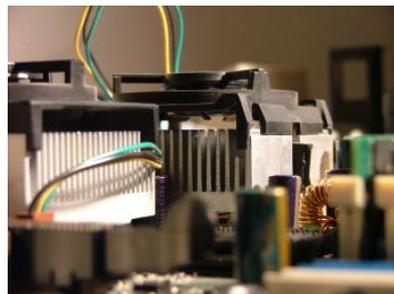

Systemes électroniques

Chapitre 8 *MODÉLISATION DU VARIATEUR
DE COURANT CONTINU À PULSATION*



T A B L E D E S M A T I E R E S

PAGE

8.	MODELISATION DU VARIATEUR DE COURANT CONTINU A PULSATION	2
8.1	REMARQUES PRÉLIMINAIRES	2
8.2	COMMANDE DU VARIATEUR DE COURANT CONTINU SELON LA MÉTHODE DE SOUS-OSCILLATION	2
8.2.1	<i>Généralités</i>	<i>2</i>
8.2.2	<i>Dispositif de contrôle pour un variateur à courant continu unidirectionnel.....</i>	<i>2</i>
8.2.3	<i>Dispositif de contrôle pour un variateur à courant continu bidirectionnel.....</i>	<i>4</i>
8.3	RÉALISATION PRATIQUE D'UN MODULATEUR PWM	6
8.3.1	<i>Généralités</i>	<i>6</i>
8.3.2	<i>Modulateur PWM analogique implanté dans l'UC 3637.....</i>	<i>6</i>
8.3.3	<i>Modulateur PWM digital implanté dans le DSP ADMC401</i>	<i>7</i>
8.4	INFLUENCE DU PHÉNOMÈNE DE COMMUTATION DES TRANSISTORS DE PUISSANCE	10
8.4.1	<i>Description du phénomène sur une branche</i>	<i>10</i>
8.4.2	<i>Relations analytiques</i>	<i>12</i>
8.4.3	<i>Effet des phénomènes de commutation sur la forme du courant et de la tension.....</i>	<i>15</i>
8.5	COMPORTEMENT DYNAMIQUE POUR DES PETITES ET GRANDES VARIATIONS DU SIGNAL DE COMMANDE	17
8.5.1	<i>Tension auxiliaire en forme de dent de scie.....</i>	<i>17</i>
8.5.2	<i>Tension auxiliaire de forme triangulaire</i>	<i>18</i>
8.6	DIAGRAMME STRUCTUREL	20

Bibliographie

INTRODUCTION.

MODÉLISATION.

Les dispositifs de contrôle associés aux convertisseurs statiques permettent, par l'intermédiaire des commandes des composants de puissance, le contrôle de la commutation de ces derniers afin de fournir les grandeurs (tension et ou courant) désirées pour assurer la bonne marche de l'ensemble du système. Après une description des phénomènes transitoires, on définira trois niveaux de modélisation des convertisseurs statiques. Enfin la modélisation des convertisseurs statiques de base sera réalisée.

PHÉNOMÈNES TRANSITOIRES.

Les phénomènes transitoires qui se déroulent dans les convertisseurs statiques peuvent être séparés en quatre modes distincts :

- ultra rapides : phénomènes de commutation des semi-conducteurs,
- très rapides : phénomènes de commutation des convertisseurs statiques,
- rapides : phénomènes de réglage,
- lents : phénomènes thermiques,

Les modes ultra rapides sont dus aux phénomènes de commutation des semi-conducteurs. Vu les imperfections liées aux composants et à leurs connexions, des précautions doivent être prises afin d'éviter au maximum des oscillations de plusieurs MHz. L'analyse et les règles à adopter font partie de la science de l'art de l'électronique de puissance.

Les modes très rapides sont liés aux phénomènes de commutation des convertisseurs statiques. Ils provoquent des ondulations et des harmoniques en tension et en courant. Les fréquences en jeu vont de quelques centaines de Hz à plusieurs dizaines de kHz.

Les modes rapides apparaissent lors de phénomènes de réglage. Les constantes de temps qui y interviennent vont de quelques ms à quelques centaines de ms.

Les modes lents sont en liaison avec les phénomènes d'échauffements. Les constantes de temps déterminantes vont de quelques dizaines de ms à plusieurs minutes.

NIVEAU DU MODÈLE

Pour la modélisation des convertisseurs statiques, on peut distinguer trois niveaux de modèles :

- Niveau montage : Utilisé pour l'analyse des modes ultra rapide et très rapide. Permet de déterminer l'allure des tensions et courants à l'intérieur des convertisseurs statiques.
- Niveau bornes : Utilisé pour étudier les harmoniques, les ondulations et les pulsations provoqués dans la charge par le convertisseur statique. Dans ce modèle on ne tient compte que de l'allure de la tension de sortie du convertisseur statique.
- Niveau système pseudo-continu : Utilisé pour l'analyse des phénomènes de réglage. Ce modèle se limite à la reproduction de la valeur moyenne glissante de la tension de sortie du convertisseur statique. Dans ce cas l'organe de commande est incorporé de manière simplifiée dans le système pseudo-continu.

Les modélisations au niveau montage et au niveau bornes étant largement discutées dans les chapitres 2, 3 et 4 du cours d'électronique de puissance, nous nous bornerons, dans ce chapitre, à la modélisation au niveau pseudo-continu.

8. MODELISATION DU VARIATEUR DE COURANT CONTINU A PULSATION

8.1 REMARQUES PRÉLIMINAIRES

Dans ce chapitre, nous nous limiterons à la description des dispositifs de contrôle dédiés au variateur de courant à pulsation unidirectionnel et bidirectionnel. En ce qui concerne la modélisation, vu le caractère discontinu du variateur de courant à pulsation unidirectionnel (conduction continue et conduction intermittente), nous ne traiterons que le cas du variateur de courant continu à pulsation bidirectionnel. La modélisation montrera que même pour ce cas, une discontinuité existe et pour certaines applications, ce phénomène de discontinuité doit être pris en compte dans les algorithmes de régulation.

8.2 COMMANDE DU VARIATEUR DE COURANT CONTINU SELON LA MÉTHODE DE SOUS-OSCILLATION

8.2.1 Généralités

Comme nous l'avons vu au cours d'Électronique de Puissance, la variation de la tension continue idéale u_{di} d'un variateur de courant continu à pulsation s'obtient par la variation du rapport cyclique t_e/T_p . Nous allons étudier quelques dispositifs de commande permettant la réalisation d'un rapport t_e/T_p variable et ceci en fonction d'une tension de commande u_{cm} . Ces dispositifs sont généralement appelés "Commande PWM (Pulse Width Modulation) par la méthode de sous-oscillation". On représentera le cas d'une commande pour une tension u_{cm} analogique.

8.2.2 Dispositif de contrôle pour un variateur à courant continu unidirectionnel.

En disposant d'un train d'impulsion de fréquence fixe mais de rapport cyclique variable, on peut, après mise en forme par les commandes des contacteurs statiques commuter la tension d'alimentation sur la charge. La Figure 8-1 représente le schéma de principe d'un variateur de courant continu et de son dispositif de contrôle sous la forme d'un générateur de dent de scie, d'un comparateur et d'un multiplicateur.

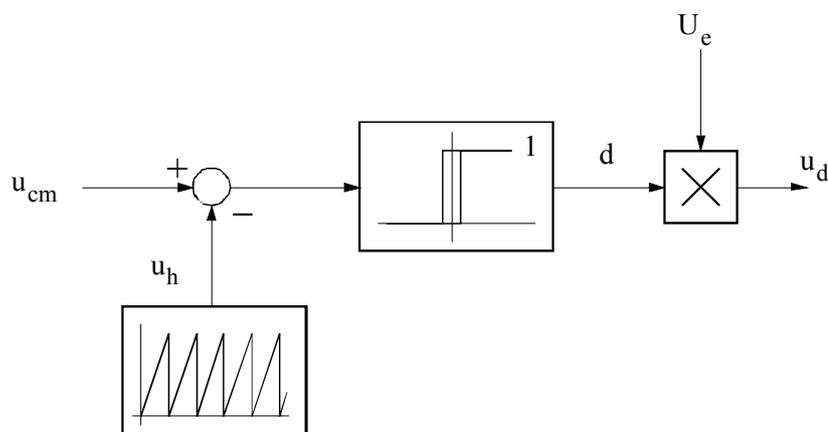
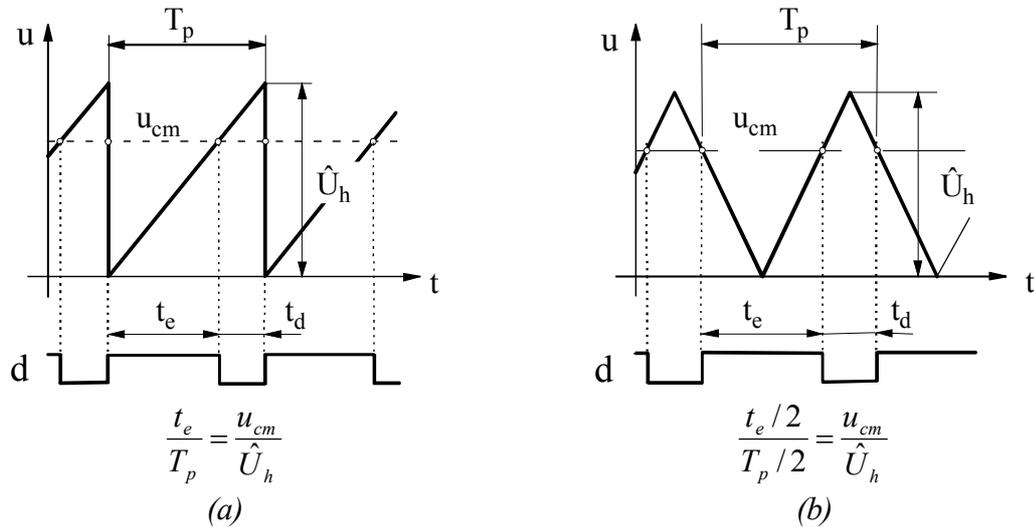


Figure 8-1 : Schéma de principe d'un variateur de courant à pulsation unidirectionnel

8.2.2.1 *Fonctionnement*

Le signal de commande u_{cm} est comparé avec la tension auxiliaire u_h , cette dernière peut avoir la forme d'une dent de scie (onde asymétrique), Figure 8-2 (a) ou une forme triangulaire (onde symétrique), Figure 8-2 (b). La fréquence de pulsation du variateur sera celle du signal u_h .



Signal auxiliaire

(a) : Dent de scie

(b) : Triangulaire

Figure 8-2 : Génération analogique du signal de commande PWM

La différence entre u_{cm} et u_h est appliquée à l'entrée d'une bascule de Schmitt (comparateur) fournissant un train d'impulsion d . Les durées d'enclenchement t_e et de déclenchement t_d sont définies par les intersections des tensions de commande u_{cm} et de référence u_h . Les durées peuvent varier en fonction de la tension u_{cm} , et ceci au niveau de l'électronique de contrôle (basse puissance). Il est très important de relever que la période de pulsation $T_p = t_e + t_d$ est constante, quelle que soit l'allure de la tension auxiliaire u_h (en dent de scie ou triangulaire). La Figure 8-2 permet d'établir la relation

$$t_e = \frac{u_{cm}}{\hat{U}_h} \cdot T_p \tag{8.1}$$

En variant u_{cm} de 0 à \hat{U}_h , la durée d'enclenchement t_e varie donc entre 0 et T_p . La variation de la tension continue idéale u_{di} en fonction du rapport cyclique s'exprime par la relation

$$u_{di} = \frac{t_e}{T_p} U_e \tag{8.2}$$

Et par conséquent, la relation directe entre la tension de commande et la tension continue idéale de sortie vaut

$$u_{di} = \frac{U_e}{\hat{U}_h} \cdot u_{cm} = K_{cm} \cdot u_{cm} \tag{8.3}$$

8.2.3 Dispositif de contrôle pour un variateur à courant continu bidirectionnel.

En disposant, comme dans le paragraphe précédent, d'un train d'impulsion de fréquence fixe mais de rapport cyclique variable, on peut aussi commander un variateur de courant continu bidirectionnel dont le schéma de principe est donné à la Figure 8-3

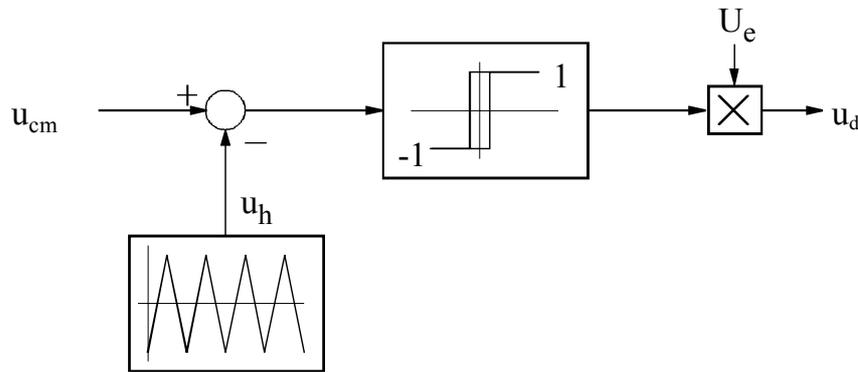


Figure 8-3 : Schéma de principe d'un variateur de courant à pulsation bidirectionnel

8.2.3.1 Fonctionnement pour une séquence de commutation alternée

Dans ce cas, il convient de réaliser, à partir du signal d, les quatre signaux nécessaires pour la commande des contacteurs statiques. La Figure 8-4 représente le schéma de principe pour la génération des signaux c_1, c_2, c_3, c_4 nécessaires pour la commande des contacteurs statiques.

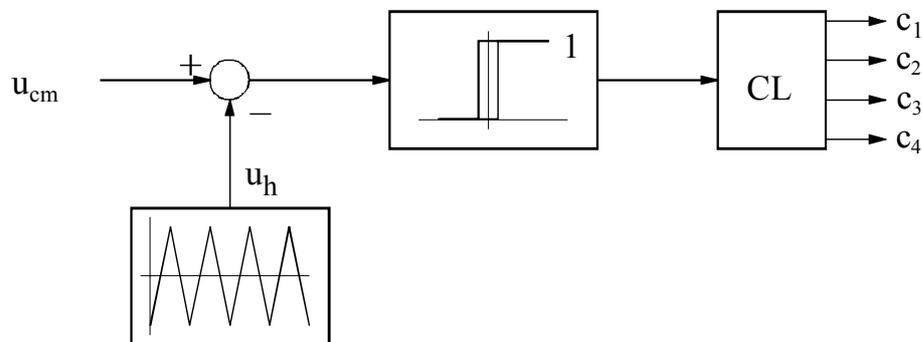


Figure 8-4 : Dispositif de contrôle (commutation alternée) d'un variateur de courant continu à pulsation bidirectionnel

Le signal de commande u_{cm} est comparé avec la tension auxiliaire u_h , cette dernière peut avoir la forme d'une dent de scie (Figure 8-5(a)) ou une forme triangulaire (Figure 8-5(b)). La fréquence de pulsation du variateur sera celle du signal u_h . Le train d'impulsions d est, dans ce cas, appliqué à une commande logique CL fournissant les signaux pour les quatre contacteurs statiques. La commande logique contient des éléments logiques ainsi que des temporisateurs permettant d'assurer un temps t_a d'anti-chevauchement.

Les durées t_e et t_d dépendent à nouveau de la tension u_{cm} . Quelle que soit l'allure de la tension auxiliaire u_h (dent de scie ou triangulaire), la Figure 8-5 permet d'établir la relation suivante, en faisant l'hypothèse que $t_a=0$)

$$t_e = \frac{u_{cm} + \hat{U}_h}{2 \cdot \hat{U}_h} \cdot T_p \tag{8.4}$$

En variant u_{cm} de $-\hat{U}_h$ à $+\hat{U}_h$, la durée d'enclenchement t_e varie donc de 0 à T_p . A l'aide des relations 8.1 et 8.4, on peut écrire pour la tension continue idéale u_{di}

$$u_{di} = \frac{U_e}{\hat{U}_h} \cdot u_{cm} = K_{cm} \cdot u_{cm} \tag{8.5}$$

En variant la tension u_{cm} de $-\hat{U}_h$ à $+\hat{U}_h$, la tension continue idéale u_{di} varie de $-U_e$ à $+U_e$. On remarque donc à nouveau une proportionnalité entre la tension u_{di} et la tension de commande.

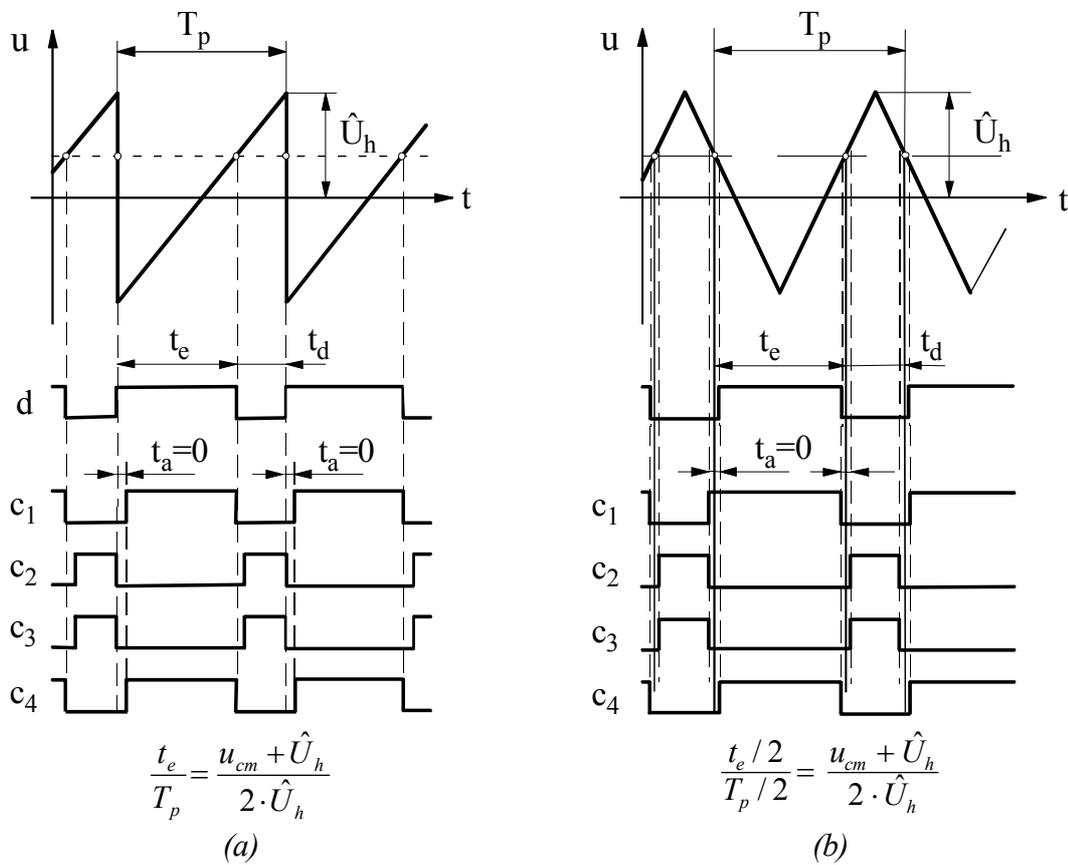


Figure 8-5 : Génération analogique du signal de commande PWM

Signal auxiliaire
 (a) : Dent de scie
 (b) : Triangulaire

8.3 RÉALISATION PRATIQUE D'UN MODULATEUR PWM

8.3.1 Généralités

Le but de ce paragraphe est de donner un aperçu du principe de fonctionnement des modulateurs PWM utilisés en pratique. On distinguera deux types de modulateur. Le premier analogique et le second implanté dans les DSP dédiés au contrôle de moteur. Si le concept est différent, le résultat est identique.

8.3.2 Modulateur PWM analogique implanté dans l'UC 3637

La topologie de ce type de modulateur, utilisable pour des variateurs de courant bidirectionnels permet divers modes de modulation. Ce type de circuit ne convient toutefois pas au mode de commutation circulaire. En conséquence seul le mode de commutation alterné sera décrit dans ce paragraphe.

8.3.2.1 Schéma de principe

Le schéma de principe de ce modulateur est donné par la Figure 8-6. Il s'agit d'un circuit intégré fabriqué par UNITRODE.

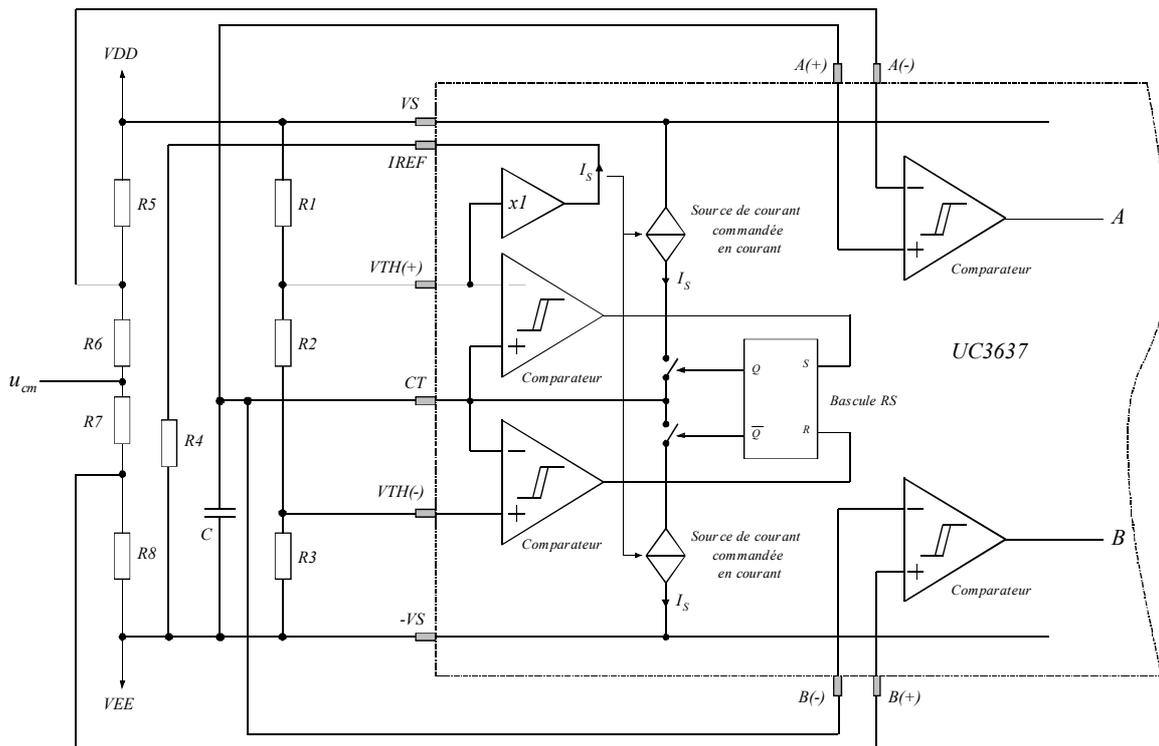


Figure 8-6 : Modulateur PWM analogique (schéma de principe)

8.3.2.2 Diagramme temporel

Dans le schéma de principe ci-dessus, on a omis les diverses fonctions de protection telles que le verrouillage des signaux de sortie lorsque les tensions d'alimentations sont trop faibles ou

encore la commande d'ouverture du pont lorsque le courant dans ce dernier est trop important. Le mode de fonctionnement correspondant à une commutation alternée donne le diagramme temporel illustré à la Figure 8-7

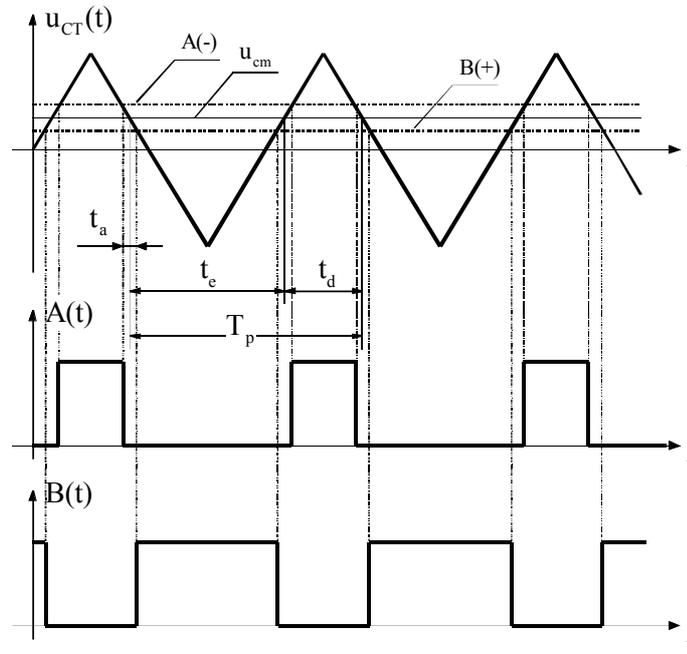


Figure 8-7 : Diagramme temporel issu de l'UC3637

8.3.3 Modulateur PWM digital implanté dans le DSP ADMC401

TEXAS INSTRUMENT et ANALOG DEVICES proposent des DSP dédiés aux applications moteurs possédant des modulateurs PWM. Nous prendrons pour exemple le cas particulier de l'ADMC401.

8.3.3.1 Principe de fonctionnement

Nous nous limiterons ici à la description sommaire de ce type de modulateur. Le but étant de montrer la très grande souplesse d'utilisation. Il faut néanmoins garder à l'esprit que dans ce cas la fréquence de pulsation est limitée par le temps nécessaire à l'exécution de l'algorithme du processus à contrôler.

Le principe même de la modulation de largeur d'impulsion est identique au cas analogique. En effet dans ce cas aussi, il y a comparaison entre une grandeur de commande et un signal triangulaire. La période de pulsation (PWMTM) est un multiple de la période d'horloge T_{CK} . Les grandeurs de comparaisons (PWMCHA, PWMCHB, PWMCHC) aux nombres de trois permettent la commande d'un onduleur. Le temps mort (PWMDT) permet d'éviter un chevauchement de la commande d'ouverture des contacteurs statiques placés dans une même branche. Le rapport cyclique peut varier entre 0% et 100%. Il peut également être limité afin d'éviter des impulsions de commande de fermeture des contacteurs statiques trop faibles (PWMPD). Un signal de synchronisation (PWMSYNC) permettant à la fois de générer une interruption et ordonner la conversion des grandeurs d'acquisitions analogiques (courants,

signaux codeurs, ...). Ce signal peut être contrôlé en largeur d'impulsion (PWMSYNCWT). Selon le type de driver pour la commande des contacteurs statiques, il est possible de définir une polarité, c'est à dire le choix de l'état actif (PWMPOL). Lors de la détection d'un dysfonctionnement, il est possible de commander le blocage de tous les contacteurs statiques par une entrée (PWMTRIP).

Selon le type de moteur à commander, on peut à l'aide du registre PWMSEG définir des états particuliers pour les contacteurs statiques.

De même si les drivers de gate possèdent une séparation galvanique réalisée par des transformateurs d'impulsions, il est possible de remplacer les états constants des commandes des contacteurs statiques par des trains d'impulsions.

Pour finir, on utilise la commande PWMSR pour le contrôle de moteur de type à réluctance variable.

Par cette description sommaire, on voit donc que ce type de modulateur présente une souplesse d'utilisation inégalable en analogique. Cette constatation, appuyée par la rapidité toujours plus grande d'exécution des instructions par les processeurs modernes, montre que ce type de contrôle est de plus en plus utilisé dans les applications industrielles.

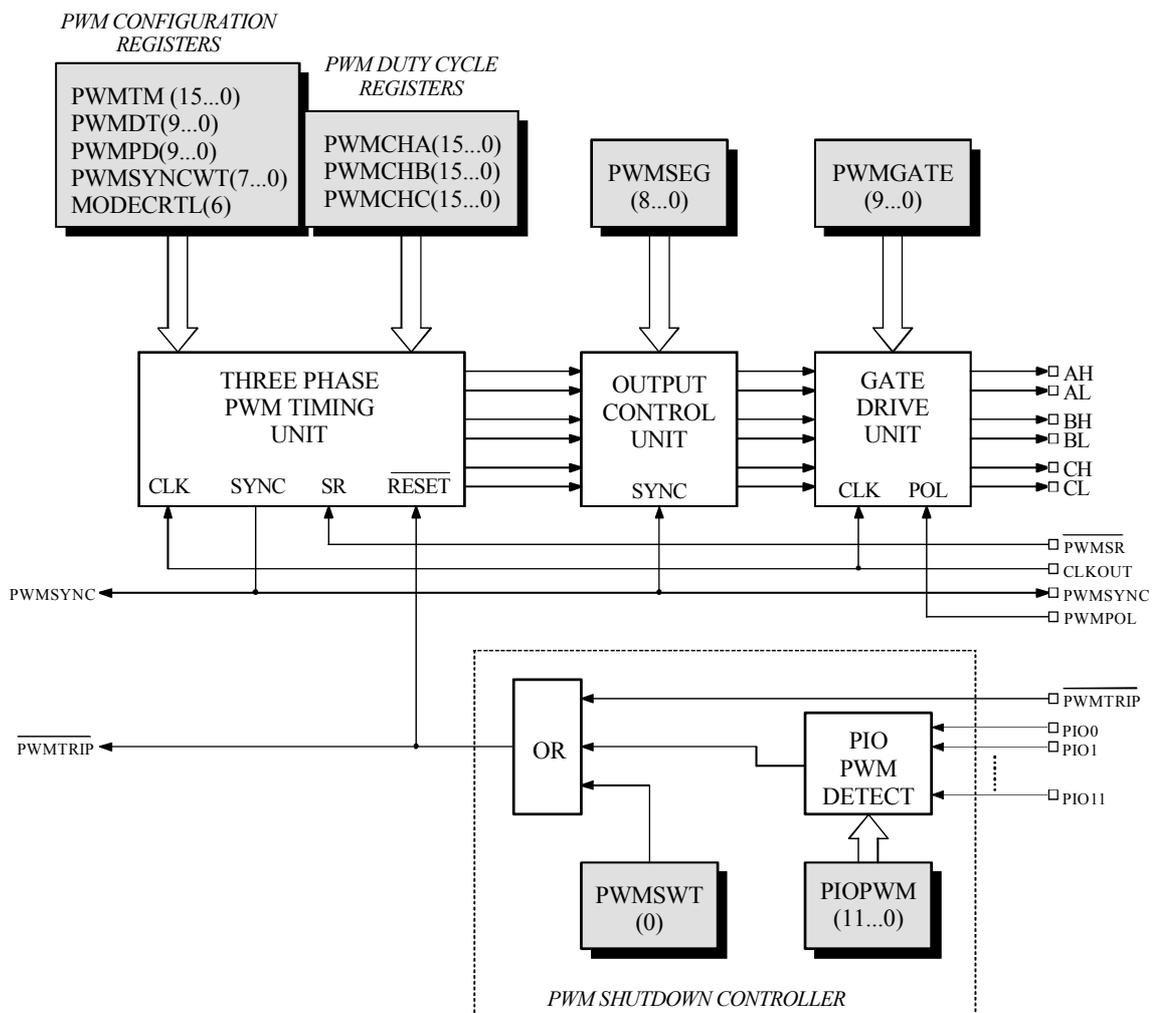


Figure 8-8 : Schéma bloc du modulateur PWM de l'ADMC401

8.3.3.2 Diagramme temporel

La Figure 8-9 montre, pour la commande du canal A (commande d'une branche), la succession des signaux pour une commande réactualisée à chaque période de pulsation.

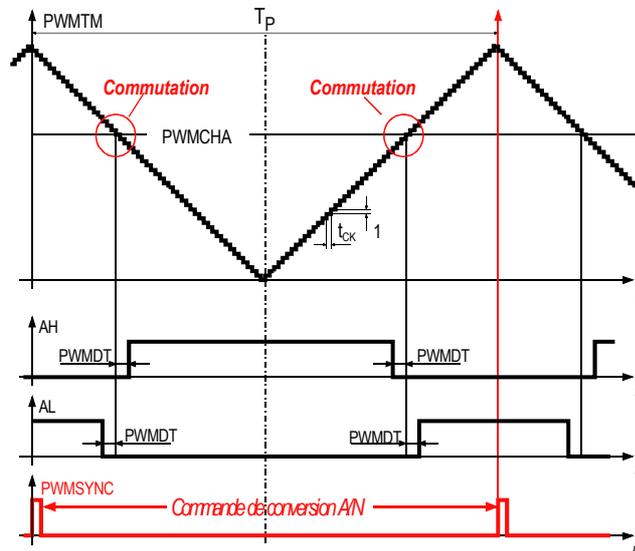


Figure 8-9 : Diagramme temporel issu de l'ADMC401

Grâce à la synchronisation des commandes de conversion analogique numérique, la mesure de courant se fait toujours entre deux commutations des composants de puissance. Exception faite des rapports cycliques proches des valeurs limites (0 et 1), la mesure, faite exactement au milieu de deux commutations n'est pas perturbée. De plus, à courant constant, la mesure se fait toujours au même endroit ce qui donne une grande stabilité de l'asservissement de courant.

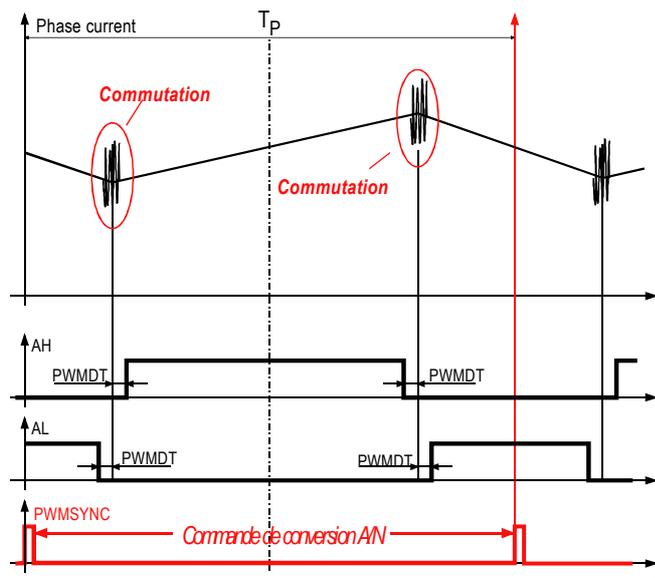


Figure 8-10 : Diagramme temporel issu de l'ADMC401

La fréquence du PWM est directement fonction de la valeur maximum de comptage PWM_{TM} et de la fréquence du clock du compteur. Plus la fréquence est élevée, plus la résolution du rapport cyclique devient faible. Il est donc important de vérifier si ce point est en concordance avec le cahier des charges.

8.4 INFLUENCE DU PHÉNOMÈNE DE COMMUTATION DES TRANSISTORS DE PUISSANCE

8.4.1 Description du phénomène sur une branche

La caractéristique idéale du variateur de courant continu bidirectionnel ne tient pas compte des phénomènes de commutation des transistors (retard à l'enclenchement et au déclenchement). Pour des fréquences de pulsation $f_p = 1/T_p$ élevées, ces retards peuvent avoir une influence non négligeable sur l'allure temporelle de la tension continue u_d et par conséquent sur les caractéristiques du variateur de courant continu. D'autre part, à cause du temps de déclenchement (t_{de}), il faut avoir la certitude que les transistors d'une même branche ne soient jamais enclenchés simultanément. Il est donc impératif d'introduire un temps d'anti-chevauchement (t_a), afin de prévenir un court-circuit de branche. Le temps d'anti-chevauchement t_a doit être supérieur au temps de déclenchement t_{de} du transistor et ceci dans le pire des cas (t_{de} pour le courant maximal). En règles générales, le temps de déclenchement est fonction du courant à commuter. Avec une bonne approximation, on peut admettre une dépendance linéaire selon

$$t_{de} = t_{de0} + \chi \cdot |i_d| \quad 8.6$$

Le courant à commuter est égal à la valeur absolue du courant continu i_d .

Les phénomènes de commutation sont représentés à la Figure 8-11 pour chacune des deux branches d'un variateur de courant continu bidirectionnel. Le signal logique d_1 et son complémentaire d_2 détermine théoriquement la durée d'enclenchement t_e et la durée de déclenchement t_d de la branche. Il en résulte l'allure idéale U_{di1} et U_{di2} des tensions de sortie dont la valeur moyenne est

$$U_{di1,2} = \frac{t_e}{t_e + t_d} \cdot U_e \quad 8.7$$

Pour l'étude des caractéristiques réelles, il faut donc déterminer les temps d'enclenchement et de déclenchement effectifs du variateur à courant continu et ceci selon la polarité du courant continu I_d .

La branche 1 montre que pour un courant positif (sortant), le temps d'enclenchement effectif, c'est-à-dire le temps pendant lequel la sortie est à la tension d'alimentation U_e , est défini comme le temps de conduction du transistor supérieur de branche Q_1 . Ce temps est défini par la relation

$$t_{cQ1} = t_e - (t_a + t_{en}) + t_{de} \quad 8.8$$

Et donc la tension moyenne de sortie vaut

$$U_1^+ = \frac{t_e - (t_a + t_{en}) + t_{de}}{t_e + t_d} \cdot U_e \tag{8.9}$$

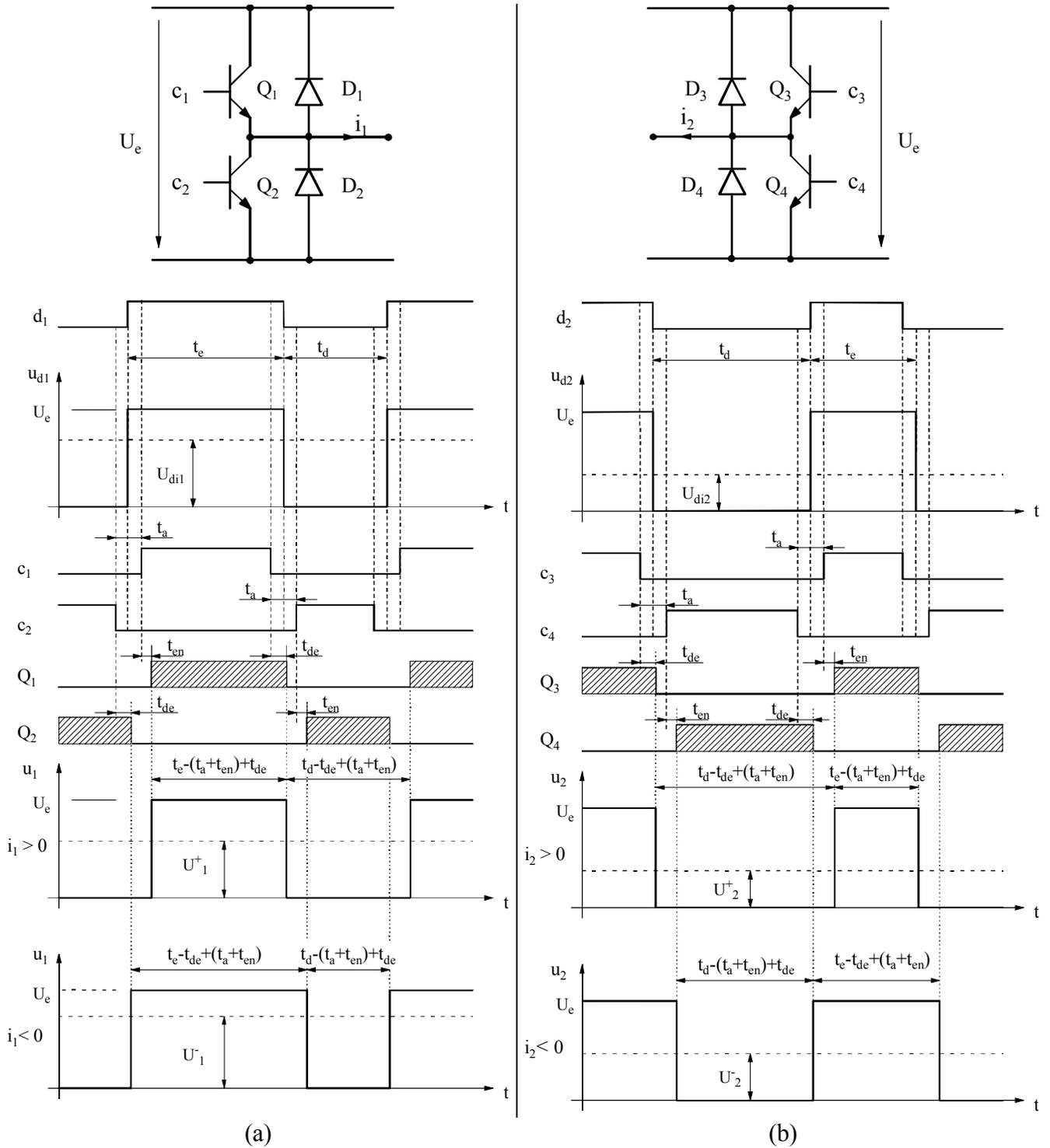


Figure 8-11 Influence du phénomène de commutation lors de l'enclenchement et du déclenchement d'une branche d'un variateur de courant continu bidirectionnel

(a) : Branche 1
(b) : Branche 2

Par contre lorsque le courant est négatif (entrant), le temps pendant lequel la sortie est à U_e est défini comme le temps de blocage du transistor Q_2 . Ce temps est défini par la relation

$$t_{bQ2} = t_e + (t_a + t_{en}) - t_{de} \quad 8.10$$

Et donc la tension moyenne de sortie vaut

$$U_1^- = \frac{t_e + (t_a + t_{en}) - t_{de}}{t_e + t_d} \cdot U_e \quad 8.11$$

On constate donc une discontinuité sur la caractéristique de la tension moyenne en fonction du sens du courant.

8.4.2 Relations analytiques

En faisant une analyse identique pour la branche 2 et sachant qu'à un courant positif (sortant) dans la branche 1 correspond un courant négatif (entrant) dans la branche 2 et vice-versa, on en déduit les deux configurations illustrées à la Figure 8-12.

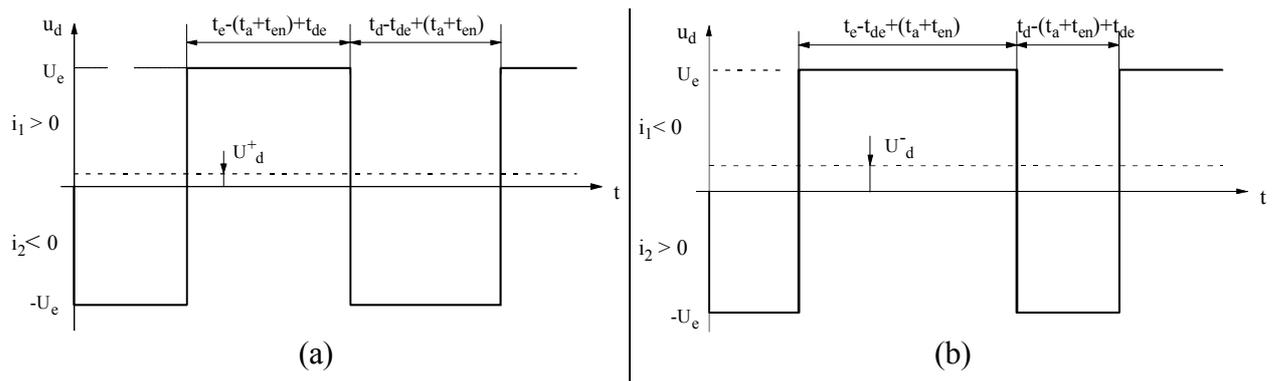


Figure 8-12 : Allure de la tension de sortie u_d

(a) : Courant de sortie positif : $i_d > 0$
 (b) : Courant de sortie négatif : $i_d < 0$

De la Figure 8-12 ci-dessus, on en déduit la tension moyenne aux bornes de la charge pour $i_d > 0$

$$\begin{aligned} U_d^+ &= U_1^+ - U_2^- = \frac{t_e - t_d - 2 \cdot (t_a + t_{en}) + 2 \cdot t_{de}}{t_e + t_d} \cdot U_e \\ &= U_{di} - 2 \cdot \frac{t_a + t_{en} - t_{de}}{T_p} \cdot U_e \end{aligned} \quad 8.12$$

Et pour $i_d < 0$

$$\begin{aligned} U_d^- &= U_1^- - U_2^+ = \frac{t_e - t_d + 2 \cdot (t_a + t_{en}) - 2 \cdot t_{de}}{t_e + t_d} \cdot U_e \\ &= U_{di} + 2 \cdot \frac{t_a + t_{en} - t_{de}}{T_p} \cdot U_e \end{aligned} \quad 8.13$$

Les deux relations ci-dessus peuvent être exprimées de manière plus compacte par

$$U_d = U_{di} - U_{dc} \quad 8.14$$

Le premier terme correspond à la tension continue idéale dépendant du rapport d'enclenchement t_e/T_p .

$$U_{di} = \frac{t_e - t_d}{T_p} \cdot U_e = \left(2 \cdot \frac{t_e}{T_p} - 1\right) \cdot U_e \quad 8.15$$

Le deuxième terme

$$U_{dc} = 2 \cdot \frac{t_a + t_{en} - t_{de}}{T_p} \cdot U_e \cdot \text{sign}(I_d) \quad 8.16$$

est lié aux retards dus à la commutation et détermine la caractéristique de charge. A noter que

$$\begin{aligned} \text{sign}(I_d) &= +1 \text{ pour } I_d > 0 \\ \text{sign}(I_d) &= -1 \text{ pour } I_d < 0 \end{aligned} \quad 8.17$$

Ce deuxième terme provoque une chute de tension, qui est fonction du signe du courant continu I_d par le facteur $\text{sign}(i_d)$, et de son amplitude par la dépendance de $t_{de}(i_d)$, selon la relation 8.6.

En vue d'établir un schéma équivalent pour le modèle au niveau système pseudo-continu, on exprime U_{dc} selon 8.16 par

$$U_{dc} = \Delta U_{d0} + R^- \cdot I_d \quad 8.18$$

Le premier terme est

$$\Delta U_{d0} = \Delta U_0 \cdot \text{sign}(I_d) \quad 8.19$$

avec

$$\Delta U_0 = 2 \cdot \frac{t_a + t_{en} + t_{de0}}{T_p} \cdot U_e \quad 8.20$$

De plus, on introduit dans 8.18 la résistance interne négative

$$R_i^- = -2 \cdot \frac{\chi}{T_p} \cdot U_e \quad 8.21$$

On rappelle que t_{de0} et χ sont donnés par les paramètres du transistor de commutation.

L'introduction du temps d'anti-chevauchement (t_a) notamment, entraîne une limitation pour le rapport cyclique t_e/T_p , provoquant du même coup une plage de tension continue réduite. La

Figure 8-13 illustre parfaitement ce cas. Rappelons également que selon le type de commande et de protection, un temps de conduction minimal par période de pulsation est également nécessaire.

La Figure 8-13 montre l'allure de U_d rapportée à U_e en fonction du courant I_d rapporté à la valeur maximale I_{dmax} . La caractéristique (a) est valable pour des valeurs $t_{en} = 1\mu s$, $t_{de} = 2...6\mu s$, $t_a = 10\mu s$, typique d'un transistor bipolaire avec $T_p = 100\mu s$ (fréquence de pulsation 10kHz). La caractéristique (b) est définie pour des transistors MOSFET avec $t_{en} = 100ns$, $t_{de} = 250ns$, $t_a = 500ns$ et pour une fréquence de pulsation de 50kHz

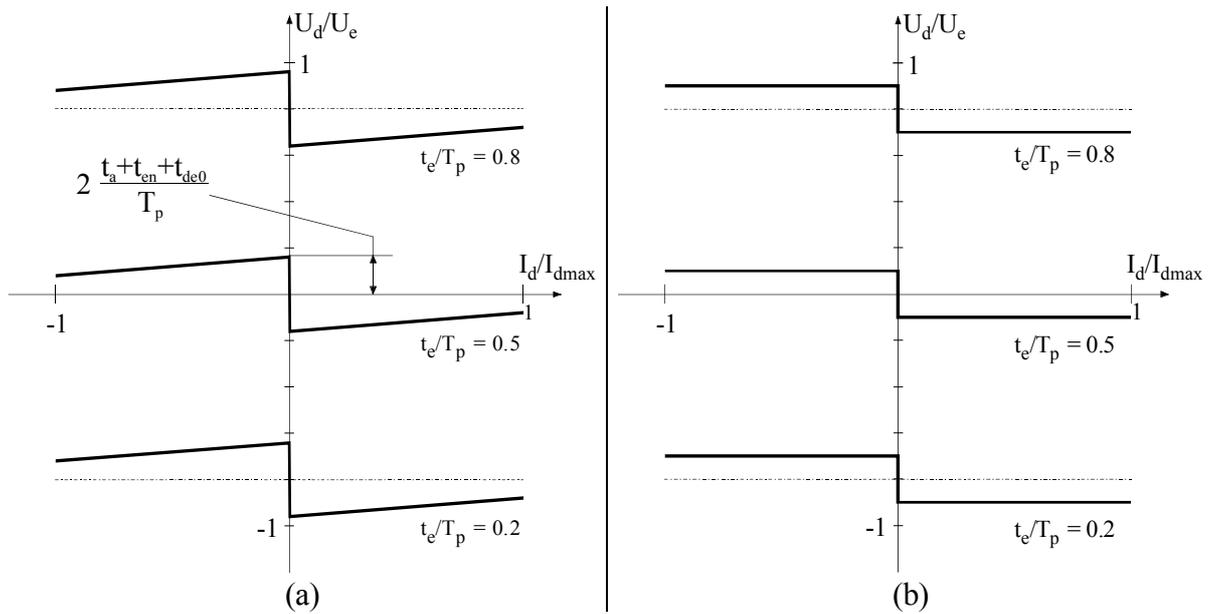


Figure 8-13 : Chute de tension U_{dc} liée aux retards dus à la commutation

8.4.2.1 Schéma équivalent

Le schéma équivalent pour le modèle au niveau pseudo-continu est composé de trois éléments. Une source de tension continue idéale dont la valeur dépend du rapport d'enclenchement t_e/T_p , une deuxième source de tension représentant ΔU_{d0} , non linéaire ne fonction du courant continu I_d et une résistance interne négative R_i^- .

Ce schéma équivalent permet d'écrire pour la tension de sortie U_d

$$U_d = U_{di} - \Delta U_{d0} - R_i^- \cdot I_d \tag{8.22}$$

On néglige souvent les éléments ΔU_{d0} et R_i^- de sorte qu'il ne reste plus que la source de tension U_{di} . Cela est admis lorsque les retards de commutation t_{en} , t_a , t_{de} sont petits par rapport à la période de pulsation T_p . Le cas échéant, on peut considérer la tension ΔU_{d0} comme une grandeur de perturbation ayant une influence dans les circuits de réglage. Par contre la résistance R_i^- peut être ajoutée à la résistance R de la charge.

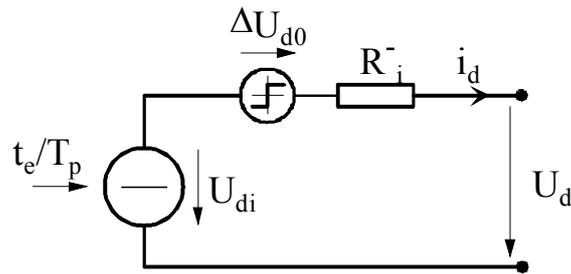
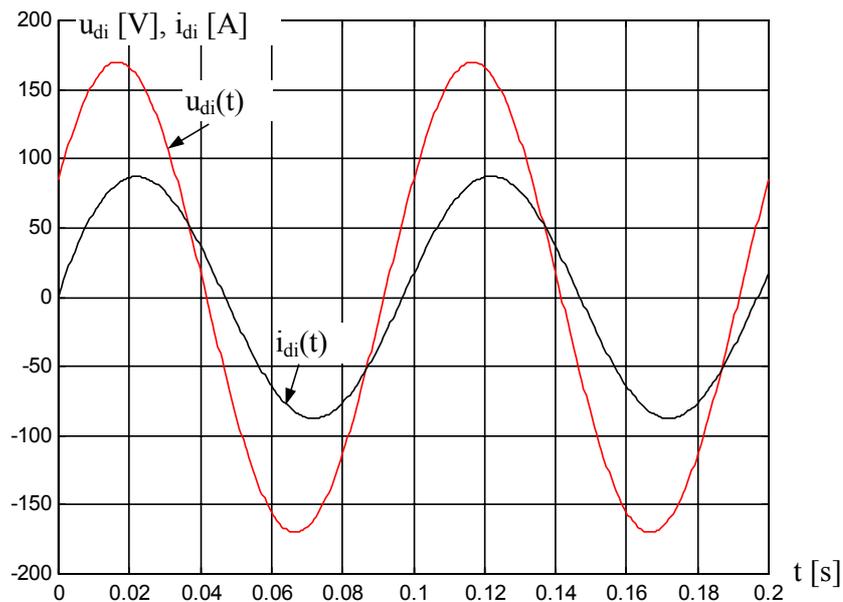


Figure 8-14 : Schéma équivalent du modèle au niveau système pseudo-continu

8.4.3 Effet des phénomènes de commutation sur la forme du courant et de la tension

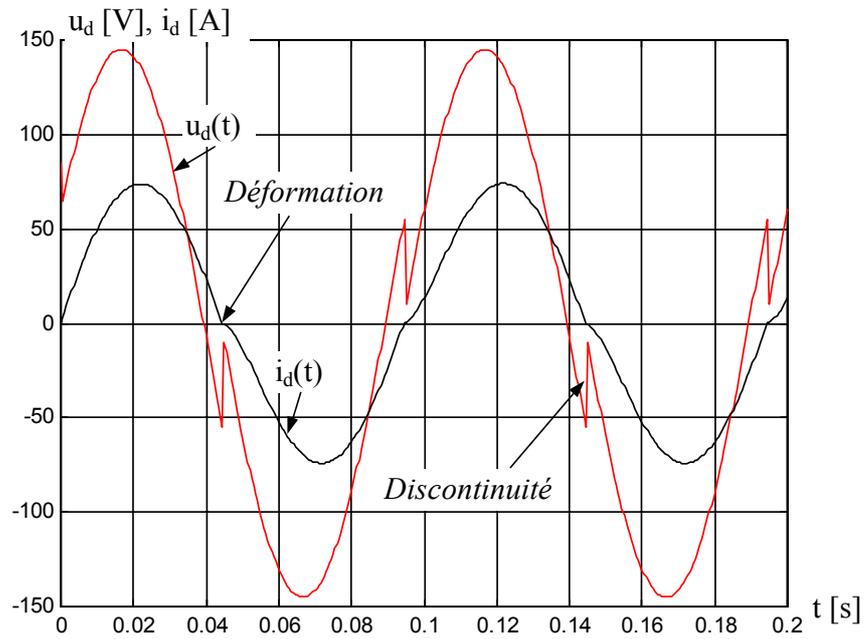
Les variations effectives du temps d'enclenchement et de déclenchement du variateur de courant continu à pulsation bidirectionnel en fonction du signe du courant entraîne une discontinuité sur la tension moyenne glissante entraînant du même coup une modification de la forme du courant autour de zéro ainsi qu'une diminution de celui-ci par rapport au cas idéal.



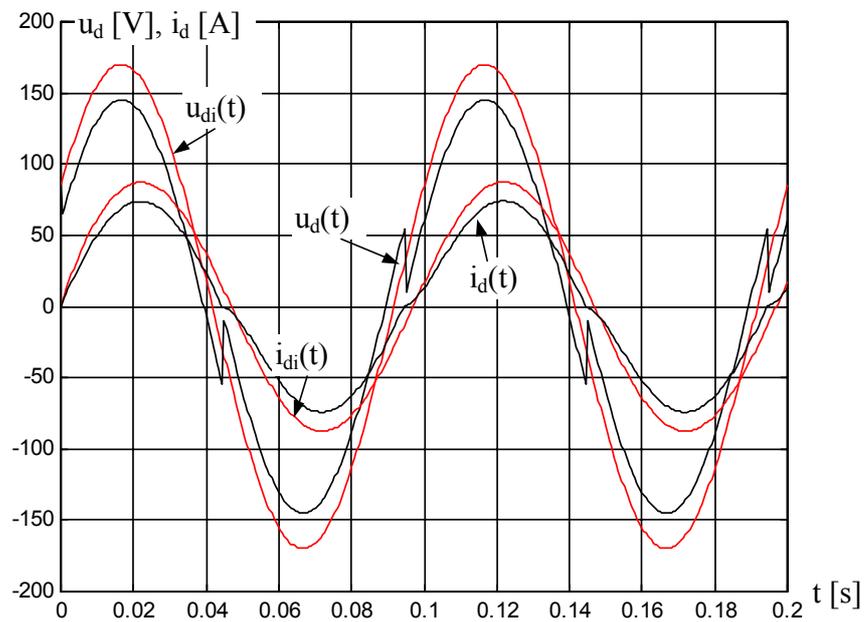
Cas idéal

Figure 8-15 : Moyennes glissantes de la tension et du courant

Les courbes données à la Figure 8-16 illustre de manière parfaitement claire ce comportement. En pratique un tel montage est intégré dans une boucle d'asservissement de courant permettant une correction de ce phénomène. Il est néanmoins important, pour les applications sensibles, de veiller à ce que la période de pulsation T_p soit grande par rapport aux temps d'antiveuchement, d'enclenchement et de déclenchement des contacteurs statiques.



Cas réel



Cas réel et idéal superposés

Figure 8-16 : Effet des retards à l'enclenchement et au déclenchement

8.5 COMPORTEMENT DYNAMIQUE POUR DES PETITES ET GRANDES VARIATIONS DU SIGNAL DE COMMANDE

En ce qui concerne le comportement dynamique du variateur de courant continu et de son dispositif de contrôle, on doit distinguer le cas de la tension auxiliaire en forme de dent de scie et en forme de triangle. En effet, il y a une certaine différence.

8.5.1 Tension auxiliaire en forme de dent de scie

Les réflexions sur le retard introduit par le dispositif de contrôle sont valables pour le variateur de courant continu soit unidirectionnel soit bidirectionnel.

A la Figure 8-17 est représenté le comportement dynamique pour le cas de la tension auxiliaire u_h en forme de dent de scie. Les intersections entre u_{cm} et u_h déterminent les instants de commutation de la tension continue u_d . Pour simplifier la représentation, on n'a pas tenu compte de l'influence du phénomène de commutation des contacteurs statiques, selon le paragraphe 8.3.

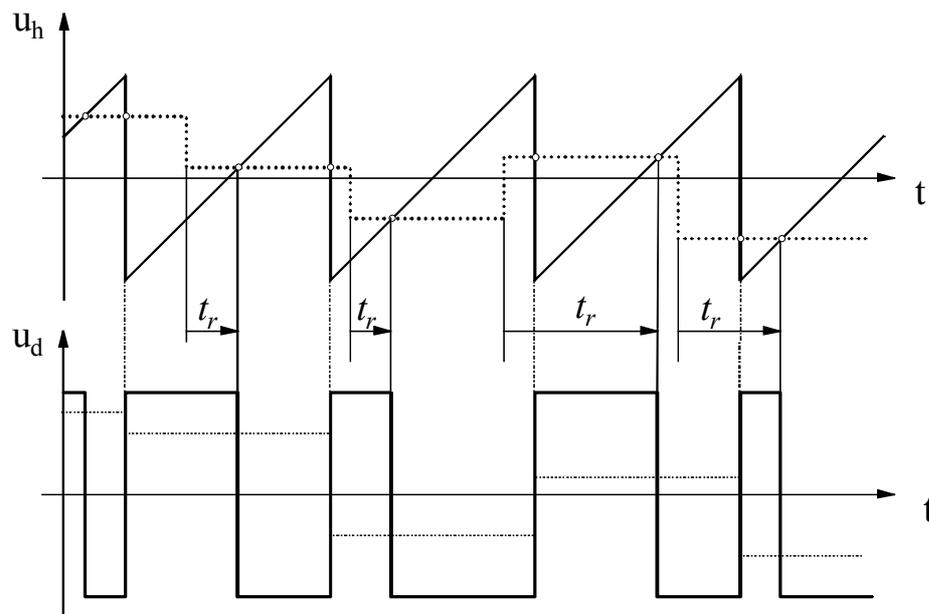


Figure 8-17 : Allure de la tension continue u_d lors de petites et grandes variations du signal de commande u_{cm} ; tension auxiliaire u_h en dent de scie

Lors de petites variations du signal de commande u_{cm} , il y a un certain retard entre la variation de u_{cm} et son influence sur la tension continue u_d . Ce retard peut varier entre 0 et T_p , étant donné que seulement l'intersection avec le flanc de u_h a une influence sur t_e et t_d . Le retard moyen est selon la surface hachurée de la Figure 8-18

$$T_r = \frac{T_p}{2} = \frac{1}{2 \cdot f_p} \quad 8.23$$

Pour une fréquence de pulsation de $f_p = 25\text{kHz}$, ce retard moyen est de $20\mu\text{s}$, donc très faible. Cette caractéristique est favorable pour réaliser des circuits de réglage rapides.

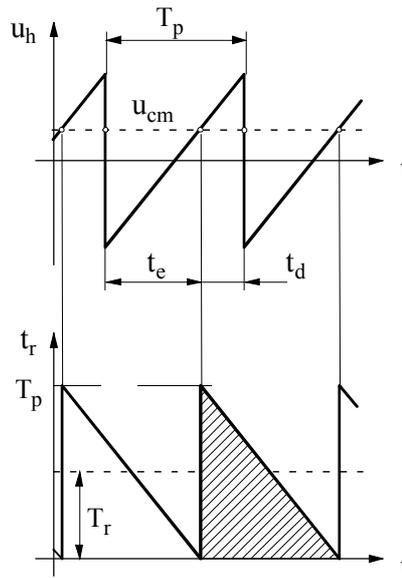


Figure 8-18 : Retard t_r lors d'une petite variation du signal de commande u_{cm} et valeur moyenne T_r

Pour de grandes variations du signal de commande u_{cm} , il n'y a pas de retards supérieurs à la période de pulsation T_p . Cependant, il est possible que la valeur finale de la tension continue ne soit atteinte qu'à la période de pulsation suivante à celle de la variation du signal de commande. Même des commutations intermédiaires peuvent apparaître durant une période de commutation si le circuit électronique ne possède pas un système de verrouillage interdisant plusieurs commutations à l'intérieur d'une période de commutation (bascule SR).

8.5.2 Tension auxiliaire de forme triangulaire

Pour le cas de la tension auxiliaire u_h triangulaire, le comportement dynamique est représenté à la Figure 8-19.

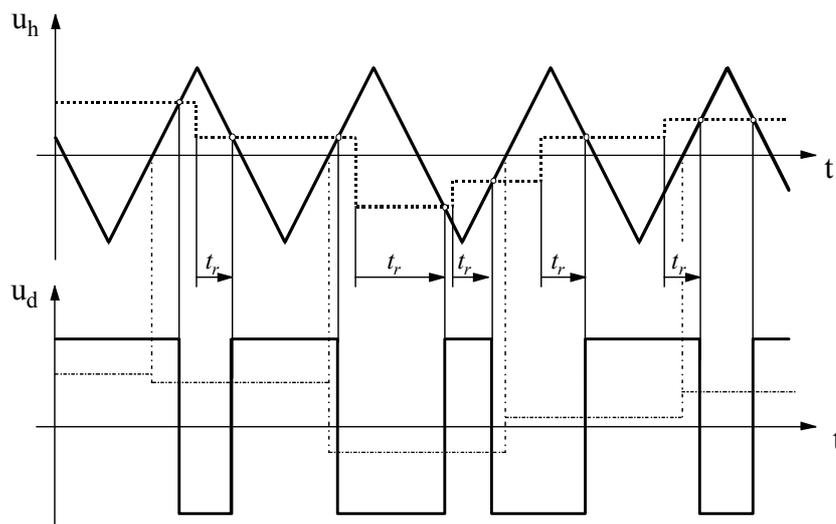


Figure 8-19 : Allure de la tension continue u_d lors de petites et grandes variations du signal de commande

Lors de petites variations du signal de commande, il existe de nouveau un certain retard t_r . Ce dernier peut varier entre 0 et t_e ou entre 0 et t_d , selon que la variation à lieu durant la durée d'enclenchement ou de déclenchement, comme le montre la Figure 8-20.

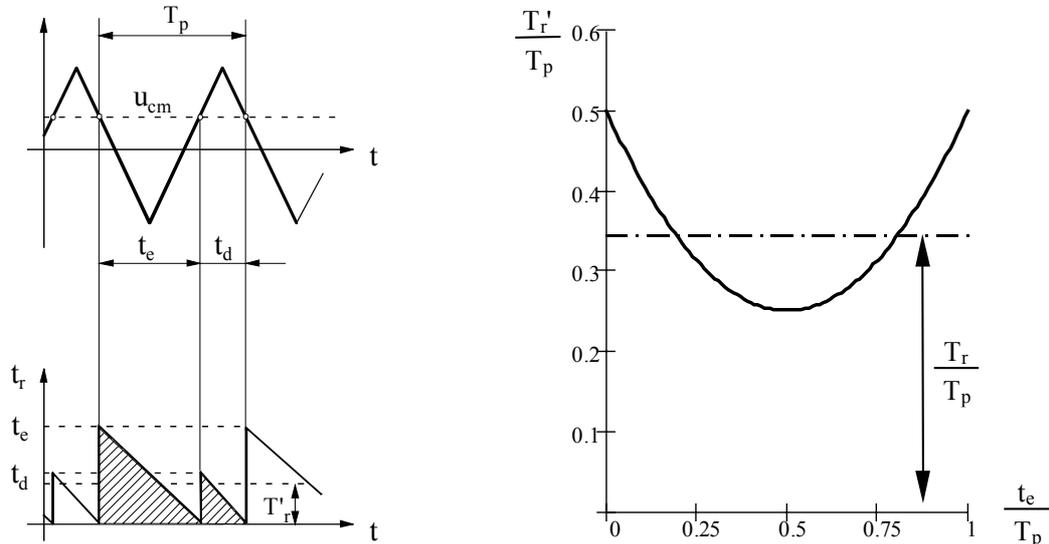


Figure 8-20 : Retard t_r lors d'une petite variation du signal de commande u_{cm} et valeurs moyennes T_r'

En moyenne, on obtient selon la surface hachurée à la Figure 8-20, un retard de

$$T_r' = \frac{t_e^2 + t_d^2}{2 \cdot (t_e + t_d)} = \frac{t_e^2 + (T_p - t_e)^2}{2 \cdot T_p} \tag{8.24}$$

ou encore sous forme relative

$$\frac{T_r'}{T_p} = \frac{1}{2} \cdot \left(\left(\frac{t_e}{T_p} \right)^2 + \left(1 - \frac{t_e}{T_p} \right)^2 \right) \tag{8.25}$$

En supposant une distribution uniforme de t_e entre 0 et T_p , on peut calculer un retard moyen de

$$T_r = \frac{1}{T_p} \cdot \int_0^{T_p} \frac{t_e^2 + (T_p - t_e)^2}{2 \cdot T_p} \cdot dt_e = \frac{T_p}{3} = \frac{1}{3 \cdot f_p} \tag{8.26}$$

Pour une fréquence de pulsation $f_p = 25\text{kHz}$ (et une tension auxiliaire triangulaire), ce retard moyen est d'environ $9.9\mu\text{s}$, donc inférieur à celui d'une tension auxiliaire u_h en forme de dents de scie.

Pour des grandes variations du signal de commande u_{cm} , il n'y a pas non plus de retards supérieurs à la période de pulsation. A noter que la période de pulsation effective (définie par exemple entre deux flancs montants de la tension continue) n'est plus constante cette fois-ci durant les phénomènes transitoires et ceci pour de petites ou de grandes variations du signal de commande.

8.6 DIAGRAMME STRUCTUREL

Pour le cas d'une commande analogique, le retard pur moyen T_r et défini dans les paragraphes ci-dessus peut être assimilable à un retard un premier ordre dont la constante de temps est nommée T_{cm} . Dans le cas d'un réglage numérique, le problème ne se pose pas car la grandeur de commande est modifiée au début de chaque période de pulsation, cette dernière correspondant en générale à la période d'échantillonnage de la boucle de courant.

$$T_{cm} = T_r = \left\{ \begin{array}{l} \frac{T_p}{2} = \frac{1}{2F_p} : \text{signal de référence en dent de scie} \\ \frac{T_p}{3} = \frac{1}{3F_p} : \text{signal de référence triangulaire} \\ T_p = T_{ech} : \text{période d'échantillonnage} \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{Commande analogique} \\ \text{Commande numérique} \end{array} \quad 8.27$$

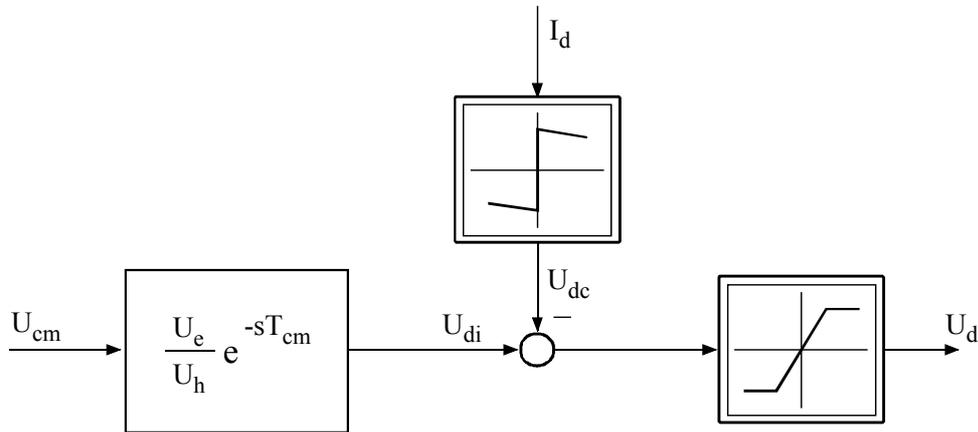


Figure 8-21 : Diagramme structurel du modèle au niveau système pseudo-continu

La Figure 8-21 montre le diagramme structurel. A la tension continue idéale U_{di} s'ajoute la tension U_{dc} liée aux retards du à la commutation. Il s'agit d'une caractéristique non linéaire en dépendance du courant continu I_d selon la Figure 8-14 et la relation 8.22. A la sortie, il y a une autre caractéristique non linéaire. Elle limite la tension U_d à $\pm U_e$. Parfois il est opportun de déplacer cette caractéristique non linéaire à l'entrée, en limitant le signal de commande U_{cm} . De plus on néglige souvent la caractéristique non linéaire $U_{dc}(I_d)$.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] CONVERTISSEURS STATIQUES
Auteur : Hansruedi Bühler
Chapitre 3, § 3.4
Presses Polytechniques et Universitaires Romandes
ISBN : 2-88074-230-7

- [2] REGLAGE DE SYSTÈMES D'ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE
VOLUME 1 : THÉORIE
Auteur : Hansruedi Bühler
Chapitre 2, § 2.9
Presses Polytechniques et Universitaires Romandes
ISBN : 2-88074-341-9

- [3] SINGLE-CHIP, DSP-BASED HIGH PERFORMANCE MOTOR CONTROLLER
REV. B
Analog Devices