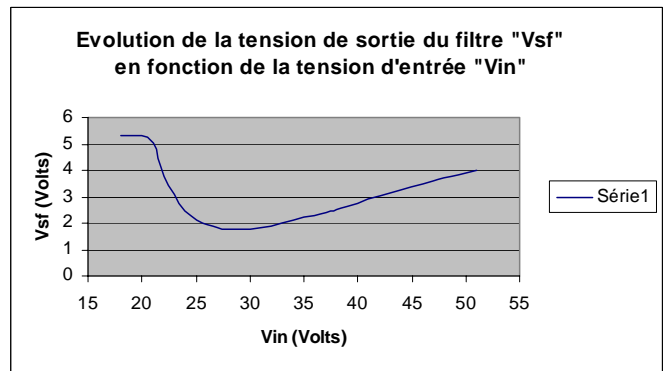


14.  $F_{sh}=f(V_{in})$  Comparaison avec et sans PLL

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

### 1) Caractéristique 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  $V_{sf}$  ou  $V_{com}$ ). En effet, cette dernière étant l'image de la fréquence de découpage, le graphique de la figure 15 nous renseigne l'allure que doit prendre la tension  $V_{sf}$  pour maintenir une fréquence de découpage constante (100Khz).

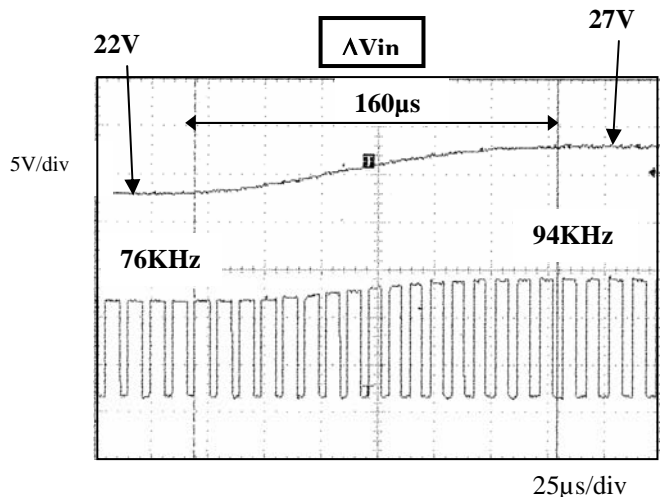


La variation de tension de sortie du filtre " $V_{sf}$ " n'est pas linéaire : pour compenser et maintenir une fréquence constante (100Khz), celle-ci suit en effet la loi de variation inverse à  $F_{sh} = f(V_{in})$

### 2) Dynamique de synchronisation

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

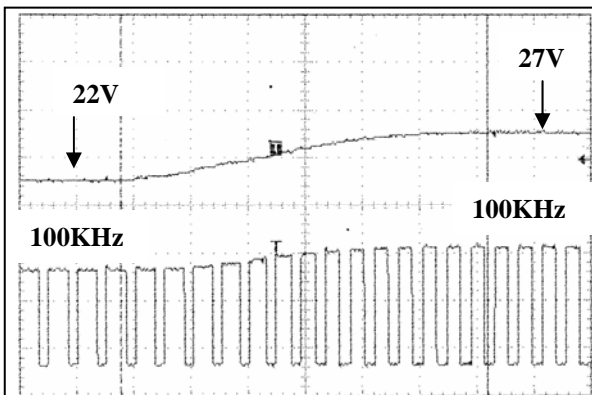
La figure 16 montre des captures d'écran prises à partir d'un oscilloscope, on y met en évidence les performances dynamiques de synchronisation. Dans le cas où le système est synchronisé, on peut observer l'allure de la tension  $V_{sf}$  et déterminer ainsi le temps de récupération du synchronisme. Le temps que l'on observe est de l'ordre de 500 $\mu s$ .



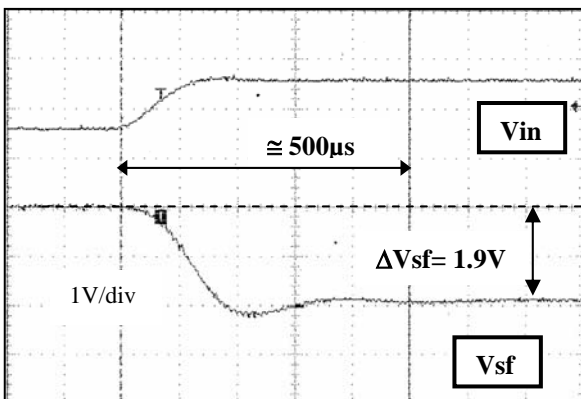
## RÉFÉRENCES

- [1] Hansruedi Bühler " Réglage par mode de glissement " Presses polytechniques romandes, 1986
- [2] D. O'Sullivan, H.Spruijt, A.Crausaz " PWM conductance control " ESA Journal 1989, Vol 13
- [3] Robert W.Erickson " Fundamentals of power electronics " Edition Kluwer Academic Publishers, 1999
- [4] François De Dieuleveult " Electronique appliqué aux hautes fréquences " Edition Dunod, 1999
- [5] R.Volgers " Phase-Locked-Loop circuits: 74HC/HCT 4046A & 74HC/HCT 7046A", HCMOS designer's guide-Advance information. Philips Components

### 16. Fréquence de découpage **sans synchronisation**



### 17. Fréquence de découpage **avec synchronisation**



100μs/div

Fig. 18. Dynamique de synchronisation de la fréquence de découpage ( $V_{sf}$ )

## VI. CONCLUSION

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, tel que la bande d'accrochages du système sont tout à fait satisfaisante. L'utilisation d'une hystérèse de contrôle « AC » à permis de se prémunir des ratés de commutation tout en élargissant la bande de synchronisation. Quant aux performances dynamiques, elles sont largement supérieures au besoin : (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.