

15/02

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
Département de Génie électrique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Projet de fin d'études

En vue d'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électrotechnique

Thème

*Etude des performances de la
commande d'une structure minimale de
conversion Alternatif-Alternatif en
introduisant les caractéristiques
dynamiques de commutation des semi-
conducteurs*

Proposé et dirigé par :
D^r. E.M.BERKOUK

Etudié par :
M^r. GUESSAL Abdelhalim.
M^r. ZEDAME Messaoud.

Année Universitaire 2001 / 2002

E.N.P 10 AVENUE HASSEN BADI EL-HARRACH – ALGER.



DEDICACES.

je dédie ce modeste travail

A

Ma mère et à mon père , qui m'ont toujours aidé et encouragé tout le long de mes études, pour leurs amour, souffrance, patience et leurs sacrifices , consentis envers moi depuis mon plus jeune âge et à qui je dois ma réussite.

A mes grand mères mon oncle et son épouse, mes tentes que j'aime tant.

A la mémoire de mon grand père maternel .

A mes très chers frère Hamid, Sid ali, et bien entendu Mohamed que j'admire qui m'ont toujours aidé de près et de loin et soutenu durant toute ma vie.

A mes plus proches amis Amine , Farouk, Hichem, Faresse, Brahim, Sofiane, Mohamed, alaedine, Idir ,Azazi , Rabeh, Tarik et a ce que je n'ai pu citer car la liste est longue .

*Je vous remercie
Halim.*



DEDICACES.

*C'est avec beaucoup de tendresse que je dédie
ce modeste travail*

A

Mes très chères parents, qui m'ont toujours aidé et encouragé tout le long de mes études, pour leurs amour, souffrance, patience et leurs sacrifices qui ont été consentis envers moi depuis mon plus jeune âge et à qui je doit ma réussite.

A mes grand mères que j'aime tant.

A mes très chère sœurs Nadia, Salima, Amel et mes très chers frère AbdelHalim, Abdelkarim, Fouad, Ahmed-said, Farouk qui m'ont toujours aidé et soutenu durant toute ma vie. Sans oublier Dhiaedine, Abderraouf.

A mes plus proches amis.

Messaoud

Remerciements

Au terme de ce mémoire, nous tenons à exprimer toute notre gratitude et notre profonde reconnaissance à notre promoteur D^R EM BERKOUK, pour son dévouement, ses encouragements et pour toute son aide, durant l'élaboration de ce travail.

Nous remercions aussi M^RBOUCHEREIT d'avoir accepté de remplacer le promoteur durant son absence et pour sa contribution à la réalisation de ce travail.

Nous remercions Mr SIACI, Mr LAOUNI, Mr NAFA pour leurs aides.

nous tenons également à remercier nos enseignants du Département Génie Electrique qui ont contribué à notre formation durant notre cursus universitaire, en particulier M^RIBTIOUEN, M^R MIKHALDI, M^R BOUBEKEUR, M^R M.O. MAHMOUDI, M^R TAHMI, M^R TOUHAMI, M^R ILOUL, M^R BOUKHTALA et M^R MEKTOUB à qui l'on doit tout nos respects.

Nos remerciements s'adressent aussi, à toute la promotion de génie électrique.

*Nous tenons également à remercier des personnes qui ont sacrifié beaucoup pour les étudiants mais ils n'ont jamais demandé de récompense en retour.
Pour le personnel de la bibliothèque de l'ENP,*

Enfin, nous tenons à remercier tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin pour leurs soutiens.

*Halim
Messaoud.*

SOMMAIRE

Introduction generale	1
-----------------------------	---

CHAPITRE I Modélisation du convertisseur minimal

I.1	Introduction	3
I.2	Description du convertisseur direct AC-AC monophasé	4
I.3	Modèle de commande du convertisseur AC-AC monophasé	5
I.3.1	Commandabilité des convertisseurs statiques	5
I.3.2	Fonction de connexion « f_1 »	6
I.3.3	Fonction de commutation « f_c »	6
I.4	Modèle de commande du convertisseur direct AC-AC monophasé	6
I.4.1	Fonction de conversion	6
I.4.2	Fonction génératrice et modèle de commande	9
I.5	Modèle d'état du convertisseur associé à sa source et sa charge	11
I.6	Objectif du réglage	13
I.7	Découplage	13
I.8	Modèle des boucles de tension et de courant	15
I.8.1	Modèle de la boucle de tension	15
I.8.1.1	Régime permanent	15
I.8.2	Modèle de la boucle de courant de charge	16
I.8.3	Modèle de la boucle de courant du réseau	16
I.9	Conclusion	17

CHAPITRE II : Stratégies de commande du convertisseur direct monophasé Alternatif-Alternatif

II.1	Introduction	18
II.2	Rappel sur la théorie de stabilité de Lyapunov	19
II.2.2	Théorème : la stabilité asymptotique au de Lyapunov.	19
II.2.3	Réglage du courant de charge en utilisant le théorème de la stabilité globale de Lyapunov	20
II.3	Commande du convertisseur direct monophasé en utilisant le réglage classique échantillonné.	21
II.3.1	Réglage classique échantillonné de la boucle de tension	21
II.4	Commande du convertisseur direct monophasé en utilisant le réglage par les modes glissement	23
II.4.1	Rappels sur le régime glissant et définition.	23
II.4.2	Surface de glissement.	23
II.4.3	Régime glissant.	24
II.4.4	Condition de glissement.	25
II.4.5	Application de réglage par les modes de glissement a la boucle de tension.	25
II.5	Commande des interrupteurs du convertisseur monophasé direct.	26
II.6	paramètres du convertisseur AC/AC et condition de simulation.	27
II.7	Elaboration des Algorithmes de commande du convertisseur et simulation.	28
II.8	Courbes de simulation.	30

II.9	interprétation des résultats des simulation.	32
II.10	conclusion.	32

CHAPITRE III : Etude de la commutation des interrupteurs du convertisseur direct monophasé Alternatif-Alternatif

III.1	introduction	33
III.2	Généralité sur la commutation dans les convertisseurs statique	34
III.2.1	Définitions	34
III.2.2	Cellule élémentaire de commutation	35
III.3	Modèle d'état du convertisseur en introduisant les mécanisme de commutation des semi-conducteurs.	36
III.3.1	Equations régissant les grandeurs électriques pendant la commutation.	36
III.3.2	Mécanisme de commutation et séquences de conduction.	37
III.4	Courbe de simulation et interprétation des résultats.	39
III.4.1	Courbe de simulation.	39
III.4.2	Interprétation et conclusion.	45

CHAPITRE IV : Stratégie de commande du convertisseur direct monophasé Alternatif-Alternatif avec pont de clamping :

IV.1	Introduction	46
IV.2	Modèle du convertisseur Alternatif-Alternatif direct monophasé avec le pont de clamping	47
IV.3	Etude des boucles	49
IV.3.1	Etude des boucles du courant de charge et du réseau	49
IV.3.2	Etude de la boucle de tension	49
IV.4	Application des Algorithmes de commande au convertisseur direct AC-AC avec pont de clamping	50
IV.4.1	Réglage des boucles de courant et de la boucle de tension	50
IV.4.1.1	Réglage de la boucle de tension.	50
IV.4.1.2	Réglage des boucles de courant de charge et de réseau.	50
IV.4.2	Réglage de la différence $U_{c2}-U_{c1}$.	50
IV.4.2.1	Réglage par hystérésis.	50
IV.4.2.2	Réglage hybride Hystérésis –Lyapunov	50
IV.5	Les Algorithmes de simulation du système.	52
IV.6	Résultats de simulation	54
IV.7	Interprétation des résultats de simulation	56
IV.8	Le pont de Clamping avec l'introduction des mécanismes de commutation des semi-conducteurs.	57
IV.9	Les Algorithmes de simulation du convertisseur avec commutation	58
IV.10	Les résultats de la simulation.	60
IV.11	Interprétation des résultats.	62
IV.12	Conclusion.	63
CONCLUSION GENERALE		64
BIBLIOGRAPHIE		65

Chapitre I

MODELISATION DU CONVERTISSEUR DIRECT MONOPHASE ALTERNATIF-ALTERNATIF

Chapitre I

MODELISATION DU CONVERTISSEUR DIRECT MONOPHASE ALTERNATIF-ALTERNATIF

I.1 Introduction :

Les onduleur de tension sont souvent utilisés dans deux grands domaines qui sont les entraînement a vitesse variable et les alimentations de secours . Ils sont également caractéristiques de deux grands familles , respectivement celles des systèmes à fréquence fixe et des systèmes à fréquence variable.

Pour avoir un courant de charge réglable en amplitude et en fréquence désirée dans le cas des charges a faible et a moyenne puissance à partir d'une tension de réseau alternative monophasée ; on doit redresser ce dernier puis grâce a un onduleur : on reproduit les signaux en fréquence désirée ceci pour alimenter la charge.

Pour déterminer les commandes d'ouverture et de fermeture des interrupteurs des deux bras du convertisseur on utilise les techniques de la modulation de largeurs d'impulsions (MLI).
[1][2][14]

1.2 Description du convertisseur direct AC-AC monophasé :

Le nouveau convertisseur AC-AC proposé sur la figure(1.1) se divise en deux parties : une partie redresseur et une partie onduleur et donc on distingue deux bras.

Le premier bras se compose de deux interrupteurs T_{10} et T_{11} du côté réseau. Ils assurent la fonction redressement. Le second bras se compose aussi de deux interrupteurs K_{10} et K_{11} ces interrupteurs assurent la fonction ondulacion ceci pour alimenter la charge en courant et en fréquence désirée. Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue avec deux interrupteurs, il faut un point milieu « M » afin d'obtenir deux tensions U_{c1} et U_{c2} qui sont théoriquement égales.

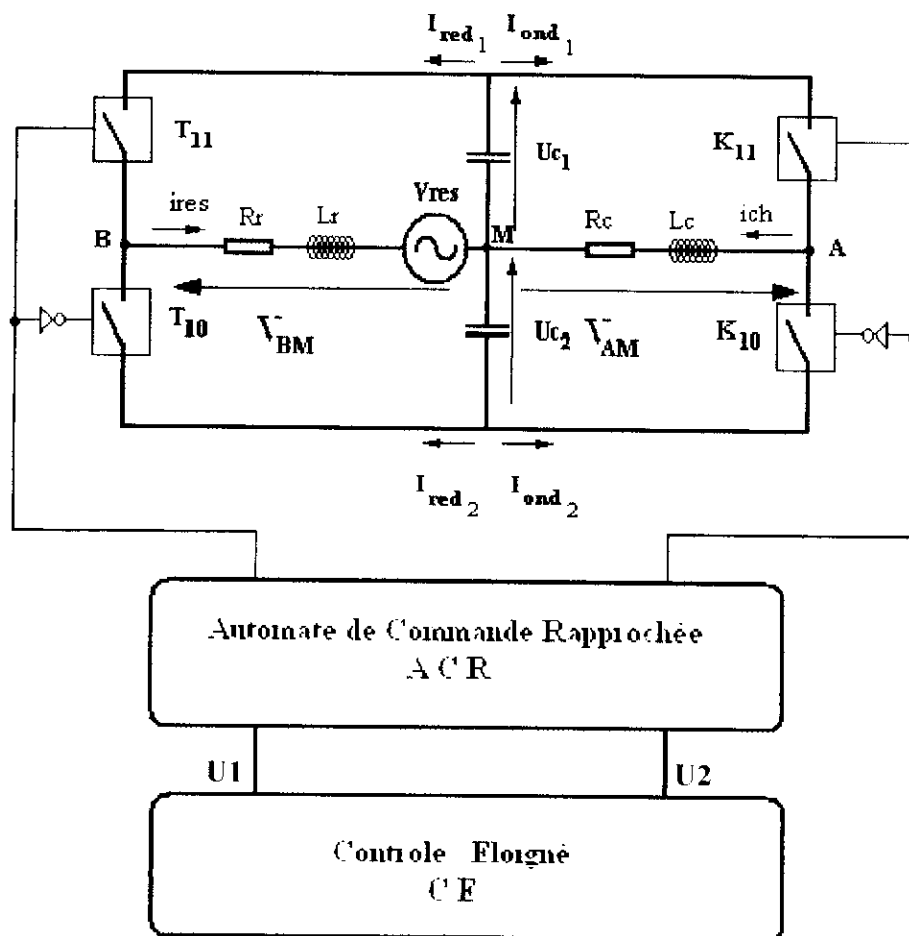


Fig.(1.1) : Convertisseur direct AC-AC.

La figure (1.1) montre la représentation matérielle du convertisseur étudié. Il est constitué par l'entrée $V_{res}(t)$, la source intermédiaire de tension à point milieu U_{c1} et $U_{c2}(t)$, le filtre

d'entrée L_r et R_r et celui de sortie L_c et R_c , la charge et enfin les interrupteurs T_{10}, T_{11}, K_{10} et K_{11} .

Les paires d'interrupteurs $(T_{10} - T_{11})$, et $(K_{10} - K_{11})$ forment chacune, une cellule de commutation type tripôle. Chaque interrupteur est constitué d'un transistor et d'une diode montée en antiparallèle figure (1.2).

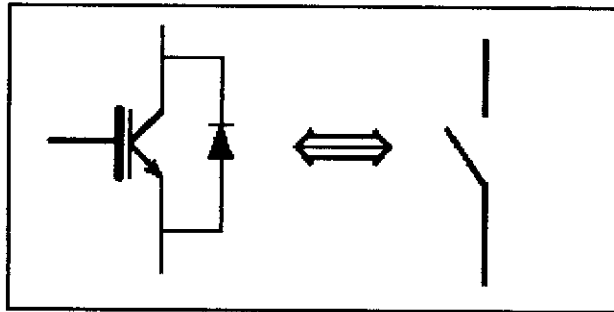


Fig.(1.2) : Interrupteur bidirectionnel équivalent à une paire transistor-diode.

1.3 Modèle de commande du convertisseur AC-AC monophasé :

1.3.1 Commandabilité des convertisseurs statiques :

Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre les différentes configurations ne dépendent que de la commande externe des bases des semi-conducteurs. Ainsi, nous pourrions effectuer une commande continue de ces convertisseurs.

Ceci implique que pour le convertisseur direct AC-AC étudié, la transition entre les différentes configurations ne se fait que par le biais d'impulsion de commande sur les bases des semi-conducteurs et ne dépend plus des grandeurs électriques internes. Nous supposons par la suite que cette condition est toujours vérifiée. Dans ces conditions, nous pourrions définir les fonctions de connexion et les fonctions de commutation.

La figure (1.3) donne la représentation par réseau de Pétri d'un bras du convertisseur direct AC-AC en mode commandable.

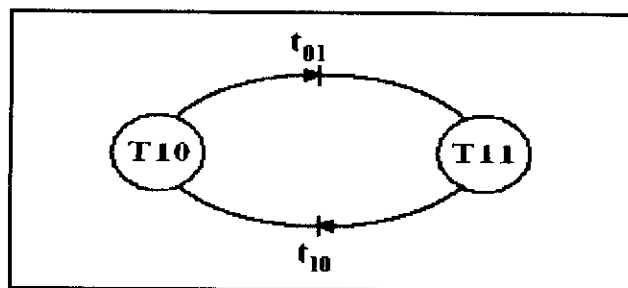


Fig.(1.3) : Modèle d'un bras du convertisseur étudié en mode commandable

1.3.2 Fonction de connexion « f_i » :

Cette fonction est liée à chaque interrupteur décrivant son état (fermé ou ouvert). Cette fonction vaut **1** si l'interrupteur est fermé et **0** si non.

1.3.3 Fonction de commutation « f_c » :

Cette fonction est liée à une cellule de commutation à n interrupteurs. Dans une telle cellule, chaque interrupteur introduit sa fonction de connexion « f_i » définie par :

$$f_i = \frac{1}{n} \left(1 + f_c \left(T - (i-1) \cdot \frac{T}{n} \right) \right) \quad (1.1)$$

Avec T la période de fonctionnement de cette cellule.

1.4 Modèle de commande du convertisseur direct AC-AC monophasé :

1.4.1 Fonction de conversion :

On considère la structure de la figure (1.1), avec l'hypothèse que $U_{c1} = U_{c2} = U_c$. Les tensions V_{AM} , V_{BM} aux bornes de la source et de la charge respectivement, sont données par :

$$\begin{cases} V_{AM} = K_{11} \cdot U_{c1} - K_{10} \cdot U_{c2} = (K_{11} - K_{10}) \cdot U_c \\ V_{BM} = T_{11} \cdot U_{c1} - T_{10} \cdot U_{c2} = (T_{11} - T_{10}) \cdot U_c \end{cases} \quad (1.2)$$

Pour qu'il n'y ait pas court circuit, les deux interrupteurs de la même cellule doivent être complémentaires, ce qui donne :

$$\begin{cases} K_{11} = 1 - K_{10} \\ T_{11} = 1 - T_{10} \end{cases} \quad (1.3)$$

En remplaçant (1.3) dans (1.2) on trouve :

$$\begin{cases} V_{AM} = (2 \cdot K_{11} - 1) \cdot U_c \\ V_{BM} = (2 \cdot T_{11} - 1) \cdot U_c \end{cases} \quad (1.4)$$

En posant $\begin{cases} F_1 = 2 \cdot K_{11} - 1 \\ F_2 = 2 \cdot T_{11} - 1 \end{cases}$ et en remplaçant dans (1.4), nous aboutissons à :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_1 \cdot U_c \\ V_{BM} = F_2 \cdot U_c \end{cases} \quad (1.5)$$

Pour les courants, on peut écrire une relation donnant le courant i_{cl} tel que :

$$i_{cl} = -T_{11} \cdot i_{res} - K_{11} \cdot i_{ch} \quad (1.6)$$

En introduisant les fonctions F_1 et F_2 , la relation (1.6) devient :

$$i_{cl} = \frac{-(1+F_2) \cdot i_{res} - (1+F_1) \cdot i_{ch}}{2} \quad (1.7)$$

En ce qui concerne notre système, les variables d'état sont : U_c , i_{res} et i_{ch}

La relation entre ces variables et les variables de sortie du convertisseur est définie par la matrice de conversion notée $[M(t)]$.

$$\begin{pmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ i_{cl} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (2 \cdot K_{11} - 1) & 0 & 0 \\ (2 \cdot T_{11} - 1) & 0 & 0 \\ 0 & -T_{11} & -K_{11} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_c \\ i_{res} \\ i_{ch} \end{pmatrix} - [M(t)] \cdot \begin{pmatrix} U_c \\ i_{res} \\ i_{ch} \end{pmatrix} \quad (1.8)$$

d'où la matrice de conversion :

$$[M(t)] = \begin{pmatrix} (2 \cdot K_{11} - 1) & 0 & 0 \\ (2 \cdot T_{11} - 1) & 0 & 0 \\ 0 & -T_{11} & -K_{11} \end{pmatrix} \quad (1.9)$$

Soit encore, à l'aide des fonctions de commutation :

$$[M(t)] = \begin{pmatrix} F_1 & 0 & 0 \\ F_2 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{(1+F_2)}{2} & -\frac{(1+F_1)}{2} \end{pmatrix} \tag{1.10}$$

La figure (1.4) montre le modèle de connaissance global du convertisseur en mode commandable, associé à sa source et sa charge.

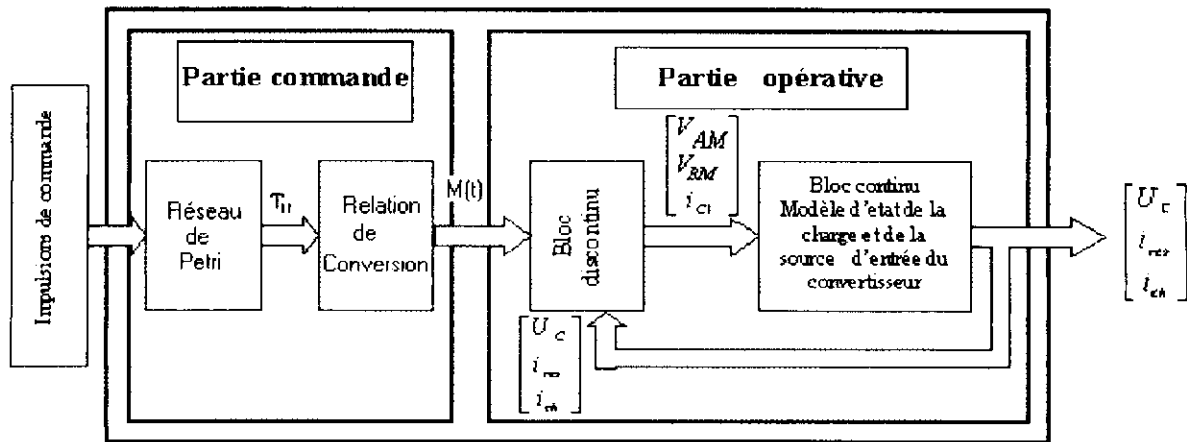


Fig.(1.4) : Modèle de connaissance du convertisseur associé à sa source et à sa charge

Le réseau de Pétri de la figure (1.3) représente la partie commande de notre convertisseur. Cette partie génère la matrice de conversion $[M(t)]$ en utilisant les relations (1.9) et (1.10).

La partie opérative est composée de :

- Un bloc discontinu délivrant les entrées internes (le vecteur (U_{AM}, U_{BM}, i_{c1})) généré par le convertisseur à partir de ses variables d'état et la matrice de conversion $[M(t)]$.
- Un bloc continu qui représente le modèle d'état du système.

1.4.2 Fonction génératrice et modèle de commande :

Le modèle de connaissance global présenté précédemment à la figure (1.4) est bien adapté à la simulation, et donc à la validation des stratégies de commande.

Pour la synthèse des algorithmes de commande, il est indispensable de transformer ce modèle de connaissance pour obtenir des relations biunivoques entre les différentes grandeurs mises en jeu. Pour se faire et dans l'hypothèse d'un fonctionnement du convertisseur en mode commandable, on introduit la notion de fonction génératrice.

Une fonction génératrice de connexion F_{ig} est une fonction continue qui représente la valeur moyenne de la fonction discontinue F_i de connexion sur une période de commutation T_c qui est supposée infiniment petite. La fonction génératrice de connexion F_{ig} est donnée par l'expression suivante :

$$F_{ig} = \frac{1}{T_c} \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} F_i(\tau) \cdot d\tau \quad (1.11)$$

Dans cette expression, k est un entier naturel. La fonction génératrice de connexion F_{ig} est un nombre compris entre 0 et 1.

De même, on définit la fonction génératrice de commutation F_{cg} comme suit :

$$F_{cg} = \frac{1}{T_c} \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} F_c(\tau) \cdot d\tau \quad (1.12)$$

Dans cette expression, F_c est une fonction de commutation. D'une manière générale, la fonction génératrice f_g d'une fonction f est sa valeur moyenne sur une période T_c .

L'utilisation de ces fonctions génératrices permet une modélisation aux valeurs moyennes du bloc discontinu du modèle de connaissance (1.8). L'application de cette notion de fonction génératrice conduit à écrire :

$$\begin{cases} K_{11g} = 1 - K_{10g} \\ T_{11g} = 1 - T_{10g} \end{cases} \quad (1.13)$$

De la même manière, nous associons à la matrice de conversion $[M(t)]$, une matrice génératrice de conversion $[M_g(t)]$ telle que :

$$[M_g(t)] = \frac{1}{T_c} \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} [M(\tau)] \cdot d\tau \quad (1.14)$$

Les relations liant la matrice génératrice de conversion aux fonctions génératrices de connexion et celle génératrice de commutations sont données respectivement par les équations (1.15) et (1.16) ci après :

$$[M_g(t)] = \begin{pmatrix} (2 \cdot K_{11g} - 1) & 0 & 0 \\ (2 \cdot T_{11g} - 1) & 0 & 0 \\ 0 & -T_{11g} & -K_{11g} \end{pmatrix} \quad (1.15)$$

$$[M_g(t)] = \begin{pmatrix} F_{1g} & 0 & 0 \\ F_{2g} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{(1 + F_{2g})}{2} & -\frac{(1 + F_{1g})}{2} \end{pmatrix} \quad (1.16)$$

La relation de conversion du convertisseur peut ainsi être exprimée selon l'équation (1.17), où les courants et les tensions sont en réalité des valeurs moyennes de leurs grandeurs correspondantes sur la période de commutation T_c .

$$\begin{pmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ i_{cl} \end{pmatrix} = [M_g(t)] \cdot \begin{pmatrix} U_c \\ i_{res} \\ i_{ch} \end{pmatrix} \quad (1.17)$$

L'utilisation de ces fonctions génératrices permet de moyennner sur une période de commutation T_c le bloc discontinu de la partie opérative.

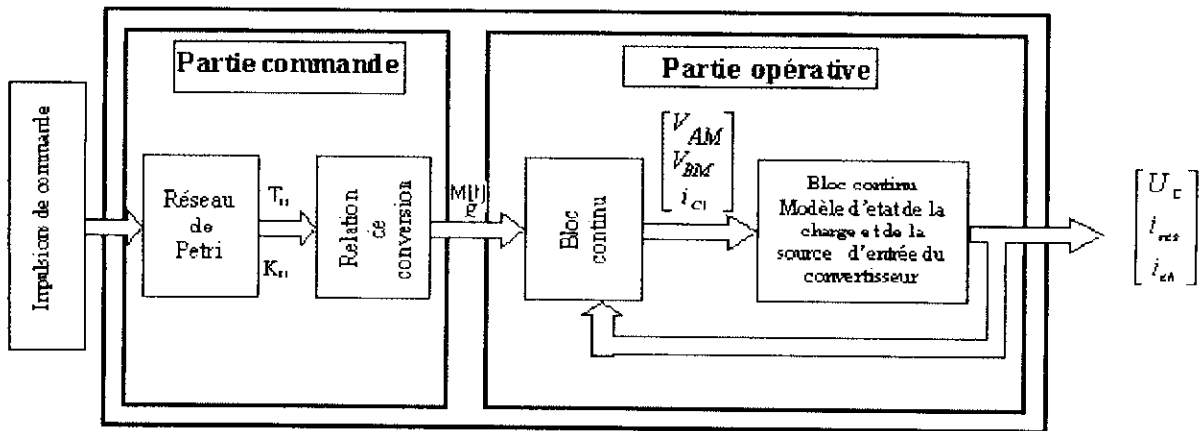


Fig.(1.5) : Modèle de commande du convertisseur direct AC-AC monophasé.

1.5 Modèle d'état du convertisseur associé à sa source et sa charge :

Considérons le modèle de la figure (1.1), la charge est modélisée par une résistance R_c et une inductance L_c . Les lois de l'électricité donnent le système d'équations qui régit le fonctionnement du convertisseur :

$$\begin{cases} \frac{di_{ch}}{dt} = \frac{1}{L_c} [K_{11}(U_{c1} + U_{c2}) - U_{c2} - R_c \cdot i_{ch}] \\ \frac{di_{res}}{dt} = \frac{1}{L_r} [T_{11}(U_{c1} + U_{c2}) - U_{c2} - R_r \cdot i_{res} + V_{res}] \\ \frac{dU_{c1}}{dt} = -\frac{1}{C} [K_{11} \cdot i_{ch} + T_{11} \cdot i_{res}] \\ \frac{dU_{c2}}{dt} = \frac{1}{C} [K_{10} \cdot i_{ch} + T_{10} \cdot i_{res}] \end{cases} \quad (1.18)$$

avec :

- i_{ch} : courant de charge.
- i_{res} : courant de réseau.
- U_{c1} : la tension aux bornes du condensateur C_1 .
- U_{c2} : la tension aux bornes du condensateur C_2 .

La commande des interrupteurs étant complémentaire, nous avons :

$$\begin{cases} K_{11} = 1 - K_{10} \\ T_{11} = 1 - T_{10} \end{cases}$$

En faisant le changement de variable suivant :

$$\begin{cases} X = U_{c1} + U_{c2} \\ Y = U_{c2} - U_{c2} \end{cases} \quad (1.19)$$

Le modèle d'état du convertisseur associé à sa charge et à sa source devient alors :

$$\begin{cases} \frac{di_{ch}}{dt} = \frac{1}{2 \cdot L_c} [(2 \cdot K_{11} + 1) \cdot X - Y - 2 \cdot R_c \cdot i_{ch}] \\ \frac{di_{res}}{dt} = \frac{1}{2 \cdot L_r} [(2 \cdot T_{11} - 1) \cdot X - Y - 2 \cdot R_r \cdot i_{res} + 2 \cdot V_{res}] \\ \frac{dX}{dt} = -\frac{1}{c} [(2 \cdot K_{11} - 1) \cdot i_{ch} + (2 \cdot T_{11} - 1) \cdot i_{res}] \\ \frac{dY}{dt} = \frac{1}{c} [i_{ch} + i_{res}] \end{cases} \quad (1.20)$$

En prenant les commandes comme suit :

$$\begin{cases} U_1 = 2 \cdot K_{11} - 1 \\ U_2 = 2 \cdot T_{11} - 1 \end{cases} \quad (1.21)$$

Le système devient :

$$\begin{cases} \frac{di_{ch}}{dt} = \frac{1}{2 \cdot L_c} [U_1 \cdot X - Y - 2 \cdot R_c \cdot i_{ch}] \\ \frac{di_{res}}{dt} = \frac{1}{2 \cdot L_r} [U_2 \cdot X - Y - 2 \cdot R_r \cdot i_{res} + 2 \cdot V_{res}] \\ \frac{dX}{dt} = -\frac{1}{c} [U_1 \cdot i_{ch} + U_2 \cdot i_{res}] \\ \frac{dY}{dt} = \frac{1}{c} [i_{ch} + i_{res}] \end{cases} \quad (1.22)$$

Remarques :

Il est remarquable que :

- Le système est naturellement non linéaire, et plus exactement il est bilinéaire.
- Les tensions U_{c1} et U_{c2} sont couplées par les courants i_{ch} et i_{res} .

1.6 Objectif du réglage :

Les objectifs visés par cette étude sont :

- Avoir un facteur de puissance unitaire côté réseau, c-à-d le courant i_{res} en phase avec la tension V_{res} .
- Avoir l'égalité des tensions U_{c1} et U_{c2} , afin d'alimenter l'onduleur avec une tension constante.
- Avoir un courant de charge i_{ch} **réglable** en module et en fréquence.
-

1.7 Découplage :|1||3|

La non-linéarité du système, rajouté au couplage des courants et tensions, rend difficile la commande d'un tel système. Néanmoins, un découplage entre les tensions U_{c1} et U_{c2} et les courants i_{res} et i_{ch} peut s'avérer très bénéfique pour pallier ces difficultés.

Afin de réaliser ce découplage dans notre système, nous allons utiliser le principe de la conservation de la puissance instantanée, en négligeant les pertes dans les semi-conducteurs. Le principe de conservation de la puissance instantanée nous permettra d'établir une relation entre l'amplitude du courant de réseau I_m et la tension moyenne U_c . Autrement dit, nous allons exploiter une grandeur interne du système (I_m) pour commander la tension U_c . Les commandes U_1 et U_2 seront alors réservées respectivement à la commande des courants de charge i_{ch} et du réseau i_{res} .

On désigne par Pe la puissance d'entrée du redresseur monophasé et par Ps sa puissance de sortie. D'après la figure (1.1) nous avons :

$$\begin{cases} Pe = V_{res} \cdot i_{res} - R_r \cdot i_{res}^2 - \frac{1}{2} L_r \cdot \dot{i}_{res}^2 \\ Ps = -U_{c1} \cdot I_{red1} + U_{c2} I_{red2} \end{cases} \quad (1.23)$$

En supposant le courant du réseau monophasé sinusoïdal et en phase avec la tension v_{res} du réseau, la puissance instantanée sera donc donnée par :

$$\begin{cases} Pe = V_m \cdot I_m \cdot \sin^2(\omega_{res} \cdot t) - R_r \cdot I_m^2 \sin^2(\omega_{res} \cdot t) - \frac{1}{2} L_r \cdot 2 \cdot I_m^2 \omega_{res} \cdot \sin(\omega_{res} \cdot t) \cdot \cos(\omega_{res} \cdot t) \\ Ps = -U_{c1} \cdot I_{red1} + U_{c2} I_{red2} \\ Pe = V_m \cdot I_m \cdot \left(\frac{1 - \cos(2\omega_{res} \cdot t)}{2} \right) - R_r \cdot I_m^2 \left(\frac{1 - \cos(2\omega_{res} \cdot t)}{2} \right) - \frac{1}{2} L_r \cdot 2 \cdot I_m^2 \omega_{res} \cdot \left(\frac{\sin(2\omega_{res} \cdot t)}{2} \right) \\ Ps = -U_{c1} \cdot I_{red1} + U_{c2} I_{red2} \end{cases} \quad (1.24)$$

avec :

$$\begin{cases} I_{res} = I_m \cdot \sin(\omega_{res} \cdot t) \\ I_{res} = I_m \cdot \sin(\omega_{res} \cdot t) \end{cases} \quad (1.25)$$

$$\text{et : } \omega_{res} = 2 \cdot \pi \cdot f_{res} \quad (1.26)$$

Ainsi en monophasé, en plus de la puissance moyenne, on a une puissance fluctuante de fréquence deux fois celle du réseau. En prenant une période d'échantillonnage T_v multiple de $\frac{1}{2 \cdot f_{res}}$, on aboutit à l'équation de puissance suivante :

$$\bar{P} = \frac{V_m \cdot I_m}{2} - \frac{R_f \cdot I_m^2}{2} = -\bar{U}_{c1} \cdot \bar{I}_{red1} + \bar{U}_{c2} \cdot \bar{I}_{red2} \quad (1.27)$$

\bar{U}_{c1} , \bar{U}_{c2} , \bar{I}_{red1} et \bar{I}_{red2} sont les valeurs moyennes des tensions U_{c1} et U_{c2} , et des courants I_{red1} et I_{red2} .

Dans cette étude, on adopte une hypothèse qui consiste à confondre les tensions U_{c1} et U_{c2} avec leurs valeurs moyennes respectives, de même pour les courants I_{red1} et I_{red2} qui sont confondus respectivement avec leurs valeurs moyennes \bar{I}_{red1} et \bar{I}_{red2} [3].

Avec la négligence de la résistance du réseau R_f , on aboutit à l'équation suivante :

$$\bar{P} = \frac{V_m \cdot I_m}{2} = -U_{c1} \cdot I_{red1} + U_{c2} \cdot I_{red2} \quad (1.28)$$

Le but de réglage est d'avoir :

$$U_{c1} = U_{c2} = U_c \quad (1.29)$$

Et en posant :

$$I_{red} = I_{red2} - I_{red1} \quad (1.30)$$

Une relation importante reliant U_c à I_m découle de l'équation (1.25), telle que :

$$I_m = \frac{2 \cdot I_{red} \cdot U_c}{V_m} \quad (1.31)$$

A l'aide de la relation (1.31), nous aboutissons au modèle de la boucle de tension ce qui nous permet de réguler cette tension indépendamment des commandes des courants.

1.8 Modèle des boucles de tension et de courant :

1.8.1 Modèle de la boucle de tension :

En tenant compte de l'équation (1.22) et (1.29) en établit le modèle de commande suivant :

$$C \cdot \frac{d(U_{c1} + U_{c2})}{dt} = 2 \cdot C \cdot \frac{dU_c}{dt} = I_{red2} - I_{red1} + I_{ond2} - I_{ond1} \tag{1.32}$$

On pose : $I_{pert} = I_{ond1} - I_{ond2}$ (1.33)

Et en tenant compte du système d'équations (1.21), on peut obtenir le modèle de la boucle de tension donnée par l'équation qui suit (1.34).

$$2 \cdot C \cdot \frac{dU_c}{dt} = I_{red} - I_{pert} \tag{1.34}$$

En déduisant le courant I_{red} de l'équation (1.31), on aboutit à l'équation (1.35) donnant la relation entre l'amplitude du courant de référence du réseau et la tension U_c .

$$2 \cdot C \cdot \frac{dU_c}{dt} = \frac{V_m}{2 \cdot U_c} \cdot I_m - I_{pert} \tag{1.35}$$

D'où le modèle de la boucle de tension du redresseur monophasé :

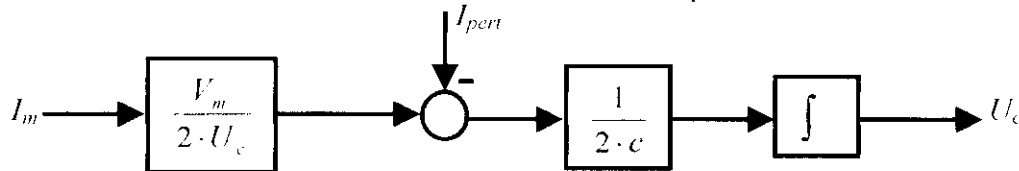


Fig.(1.6) : Modèle de la boucle de tension du convertisseur direct.

1.8.1 Régime permanent :

En régime permanent, on doit vérifier que la puissance côté redresseur P_f doit être égale à celle absorbée par le côté onduleur P_a .

Puisque le courant du réseau i_{res} sera asservi de telle façon qu'on obtient un facteur de puissance unitaire du côté réseau, alors la puissance fournie par le réseau P_f et celle absorbée par la charge sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} P_f = \frac{V_m \cdot I_m}{2} - R_r \cdot \left(\frac{I_m}{\sqrt{2}} \right)^2 \\ P_a = R_c \cdot \left(\frac{I_{chm}}{\sqrt{2}} \right)^2 \end{array} \right. \tag{1.36}$$

puisque $P_f = P_a \Rightarrow I_m = \frac{R_c \cdot I_{chm}^2}{V_m}$ (1.37)

Donc un bon réglage doit toujours vérifier l'égalité (1.37).

1.8.2 Modèle de la boucle de courant de charge :

Le modèle de la boucle de courant de charge est fourni par l'équation (1.38) :

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{1}{2 \cdot L_c} [U_1 \cdot X - Y - 2 \cdot R_c \cdot i_{ch}] \tag{1.38}$$

Cette équation décrit la partie onduleur-charge du système représenté par la figure suivante :

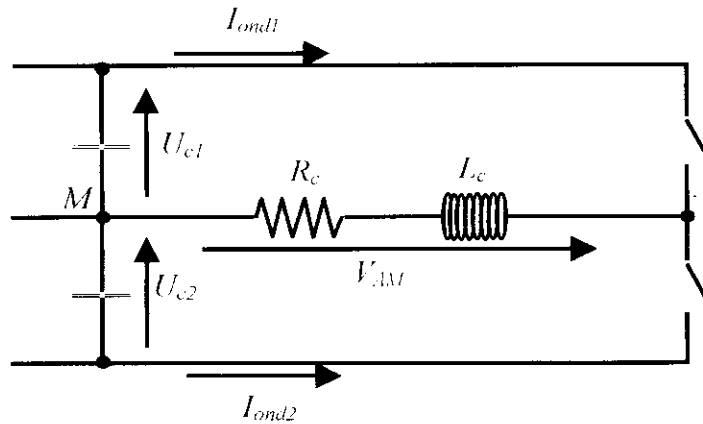


Fig.(1.7) : Modèle de la boucle de courant de charge de la partie onduleur du convertisseur

1.8.3. Modèle de la boucle de courant du réseau :

Le modèle de la boucle de courant du réseau est défini par l'équation suivante :

$$\frac{di_{res}}{dt} = \frac{1}{2 \cdot L_r} [U_2 \cdot X - Y - 2 \cdot R_r \cdot i_{res} + 2 \cdot V_{res}] \tag{1.39}$$

L'équation (1.39) décrit la partie redresseur-réseau du système. Elle est représentée par la figure qui suit.

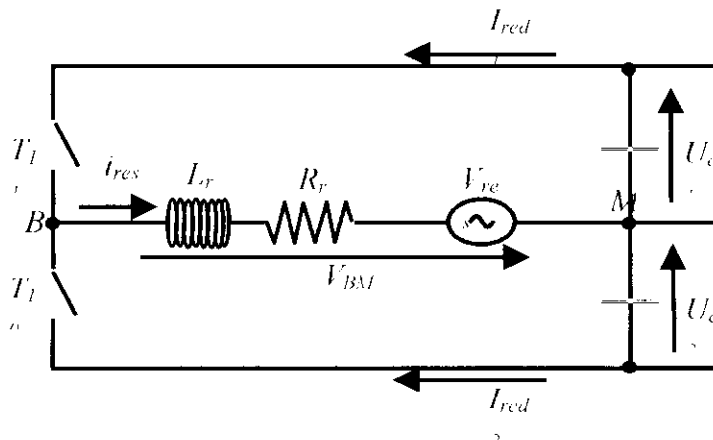


Fig.(1.8) : Modèle de la boucle de courant du réseau de la partie redresseur du convertisseur

1.9. Conclusion :

Dans ce premier chapitre nous avons donné une représentation globale du convertisseur minimale AC-AC. Nous avons déterminé les différentes équations qui permettent de donner le modèle mathématique de ce convertisseur. Et puisque ce modèle est non-linière, nous avons donné une technique permettant le découplage de ce modèle, afin d'établir un modèle de commande. Ainsi trois modèles de commande sont établie : de la tension U_c , du courant de charge i_{ch} et de courant du réseau i_{res} .

Chapitre II

STRATEGIES DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR DIRECT MONOPHASE ALTERNATIF-ALTERNATIF

Chapitre II

STRATEGIES DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR DIRECT MONOPHASE ALTERNATIF-ALTERNATIF

II.1 introduction :

Le développement rapide des algorithmes de commande impose des moyens de réglage tout aussi performants , spécialement pour les tensions et les fréquences d'alimentation des machines .

Le convertisseur le plus utilisé de nos jours pour cet objectif est l'onduleur à deux niveaux.

Donc, pour assurer un courant réglable en fréquence et en amplitude côté charge avec le minimum d'harmoniques , ainsi qu'un facteur de puissance unitaire coté réseau et l'égalité entre les tension U_{c1} et U_{c2} , différentes stratégies de commande linéaires et non linéaires sont généralement utilisées.[1][2]

Pour contrôler les trois boucles du convertisseur monophasé pour notre étude, on se contentera d'utiliser la commande par réglage classique échantillonné [1][6][12] pour le réglage de la boucle de tension et la commande en utilisant la théorie de stabilité de Lyapunov.[1][9] pour le réglage des deux boucles du courant de réseau et du courant de charge.

Aussi nous allons voir quelque rappels sur la commande par modes glissement qui va être utilisé plus tard dans notre étude.

II.2 COMMANDE DU CONVERTISSEUR DIRECT MONOPHASE EN UTILISANT LA THEORIE DE STABILITE DE LYAPUNOV :

II.2.1 Rappel sur la théorie de stabilité de Lyapunov [1][9]

Cette méthode fait appel à des fonctions $V(x_1, x_2, \dots, x_n)$ appelées fonctions de Lyapunov de première espèce (Lyapunov a introduit, pour l'étude de la stabilité des systèmes non autonomes, des fonctions $V(t, x_1, x_2, \dots, x_n)$ jouissant de propriétés semblables, ces fonctions appelées fonction de Lyapunov de deuxième espèce), dont le signe de la dérivée par rapport au temps permet la détermination de la stabilité pour les systèmes autonomes.

Les fonctions $V(x_1, x_2, \dots, x_n)$ vérifient les conditions suivantes :

1. V est à signe fixe, bornée continue dans un certain domaine.
2. $V=0$ (si tous les $x_i=0$ et s'annule à l'origine seulement).
3. $V=C$ est une hypersurface fermée au moins pour C suffisamment petit.

Théorème : La stabilité asymptotique au sens de Lyapunov [1]

S'il y a la possibilité de trouver une fonction V de signe définit (dans un domaine comprenant le point d'équilibre) et dont sa dérivée par rapport au temps dV/dt est à signe opposé (ou bien identiquement nulle) dans le même domaine, l'équilibre sera Asymptotiquement stable dans ce domaine[ref].

II.2.2 Réglage du courant de charge en utilisant le théorème de la stabilité globale de Lyapunov :

En utilisant le théorème de la stabilité globale de Lyapunov, on calcule la commande u_1 qui permet de stabiliser la boucle du courant de charge afin d'obtenir la fréquence et l'amplitude du courant de charge désiré.

Soit l'équation qui régit le fonctionnement de la boucle du courant de charge :

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{1}{2L_c} (u_1 \cdot X - Y - 2R \cdot c \cdot i_{ch}) \quad (II-1)$$

avec i_{ch} la variable d'état, et u_1 la commande.

On définit l'erreur e_{ch} comme suit : $e_{ch} = i_{ch} - i_{chd}$ (II-2)

Ou i_{chd} est le courant de charge désiré : $i_{chd} = I_{chd} \sin(2\pi f_d t)$ (II-3)

La dérivée de l'erreur est donnée par :

$$\frac{de_{ch}}{dt} = \frac{1}{2L_c} (u_1 \cdot X - Y - 2R_c \cdot e_{ch} - 2R_c \cdot i_{chd}) - \frac{di_{chd}}{dt} \quad (II-4)$$

Soit la fonction de Lyapunov quadratique suivante :

$$V(e_{ch}) = \frac{1}{2} e_{ch}^2 \quad (II-5)$$

Sa dérivée par rapport au temps est donnée par :

$$\frac{dV(e_{ch})}{dt} = \left(\frac{1}{2L_c} (X u_1 - Y - 2R_c e_{ch} - 2R_c i_{chd}) - \frac{di_{chd}}{dt} \right) e_{ch} \quad (\text{II-6})$$

On choisit une commande u_1 de façon à avoir la dérivée de la fonction de Lyapunov toujours négative, ce qui permet d'assurer la stabilité de la boucle du courant de charge :

$$u_1 = \frac{1}{X} (Y + 2R_c i_{chd}) + \frac{2L_c}{X} \frac{d(i_{chd})}{dt} \quad (\text{II-7})$$

Si on remplace l'expression de la commande dans (II-6), on obtient :

$$\frac{dV(e_{ch})}{dt} = -\frac{R_c}{L_c} e_{ch}^2 < 0, \text{ et ceci quelque soit } e_{ch} \quad (\text{II-8})$$

Remarque : $X \neq 0$ il faut que la somme $Uc1 + Uc2 \neq 0$, donc les capacités C1 et C2 doivent être initialement chargées.

II.2.3 Réglage du courant de réseau en utilisant le théorème de la stabilité globale de Lyapunov :

En utilisant le théorème de la stabilité globale de Lyapunov, on calcule la commande u_2 qui permet de stabiliser la boucle du courant du réseau et d'atteindre le courant du réseau désiré.

Soit l'équation qui régit le fonctionnement de la boucle du courant de réseau :

$$\frac{di_{res}}{dt} = \frac{1}{2L_r} (u_2 X - Y - 2R_r i_{res} + 2V_{res}) \quad (\text{II-9})$$

avec i_{res} la variable d'état, et u_2 la commande.

On définit l'erreur e_{res} comme suit :

$$e_{res} = i_{res} - i_{resd}$$

où i_{resd} est le courant de réseau désiré :

$$i_{resd} = I_m \sin(2\pi f_{res} t)$$

La dérivée de l'erreur est donnée par :

$$\frac{de_{res}}{dt} = \frac{1}{2L_r} (u_2 X - Y - 2R_r e_{res} - 2R_r i_{resd} + 2V_{res}) - \frac{di_{resd}}{dt} \quad (\text{II-10})$$

On prend la fonction de Lyapunov quadratique suivante :

$$V(e_{res}) = \frac{1}{2} e_{res}^2 \quad (II-11)$$

Sa dérivée par rapport au temps est donnée par :

$$\frac{dV(e_{res})}{dt} = \left(\frac{1}{2L_r} (X u_2 - Y - 2R_r e_{res} - 2R_r i_{resd} + 2V_{res}) - \frac{di_{resd}}{dt} \right) e_{res} \quad (II-12)$$

On choisit une commande u_2 de façon à avoir la dérivée de la fonction de Lyapunov toujours négative, ce qui permet d'avoir la stabilité de la boucle du courant de réseau.

D'où l'expression de la commande :

$$u_2 = \frac{1}{X} (Y + 2R_r i_{resd} - 2V_{res}) + \frac{2L_r}{X} \frac{d(i_{resd})}{dt} \quad (II-13)$$

Si on remplace l'expression de la commande u_2 dans (II-12), on obtient :

$$\frac{dV(e_{res})}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} e_{res}^2 < 0, \quad \text{et ceci quelque soit } e_{res} \quad (II-14)$$

II.3 COMMANDE DU CONVERTISSEUR DIRECT MONOPHASE EN UTILISANT LE REGLAGE CLASSIQUE ECHANTILLONNE :

II.3.1 Réglage classique échantillonné de la boucle de tension :

Nous avons élaboré au chapitre précédent le modèle qui régit la boucle de tension, donné par l'équation différentielle suivante :

$$\frac{dU_c}{dt} = \frac{Vm}{4CU_c} I_m - \frac{I_{pert}}{2C} \quad (II-15)$$

avec:

U_c : la variable d'état.

I_{pert} : la perturbation.

I_m : l'amplitude du courant de réseau et qui est la commande de la boucle de tension.

V_m : l'amplitude de la tension du réseau.

Le schéma bloc de cette boucle est donné par la figure (II-1) :

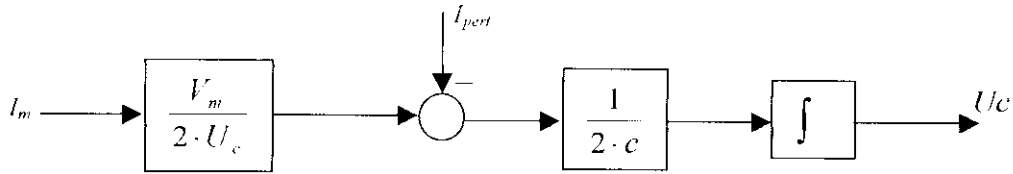


Fig (II.1) : *Modèle de la boucle de tension du convertisseur direct*

Nous introduisons un régulateur numérique dans cette boucle en vue de contrôler la tension U_c dont la fonction de transfert est donnée par :

$$K(z) = K_p \frac{z - a}{z - b} \tag{II-16}$$

avec $K_p=0.136$, $a=0.868$, $b=0.9$ pour un coefficient d'amortissement $\xi=1$ et un temps de réponse de $Tr=0.3s$.

Nous obtenons le schéma d'asservissement suivant :

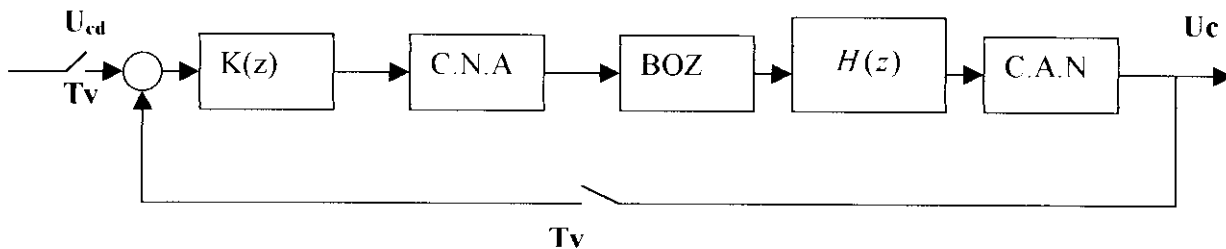


Figure (II-2) : *Modèle équivalent de la boucle de tension.*

- ◆ Les blocs C.D.A et C.A.D sont respectivement les convertisseurs digitale analogique et analogique digital.
- ◆ B.O.Z : bloqueur d'ordre zéro.

Après compensation, on aboutit au schéma équivalent donné par la figure (II-3) :

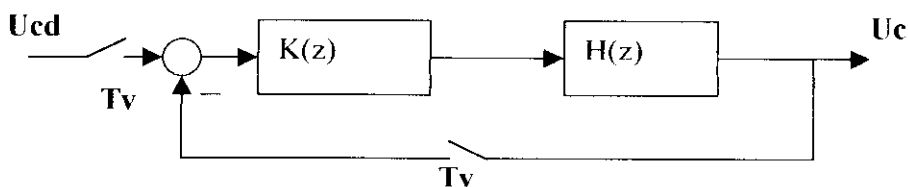


Figure (II-3) : *Modèle équivalent simplifié de la boucle de tension*

$H(z)$: représente la fonction de transfert en z de $G(s) = \frac{1}{2Cs}$ associé aux convertisseurs numérique-analogique et analogique-numérique.

Elle est donnée par :

$$H(z) = (1 - z^{-1})Z\left\{L^{-1}\left[\frac{G(s)}{s}\right]\right\} = \frac{1 - Tv}{2C} \frac{1}{z - 1} \quad (II-17)$$

avec :

Tv : période d'échantillonnage de la boucle d'asservissement.

Remarques :

♦ Afin que le modèle de la boucle de tension soit validé, on choisit une période

d'échantillonnage Tv multiple de $\frac{1}{2.fres}$.

Pour le bloc de linéarisation de la boucle de tension, on peut utiliser soit la valeur échantillonnée de Uc (linéarisation dynamique), soit sa valeur de référence (linéarisation statique).

II.4 COMMANDE DU CONVERTISSEUR DIRECT MONOPHASE EN UTILISANT LE REGLAGE PAR LES MODES GLISSEMENT :

II.4.1 Rappel sur le régime glissant et définitions : [1][2]

Tout système possède des états internes qui évoluent selon la dynamique du système sous des contraintes imposées par l'environnement et des perturbations influentes. Le régime glissant impose un certain comportement au système plus précisément à des états internes $x(t)$ et leurs dérivées $\dot{x}(t)$.

Ce comportement est défini par une surface $S(x, \dot{x}, t) = 0$ dite surface de glissement. Si la variation des états du système $x(t)$ et de leur dérivées $\dot{x}(t)$ coïncide en tout lieu avec les surfaces de glissements, on obtient donc le régime de glissement idéal.

II.4.2 Surface de glissement :

On considère un système à n degrés de liberté dans l'espace d'état. On définit une hypersurface de dimension $(n-1)$, choisie généralement linéaire sans discontinuité de la forme :

$$S_i = \lambda_i x_i + \dot{x}_i \quad i = 1, \dots, n \quad (II-18)$$

et λ_i : Coefficient de la surface de glissement.

Le choix de λ , est déterminant pour la stabilité du système et des performances optimales, mais généralement ce choix est arbitraire et peut être modifié après une série de simulations ou des expérimentations.

II.4.3 Régime glissant :

La technique des modes de glissements consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement $S(X)$ et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation approprié autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le « *Phénomène du glissement* » .

Dans la pratique, le régime de glissement idéal figure (II-4) est difficile à obtenir voir impossible vu les incertitudes de l'identification et les perturbations présentes dans le fonctionnement. Alors, on a recours à des oscillations au lieu d'un suivi au tour de l'hypersurface, avec une amplitude et fréquence finie « régime de glissement réel » figure (II-5). La position d'équilibre est alors caractérisée par une hystérésis autour de zéro.

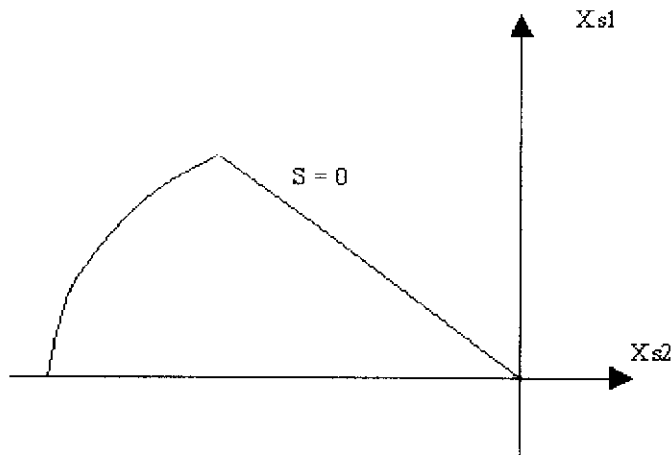


Figure (II-5) : Régime glissant réel.

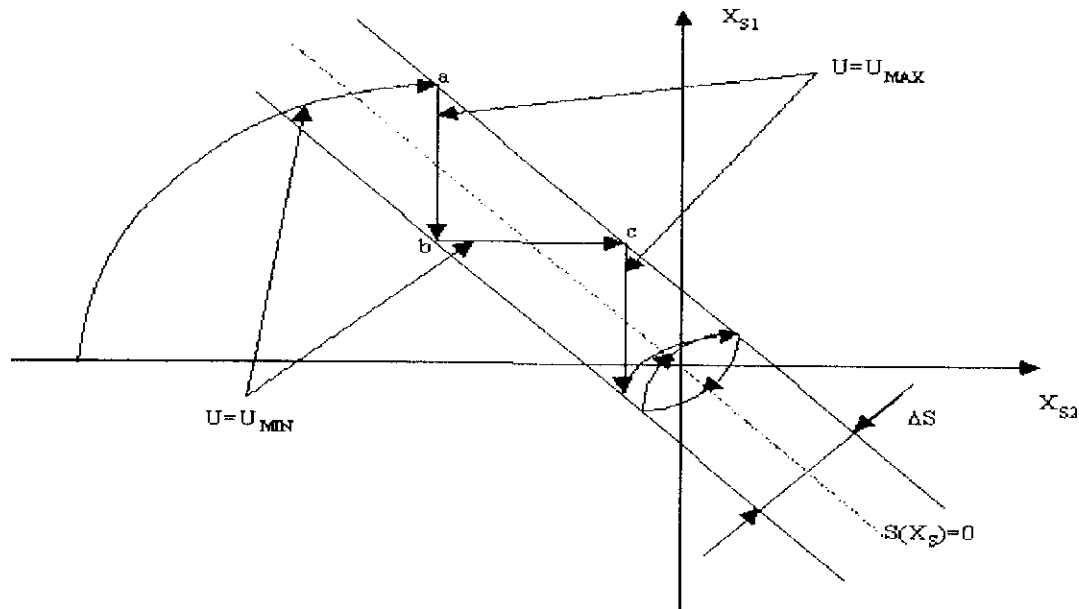


Figure (II-5) : Régime glissant réel.

II.4.4 Condition de Glissement :

La surface de glissement divise l'espace de phase G en deux sous espaces. Ces deux sous espaces G^+ et G^- contiennent les voisinages de la surface de glissement S , $S^+(x)$ pour $S(x) > 0$ et $S^-(x)$ pour $S(x) < 0$.

La surface de glissement devient attractive aux états du système c'est à dire que les états tendent à évoluer dans le temps sur la surface de glissement si et seulement si $S \cdot \dot{S} < 0$. Cette inégalité représente la condition fondamentale pour l'existence du régime glissant. A partir de cette condition on calcule la commande nécessaire pour le bon fonctionnement du système, et le maintien du régime glissant. Alors l'évolution du système ne tiendra compte que des coefficients de la surface de glissement et non des propriétés dynamiques du système lui-même.

II.4.5 Application du réglage par les modes de glissement à la boucle de tension :

Soit l'équation qui régit le fonctionnement de la boucle de tension :

$$\frac{dU_c}{dt} = \frac{V_m}{4C \cdot U_c} I_m - \frac{I_{pert}}{2C} \quad (II-19)$$

avec U_c la variable d'état, I_m la commande, et I_{pert} la perturbation.

On prend la surface de glissement suivante :

$$S = U_c - U_{cl} \quad (II-20)$$

Donc :

$$\dot{S} = \frac{dU_c}{dt} - \frac{dU_{cd}}{dt} = \frac{V_m}{4CU_c} I_m - \frac{I_{pert}}{2C} - \frac{dU_{cd}}{dt} \quad (II-21)$$

La loi d'attraction est la suivante :

$$\dot{S} = -q \cdot \text{sign}(S) - k \cdot S \quad (II-22)$$

avec q et k deux constantes positives.

En faisant l'égalité entre les deux équations (II-21) et (II-22), on déduit la loi de commande suivante :

$$I_m = \frac{4CU_c}{V_m} \left(-q \cdot \text{sign}(S) - k \cdot S + \frac{1}{2C} I_{pert} \right) \quad (II-23)$$

Nous appliquons un réglage par mode de glissement pour les trois boucles du convertisseur avec une consigne de fréquence 25Hz et d'amplitude 5A pour le courant de charge et un échelon de consigne de 200V pour la boucle de tension.

Nous utiliserons pour le réglage de la boucle de tension la fonction *Sign*.

II.5 Commande des interrupteurs du convertisseur monophasé direct :

Principe de la Modulation de Largeur d'Impulsion [5][1]

L'hypothèse adoptée pour l'élaboration du modèle de commande est de considérer la valeur moyenne des grandeurs de commande afin d'unifier le caractère continu de la partie opérative. Ainsi les différentes stratégies de commande présentées jusqu'alors représentent les valeurs moyennes continues des grandeurs de commande.

Comme les commandes des interrupteurs sont des commutations entre 0 et 1, alors il faut faire une adaptation entre les commandes continues résultantes des techniques de commandes automatique utilisées (stabilité par la théorie de stabilité de Lyapunov et la commande par réglage classique échantillonné) à la nature de fonctionnement des interrupteurs.

Pour se faire, la technique la plus utilisée est celle de la modulation de largeurs d'impulsions " *MLI* ". Le principe de cette technique consiste à comparer une tension de référence à une porteuse ayant les deux caractéristiques suivantes : L'indice de modulation m et le taux de modulation r .

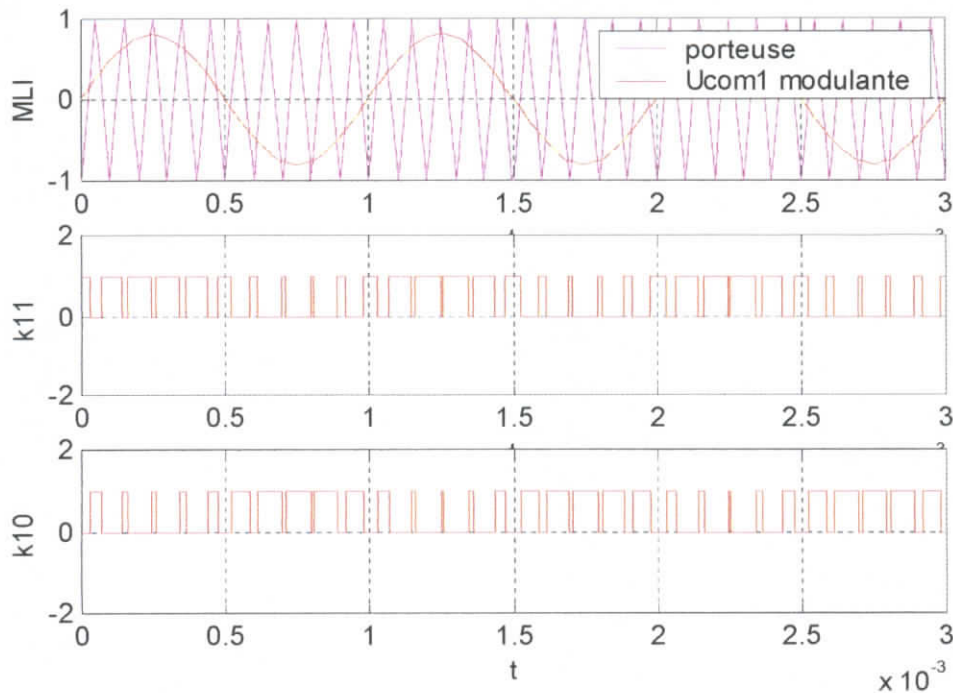
- L'indice de modulation m est défini comme étant le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f de la grandeur de référence.

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (II-24)$$

- Le taux de modulation r est le rapport de l'amplitude V_m de la tension de référence à l'amplitude U_{pm} de la porteuse :

$$r = \frac{V_m}{U_{pm}}. \quad (\text{II-25})$$

On parle de modulation *synchrone* quand m est entier et *asynchrone* dans le cas contraire. La porteuse la plus adaptée aux convertisseurs à deux niveaux est la triangulaire bipolaire. La figure (II-6) représente le principe de génération des impulsions de commande d'un bras k d'un convertisseur à deux niveaux.



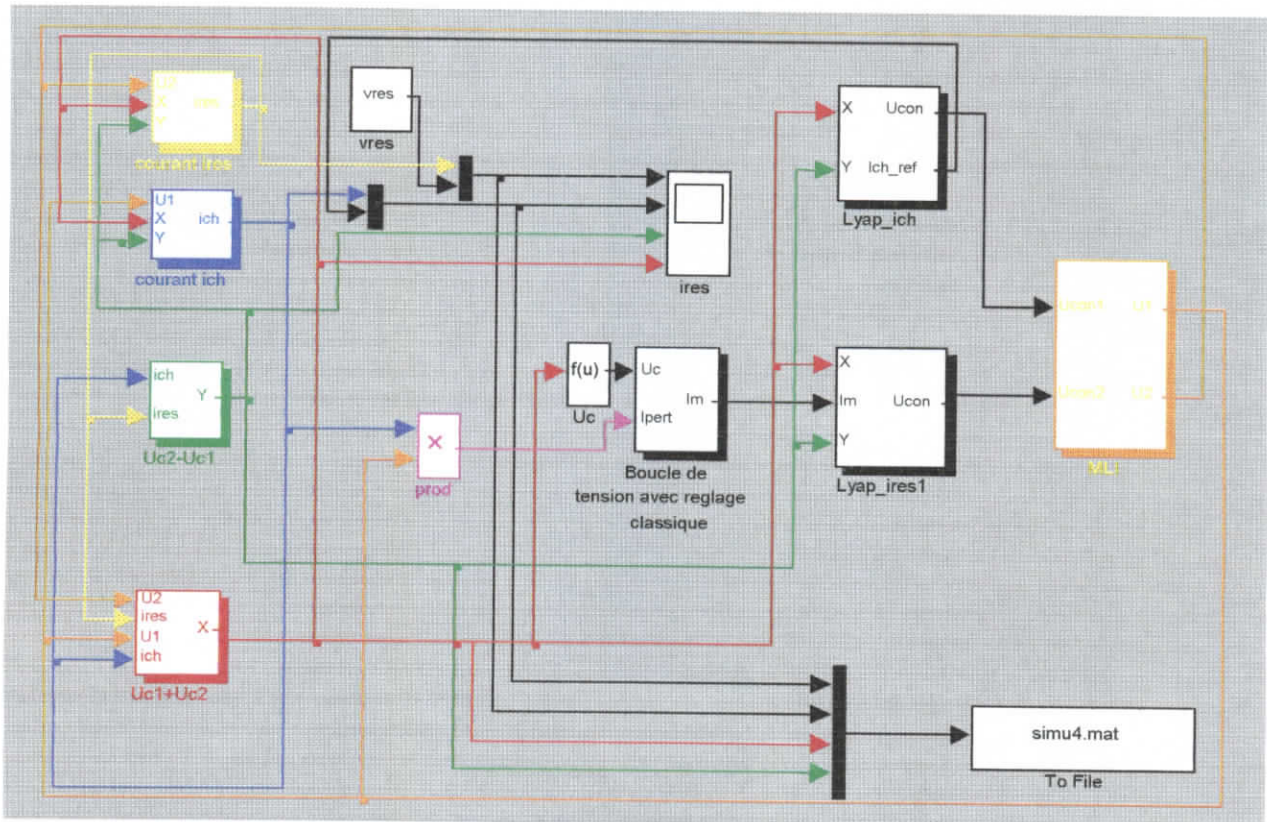
Figure(II-6) :technique de modulation de largeurs d'impulsions(MLI).

II.6 PARAMETRES DU CONVERTISSEUR AC- AC ET CONDITIONS DE SIMULATION :

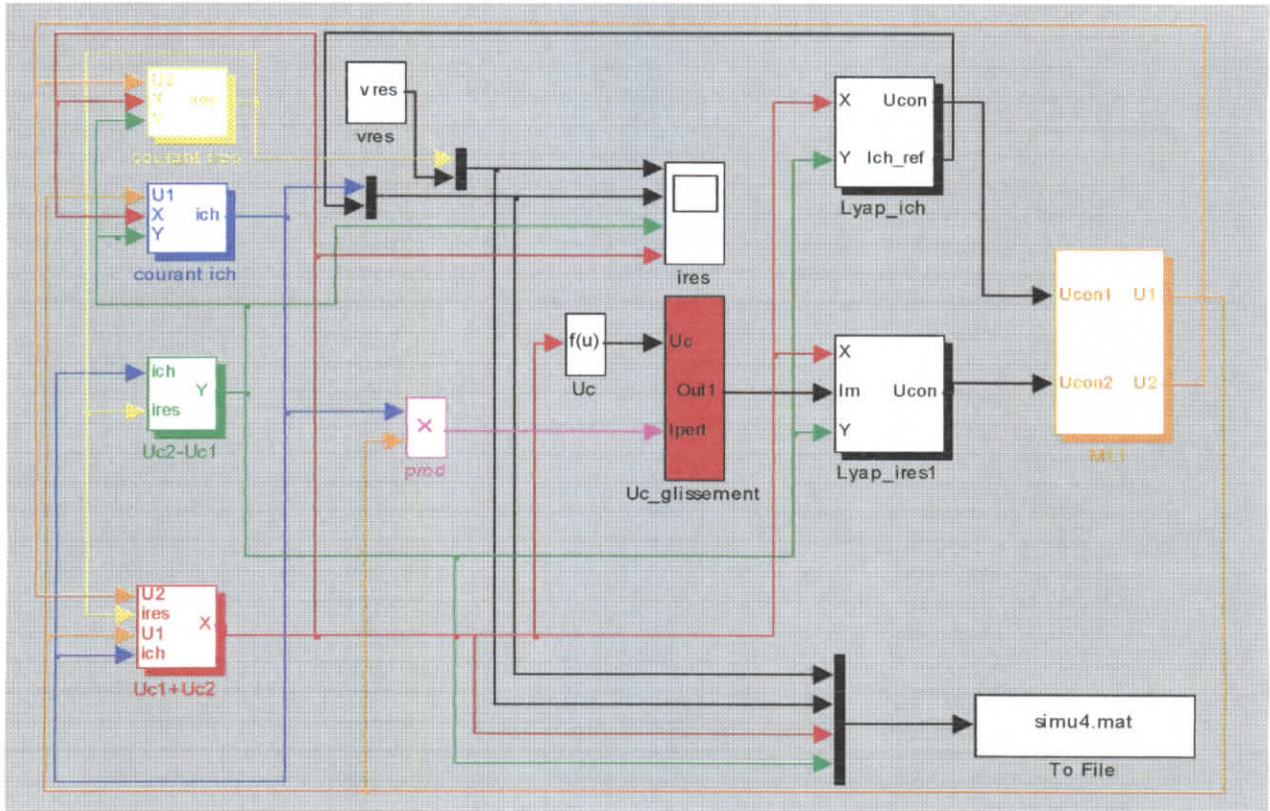
- $R_r = 0.25\text{Ohm}$, $L_r = 0.001\text{Henry}$, $R_C = 10\text{ Ohm}$, $L_C = 0.01\text{Henry}$, $C = 0.005\text{ Farad}$.
- L'amplitude de la tension du réseau est de 110 Volts, avec une fréquence de 50 Hertz.
- La fréquence de commutation des interrupteurs est de 10 kHz avec une porteuse de forme triangulaire.
- La période d'échantillonnage de la boucle de tension est de 20 ms

II.7. ELABORATION DES L'ALGORITHMES DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR ET SIMULATION :

II.5.1 Les Algorithmes de commande du convertisseur :

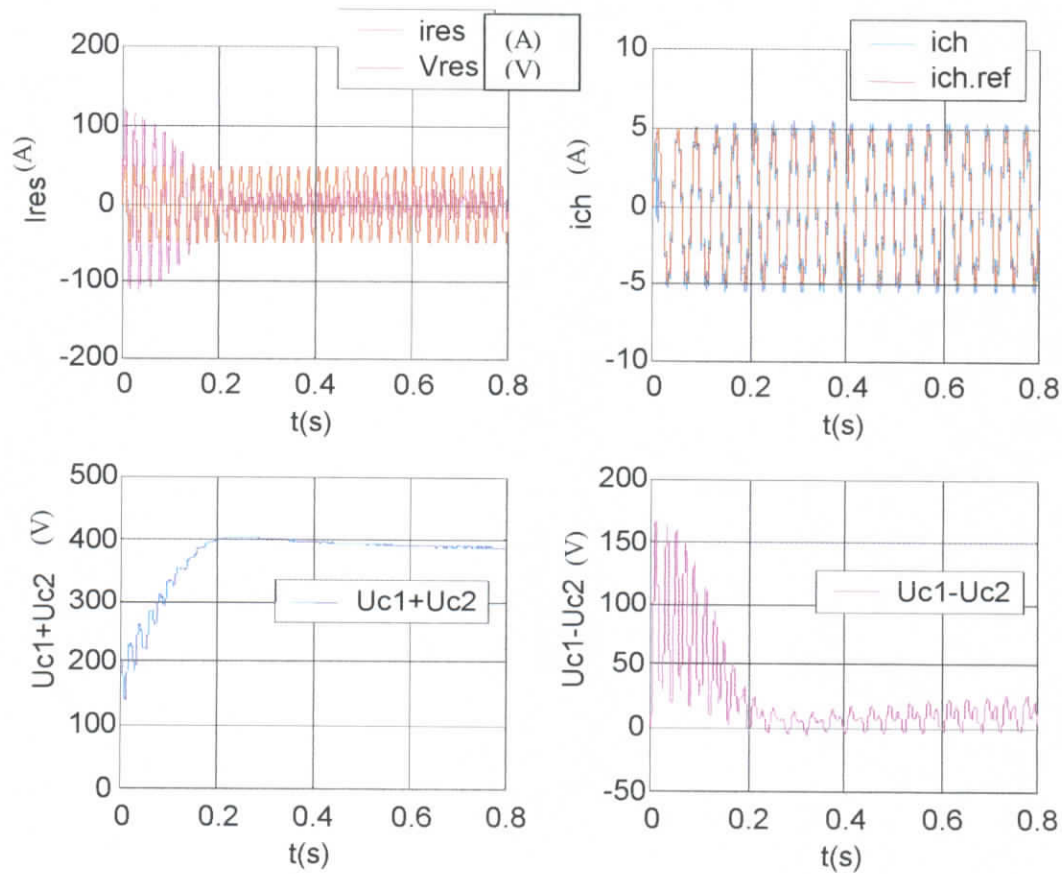


Figure(II-7.a) :Algorithme de simulation du convertisseur AC/AC avec réglage classique échantillonné pour la boucle de tension (sous matlab-simulink 5.3)

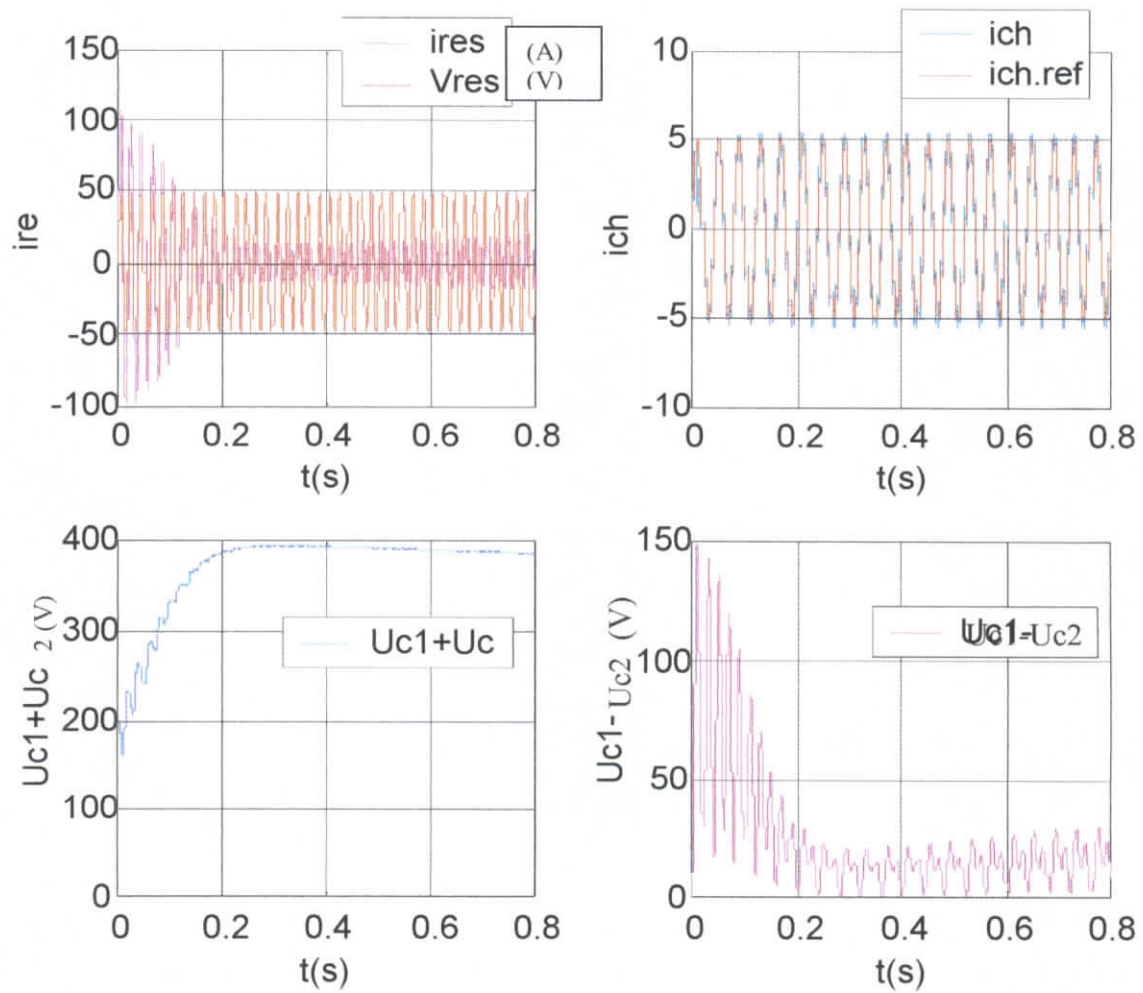


Figure(II-7.b) :Algorithme de simulation du convertisseur AC/AC avec réglage par les modes glissement pour la boucle de tension (sous matlab-simulink 5).

II.8 LES COURBES DE SIMULATION :



Figure(II-8. a) : Courbes de simulation du convertisseur en utilisant un réglage classique échantillonné pour la boucle de tension et un réglage par la théorie de stabilité de Lyapunov pour les boucles de courant de charge et courant



figure(II-8. b) : courbes de simulation du convertisseur en utilisant un réglage par les modes glissement pour la boucle de tension et un réglage par la théorie de stabilité de Lyapunov pour les boucles de courant de charge et courant de réseau.

II.9 INTERPRETATION DES RESULTATS DE SIMULATION :

D'après les résultats de simulation nous remarquons les points suivants :

- le courant de charge suit la référence imposé en fréquence et en amplitude (fréquence 25Hz amplitude 5A).
- Le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau V_{res} avec un régime transitoire de 0.19 seconde.
- La tension ($U_{c1}+U_{c2}$) suit la référence imposée.
- La différence des tensions U_{c1} et U_{c2} présente des oscillations qui varient autour de 150V et 50V pendant le régime transitoire de valeur 0.19 seconde. Et présente quelque petites perturbations pendant le régime permanent avec des valeurs qui varient entre 0V et 25V.

II.10 CONCLUSION

Au cours de ce chapitre, nous avons développé les lois de commande utilisées pour commander les trois variables d'état de notre convertisseur direct monophasé alternatif - alternatif, présenter les algorithmes utilisé pour la simulation sous le logiciel MATLAB-SIMULINK 5.3 et puis par la suite nous avons donner les résultats de simulations des algorithmes de commande.

De plus, on a présenté la méthode " *MLI* " pour établir les commandes des ces interrupteurs, du fait qu'on doit adapter la nature de fonctionnement des interrupteurs aux commandes élaborées en utilisant les algorithmes développés précédemment.

Nous pouvons conclure que les algorithmes élaborés est bien adapté à la simulation du convertisseur monophasé alternatif-alternatif.

Dans le prochain chapitre nous allons appliquer cet algorithme mais cette fois ci en tenant compte du phénomène de commutation des semi-conducteurs.

Chapitre III

ETUDE DE LA COMMUTATION DES INTERRUPTEURS DU CONVERTISSEUR DIRECTE MONOPHASE ALTERNATIF- ALTERNATIF

Chapitre III

ETUDE DE LA COMMUTATION DES INTERRUPTEURS DU CONVERTISSEUR DIRECTE MONOPHASE ALTERNATIF- ALTERNATIF

III.1 Introduction :

L'électronique de puissance a pour ambition la conversion des ondes électriques (de continu en continu, de continu en alternatif et inversement, d'alternatif en alternatif) et la commande de la puissance électrique ainsi convertie au moyen de composants électroniques, c'est-à-dire d'éléments de petites dimensions devant les machines alimentées.

Les performances des convertisseurs sont liées aux mécanismes de commutation des interrupteurs qui possèdent tous une commutation commandée et une commutation spontanée.

Au chapitres précédents, l'étude des performances du convertisseur AC-AC monophasé a été faite avec l'hypothèse que les interrupteurs électriques utilisés étaient idéaux, c'est à dire qu'ils ne présentent pas de pertes à leurs ouvertures et fermetures.

Dans ce présent chapitre nous allons introduire les caractéristiques dynamiques de commutation de ces interrupteurs et voir leur répercussion sur les performances du convertisseur. Pour ce faire nous allons tout d'abord aborder la notion de commutation des interrupteurs électriques, puis analyser les séquences de fonctionnement du convertisseur, et enfin étudier ses performances en tenant compte des caractéristiques dynamiques des semi-conducteurs.

III.2 GENERALITES SUR LA COMMUTATION DANS LES CONVERTISSEURS STATIQUES : [4]

III.2.1 Définitions :

Un interrupteur K est un dipôle (tripôle) permettant d'établir une connexion binaire (état ouvert ou bloqué- état fermé ou passant) dans un circuits électrique quelconque. L'interrupteur idéal est un élément énergétique neutre, siège d'aucune perte d'énergie et muni des propriétés suivantes :

- chute de tension nulle a l'état passant,
- courant nul à l'état bloqué,
- Passage instantané d'un état à l'autre.

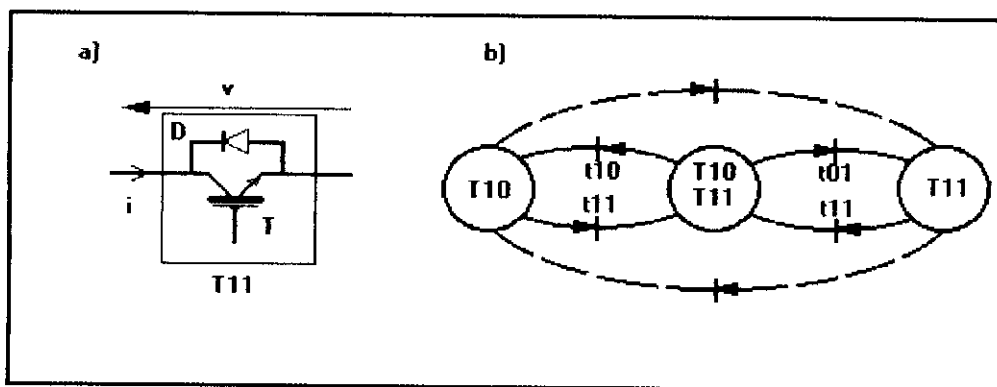
Les changement d'état d'un interrupteur sont déterminés en fonction d'une commande *interne* et une commande *externe* définies de la manière suivante :

La commande interne est fonction logique dépendante du signe des grandeurs électriques de l'environnement, ramenées à l'interrupteur : (v,i) .

La commande externe est conformément à sa définition, une fonction logique naturellement indépendante de l'environnement de cet interrupteur.

En prenant en considération les pertes par commutation , l'interrupteur ne sera plus idéal et donc sera un élément énergétique non neutre et par la ,ne présentera plus les propriétés énumérées plus haut.

La figure (3.1) donne le schéma de l'interrupteur bidirectionnel (a) . et la nouvelle représentation par réseau de Pétri d'un bras du convertisseur direct AC-AC en mode commandable (b).



Figure(3.1) :association transistor-diode en parallèle inverse et Modèle d'un bras du convertisseur étudié en mode commandable

III.2.2. Cellule élémentaire de commutation : [16]

le fonctionnement d'un convertisseur se décompose en succession de séquences élémentaires ,à chaque séquence élémentaire correspond un réseau électrique différent du précédent obtenu par la modification des différentes branches actives .

Dans la cellule élémentaire de commutation , les caractéristiques statiques des interrupteurs sont déterminées par la réversibilité en tension de la source de tension ,et la réversibilité en courant par des sources de courant .les réversibilité en courant des sources de tension et les réversibilité en tension des sources de courant dépendent uniquement du convertisseur qui inclut la cellule de commutation considérée ; ces deux interrupteurs ont le même nombre de segments en tension et en courant .

D'un point de vue dynamique ,dans une cellule élémentaire de commutation , la commutation est provoquée par le changement d'état commandé de l'un des interrupteurs ,entraînant spontanément le changement d'état de l'autre .

Il y a deux modes de commutation :

- commutation par commande à l'amorçage de l'interrupteur ouvert.
- commutation par commande au blocage de l'interrupteur fermé.

Si le courant qui traverse l'interrupteur fermé avant la commutation est de même signe que la d.d.p à ses bornes après la commutation , celle ci s'effectue par commande au blocage de cet interrupteur ,si ces deux grandeurs sont des grandeurs de signe contraires, la commande de l'amorçage de l'interrupteur ouvert est nécessaire .

NB :

cette règle est établie en considérant l'interrupteur passant avant la commutation .

Si la commutation et le courant sont de même signe ,la commutation est commande par l'amorçage de l'interrupteur ouvert ; si la commutation et le courant sont de signes contraires , la commutation est commandée par le blocage de l'interrupteur fermé .

NB :il faut respecter les conventions utilisées .

III.3 Modèle d'état du convertisseur en introduisant les mécanismes de commutation des semi-conducteur :

En introduisant les caractéristiques dynamique des semi-conducteurs, les équations régissant les deux tensions U_{c1} et U_{c2} deviennent les suivantes :

$$\begin{cases} \frac{dU_{c1}}{dt} = -\frac{1}{C} (i_{TK11} + i_{DK11} + i_{T11} + i_{DT11}) \\ \frac{dU_{c2}}{dt} = \frac{1}{C} (i_{TK10} + i_{DK10} + i_{T10} + i_{DT10}) \end{cases} \quad (3-1)$$

avec :

- i_{TK11} : le courant parcourant le transistor T_{K11} .
- i_{DK11} : le courant parcourant la diode D_{K11} .
- i_{DT11} : le courant parcourant la diode D_{T11} .
- i_{TT11} : le courant parcourant le transistor T_{T10} .
- i_{TK10} : le courant parcourant le transistor T_{K10} .
- i_{DK10} : le courant parcourant la diode D_{K10} .
- i_{DT10} : le courant parcourant la diode D_{T10} .
- i_{TT10} : le courant parcourant le transistor T_{T10} .

A noter que les équations d'état des courants de charge et du réseau restent inchangées :

$$\begin{cases} \frac{d(i_{ch})}{dt} = \frac{1}{L_c} (k_{11}(U_{c1} + U_{c2}) - U_{c2} - R_c i_{ch}) \\ \frac{d(i_{res})}{dt} = \frac{1}{L_r} (T_{11}(U_{c1} + U_{c2}) - U_{c2} - R_r i_{res} + V_{res}) \end{cases} \quad (3.2)$$

III.3.1 Equations régissant les grandeurs électriques pendant la commutation :

Aux instants de commutation les grandeurs électriques, (courant traversant l'interrupteur, tension aux borne de l'interrupteur) ont une allure non linéaires. étant donné que le temps de commutation est très petit, nous allons les considérer comme des droites.

Les équations seront les suivantes :

A l'amorçage :

$$i_{T,D} = \frac{I}{ton} (t - t_1) \quad (3.3)$$

$$V_{T,D} = -\frac{(U_{c1} + U_{c2})}{t_{off}} \cdot (t - t_1) + (U_{c1} + U_{c2}) \quad (3.4)$$

Au blocage :

$$i_{T,D} = \frac{-I}{t_{off}}(t - t_1) + I \quad (3.5)$$

$$V_{T,D} = \frac{(U_{c1} + U_{c2})}{t_{on}} \cdot (t - t_1) \quad (3.6)$$

avec : $t_1 < t < t_1 + t_{off}$

- i : courant traversant le composant (transistor ou diode).
- V : tension au bornes du composant (transistor ou diode).
- I : courant à l'instant de commutation.
- $(U_{c1} + U_{c2})$: tension à l'instant de commutation.
- t_1 : instant de commutation.
- $t_{on} = t_{off}$: temps de duré de la commutation.

III.3.1 mécanisme de commutation et séquences de conduction:

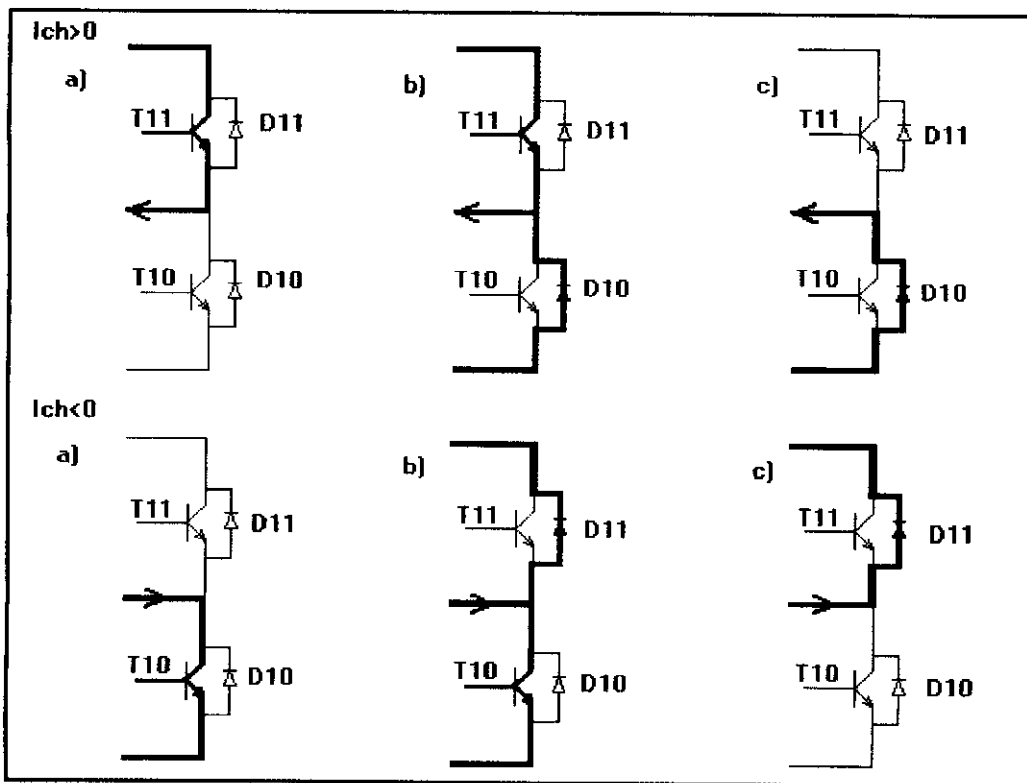


Figure (3.2) : représentation des séquences de conduction dans un bras du convertisseur (partie onduleur) dans deux sens du courant de charge.

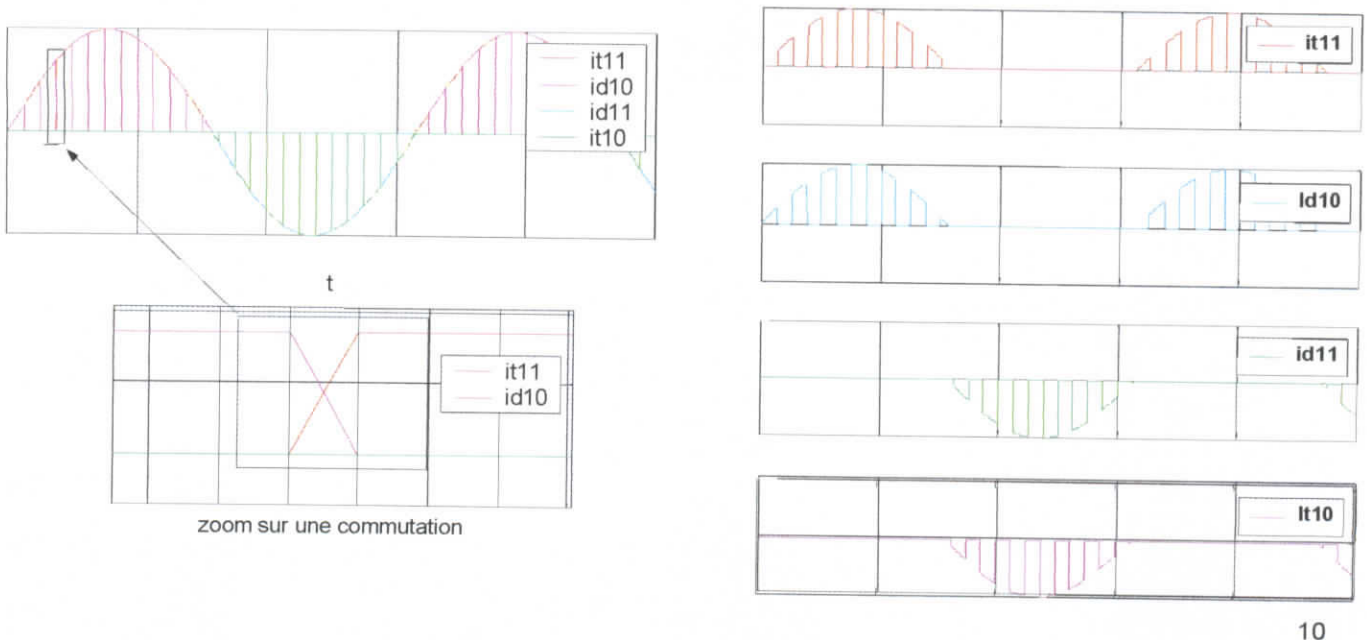
En adoptant la technique modulation largeur d'impulsions (MLI) [3] comme technique de commande des interrupteurs ceci pour imposer la forme sinusoïdale du courant de charge et pour avoir un facteur de puissance unitaire du côté réseau, et suivant le sens du courant, nous aurons les séquences de conduction des éléments des interrupteurs de la cellule de commutation présentés sur la figure(3.2).

Ainsi au blocage de l'interrupteur T11 et a l'amorçage de l'interrupteur T10 (resp amorçage de T11 et blocage T10), on aura conduction simultanée des interrupteurs T10 et T11 par le biais des éléments :

- Transistor T11 et diode D10 si le courant de charge est positif (figure 3.2 a-b-c ($I_{ch}>0$)) .
- Transistor T10 et diode D11 si le courant de charge est négatif (figure 3.2 a-b-c ($I_{ch}<0$)) .

Idem pour le second bras du convertisseur (partie redresseur).

Sur la figure (3.3) nous pouvons voir les formes d'ondes des courants traversant les différents éléments de des interrupteurs.



Figure(3.3) : allures des courants (idéalisées) dans les différents éléments semi-conducteurs d'un bras du convertisseur (exemple :coté charge).

III.4. COURBES DE SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTAT :

III.4.1. Courbes de simulation :

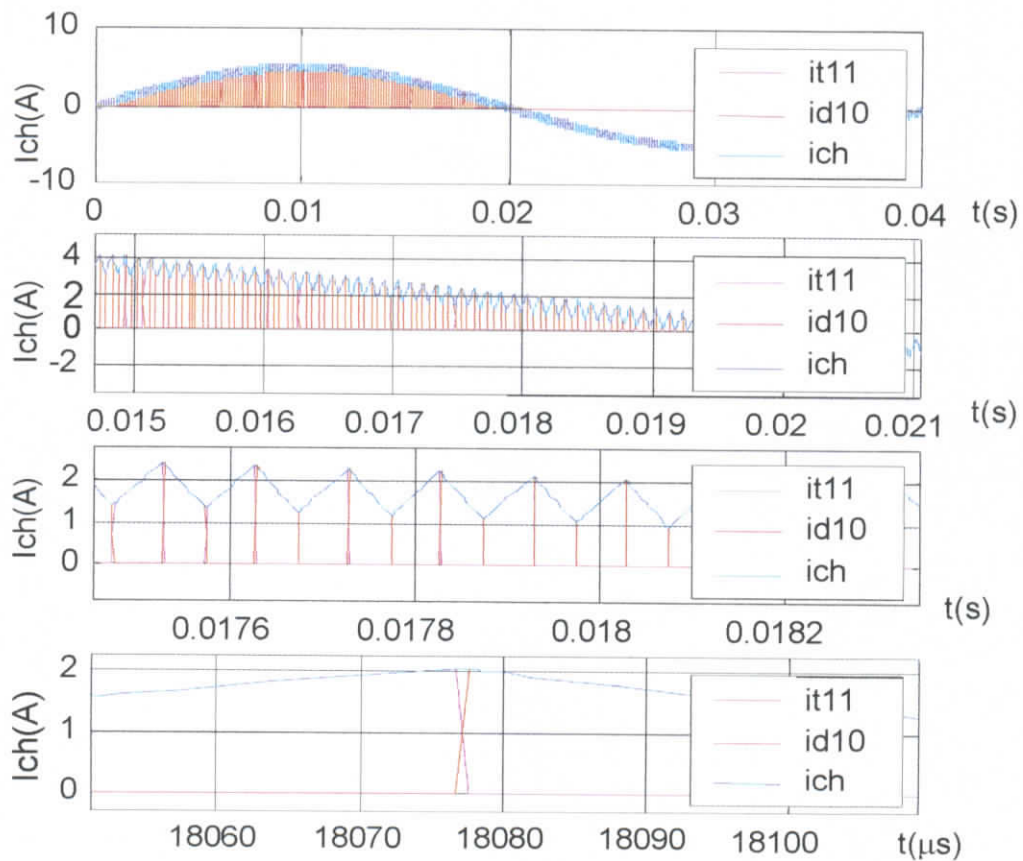


Figure (3.4) : courbe de simulation du convertisseur avec un courant de charge $I_{ch-ref}=5A$ de fréquence 25Hz et mise en évidence du phénomène de commutation.

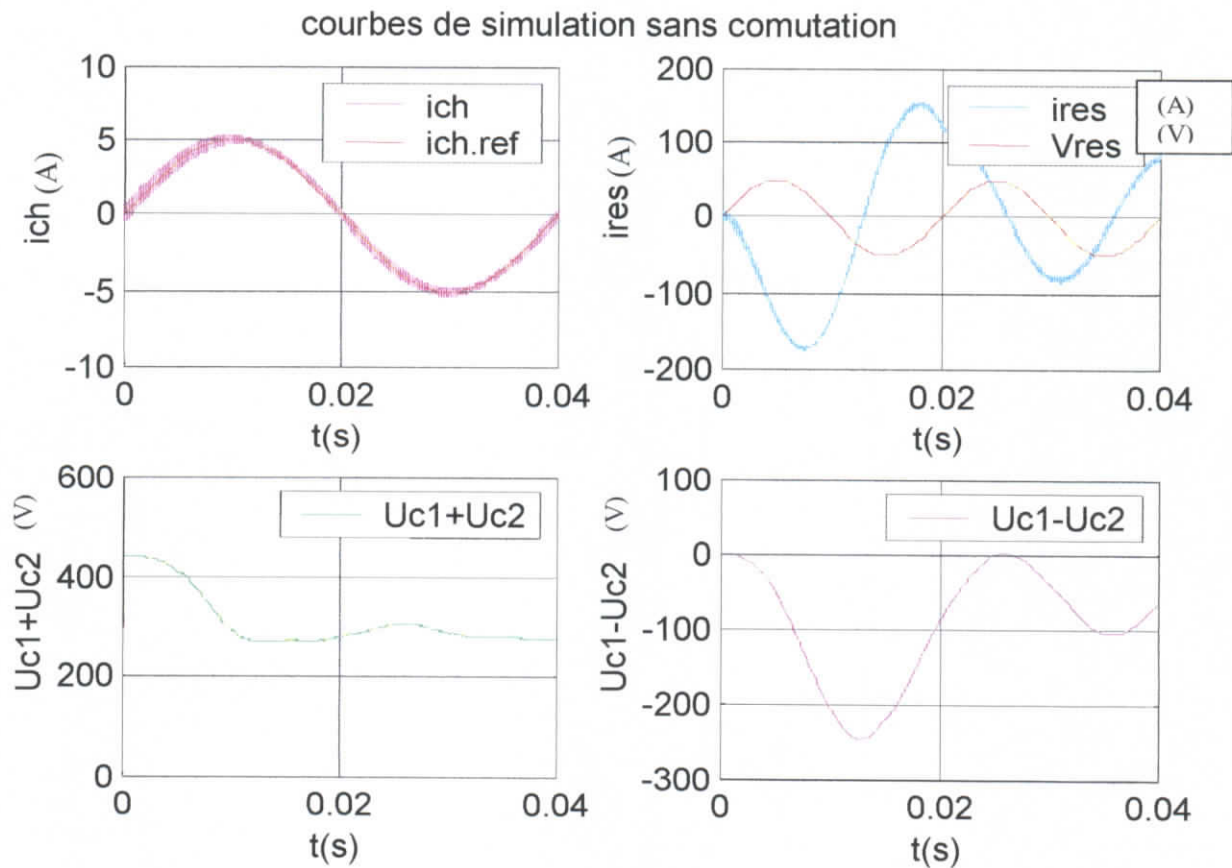


Figure (3.5) (a): courbe de simulation du convertisseur sans considérer la commutation avec un courant de charge $I_{ch-ref}=5A$ de fréquence 25Hz et tension de réseau $V_{res}=48V$ fréquence 50Hz $U_c=220V$.

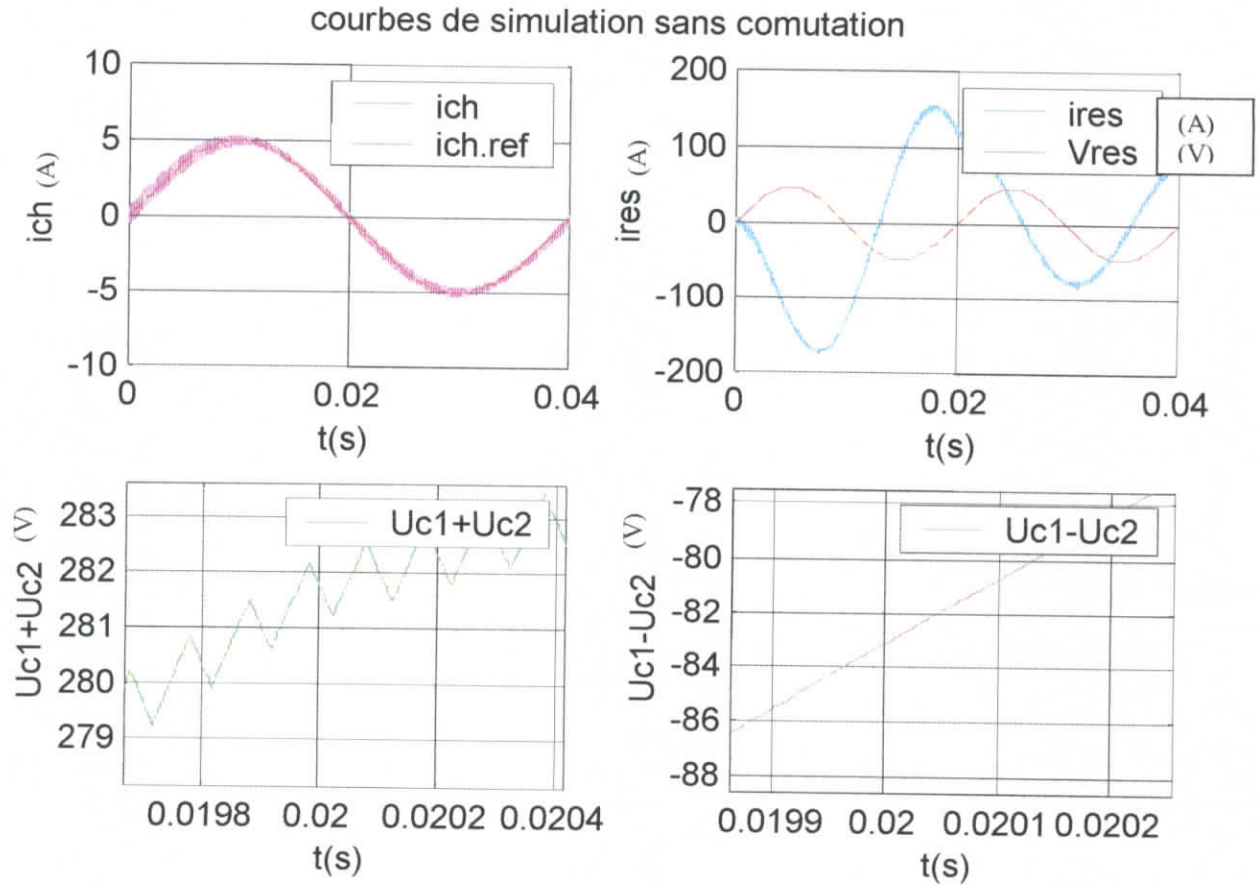


Figure (3.5) (b): courbe de simulation du convertisseur sans considérer la commutation avec un courant de charge $I_{ch-ref}=5A$ de fréquence 25Hz et tension de réseau $V_{res}=48V$ fréquence 50Hz. $U_c=220V$ avec zoom sur $U_{c1}+U_{c2}$ et $U_{c1}-U_{c2}$.

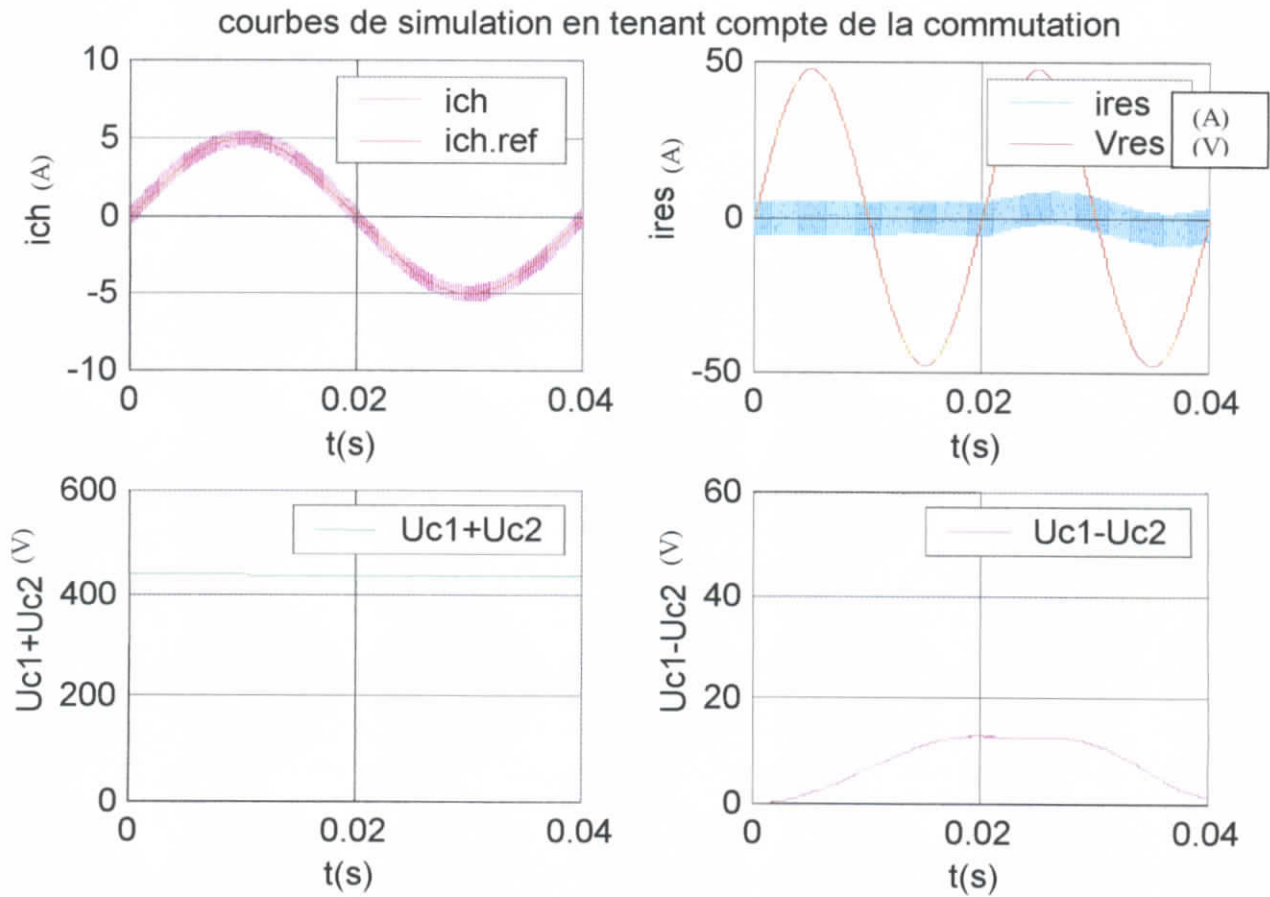


Figure (3.6) (a): courbe de simulation du convertisseur en considérant la commutation avec un courant de charge $I_{ch-ref}=5A$ de fréquence 25Hz et tension de réseau $V_{res}=48V$ fréquence 50Hz. $U_c=220V$.

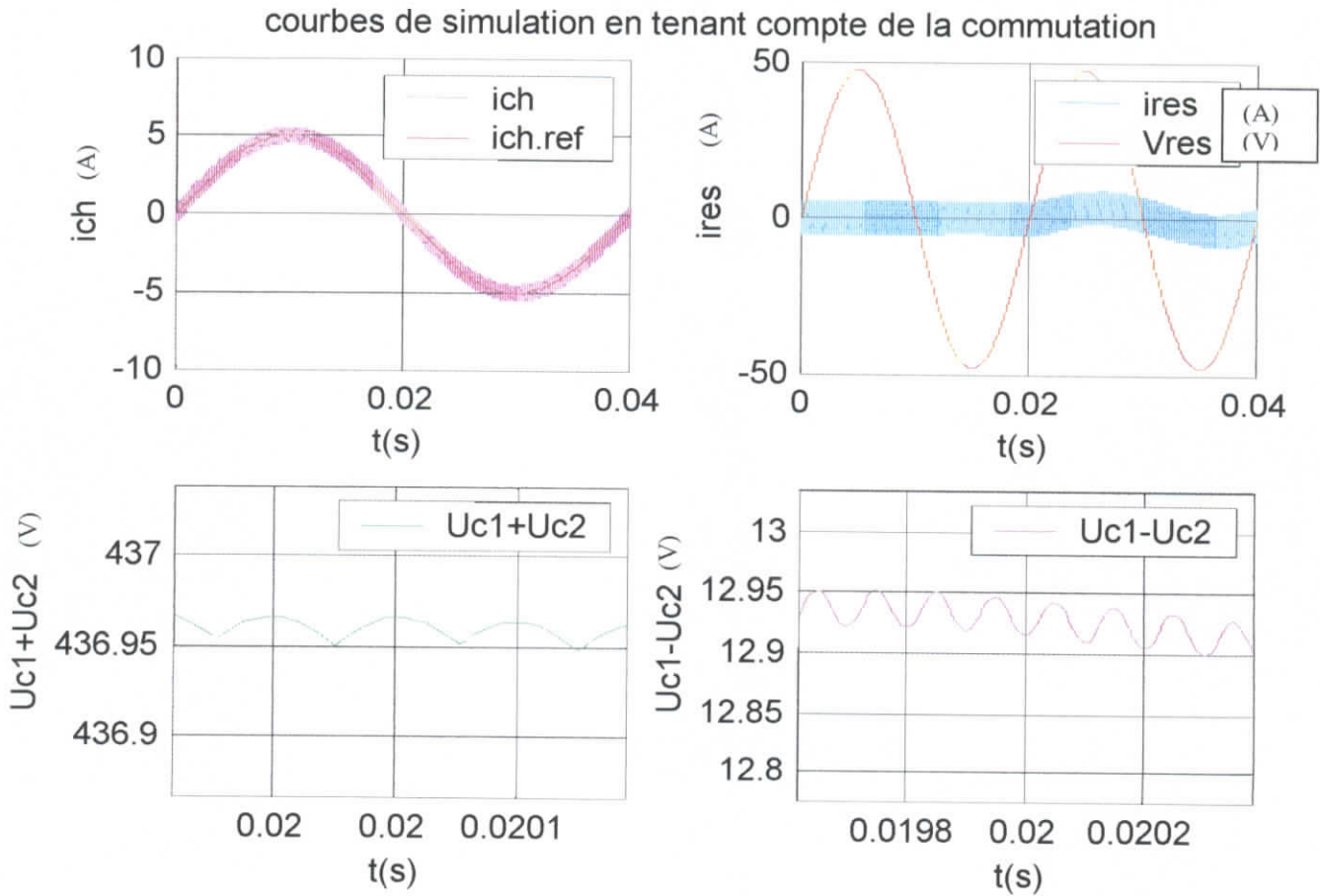
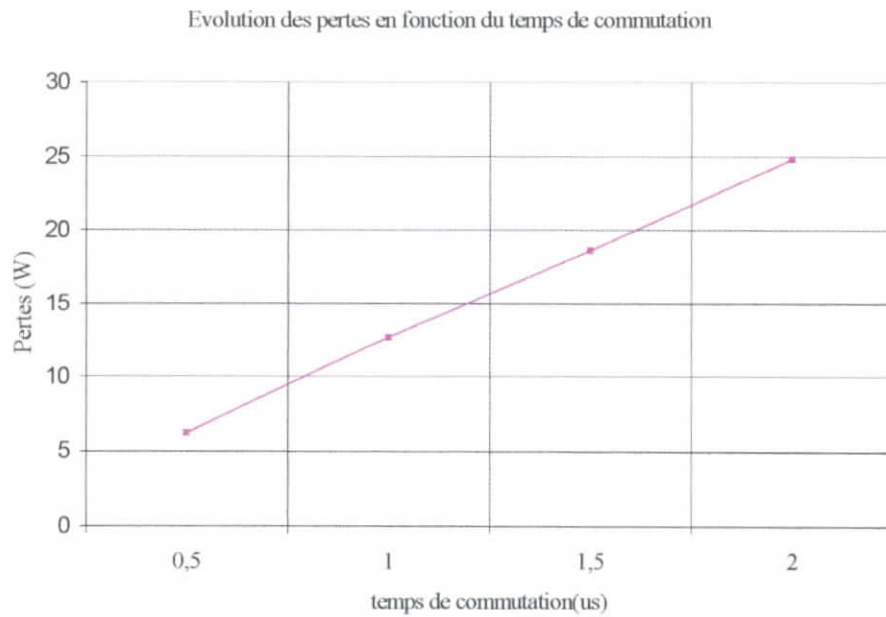
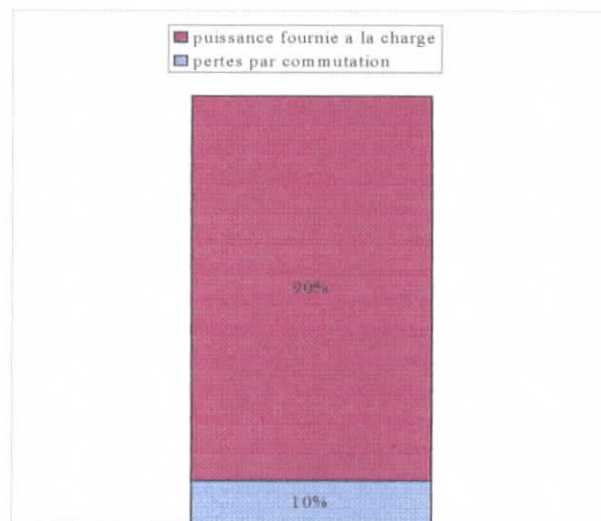


Figure (3.6) (b): courbe de simulation du convertisseur en considérant la commutation avec un courant de charge $I_{ch-ref}=5A$ de fréquence 25Hz et tension de réseau $V_{res}=48V$ fréquence 50Hz. $U_c=220V$. avec zoom sur $U_{c1}+U_{c2}$ et $U_{c1}-U_{c2}$.



Figure(3.6) : caractéristique des pertes par commutation en fonction de la durée du temps de commutation.



Figure(3.7) : rendement du convertisseur : les données de la simulation sont les suivantes : temps de simulation 0.04s, I_{ch} 5A de fréquence 25Hz, puissance fournie a la charge 125W pertes par commutation 12.64W ,duré du temps de la commutation 1μS.

III.4.1. interprétation et conclusion :

- On remarque sur la caractéristique des pertes dans la figure (3.6) que plus la durée du temps de commutation des interrupteurs augmente plus les pertes par commutation sont plus importantes, en effet cela se justifie par le fait qu'avec l'augmentation du temps de commutation, la surface de chevauchement de la tension et du courant est grande et par la augmentation du produit ($v \cdot i$) au bornes des interrupteurs « pertes ».
- On remarque sur les courbes de simulation des figures (3.4)(b) et (3.5)(b) que la somme $U_{c1} + U_{c2}$ présente des oscillations plus douces en considérant le phénomène de commutation, ceci est dû au fait que les interrupteurs ne s'ouvrent et ne ferment pas instantanément et donc font varier la tension aux bornes des condensateurs de façon moins brutale.
- On peut conclure que la prise en compte du phénomène de commutation des interrupteurs n'altère pas les commandes du convertisseur.

Chapitre IV

STRATEGIES DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR DIRECT MONOPHASE AC - AC AVEC PONT DE CLAMPING

Chapitre IV

STRATEGIES DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR DIRECT MONOPHASE AC - AC AVEC PONT DE CLAMPING

IV.1 INTRODUCTION

L'évolution de la différence de tension ($U_{C2} - U_{C1}$) reste libre, ceci pour les différents réglages que nous avons élaborés précédemment. Cette tension dépend du courant de charge et du courant de réseau ainsi que des valeurs des capacités C_1 et C_2 , qui doivent correspondre à de fortes valeurs pour minimiser cette tension, ce qui n'est pas réalisable en pratique, en plus les valeurs de ces deux capacités ne sont pas réellement identiques.

Afin de minimiser la différence de tension ($U_{C2} - U_{C1}$), on va introduire « le pont de Clamping », ce qui nous permettra d'agir directement sur cette tension par le biais d'une nouvelle commande. Cela revient en pratique à ajouter deux interrupteurs complémentaires en parallèle avec les deux capacités C_1 et C_2 [rel].

IV.2 MODELE DU CONVERTISSEUR DIRECTE MONOPHASE ALTERNATIF - ALTERNATIF AVEC LE PONT DE CLAMPING

En introduisant le pont de Clamping dans le système initial, on obtient la nouvelle structure du convertisseur direct alternatif - alternatif représentée dans la figure (IV-1)

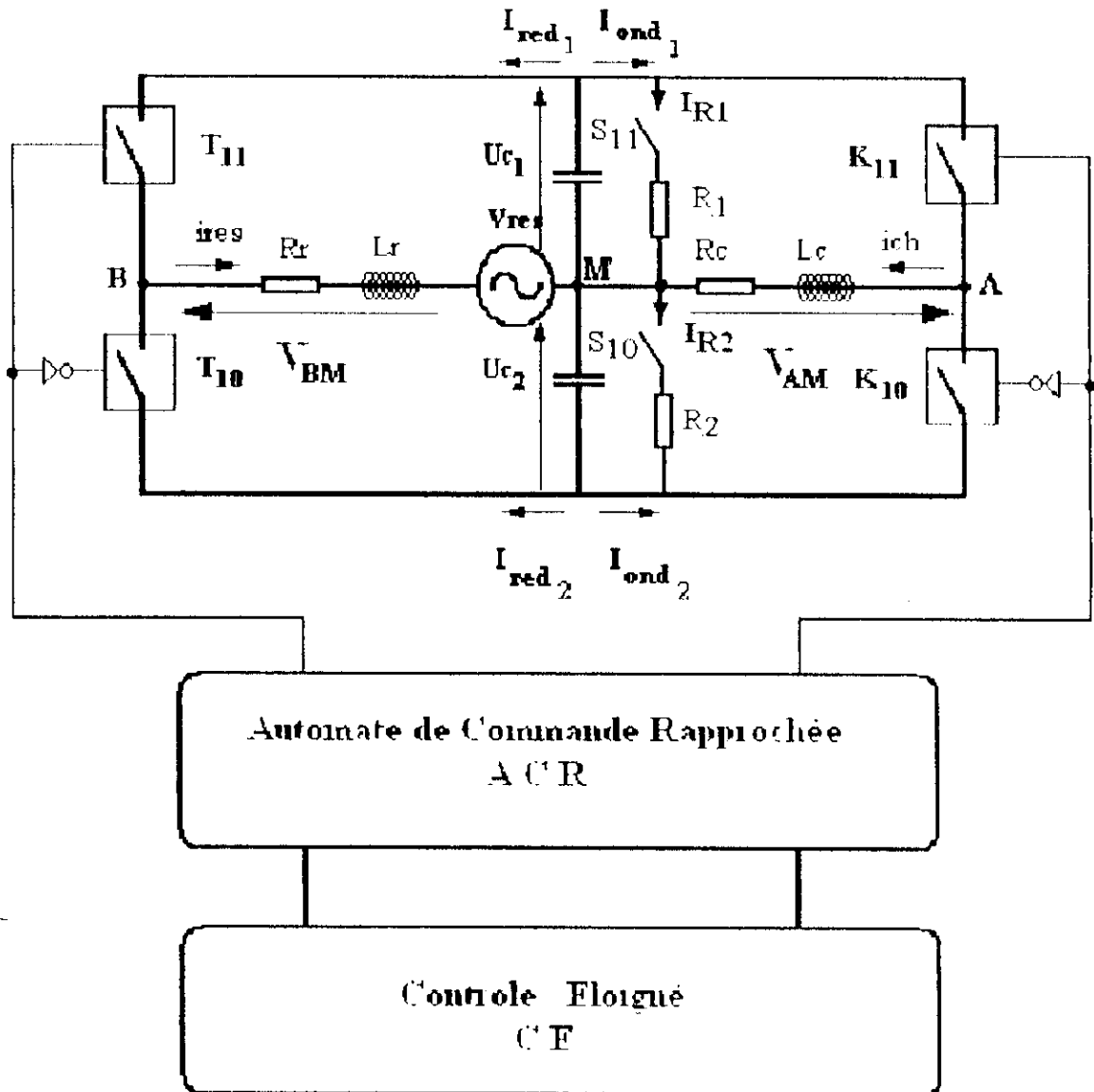


Figure (IV-1) : Structure du convertisseur direct alternatif - alternatif avec pont de Clamping.

En introduisant le pont de Clamping, les équations régissant les deux tensions U_{c1} et U_{c2} deviennent les suivantes :

$$\begin{cases} \frac{dU_{c1}}{dt} = \frac{1}{C} (K_{11}i_{ch} + T_{11}i_{res} + S_{11}I_{R1}) \\ \frac{dU_{c2}}{dt} = \frac{1}{C} (K_{10}i_{ch} + T_{10}i_{res} + S_{10}I_{R2}) \end{cases} \quad (IV-1)$$

A noter que les équations d'état des courants de charge et du réseau restent inchangées :

$$\begin{cases} \frac{d(i_{ch})}{dt} = \frac{1}{L_c} (k_{11}(U_{c1} + U_{c2}) - U_{c2} - R_c i_{ch}) \\ \frac{d(i_{res})}{dt} = \frac{1}{L_r} (T_{11}(U_{c1} + U_{c2}) - U_{c2} - R_r i_{res} + V_{res}) \end{cases} \quad (IV-2)$$

Comme :

$$\begin{cases} I_{R1} = \frac{S_{11}U_{c1}}{R_1} \\ I_{R2} = \frac{S_{10}U_{c2}}{R_2} \end{cases} \quad (IV-3)$$

Alors le système d'équations (VI-1) devient :

$$\begin{cases} \frac{dU_{c1}}{dt} = \frac{1}{C} \left(K_{11}i_{ch} + T_{11}i_{res} + S_{11} \frac{U_{c1}}{R_1} \right) \\ \frac{dU_{c2}}{dt} = \frac{1}{C} \left(K_{10}i_{ch} + T_{10}i_{res} + S_{10} \frac{U_{c2}}{R_2} \right) \end{cases} \quad (IV-4)$$

les commandes des interrupteurs S_{10} et S_{11} sont complémentaires, c'est à dire $S_{10} + S_{11} = 1$ et en posant : $R_1 = R_2 = R$, on aboutit au système suivant régissant la dynamique du convertisseur direct alternatif - alternatif avec pont de Clamping :

$$\begin{cases} \frac{d(i_{ch})}{dt} = \frac{1}{2L_c} (u_1 X - Y - 2R_c i_{ch}) \\ \frac{d(i_{res})}{dt} = \frac{1}{2L_r} (u_2 X - Y - 2R_r i_{res} + 2V_{res}) \\ \frac{d(X)}{dt} = \frac{1}{C} \left(u_1 i_{ch} + u_2 i_{res} + u_3 \frac{1}{2R} (X - Y) \right) \\ \frac{d(Y)}{dt} = \frac{1}{C} \left(i_{ch} + i_{res} + \frac{1}{2R} X - u_3 \frac{1}{2R} Y \right) \end{cases} \quad (IV-5)$$

A noter que :

$$u_1 = 2K_{11} - 1, u_2 = 2T_{11} - 1, u_3 = 2S_{11} - 1, X = U_{C1} + U_{C2} \text{ et } Y = U_{C2} - U_{C1}$$

On remarque que l'introduction du pont a permis d'avoir une grandeur de commande supplémentaire u_3 qui agit directement sur la différence de tension ($U_{C2} - U_{C1}$).

IV. 3 ETUDE DES BOUCLES:

IV.3.1 Etude des boucles de courants de la charge et du réseau :

Si on observe les équations donnant les courants de charge et de réseau, on voit que l'introduction du pont de Clamping n'influe pas sur ces équations.

Donc toute les équations développées précédemment restent valables.

IV.3.2 Etude de la boucle de tension :

L'application du principe de la conservation de la puissance instantanée (égalité entre la puissance d'entrée et la puissance de sortie du convertisseur) permet d'écrire la relation suivante :

$$I_m = \frac{2U_c I_{red}}{I_m} \tag{IV-6}$$

avec :

$$I_{red} = I_{red1} + I_{red2} \tag{IV-7}$$

De plus, nous avons :

$$i_{C1} + i_{C2} = C \frac{dX}{dt} = 2C \frac{dU_c}{dt} = i_{ond1} - i_{red1} + I_{R1} + i_{ond2} + i_{red2} - I_{R2} \tag{IV-8}$$

Si on pose :

$$I_{pert} = I_{ond1} - I_{ond2} + I_{R1} + I_{R2} \tag{IV-9}$$

On aboutit alors à la relation suivante :

$$2C \frac{dU_c}{dt} = I_{red} - I_{pert} \tag{IV-10}$$

En remplaçant (IV-6) dans (IV-10), nous obtenons le modèle de la boucle de tension suivant:

$$\frac{dU_c}{dt} = \frac{I_m}{2C} - \frac{I_{pert}}{2C} \tag{IV-11}$$

IV.4 APPLICATIONS DES ALGORITHMES DE COMMANDE AU CONVERTISSEUR DIRECT ALTERNATIF - ALTERNATIF AVEC PONT DE CLAMPING

IV.4.1 Réglage des boucles de courants et de la boucle de tension :

IV.4.1.1 Réglage de la boucle de tension :

Nous remarquons que le modèle de la boucle de tension décrit par l'équation (IV.11) a la même structure que celui élaboré dans le chapitre II. La seule différence réside dans la perturbation.

Ainsi tous les algorithmes de la commande développés précédemment restent applicables, mais avec la perturbation donnée par la relation (IV.9).

IV.4.1.2 Réglage des boucles des courants de la charge et du réseau :

Comme nous avons vu dans la partie étude, l'introduction du pont de clamping n'influe pas sur les algorithmes de commande donc tous les algorithmes développés précédemment restent valables.

IV.4.2 Réglage de la différence $U_{C2} - U_{C1}$:

IV.4.2.1 Réglage par Hystérésis :

Pour l'asservissement de la différence entre les deux tensions du filtre capacitif, nous allons introduire la commande par hystérésis de tension en comparant la différence à une référence avec une bande d'hystérésis nulle.

Le principe de l'algorithme de commande par hystérésis se résume comme suivant :

$$\begin{cases} \text{si } U_{C2} > U_{C1} & \text{alors } u_s = 1 \\ \text{si } U_{C2} \leq U_{C1} & \text{alors } u_s = -1 \end{cases} \quad (\text{IV-12})$$

V.4.2.2 Réglage Hybride « hystérésis – Lyapunov » :

En utilisant la théorie de stabilité de Lyapunov, on calcule la commande u_s qui permet de stabiliser la tension $U_{C2} - U_{C1}$ et de la contrôler.

L'équation différentielle qui régit ($U_{C2} - U_{C1}$) est donnée par :

$$\frac{dY}{dt} = \frac{1}{C} \left(i_{ch} + i_{cs} + \frac{1}{2R} X - u_s \frac{1}{2R} Y \right) \quad (\text{IV-13})$$

avec : $Y = U_{C2} - U_{C1}$ la variable d'état et u_s la commande.

On définit l'erreur :

$$e_v = Y - Y_d \text{ avec } Y_d \text{ la valeur désirée de } Y \quad (IV-14)$$

Soit la fonction quadratique de Lyapunov suivante :

$$V(e_v) = \frac{1}{2} e_v^2 \quad (IV-15)$$

Pour que la dérivée de la fonction de Lyapunov soit toujours négative, on prend :

$$\frac{de_v}{dt} = -ke_v \quad (IV-16)$$

D'où l'expression de la commande u_3 qui permet de stabiliser la tension $U_{c2} - U_{c1}$:

$$u_3 = \frac{2R}{Y} \left(i_{ch} + i_{cs} + \frac{X}{2R} + kC(Y - Y_d) \right) \quad (IV-17)$$

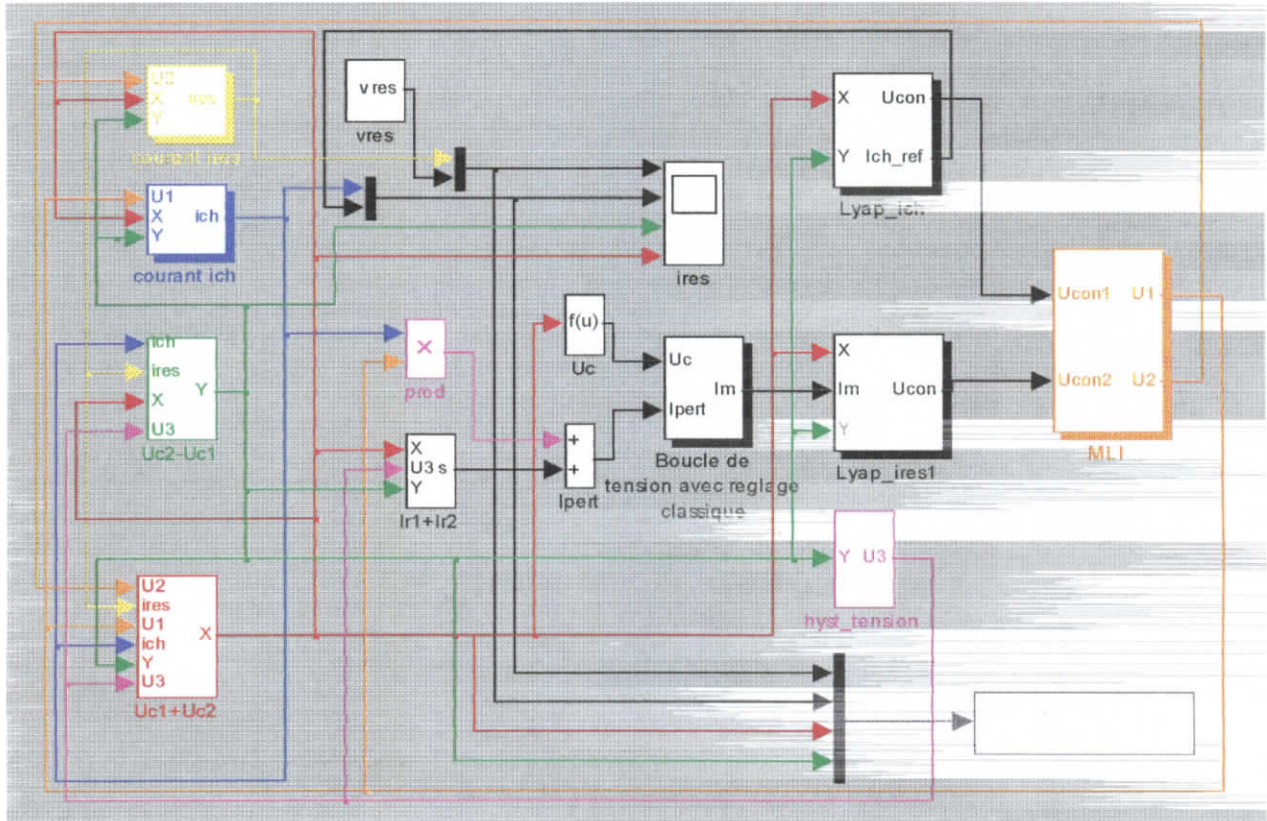
Il est à noter que la grandeur de commande u_3 calculée précédemment prend des valeurs assez importantes quand $(U_{c2} - U_{c1})$ tend vers zéro.

Pour remédier à ce problème nous introduisons un réglage hybride. Ce réglage consiste à appliquer la commande par hystérésis au voisinage de zéro, et d'appliquer la commande par la théorie de stabilité de Lyapunov quand la différence $U_{c2} - U_{c1}$ devient supérieure en valeur absolue à une certaine valeur que nous définissons .

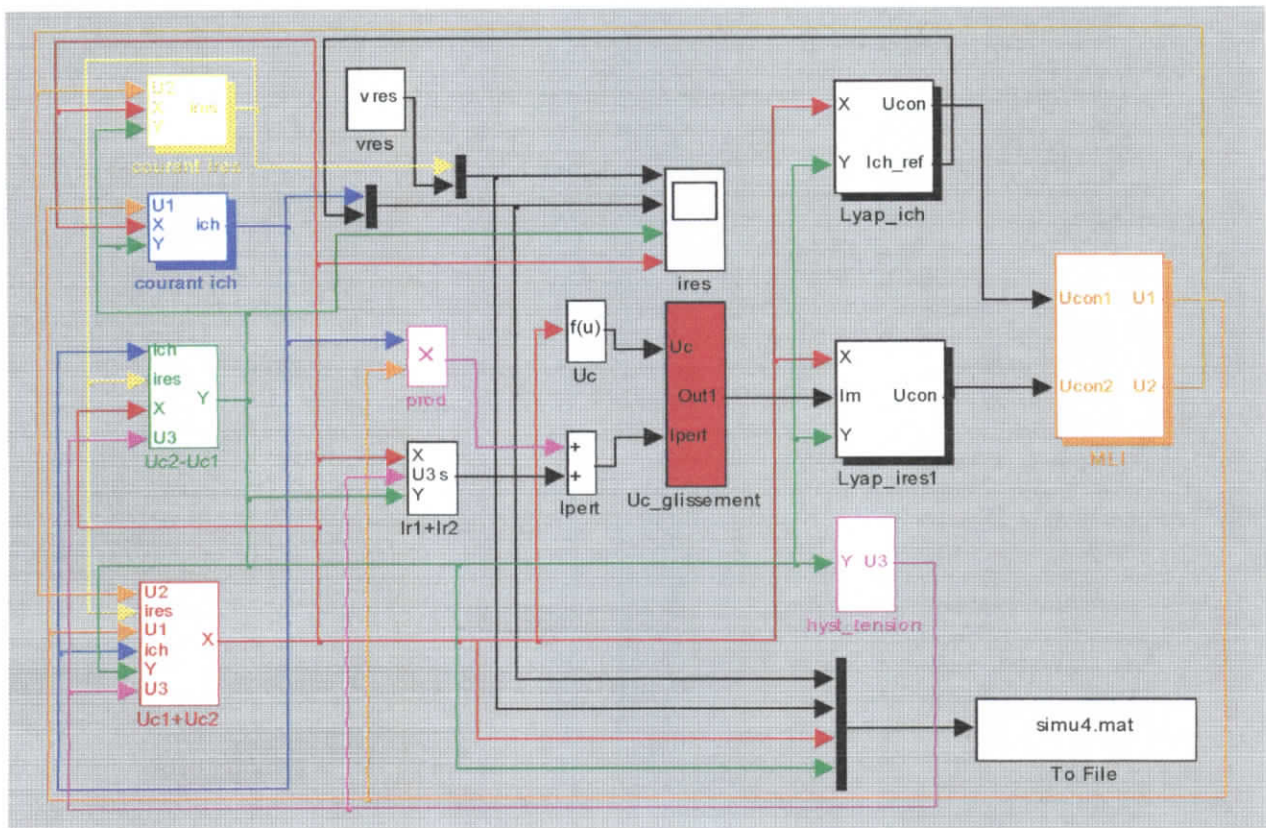
L'algorithme de réglage est le suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Si } |U_{c2} - U_{c1}| \leq \delta \text{ Alors } \begin{cases} u_3 = 1 & \text{si } U_{c2} > U_{c1} \\ u_3 = -1 & \text{si } U_{c2} \leq U_{c1} \end{cases} \\ \text{Si } |U_{c2} - U_{c1}| > \delta \text{ Alors } u_3 \text{ est calculée en utilisant la théorie de stabilité de} \\ \text{Lyapunov} \end{array} \right. \quad (IV-18)$$

IV . 5 LES MODELES DU SIMULATION DE SYSTEME



figure(iv-2.a) :algorithme de simulation du convertisseur ac/...
 clamping en utilisant le réglage classique échantillonnée pour la boucle de
 tension (sous matlab-simulink 5.3)



figure(iv-2.b) :algorithme de simulation du convertisseur ac/ac avec pont de clamping en utilisant le réglage par mode glissement pour la boucle de tension (sous matlab-simulink 5.3)

IV. 6 les résultats de simulation :

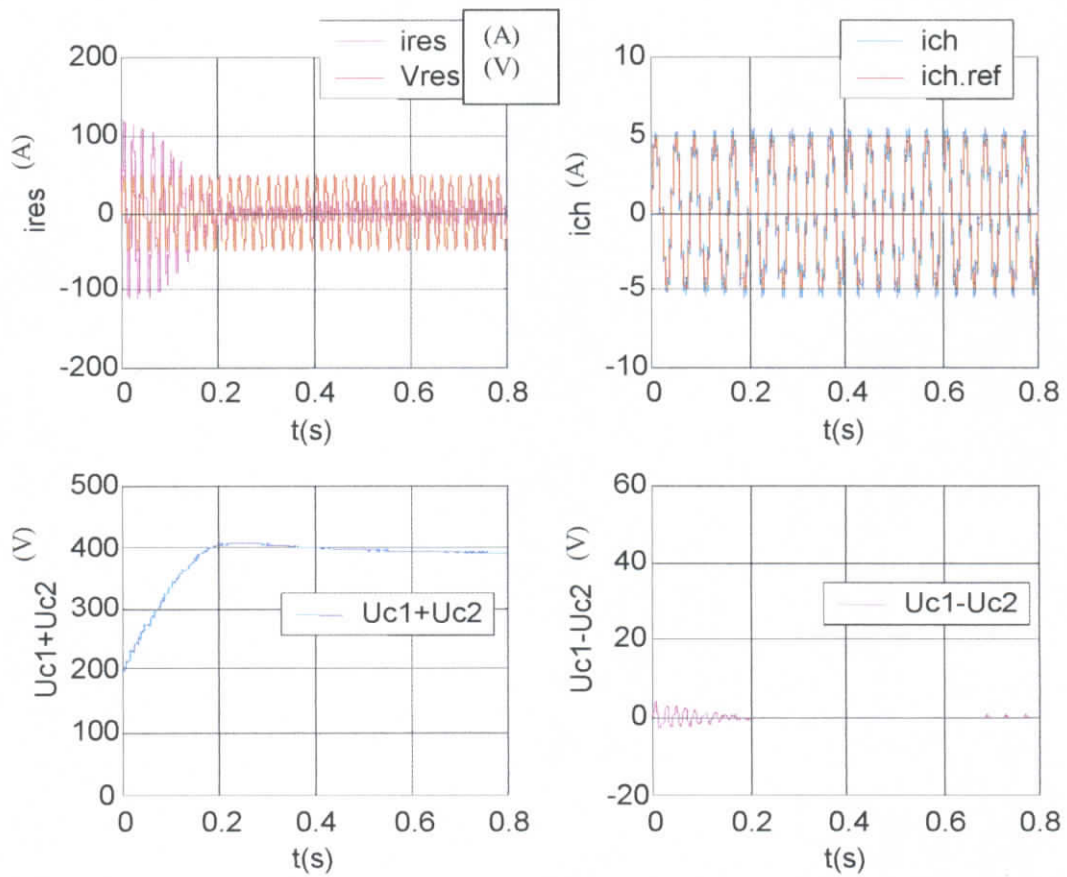


Figure (VI.3.a) : Résultats de simulation de la commande de l'onduleur avec pont de Clamping en utilisant le réglage classique échantillonnée pour la boucle de tension et lyapunov pour les boucles de courants.

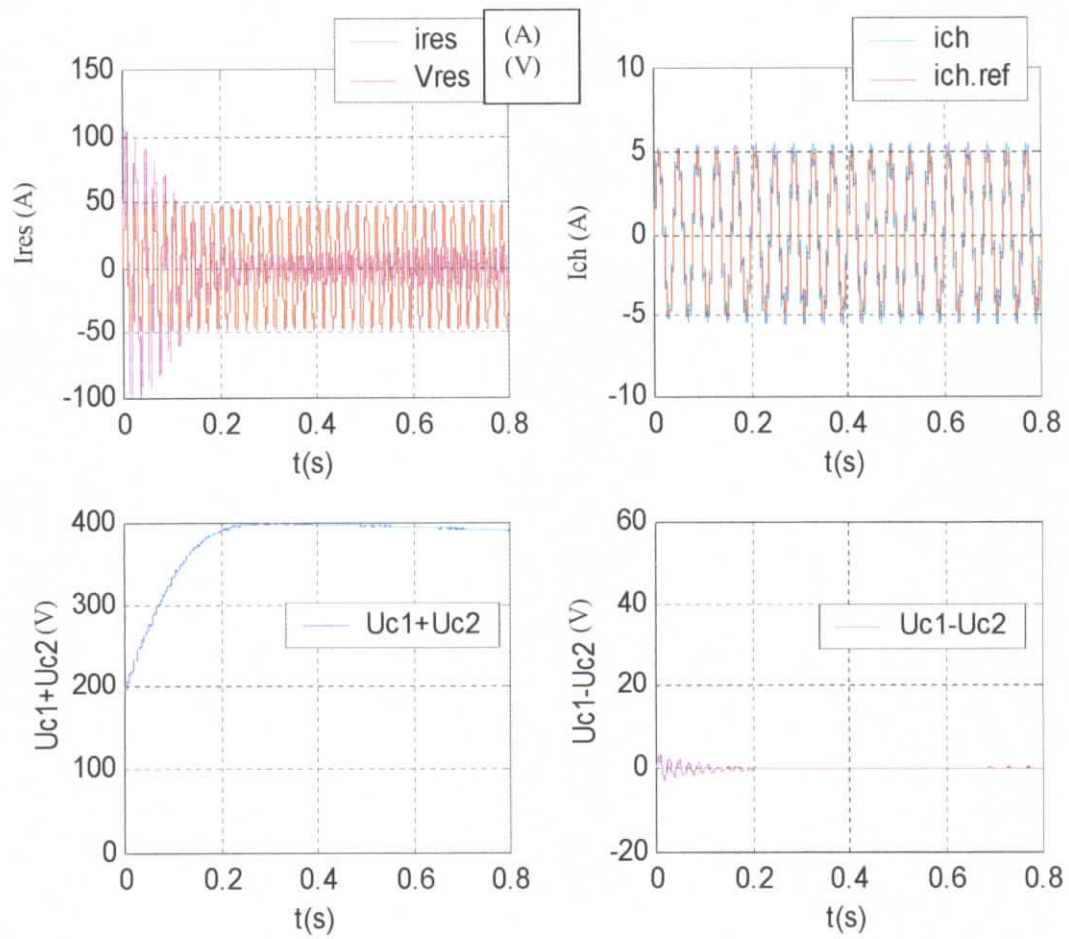


Figure (VI..3.b) : Résultats de simulation de la commande de l'onduleur avec pont de Clamping en utilisant le réglage par mode glissement pour la boucle de tension et lyapunov pour les boucles de courants.

IV.7 Interprétation des résultats du simulation:

La figure (VI.3.a) montre que :

- Le courant de charge suit bien sa référence en fréquence et en amplitude.
- Le courant du réseau est de fréquence 50 Hz avec un facteur de puissance pratiquement unitaire..
- La somme $U_{C1} + U_{C2}$ suit bien sa référence de 400V avec une valeur initiale de 200 V.
- La différence $U_{C2} - U_{C1}$ prend des valeurs relativement faibles, avec un régime transitoire de 0.19 seconde.

La figure (IV.3.b) montre que :

- Le courant de charge suit bien sa référence en fréquence et en amplitude avec un régime transitoire de 0.18 seconde.
- Le courant du réseau est de fréquence 50 Hz avec un facteur de puissance pratiquement unitaire.
- La somme $U_{C1} + U_{C2}$ suit bien sa référence de 400V.
- La différence $U_{C2} - U_{C1}$ varie légèrement dans le régime transitoire (2V,-2V) et elle se stabilise dans le régime permanent.
- Le régime transitoire prend un intervalle de temps de 0.2 seconde.

IV.8 le pont de Clamping avec l'introduction des mécanismes de commutation des semi-conducteurs

En introduisant les mécanismes de commutation des semi-conducteurs sur le pont de Clamping, les équations régissant les deux tensions U_{c1} et U_{c2} deviennent les suivantes :

$$\begin{cases} \frac{dU_{c1}}{dt} = \frac{1}{C} (i_{T_{k_{11}}} + i_{D_{k_{11}}} + i_{T_{11}} + i_{D_{T_{11}}} + S_{11}I_{R1}) \\ \frac{dU_{c2}}{dt} = \frac{1}{C} (i_{T_{k_{10}}} + i_{D_{k_{10}}} + i_{T_{10}} + i_{D_{T_{10}}} + S_{10}I_{R2}) \end{cases} \quad (IV-19)$$

A noter que les équations d'état des courants de charge et du réseau restent inchangées :

$$\begin{cases} \frac{d(i_{ch})}{dt} = \frac{1}{L_c} (k_{11}(U_{c1} + U_{c2}) - U_{c2} - R_c i_{ch}) \\ \frac{d(i_{res})}{dt} = \frac{1}{L_s} (I_{11}(U_{c1} + U_{c2}) - U_{c2} - R_s i_{res} + V_{res}) \end{cases} \quad (IV-20)$$

Comme :

$$\begin{cases} I_{R1} = \frac{S_{11}U_{c1}}{R_1} \\ I_{R2} = \frac{S_{10}U_{c2}}{R_2} \end{cases} \quad (IV-21)$$

Alors le système d'équations (VI-1) devient :

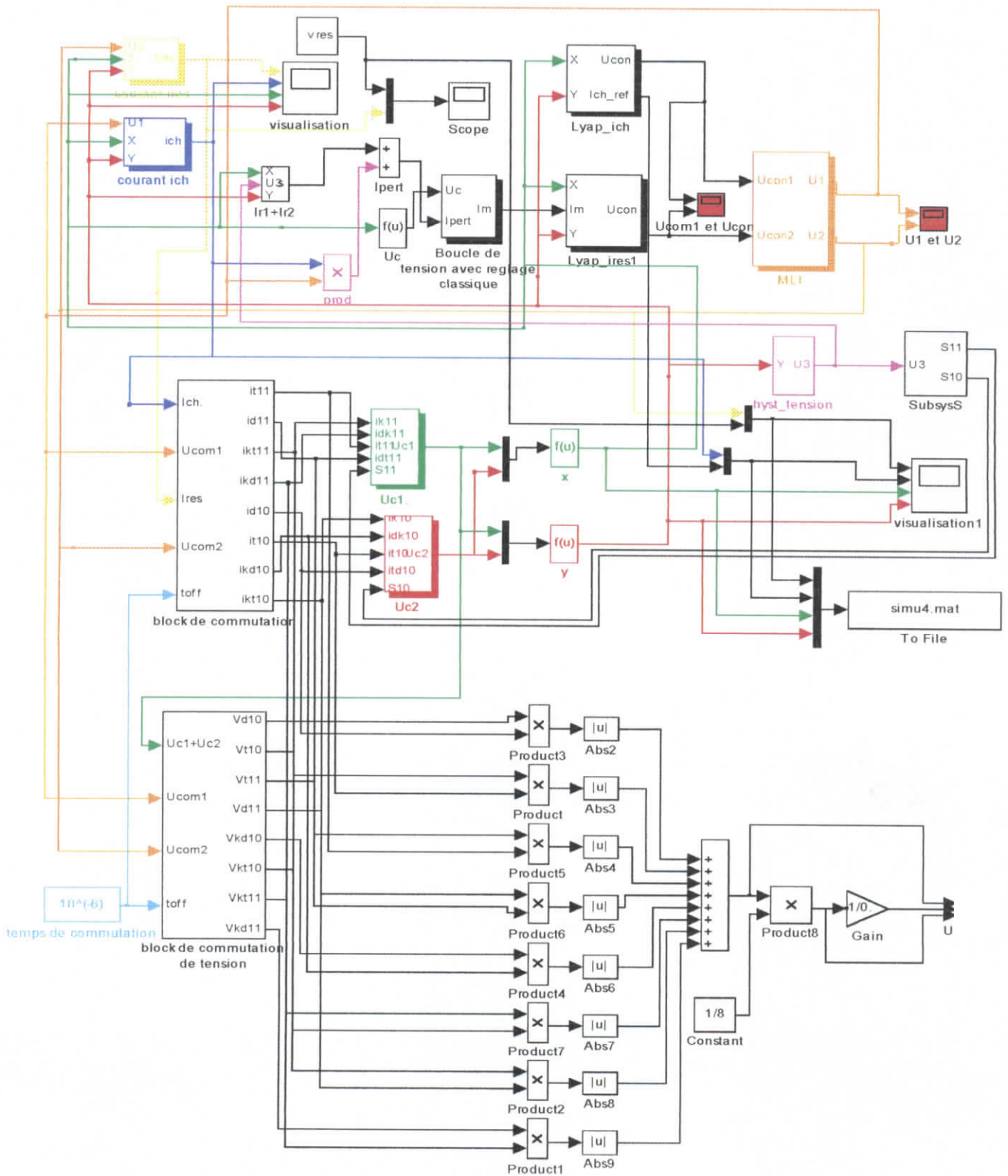
$$\begin{cases} \frac{dU_{c1}}{dt} = \frac{1}{C} \left(i_{T_{k_{11}}} + i_{D_{k_{11}}} + i_{T_{11}} + i_{D_{T_{11}}} + S_{11} \frac{U_{c1}}{R_1} \right) \\ \frac{dU_{c2}}{dt} = \frac{1}{C} \left(i_{T_{k_{10}}} + i_{D_{k_{10}}} + i_{T_{10}} + i_{D_{T_{10}}} + S_{10} \frac{U_{c2}}{R_2} \right) \end{cases} \quad (IV-22)$$

NB. Dans cette partie l'effet de la commutation des interrupteurs du pont de clamping n'est pas prise en compte.

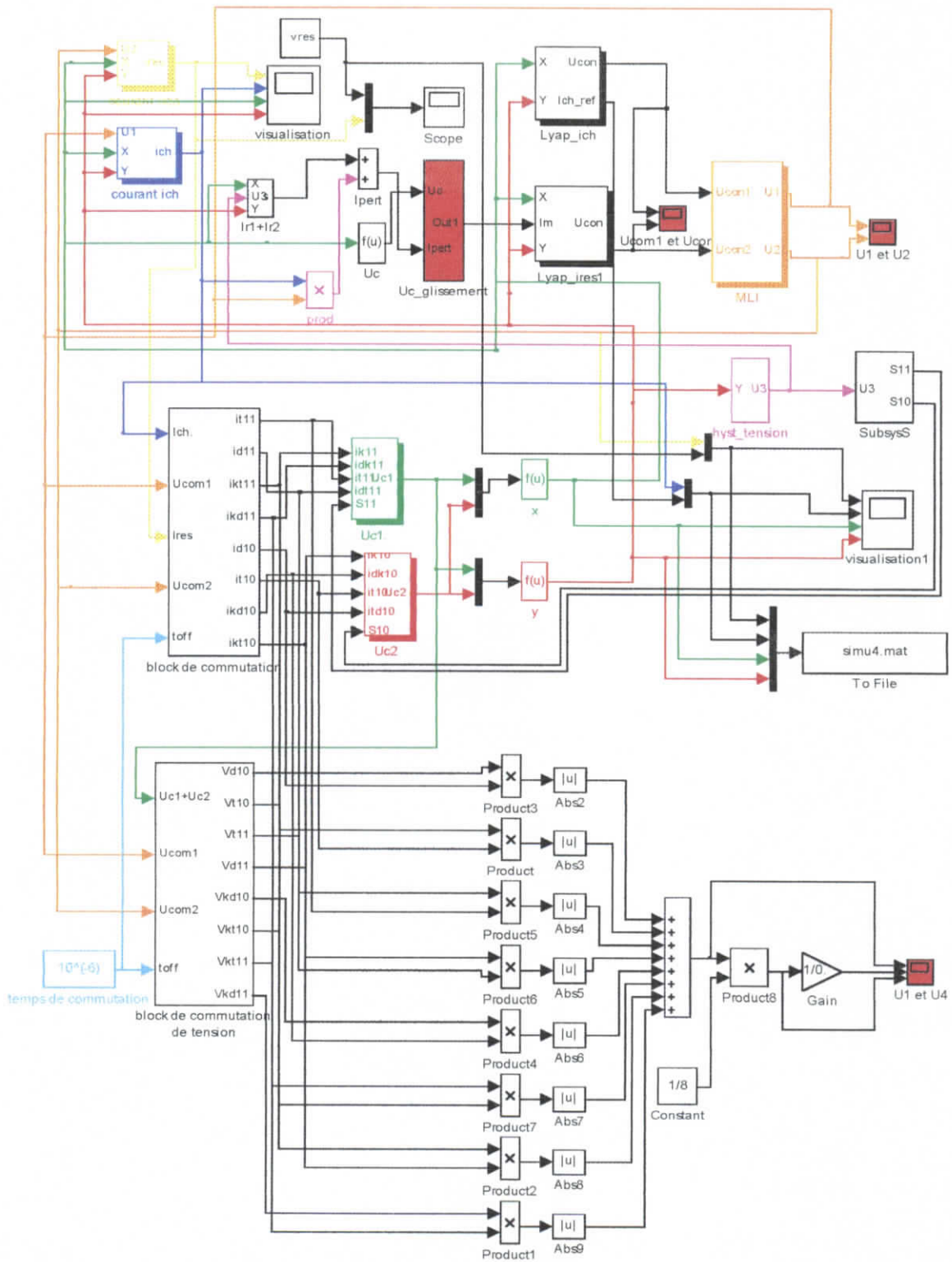
On prend en considération les séquences de commutation des semi-conducteurs et les équations régissant les grandeurs électriques développées au chapitre précédent.

Les modèles de simulation sont les suivants :

IV. 9 les Algorithmes de simulation du convertisseur avec commutation :



Figure(IV-4.a) :Algorithme de simulation du convertisseur AC/AC avec réglage classique échantillonné pour la boucle de tension (sous matlab-simulink 5.3)



Figure(IV-4.a) :Algorithme de simulation du convertisseur AC/AC avec réglage classique échantillonnée pour la boucle de tension (sous matlab-simulink 5.3)

IV.10 Les résultats de simulation :

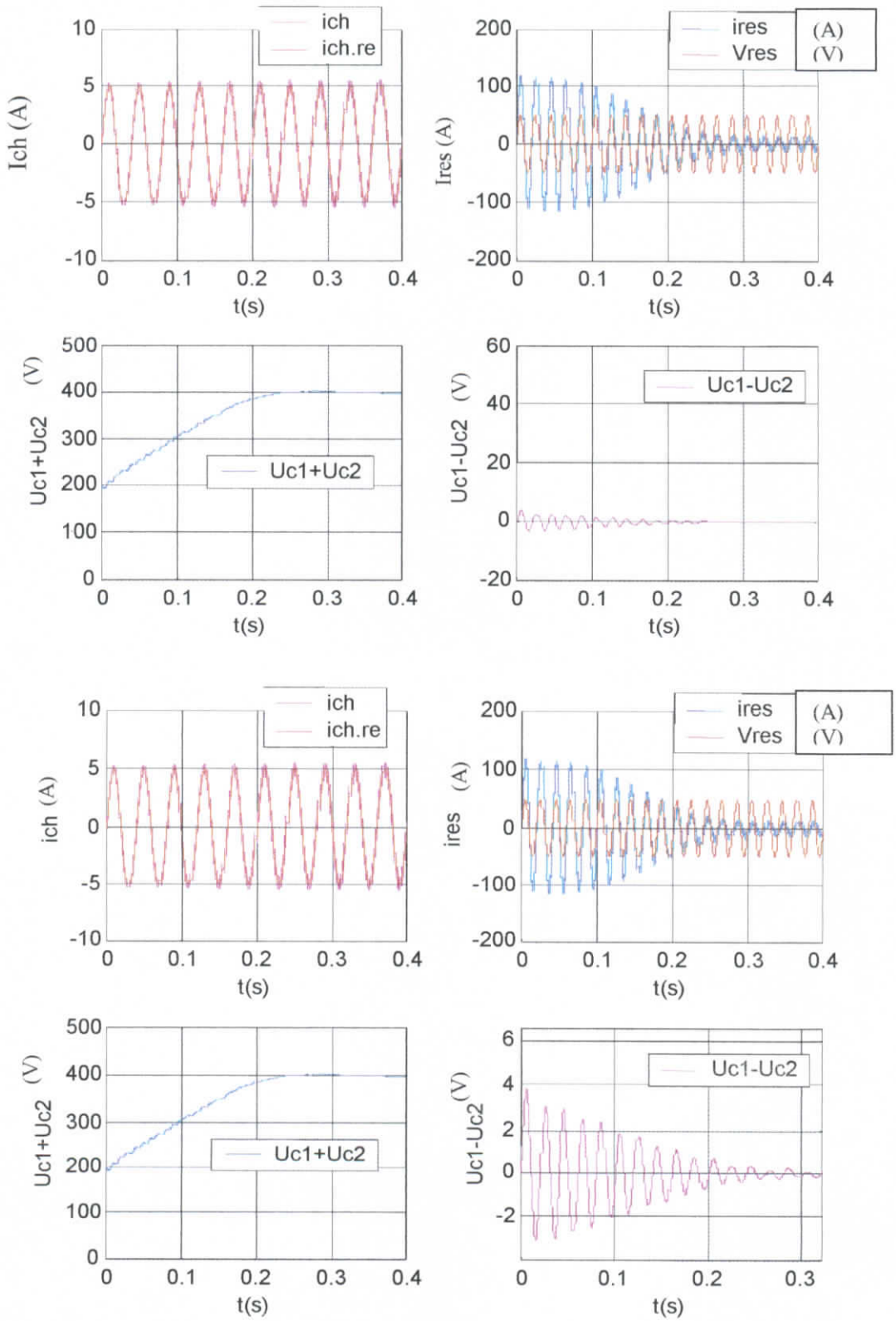


Figure (IV.5.a) : Résultats de simulation de la commande de l'onduleur avec pont de Clamping(avec commutation) en utilisant le réglage classique échantillonnée pour la boucle de tension et lyapunov pour les boucles de courants.

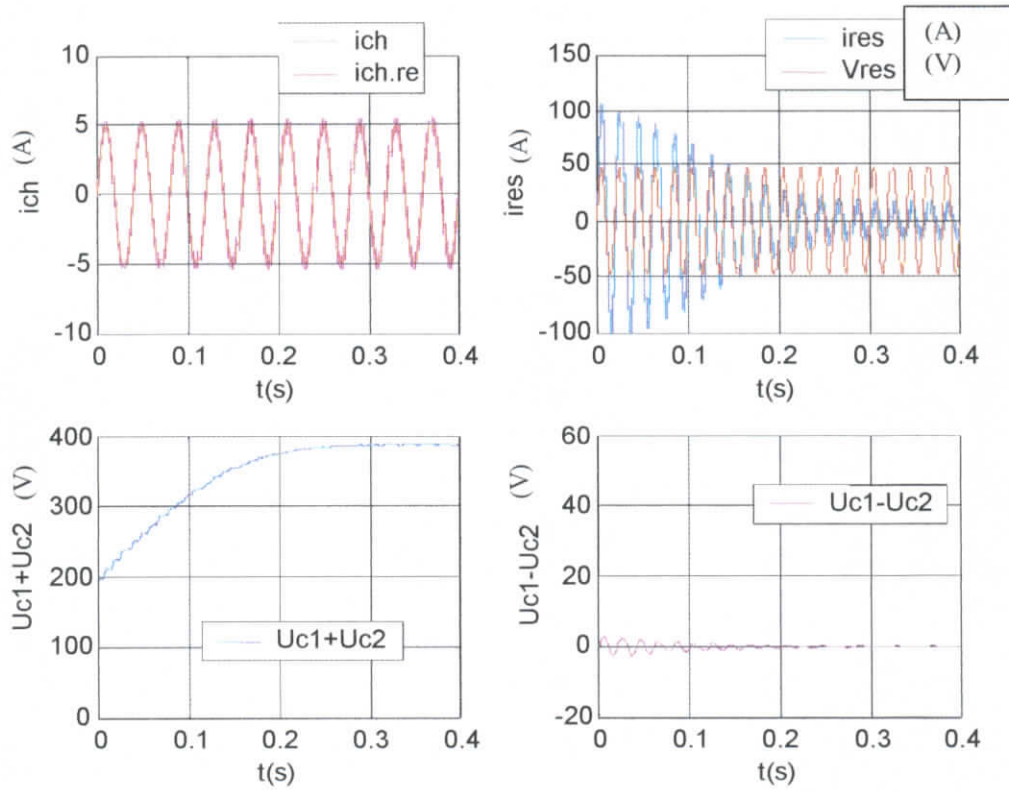
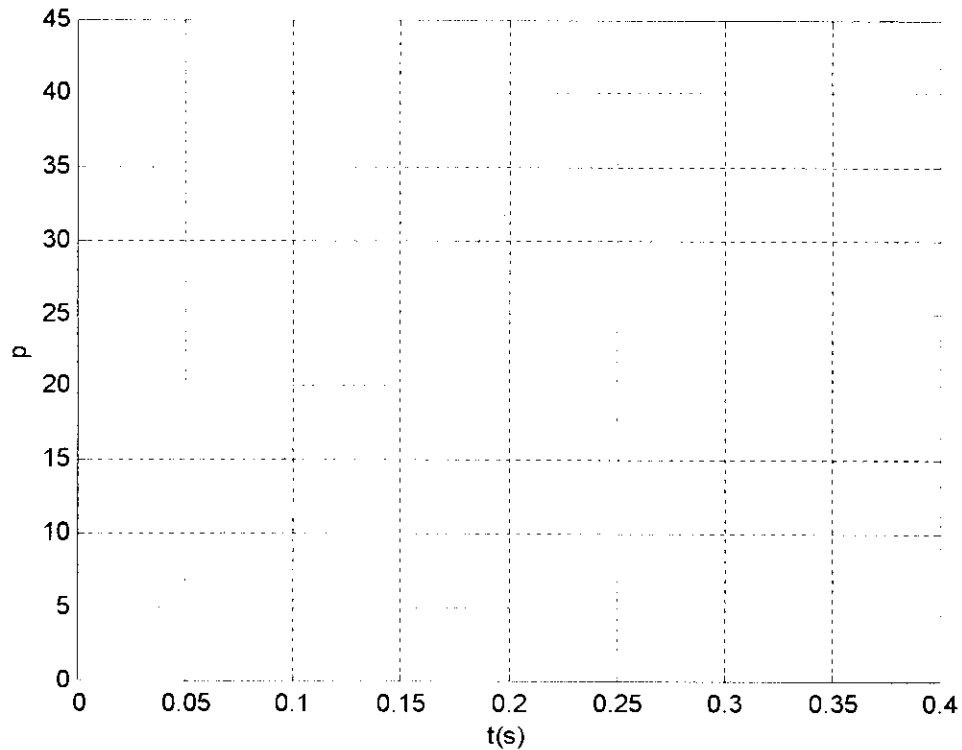


Figure (IV.5.b) : Résultats de simulation de la commande de l'onduleur avec pont de Clamping(avec commutation) en utilisant le réglage par mode glissement pour la boucle de tension et lyapunov pour les boucles de courants.



Figure(IV-5-c) : variation de la puissance moyenne dissipée dans les interrupteur du convertisseur avec pont de clamping

IV. 11 interprétation du résultats :

On remarque que sur les figures (IV-5-a) ,(IV-5-b) que la différence de tension $U_{c1}-U_{c2}$ se stabilise après un régime transitoire de 0.25 seconde a la valeur (0V) volt, et la somme de tension suit bien la référence imposé.

De même le courant de charge suit bien sa référence de fréquence 25 Hertz et d'amplitude de 5Ampère et le courant de réseau décroît entre 100A et 20A et puis se stabilise a cette dernière valeur.

Pour les puissance dissipées dans les interrupteurs ,la puissance instantanée issue du produit $(v.i)$ (avec v est la tension au bornes des interrupteurs et i le courant traversant ces interrupteurs) dans le convertisseur est présentée dans la figure(IV-5-c).

On remarque que la puissance donnée par le réseau est pratiquement la même dans le convertisseur sans commutation.

Par contre si on considère le phénomène de commutation dans les interrupteurs on remarque que la puissance fournie a la charge diminue car les interrupteurs sont siège de perte dans la puissance.

IV. 12. Conclusion :

Dans ce chapitre , on a introduit le pont de Clamping ce qui permet d'agir directement sur la différence $U_{C2}-U_{C1}$ à l'aide d'une nouvelle grandeur de réglage. Par conséquent, les tensions U_{C1} et U_{C2} deviennent presque identiques.

Et on a vu l'influence de commutation des semi-conducteur sur le convertisseur monophasé et on a remarquer que les pertes due a la commutation diminuent le rendement du convertisseur. Car il y a des pertes au niveau des interrupteur .

CONCLUSION GENERALE

Dans le présent travail, nous avons étudié et analysé une nouvelle structure minimale de conversion directe monophasée Alternative – Alternative, Cette structure est composée de deux bras d'interrupteurs d'où l'appellation " Structure Minimale ". Le premier bras assure le redressement de la tension alternative fournie par le réseau monophasé Le deuxième bras assure la conversion Continue - Alternative afin d'alimenter la charge monophasées en courants réglables en fréquence et en amplitude, de plus un facteur de puissance unitaire coté réseau ce qui permet d'éviter la consommation inutile et pénalisante de l'énergie réactive et donc d'optimiser la consommation d'énergie.

Au début, nous avons présenté la structure du convertisseur monophasé Alternatif - Alternatif en se basant sur les travaux déjà effectués, l'étude de cette structure a permis l'élaboration d'un modèle de commande à partir duquel nous avons synthétisés les algorithmes de commande .

Le modèle en question se compose de deux boucles de courant, à savoir la boucle de courant de charge et la boucle de courant du réseau.

Grâce au principe de la conservation de la puissance instantanée, nous avons pu faire un découplage entre les courants et les tensions, ce qui nous a permis d'obtenir le modèle régissant la boucle de tension.

Plusieurs stratégies linéaires et non linéaires appliquées à la structure ont conduit à de très bons résultats en question du suivi des références désirés et de rejet des perturbations. Ces commandes sont :

- La commande linéaire classique Echantillonnée.
- La commande par hystérésis.
- La commande non linéaire en utilisant la théorie de stabilité de Lyapunov.
- La commande non linéaire par mode glissement.

En introduisant les imperfections du convertisseur on concluent que le rendement diminue car ces interrupteurs sont siège de pertes d'énergie et les commande élaboré précédemment restent performants.

L'évolution de la différence de tension reste libre, l'introduction d'un pont de clamping a permis de réduire considérablement cette différence à l'aide d'une nouvelle grandeur de commande.

L'introduction de la commutation des semi-conducteur sur le convertisseur monophasé avec le pont de clamping n'altère pas sur la commande du convertisseur.

BIBLIOGRAPHIE :

- [1] : **R.SIACL.** . Etude et Commande d'une Structure Minimale de Conversion Alternative-Alternative. *Mémoire de Magistère en Automatique, Juin 2001, à l'Ecole Nationale Polytechnique.*
- [2] : **K. TALAMALI et F. NAFA.** . Etude et commande d'une structure minimale de conversion direct Alternative-Alternative. *Projet de fin d'études, juin 1999 à l'Ecole Nationale Polytechnique.*
- [3] : **E.M. BERKOUK.** . Contribution à la commande des machines asynchrones monophasée et triphasé alimentées par des convertisseur directes et indirectes multiliveaux, thèse doctorat, 1995 au conservatoire Nationale des Arts et Métiers, Paris France.
- [4] : **J.P. HAUTIER.** Convertisseurs statiques, Méthodologie causale de modélisation et de commande.
- [5] : **J.L. DALMOSSO.** électronique de puissance commutation, cours applications, problèmes corrigés, 1986
- [6] : **BUHLER.** Conception des Systèmes Automatiques, presse polytechnique Romandes, 1988.
- [7] : **GUY SEGUIER.** L'électronique de Puissance (Les fonctions de base et leurs principales applications) BORDAS, Paris, 1985.
- [8] : **J.J SLOTINE.** Applied non linear control.
- [9] : **GILLE.** Systèmes asservis non linéaires.
- [10] : **L.MARRET.** Régulation automatique Presses Polytechniques Romandes
- [11] : **FRANÇOIS DIFEMA.** commande par modes glissement : application au convertisseurs électriques, thèse de doctorat LAASC CNRS, Toulouse, mai 1991.
- [12] : **R. LONGCHAMP.** Commande numérique des systèmes dynamiques.
- [13] : **J.P. PLATEAU.** Sur la conception et réalisation d'un redresseur triphasé à modulation de largeur d'impulsions à faible pollution harmonique 1994
- [14] : **JEAN-PIERRE BARRONNET et TMEYNARD :** Onduleurs de tension, Structures, principes, Applications, Technique de l'ingénieur volume D3 176.
- [15] : **CHONG-HWAN KWON.** Switching technique for current-controlled AC-to-AC converters. IEEE transactions on industrial electronics vol. 46, NO. 2, april 1999.
- [16] : **Yvon CHERON.** La commutation douce dans les convertisseurs statiques.

Résumé :

Dans ce travail nous avons donné la conception et la commande, d'un convertisseur minimal.

Après avoir donné le modèle du convertisseur et donné les stratégies de commande , nous avons introduit les caractéristiques dynamiques de la commutation des semi-conducteur et vu leurs influence sur les performances de la structure ceci dans le but d'avoir un courant de charge sinusoïdale réglable en fréquence et en amplitude ,a partir d'une source de tension fixe avec facteur de puissance unitaire du coté réseau.

Mots clefs : convertisseur, direct, AC/AC, PI régulateur, boucle de tension, boucle de courant, commutation, clamping.

Abstract :

In this work we present the design and the control of a new AC/AC converter. After modeling the converter, we started by presenting the ways of different commande of the converter .then we introdous the dynamic characteristic of semi-conductor in order to obtain a courant load controlabel in frèquency side source and unite power factor .

Keywords : converter .direct, AC/AC, semi-conductors, tension feed, current feed, clamping bridge.

ملخص ...

تحتل المحولات مكانة هامة في الصناعة الحديثة لذلك ظهرت عدة دراسات متنوعة في هذا الميدان الهام وذلك من حيث تصور هيات جديدة واستراتيجيات التحكم فيها بالإضافة الى الخصائص الديناميكية لأنصاف النواقل .

في هذا العمل نقوم بدراسة إمكانيات بنية جديدة أحادية الطور ذات مستويين تسمح بالتحويل المباشر من متناوب الى متناوب بإدخال الخصائص الديناميكية لأنصاف النواقل أثناء فتح وغلق النواقل .

بعد إعطاء النموذج العام لهذه البنية قمنا بتطبيق عدة خوارزميات للتحكم بهدف الحصول على تيار حمل متناوب ذو تواتر وسعة قابلتين للضبط انطلاقا من منبع كهربائي ذو تواتر معوم وثابت بالإضافة إلى معامل استطاعة أحادي جهة المنبع .

كلمات مفتاحية...

المحولات, متناوب متناوب, خوارزميات التحكم, أنصاف النواقل, قواطع, تيار حمل, منبع كهربائي, معامل استطاعة.