



HAL
open science

Commande par mode de glissement d'un hacheur à deux cellules

Dominique Pinon, Maurice Fadel, Thierry Meynard

► **To cite this version:**

Dominique Pinon, Maurice Fadel, Thierry Meynard. Commande par mode de glissement d'un hacheur à deux cellules. Revue Internationale de Génie Électrique, 2002, 5 (1), pp.147-162. hal-03535200

HAL Id: hal-03535200

<https://ut3-toulouseinp.hal.science/hal-03535200>

Submitted on 19 Jan 2022

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Commande par mode de glissement d'un hacheur à deux cellules

Dominique Pinon, Maurice Fadel, Thierry Meynard

*Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle
Unité Mixte de Recherche I.N.P.T.-E.N.S.E.E.I.H.T. / C.N.R.S.
B.P. 7122 - 2, rue Camichel, 31071 Toulouse Cedex 7 - France*

RESUME

Dans cet article, les auteurs présentent trois lois de commande par mode de glissement pour un hacheur à deux cellules. Dans un premier temps, les synthèses des fonctions de commutation sont traitées. En étudiant l'installation des cycles limites, les auteurs ont mis au point une autre technique de commande garantissant un déphasage fixe de π entre les signaux de commande. Enfin, une commande par mode de glissement à fréquence fixe est présentée.

ABSTRACT

In this paper, the authors present three different sliding mode control strategies for a two-cell chopper. First, the synthesis of the control law is treated. By the study of the limit cycle, a new control which imposes, in steady state, a phase shift of π between the control signals of the switches is developed. A sliding mode control at fixed frequency is finally discussed.

MOTS CLES

Commande des convertisseurs, convertisseurs multicellulaires, commande par mode glissant, structure variable, cycle limite.

KEYWORDS

Converter control, multilevel converter, sliding mode control, variable structure, limit cycle.

2 Revue internationale de génie électrique

1. Introduction

Les convertisseurs multicellulaires ont été mis au point afin d'augmenter la puissance convertie. Un convertisseur à p cellules fonctionnant à la fréquence f_d et ayant un déphasage entre les signaux de commande fixé à $2\pi/p$, crée des signaux de sortie avec des fondamentaux à une fréquence de pf_d .

Avec une commande adaptée, les performances en régime transitoire peuvent être exceptionnelles[MEY98]. Les commandes en modulation de largeur d'impulsion mises au point à ce jour utilisent un découplage entrée sortie [GAT97], [TAC97] qui peut être linéaire ou non linéaire. Avec ces méthodes, un contrôle trop dynamique saturera les rapports cycliques et entraînera une perte des conditions de découplage. Ce qui se traduira finalement par de forts dépassements sur les variables que l'on cherche à régler. Une solution consiste à limiter la dynamique demandée. Les meilleures performances ne pourront pas être obtenues par ce type de commande. C'est pourquoi les auteurs ont cherché à définir des lois de commande en amplitude.

Ils présentent dans cet article trois lois de commande par mode de glissement. La toute première découle directement de la synthèse des fonctions de commutation. Comme il l'a été montré dans [PIN98], une telle loi de commande ne garantit pas l'installation correcte du déphasage entre les différentes cellules. En étudiant l'installation des cycles limites, les auteurs ont mis au point une autre loi de commande assurant une phase de π entre les signaux de commande.

Dans une troisième partie, une commande par mode glissant à fréquence fixe est enfin présentée. Il sera montré que les performances dynamiques obtenues sont voisines de celles des commandes à fréquence variable.

2. Modélisation du convertisseur

Le convertisseur étudié est celui de la figure 1. En boucle ouverte, le déphasage entre les signaux de commande u_1 et u_2 est égal à π . Les rapports cycliques sont égaux pour toutes les cellules de commutation. Cela a pour effet d'équilibrer naturellement la tension flottante (V_f) à une valeur égale à la moitié de la tension de source. Les formes d'ondes des signaux dans le filtre sont «optimales». Leur fondamental a une fréquence double de la fréquence de commutation.

L'équation d'état instantanée du hacheur à deux cellules est non linéaire. Elle s'écrit sous forme affine :

$$\dot{x} = Ax + g_1(x)u_1 + g_2(x)u_2 \quad [1]$$

Avec :

$$x = \begin{bmatrix} V_1 \\ i \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}, g_1(x) = \begin{bmatrix} -\frac{i}{C} \\ \frac{V_1}{L} \end{bmatrix}, g_2(x) = \begin{bmatrix} \frac{i}{C} \\ \frac{E - V_1}{L} \end{bmatrix} \quad [2]$$

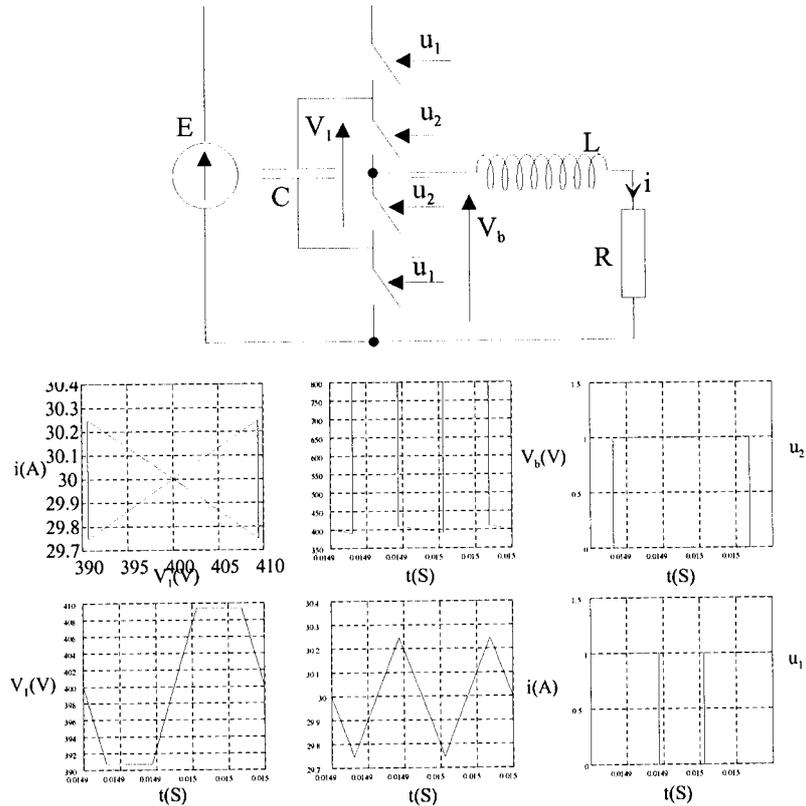


Figure 1. Structure d'un hacheur à deux cellules, signaux caractéristiques de la boucle ouverte pour un rapport cyclique valant 0,75.

Dans la suite de cet article, les éléments passifs ont des valeurs fixes : $E=800 \text{ V}$, $C=40 \mu\text{F}$, $L=10 \text{ mH}$, $R=20 \Omega$.

Un tel modèle de convertisseur est contrôlable pourvu que la condition d'accessibilité soit vérifiée sur tout l'espace d'état [NIJ92] :

$$\det(g_1(x), g_2(x)) = -\frac{Ei}{LC} \neq 0 \text{ si } i \neq 0 \text{ A} \quad [3]$$

2 Revue internationale de génie électrique

Ce résultat peut se justifier physiquement. Lorsque le courant de charge est nul, il est impossible de faire varier la tension aux bornes du condensateur flottant. La variable d'état V_f devient alors non commandable. C'est ce modèle instantané du convertisseur qui sera utilisé par la suite dans cet article. Il servira à calculer les fonctions de commutation.

Les lois de commande qui vont être définies maintenant doivent répondre à trois objectifs :

- Régler la tension flottante à la moitié de la tension de source $E/2$.
- Asservir le courant de charge à la valeur I_{ref} .
- Garantir un déphasage correct entre les signaux de commande afin d'obtenir une multiplication de la fréquence des signaux de sortie.

3. Synthèse des lois de commande

Le critère de Lyapunov est utilisé pour synthétiser les fonctions de commutation [SLO90]. Cette méthode a été définie dans [NIC96]. Considérons une fonction de Lyapunov telle que :

$$V(x) = \Delta x^T Q \Delta x > 0 \text{ avec : } \Delta x = \begin{bmatrix} V_1 - \frac{E}{2} \\ i - I_{ref} \end{bmatrix}, Q = \begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \quad [4]$$

Pour que le système soit stable en boucle fermée, il faut que la dérivée temporelle de la fonction de Lyapunov soit négative [SLO90]. Calculons cette fonction :

$$\dot{V}(x) = \Delta x^T Q \Delta \dot{x} \quad [5]$$

Soit :

$$\dot{V}(x) = \Delta x^T Q (f(x) + g_1(x)u_1 + g_2(x)u_2) \quad [6]$$

Les commandes doivent être définies pour rendre le plus négatif possible la dérivée de la fonction de Lyapunov. Considérons maintenant que les commandes équivalentes U_{1eq} et U_{2eq} existent et décomposons les signaux de commande en deux parties comme l'indique l'équation suivante :

$$u_i = U_{ieq} + \Delta u_i \text{ pour } i \in \{1, 2\} \quad [7]$$

Si $V(x)$ est une fonction de LYAPUNOV alors, la stabilité du point d'équilibre se traduit par :

$$\Delta x^T Q(f(x) + g_1(x)U_{1eq} + g_2(x)U_{2eq}) < 0 \quad [8]$$

Ainsi, pour avoir un système (convertisseur et commande) stable en boucle fermée, il faut que :

$$\Delta x^T Q g_i(x) \Delta u_i < 0 \quad [9]$$

Ceci conduit à obtenir les fonctions de commutations suivantes :

$$\begin{cases} s_1(x) = \frac{2I_{ref}}{E}(v_1 - E) - (i - I_{ref}) \\ s_2(x) = -\frac{2I_{ref}}{E}(v_1 - E) - (i - I_{ref}) \end{cases} \quad [10]$$

Il convient de noter que d'autres solutions peuvent être obtenues en pondérant la matrice Q et en mettant en balance l'énergie stockée dans L et dans C. Les signaux de commande appliqués aux interrupteurs sont alors donnés par :

$$u_i = \Phi(s_i(x)) \text{ avec } \Phi(s_i(x)) = \begin{cases} 1 \text{ si } s_i(x) > +\varepsilon \\ 0 \text{ si } s_i(x) < -\varepsilon \end{cases} \quad [11]$$

La fonction Φ est un simple hystérésis dont la largeur vaut 2ε . On peut remarquer que les commandes équivalentes existent car les dérivées de Lie des fonctions de commutation sont non nulles [UTK78] lorsque le courant de charge et la tension flottante sont différents de zéro.

4. Commande par application directe de la synthèse

Testons maintenant cette commande sur le hacheur à deux cellules de la figure 1. Les conditions initiales sont nulles $V_i(0) = 0 \text{ V}$, $i(0) = 0 \text{ A}$. La largeur de l'hystérésis vaut $\varepsilon = 1 \text{ A}$. Imposons alors la séquence de test suivante :

- La tension de source croît en rampe avec une pente de $8 \cdot 10^5 \text{ V/s}$, le courant de référence vaut alors 30 A .
- A $t = 4 \text{ ms}$, le courant de référence prend la valeur 15 A en échelon.
- A $t = 6 \text{ ms}$, la valeur de la résistance de charge est divisée par 2.
- A $t = 8 \text{ ms}$, échelon du courant de référence $I_{ref} = 10 \text{ A}$.
- A $t = 10 \text{ ms}$ le courant de référence prend la valeur $I_{ref} = 10 + 5 \sin(2\pi(t - 8 \cdot 10^{-3})/5 \cdot 10^{-3})$ et cela durant 5 ms

4 Revue internationale de génie électrique

- A $t = 15$ ms, la tension d'alimentation chute de 25 % et dans le même temps $I_{ref} = 10$ A.

Ce test sera appliqué dans toute la suite de cet article.

Une telle commande donne de très bons résultats en transitoire (figures 2, 3 et 4). Comme l'indique la figure 2 (zoom 2) le cycle limite obtenu n'est pas symétrique par rapport à $E/2$. Cela veut dire que le déphasage entre les signaux de commande n'est pas de π [PIN98]. Dans ce cas précis, la forme d'onde des signaux de sortie ne peut pas être optimale.

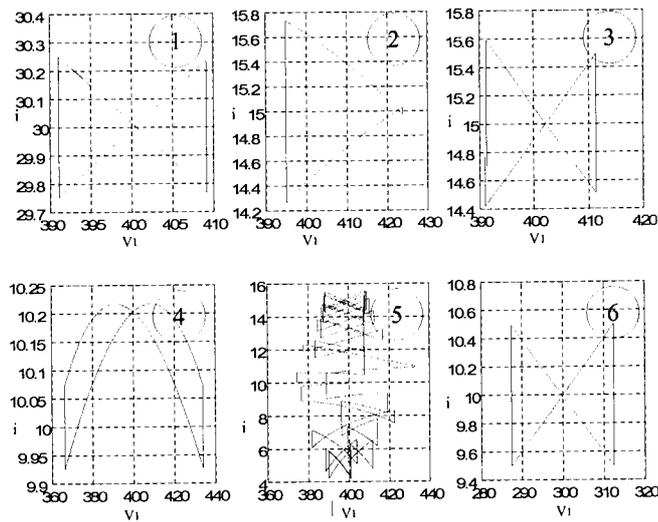
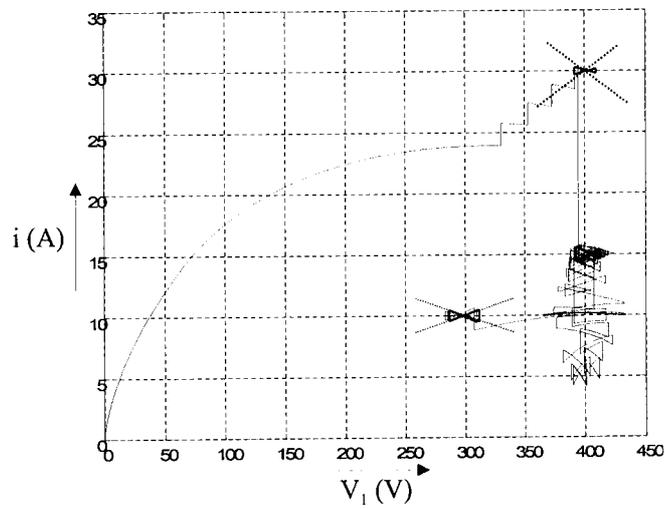


Figure 2. Trajectoires d'état dans le plan $V_1 - i$. En haut : vue générale.
En bas : zoom correspondant aux intervalles de temps identifiés en figure 3 et 4

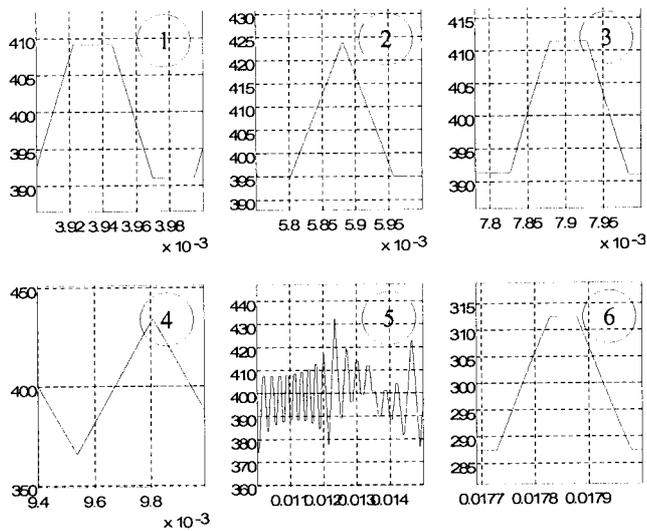
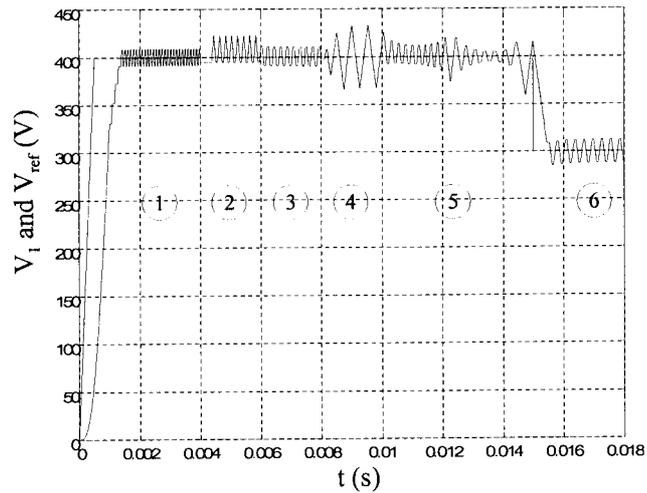


Figure 3. Evolution temporelle de la tension V_1 et sa référence ($E/2$). En haut : sur l'ensemble de l'horizon de simulation. En bas : zoom sur les 6 intervalles de temps.

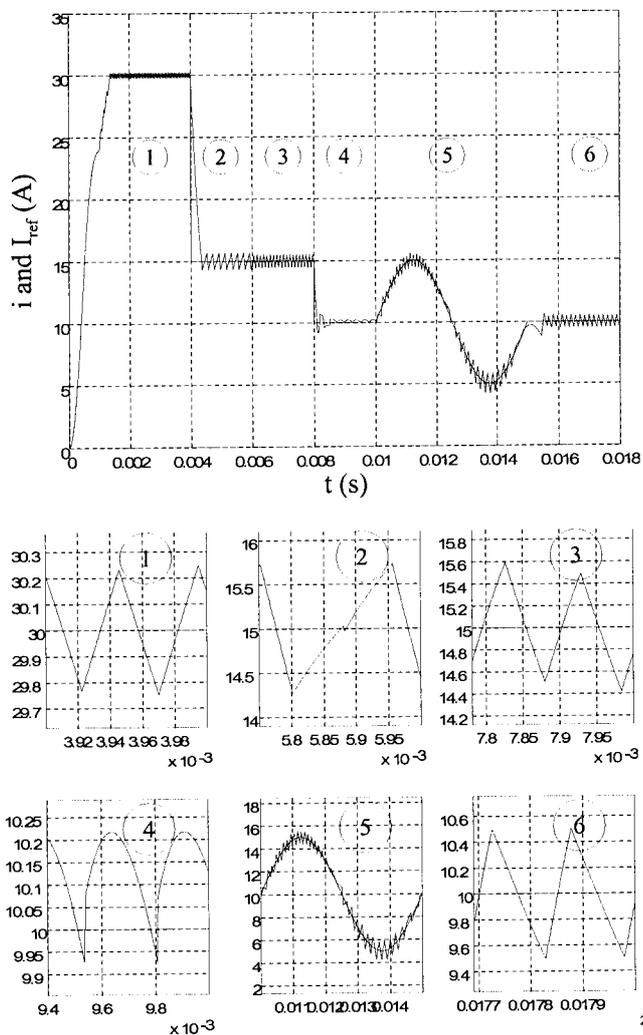


Figure 4. Le courant de sortie i et sa référence I_{ref} . En haut : sur l'ensemble de l'horizon de simulation. En bas : zoom sur les 6 intervalles de temps

L'installation du déphasage entre les signaux de commande s'explique en étudiant la convergence des cycles vers des cycles limites analogues à ceux obtenus en boucle ouverte. Considérons un cycle à quatre sommets représenté sur la figure 5. Il est possible de déterminer numériquement une fonction scalaire qui relie l'abscisse de P_1 soit V_{10} à celle de l'abscisse de P_4 soit V_{14} [MIR90].

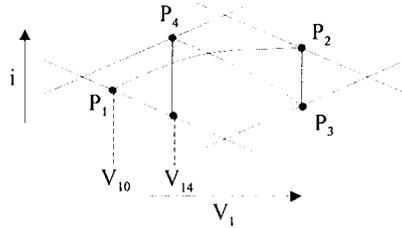


Figure 5. Cycle étudié : notations.

Appelons F cette fonction. Elle est définie par l'équation

$$F: R \rightarrow R$$

$$V_{10} \mapsto V_{14} \tag{12}$$

L'objectif de cette étude est de rechercher si le point fixe de cette fonction est stable ou instable.

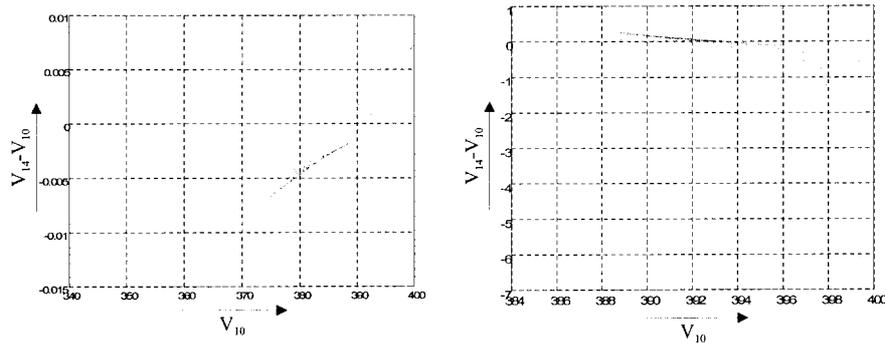


Figure 7. Courbes de F moins l'identité en fonction de V_{10} pour des rapports cycliques inférieure à 0,5 (à gauche) et supérieure à 0,5 (à droite).

Il suffit pour cela d'étudier la pente (noté λ) de la fonction F au voisinage de ce point. Si cette pente est plus petite que 1 alors le point fixe est stable. Dans le cas contraire, le point fixe est instable. Ce principe est intégré au théorème de Koenig qui se trouve largement explicité dans [AND87].

La fonction F est voisine de la fonction identité : elle est «quasiment» linéaire, et sa pente est proche de 1 ($\lambda \approx 1$). Dans ce cas, la fonction F moins l'identité permet de déterminer la stabilité du point fixe. Les courbes de la figure 7 présentent ces résultats. Elles sont paramétrées par la valeur du rapport cyclique. Bien que l'on soit à fréquence variable on peut définir un rapport cyclique équivalent et correspondant à la valeur moyenne de l'état de l'interrupteur sur un cycle. Elles montrent que les points fixes ne sont stables que si le rapport cyclique (noté α) est supérieur à 0,5. Il

existe des cycles limites de la famille recherchée uniquement lorsque $\alpha > 0,5$. Il est possible de montrer qu'ils sont symétriques par rapport à l'axe vertical $V_1 = E/2$.

Cette commande a été implantée sur une carte de commande analogique. Les courbes de la figure 8 montrent les très bonnes performances obtenues en régime transitoire. Pour la plus grande valeur du courant de référence, le rapport cyclique est supérieur à 0,5, ce que l'on peut voir sur la tension de bras V_b . Dans les autres cas, il est inférieur à 0,5.

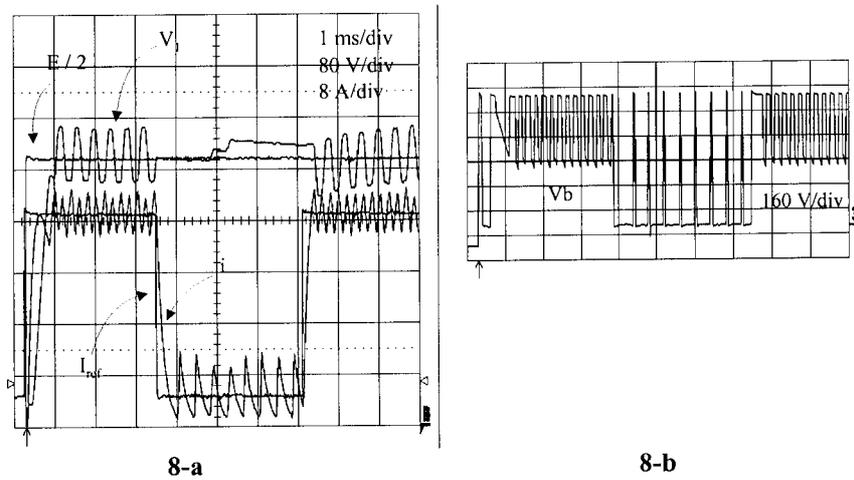


Figure 8. Résultats expérimentaux. a : V_1 , $E/2$, i , I_{ref} b : V_b

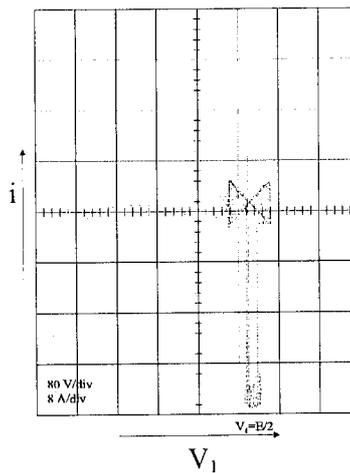


Figure 9. Trajectoire d'état pour différentes valeurs du courant de référence

Ces essais confirment qu'il est impossible d'obtenir un cycle analogue à ceux du fonctionnement en boucle ouverte lorsque le rapport cyclique est inférieur à 0,5.

Dans ce cas, les signaux de commande sont pratiquement en phase, la trajectoire d'état ne se stabilise pas correctement (figure 9).

5. Deux nouvelles commandes

5.1 Commande à fréquence variable.

La toute première commande qui a été mise à jours consiste en une modification de la loi précédente en régime permanent.

En régime permanent, la trajectoire d'état évolue dans une aire limitée qui est l'intersection des deux bandes mortes autour des fonctions de commutation (voir figure 10). La commande en amplitude d'un hacheur à deux cellules a pour objectif d'obtenir un cycle limite symétrique analogue à ceux de la boucle ouverte. Ce qui implique que les cycles recherchés doivent être symétriques par rapport à $V_1 = E/2$. Les résultats précédents (figure 2, 3, 4, 8 et 9) ont montré que cela n'était pas toujours le cas.

Dans une aire limite en losange, cette condition de symétrie verticale se traduit également par l'alignement des sommets deux à deux horizontalement: voir figure 1. Lorsque les signaux de commande u_1 et u_2 prennent la même valeur, la tension V_1 n'évolue pas. Les sommets sont donc alignés verticalement naturellement. Supposons que l'aire limite ne soit plus un losange mais un triangle dont la base est horizontale (figure 10). Dans ce cas, deux sommets du cycle seront contraints d'être alignés horizontalement. Il est légitime de penser qu'il est possible dans ces conditions de forcer la symétrie du cycle et donc l'alignement des sommets restant.

La façon la plus simple de construire un triangle à partir d'un losange est de couper celui-ci en deux parties. Deux triangles sont ainsi obtenus. Ils se caractérisent par leur position par rapport à la droite $i = I_{ref}$.

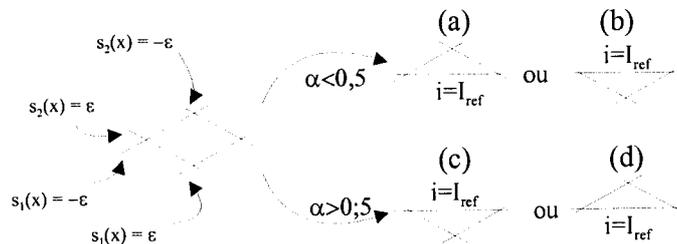


Figure 10. Modification de l'aire limite.

Etudions maintenant la pente de la fonction F dans les quatre cas de la figure 10. Considérons pour cela que la trajectoire d'état peut se confondre à une droite de pente constante dans toute l'aire limite. Notons p_1 la valeur de la pente de cette droite.

$$\frac{\partial i}{\partial V_1} = p_1 \quad [13]$$

Les droites de commutation qui forment les cotés des triangles sont de pente $p=2I_{ref}/E$. Il est alors possible de calculer la pente de la fonction F dans les quatre cas de la figure 10. Les résultats de ces calculs sont présentés sur le tableau 1.

	Cas (a)	Cas (b)	Cas (c)	Cas (d)
Pentes de F	$\left \frac{p_1}{p - p_1} \right < 1$	$\left \frac{p_1 - p}{p_1} \right > 1$	$\left \frac{p_1 + p}{p_1} \right > 1$	$\left \frac{p_1}{p_1 + p} \right < 1$

Tableau 1. Pente de la fonction F dans les 4 cas de la figure 10.

Ces résultats montrent que pour que la commande fonctionne correctement il faudra prendre le triangle supérieur lorsque le rapport cyclique est inférieur à 0,5. Dans le cas contraire, le triangle inférieur devra être choisi. Pour déterminer comment le rapport cyclique se situe par rapport à 0,5: il suffit d'examiner la tension de bras V_b . Si le niveau de tension E (respectivement 0) est utilisé : c'est que $\alpha > 0,5$ (respectivement $\alpha < 0,5$).

Ces résultats peuvent être corroborés par une analyse numérique identique à celle faite précédemment (voir figure 11). Il est alors possible de conclure que les cycles limites sont stables. On peut de plus affirmer que ces cycles limites sont bien symétriques par rapport à la droite $V_1 = E/2$.

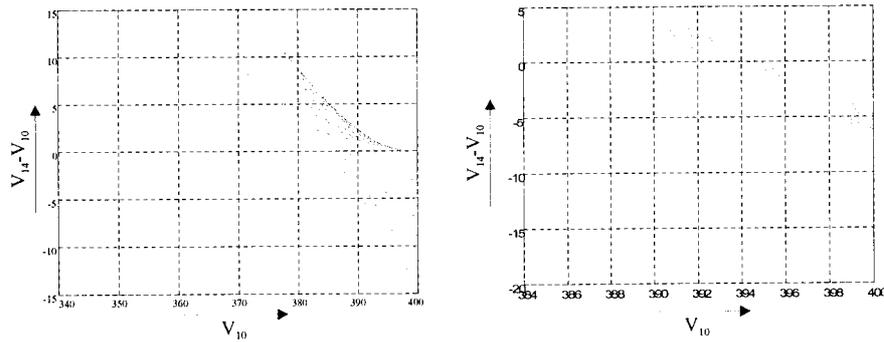


Figure 11. Courbes de F moins l'identité en fonction de V_{10} pour des rapports cycliques inférieur à 0,5 (à gauche) et supérieur à 0,5 (à droite).

Cette commande a été soumise à la même séquence de test que dans la partie précédente. Les résultats obtenus sont présentés sur les figures 12 à 14. Les performances en régime transitoire sont identiques à ceux de la commande précédente. Avec cette commande, les cycles limites en régime permanent sont symétriques (voir figure 12 du zoom 1 à 4). La phase entre les signaux de commande se stabilise à la valeur π . Les ondulations du courant de charge sont plus faibles comparées à celles de la figure 4.

Avec cette nouvelle commande, la fréquence des signaux en sortie du hacheur est bien le double de celle des signaux de commande, comme avec la modulation classiquement utilisée en boucle ouverte.

Il est donc possible, en modifiant l'aire limite, d'élaborer une nouvelle loi de commande qui garantit de très bonnes performances dynamiques tout en respectant une installation correcte du déphasage entre les signaux de commande.

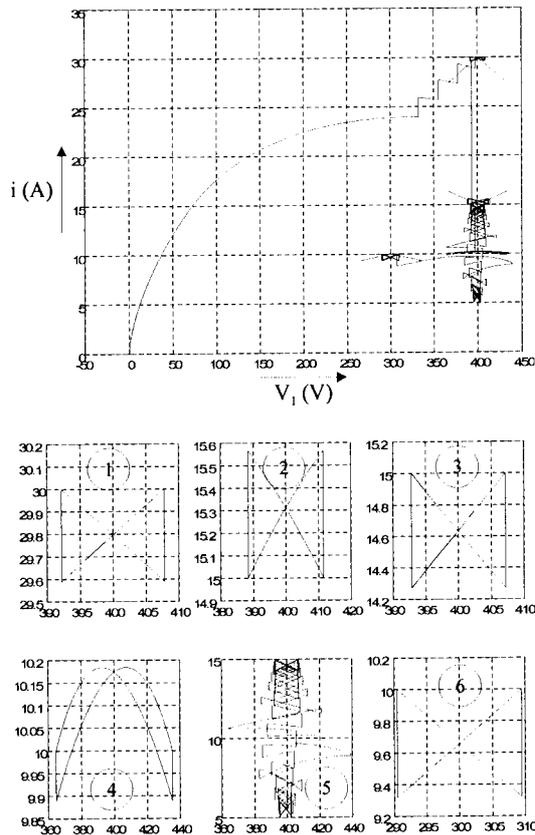


Figure 12. Trajectoire d'état dans le plan $V_1 - i$. En haut : vue générale. En bas : zooms sur les six intervalles temporels identifiés en figures 13 et 14.

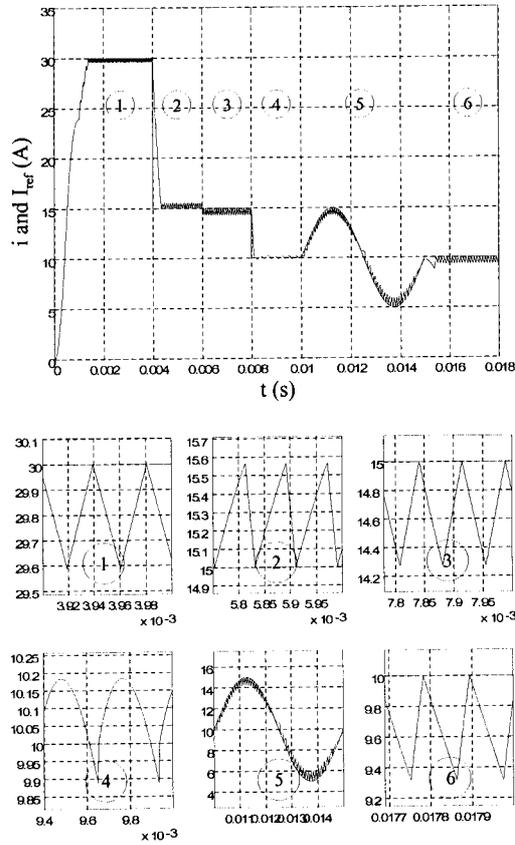


Figure 14. Les courants i et I_{ref} en fonction du temps. . En haut : vue générale. En bas : zooms sur les six intervalles temporels identifiés ci-dessus.

5.2 Commande à fréquence fixe.

Les mêmes fonctions de commutation sont utilisées dans cette commande. Elles sont ici aussi notées S_1 et S_2 et sont définies par l'équation 4. Elles sont ensuite présentées aux entrées de deux correcteurs P.I. ce qui permet de calculer les valeurs des deux rapports cycliques (α_1 et α_2) à imposer à chaque cellule de commutation. La figure 15 présente l'architecture de cette commande.

Cette nouvelle technique de commande est non-linéaire. La dynamique du convertisseur commandé sera non-linéaire. Le réglage des correcteurs P.I. se fera en utilisant les études effectuées précédemment.

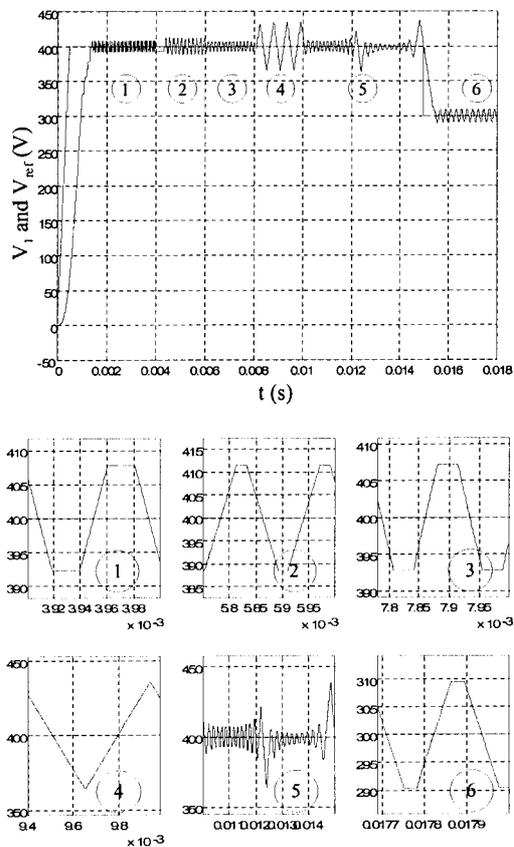


Figure 13. Les tensions $V_1 E/2$ en fonction du temps . En haut : vue générale. En bas : zooms sur les six intervalles temporels identifiés ci-dessus.

L'utilisation de cette commande pour des hacheurs multicellulaires permet d'assurer un fonctionnement «optimal» de ceux-ci. En régime transitoire, les temps de réponse sont faibles. Ce qui semble donc pouvoir garantir une bande passante importante. La maîtrise du déphasage entre les signaux de commande par le contrôle du cycle limite garantit une ondulation minimale du courant de charge, et cela pour tous les points de fonctionnement.

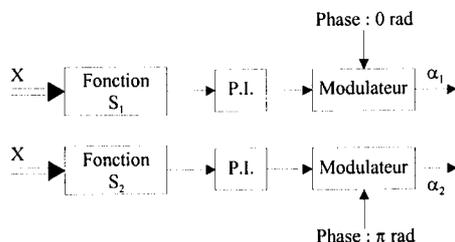
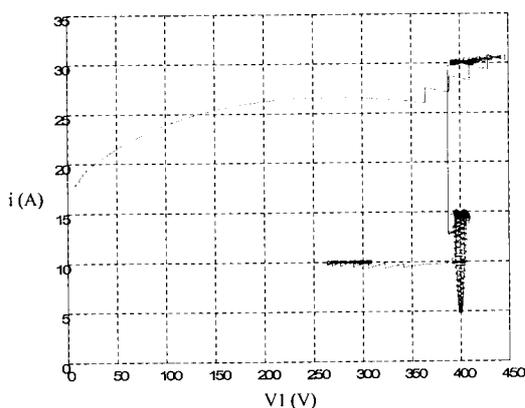


Figure 15. Schéma de principe de la commande par mode glissant à fréquence fixe.

L'objectif recherché est de garantir les meilleures performances dynamiques. Les commandes en amplitude sont connues traditionnellement pour fournir de tels résultats. Il convient donc de régler les paramètres des correcteurs en recherchant à obtenir un comportement analogue à celui des commandes en amplitude. Pour cela le gain du régulateur est défini pour assurer la saturation du rapport cyclique dans la phase d'atteinte et le terme intégral pour garantir une erreur nulle de la fonction de commutation avec une constante de temps correspondant à quelques périodes de découpage.

Les gains permettent de définir une bande morte autour des fonctions de commutation, dont la largeur est en inverse du gain. Pour que les lois de commande agissent avec la plus grande dynamique, il convient de choisir des grands gains. Or, la loi de commande que nous étudions est à fréquence fixe. Pour une fréquence de commutation donnée, le convertisseur impose une ondulation sur ces variables d'état. Les ondulations des fonctions de commutation sont fixées. Il y a donc une valeur maximale des gains garantissant ce mode de fonctionnement.

Le choix de la constante d'intégration est plus simple. Les intégrateurs n'agiront que lorsque la trajectoire d'état atteindra une des bandes mortes : c'est dans ces conditions que les interrupteurs commutent. Leurs dynamiques doivent donc être plus lentes que la fréquence de commutation.



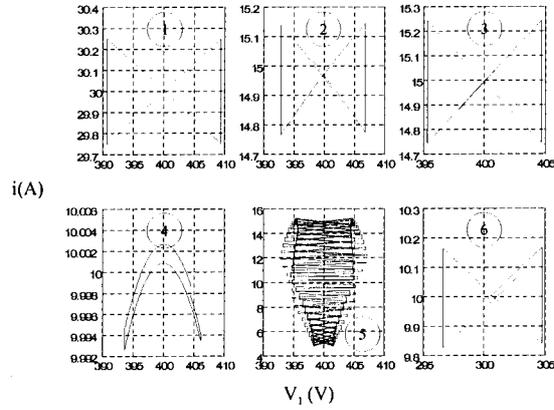
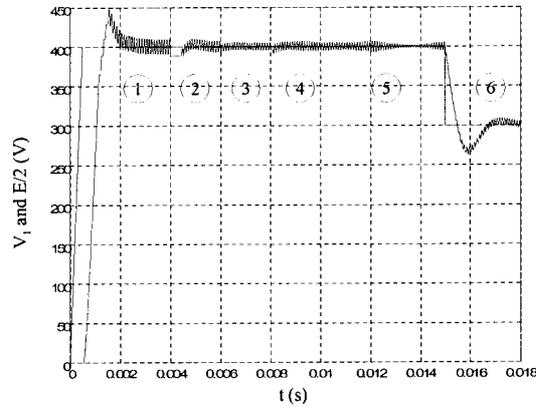


Figure 16. Trajectoire d'état dans le plan $V_1 - i$. En haut : vue générale. En bas : zooms sur les six intervalles temporels identifiés en figures 18 et 19.

Cette commande a été soumise à la même séquence de test que dans les cas précédents. Les résultats sont indiqués sur les figures 16 à 18. Les performances en régime transitoire sont ici aussi très bonnes. En régime transitoire, le déphasage entre les signaux de commande est fixé. Les ondulations des variables d'état sont donc très faibles. Les variables d'état se stabilisent sans aucune erreur statique.



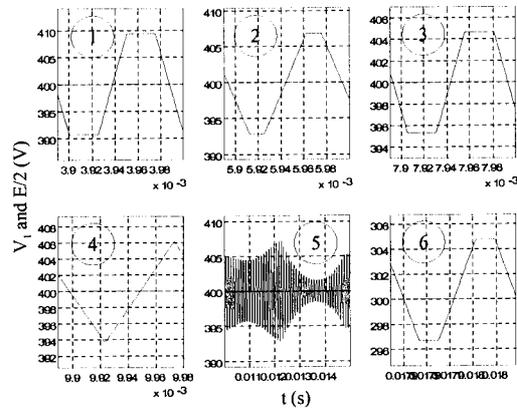
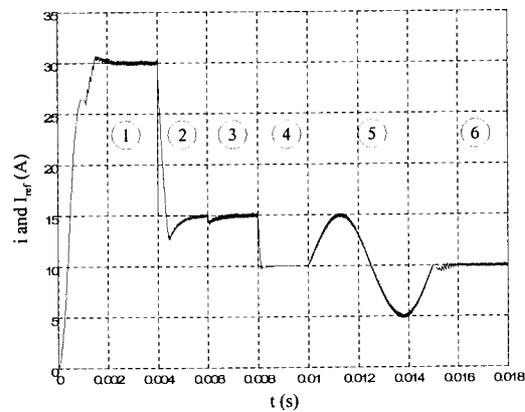


Figure 17. Les tensions V_1 , $E/2$ en fonction du temps. . En haut : vue générale. En bas : zooms sur les six intervalles temporels identifiés ci-dessus.

Cette commande a été réalisée à l'aide de circuits analogiques. Les résultats obtenus sont présentés sur la figure 19. Comme le montrent ces résultats les conclusions sont identiques. Les performances en régime transitoire sont très bonnes, le déphasage entre signaux de commande est correct. Les erreurs statiques sont nulles.



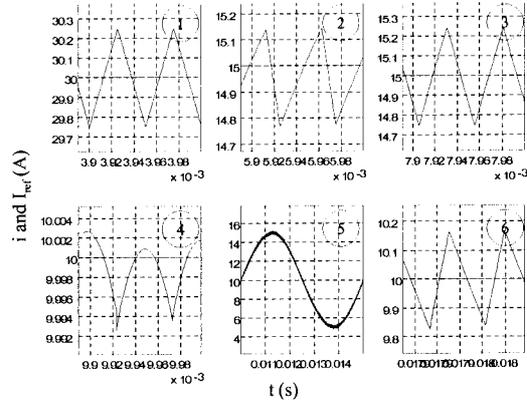


Figure 18. Les courants i et I_{ref} en fonction du temps. . En haut : vue générale. En bas : zooms sur les six intervalles temporels identifiés en figures 18 et 19.

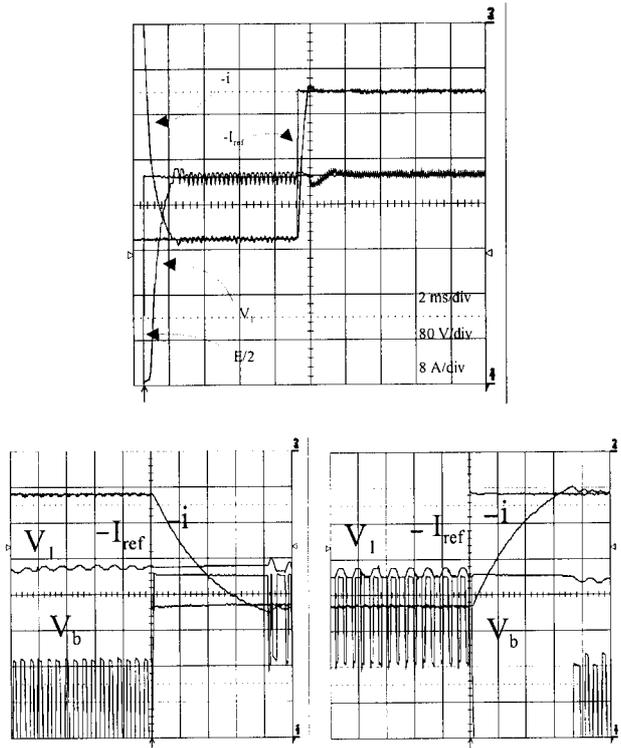


Figure 19. Résultats expérimentaux sur un simulateur analogique d'un hacheur à deux cellules. En haut : démarrage suivi d'un échelon de référence de courant. En bas : zooms sur des échelons de courant positifs et négatifs.

6. Conclusions

Comme les résultats ci-dessus l'ont montré, l'utilisation de fonctions de commutation synthétisées par le critère de Lyapunov donne de très bonnes performances dynamiques. Le déphasage entre les signaux de commande ne peut pas a priori être garanti en régime d'équilibre. Pour assurer un fonctionnement correct en régime permanent, il convient de mettre en œuvre une commande spécifique obtenue ici par une modification de l'aire limite.

La définition d'une commande à fréquence fixe sur un convertisseur associé à un modulateur permet d'obtenir d'excellentes performances aussi bien en régime transitoire qu'en régime permanent. Les déphasages entre les signaux de commande seront donc pris en charge par la fonction de modulation. Pour définir une loi de commande correcte, il suffit de faire cohabiter les objectifs de régime permanent et de régime transitoire.

7. Bibliographie

[MEY98] T. MEYNARD, « Performances dynamiques des convertisseurs multiniveaux », *revue internationale de génie électrique*, Volume 1 – N°1/1998, pages 37-52.

[GAT97] G. GATEAU, Contribution à la commande des convertisseurs statiques multicellulaires série - Commande non-linéaire et commande floue, Thèse de doctorat, I.N.P. Toulouse, 1997.

[TAC97] O. Tachon, Contribution à la commande découplante, Thèse de doctorat, I.N.P. Toulouse, 1997.

[PIN98] D. Pinon, M. Fadel, T. Meynard, « Commande par mode de glissement d'un hacheur à deux cellules : étude de l'installation des cycles limites », *revue internationale de génie électrique*, volume 1 – N°3/1998, pages 393-415.

[SLO90] J.J.E. SLOTINE and W.Li, *Applied non linear Control*, ed. Prentice Hall, 1990.

[NIC96] B. NICOLAS, Contribution à la commande des convertisseurs statiques, *Thèse de doctorat*, I.N.P. Toulouse, 1996.

[UTK78] V. I. UTKIN, *Sliding modes and their application in Variable Structure System*, ed. M. I. R. Publisher, 1978.

[NIJ92] H. NIJMEIJER, A. J. VAN DER SCHAFT, *Non linear Dynamical Control Systems*, ed. Springer Verlag, 1992.

[MIR90] C. MIRA, *Systèmes asservis non linéaires, aspects continus et discrets*, ed. Hermes, 1990.

[AND87] A.A. ANDRONOV, A.A. VITT AND S.E. KHAIKIN, *Theory of oscillators*, édition Dover, 1987, p158-163.