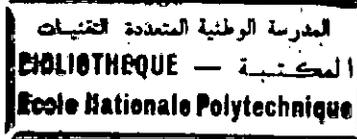


DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



# THESE DE MAGISTER

Option : MACHINES ELECTRIQUES

Présenté par : Hania SENHADJI

## THEME

SIMULATION NUMERIQUE DES CONVERTISSEURS  
DANS LE TRANSPORT A COURANT CONTINU  
HAUTE TENSION PAR L'APPLICATION DU MODELE  
A EQUATIONS D'ETAT ET DU MODELE  
A CIRCUITS DISCRETS ASSOCIE

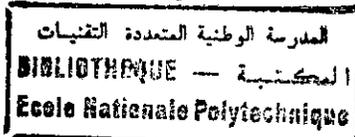
SOUTENUE LE 15 JUILLET 1992 DEVANT LA COMMISSION :

Président : Mr M.E.H. ZAIM ..... Maître de conférence  
Rapporteur : Mr A. BENSENOUCI ..... P.H.D.  
Examineurs : Mr M.E.H. AGGOUNE ..... P.H.D.  
Mr A. HELLAL ..... P.H.D.  
Mr L. NEZLI ..... Maître assistant

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



# THESE DE MAGISTER

Option : MACHINES ELECTRIQUES

Présenté par : Hania SENHADJI

## THEME

**SIMULATION NUMERIQUE DES CONVERTISSEURS  
DANS LE TRANSPORT A COURANT CONTINU  
HAUTE TENSION PAR L'APPLICATION DU MODELE  
A EQUATIONS D'ETAT ET DU MODELE  
A CIRCUITS DISCRETS ASSOCIE**

SOUTENUE LE 15 JUILLET 1992 DEVANT LA COMMISSION :

Président : Mr M.E.H. ZAIM ..... Maître de conférence  
Rapporteur : Mr A. BENSENOUCI ..... P.H.D.  
Examineurs : Mr M.E.H. AGGOUNE ..... P.H.D.  
Mr A. HELLAL ..... P.H.D.  
Mr L. NEZLI ..... Maître assistant

II.2.6.8 Filtre .....	42
II.2.7 Algorithme de résolution .....	44
II.3 Résultats de la simulation .....	45
II.3.1 Source alternative idéale .....	45
II.3.1.1 Régime établi .....	47
II.3.1.2 Régime Dynamique .....	50
II.3.2 Source alternative non idéale .....	53
II.3.2.1 Régime établi .....	54
II.3.2.2 Régime Dynamique .....	65

CHAPITRE III : MODELE A CIRCUITS DISCRETS ASSOCIE

III.1 Introduction .....	72
III.2 Modélisation .....	75
III.2.1 Pont de Graëtz .....	77
III.2.1.1 Tension et courants des thyristors .....	79
III.2.1.2 Tensions et courants du transformateur .....	80
III.2.2 Réseau continu .....	81
III.2.3 Réseau alternatif .....	81
III.2.4 Filtre d'harmoniques .....	82
III.2.5 Circuit de commande .....	84
III.2.6 Circuit de régulation du courant continu .....	84
III.2.7 Algorithme de résolution .....	85
III.3 Résultats de la simulation .....	86
III.3.1 Source alternative idéale.....	86
III.3.1.1 Régime établi .....	86
III.3.1.2 Regime Dynamique .....	89
III.3.2 Source alternative non idéale.....	92
III.3.2.1 Régime établi .....	93
III.3.2.2 Régime Dynamique .....	103

CHAPITRE IV : ETUDE DE LA LIMITE DE STABILITE DU SYSTEME

IV.1 Introduction .....	110
IV.2 Schéma équivalent du convertisseur .....	110
IV.2.1 Modèle à équations d'état .....	111
IV.2.2 Modèle à circuits discrets associés .....	114
IV.3 Stabilité .....	116

IV.3.1 Transformée de Laplace .....	117
IV.3.2 Transformée en z .....	119
IV.4 Effet des constantes de temps et des gains de chaque élément sur le système .....	124
IV.4.1 Régulateur .....	124
IV.4.2 Filtre .....	127
IV.4.3 Charge .....	128
IV.4.4 Convertisseur .....	131
IV.5 Limite de stabilité en fonction des paramètres du régulateur .....	133
IV.5.1 Conclusion .....	133
 <b>CHAPITRE V : COMPARAISON ENTRE LES MODELES A EQUATIONS D'ETAT ET ACIRCUITS DISCRETS ASSOCIE</b>	
V.1 Introduction .....	135
V.2 Temps d'exécution et espace mémoire .....	135
V.2.1 Temps d'exécution .....	135
V.2.2 Espace mémoire .....	136
V.3 Résultats des essais .....	137
V.3.1 Régime établi .....	137
V.3.2 Régime dynamique .....	138
V.3.3 Limite de stabilité .....	139
V.4 Conclusion .....	139
 CONCLUSION GENERALE .....	 140
 BIBLIOGRAPHIE .....	 145
 ANNEXES .....	 151
Annexe A : Paramètres sur le système étudié .....	152
Annexe B : Impédances des mailles et expressions logiques	155

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

A mes Parents et ma tante Farida  
A Bobo et Nadia  
A mes Frères

## AVANT-PROPOS

Ce travail a été effectué au centre de calcul de l'Ecole Nationale Polytechnique, sous la direction Mr A.BENSENOUCI, maître assistant à l'ENP, je tiens à lui exprimer ma profonde reconnaissance pour l'attention avec laquelle il a suivi l'accomplissement de ce travail, je le remercie sincèrement pour ses conseils et ses remarques bienveillants.

Je suis reconnaissante à Mr M.E.H.ZAIM, maître de conférence à l'ENP, pour l'honneur qu'il me fait en présidant le jury.

Je remercie Messieurs M.E.H.AGGOUNE, A.HELLAL et L.NEZLI, maîtres assistants à l'ENP, d'avoir accepté de faire partie du jury d'examen.

Mes remerciements vont également à tous mes amis et collègues, qui par leur encouragements m'ont permis d'aller jusqu'au bout de ce travail, sans oublier le personnel du centre de calcul et celui de la bibliothèque.

NOMENCLATURE IMPORTANTE

$A, B, C$	: Matrices
$C_n$	: Matrice incidente
$C, C_j, C_{hp}$	: Capacité de compensation, des filtres séries, du filtre passe-haut
$E_{th}, e_{th}, \theta_{th}$	: Vecteur des tensions, tension, déphasage de la source triphasé
$G(p), G(z)$	: Transformée de Laplace, en $z$
$G_{HP}(p), G_{BO}(p), G_c(p), G_d(p), G_f(p), G_{reg}(p)$	: Fonction de transfert en boucle fermée, en boucle ouverte, du convertisseur, de la charge, du filtre, du régulateur
$G_{HP}, G_c, G_d, G_f$	: Gain d'une fonction de transfert en boucle ouverte, du convertisseur, de la charge, du filtre
$h_{max}, \Delta h_{max}$	: Réponse indicielle, dépassement maximal
$I_d, I_{ref}$	: Courant continu, réponse indicielle du courant redressé
$I_v, I_p, I_s$	: Vecteur des courants des thyristors, du primaire, du secondaire du transformateur
$I_n, I_0$	: Vecteur des courants indépendants du modèle complet, du modèle réduit
$I_{fj}, I_{hg}, I_c$	: Vecteur des courants des filtres séries, du filtre passe-haut, de la capacité de compensation
$i, I$	: Courants
$i_{k,k}, I_{k,k}$	: Courant alimentant la capacité ou l'inductance, source de courant équivalente de la capacité ou de l'inductance
$K, K_i, K_p, \lambda, \epsilon$	: Coefficient du capteur de courant, de proportionnalité du régulateur, d'intégration du régulateur, de proportionnalité, d'amortissement
$L_a, L_n$	: Matrice des inductances du modèle

- complet, du modèle réduit
- $L, L_{th}, L_j, L_{hp}, L_a, L_b, L_c$ : Inductance, de la source de Thévenin, des filtres séries, du filtre passe-haut, des trois phases du transformateur
- $n, E_n, \theta_n$ : Composant, amplitude, déphasage de l'harmonique
- $Q_e, Q_c, P, S$ : Puissance réactive de chaque phase des filtres alternatifs, réactive de la compensation, active, apparante
- $Q_{RLC}, Q_{hp}$ : Facteur de qualité des filtres séries, du filtre passe-haut
- $R_a, R_u$ : Matrice de résistances du modèle complet, du modèle réduit
- $R_a, R_b, R_c, R_t$ : Résistances du secondaire, du primaire du transformateur
- $R, R_d, R_{ld}$ : Résistance, de la charge continue, équivalente de la chute de tension dans l'inductance de lissage
- $R_j, R_{hp}, R_{th}$ : Résistances des filtres séries, passe-haut, de la source de Thévenin
- $R_{lj}, R_{cj}, R_{lhp}, R_{chp}$ : Résistance équivalente de la chute de tension dans l'inductance ou dans la capacité des filtres séries, du filtre passe-haut
- $R_{lch}, R_{lt}$ : Résistance équivalente de la chute de tension dans l'inductance de la source de Thévenin, du primaire du transformateur
- $S_1, \dots, S_5, \text{Link}$ : Chainons, vecteur des chainons
- $s$ : Interrupteurs
- $T_v, D$ : Matrice de liaison entre  $V_s$  et  $V_p$ , entre  $V_y$  et  $V_v$
- $t, t_0, \Delta\tau$ : Temps, de montée, d'intégration
- $\tau_i$ : Rapport de transformation
- $T_c, T_d, T_f, T_i, T_p$ : Constante de temps du convertisseur, de la charge, du filtre, d'intégration du

- régulateur, de proportionnalité du régulateur
- $T_r, T_s$  : Période du redresseur, de la source alimentation
- $U_c, U_{cm}, U_{cl}, U_{cf}, U_{co}$  : Tension de commande, maximale, limite, filtrée, sa variation
- $V_n, V_n$  : Vecteur de tensions de mailles du modèle complet, du modèle réduit
- $V_x, V_v$  : Vecteur de tensions intermédiaires, des thyristors
- $V_p, V_{pi}, V_s$  : Vecteur de tensions du primaire, filtrée du primaire, du secondaire du transformateur
- $V_n, V_k, V, v$  : Tensions
- $V_{cj}, V_{hp}$  : Vecteur des tensions des filtres séries, du filtre passe-haut
- $V_{d0}, V_d, \Delta V$  : Tension continue à vide, de la charge, chute de tension continue
- $X, Y$  : Vecteur des variables d'état
- $X_l$  : Vecteur des variables logiques
- $X, X_{cf}$  : Réactance, de compensation
- $x$  : Variable
- $Z_n, Z_n$  : Matrice des impédances du modèle complet, du modèle réduit
- $Z, Z_a, Z_b, Z_c$  : Impédance, des trois phases du secondaire du transformateur
- $z, p$  : Opérateur d'échantillonnage, de Laplace
- $\theta, \alpha, \gamma, \mu$  : Angle, d'amorçage, d'extinction, de commutation
- $\phi$  : Déphasage entre l'onde fondamentale de la tension du primaire du transformateur et l'onde fondamentale du courant primaire de ce dernier
- $\omega, \omega_n$  : Fréquence, propre du système

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION GENERALE

La production, le transport et la distribution de l'énergie électrique se font généralement en courant alternatif, vu les avantages qu'il présente, entre autres :

- simplicité de production de l'énergie électrique
- facilité de transport de l'énergie électrique sous différentes tensions
- facilité de coupure du courant par les disjoncteurs ou les interrupteurs

Le courant alternatif présente, aussi, certains inconvénients, notamment :

- les pertes par effet couronne
- les interférences radiophoniques
- les surtensions
- la limitation dans le transit de puissance
- la compensation de l'énergie réactive, etc...

En comparaison avec le courant alternatif, le courant continu est plus intéressant [1] :

- il ne nécessite pas une compensation d'énergie réactive
- les pertes et les interférences sont moindres
- la stabilité du système n'est pas affectée par la longueur de la ligne de transport

- la connexion entre deux réseaux électriques de fréquences différentes est possible [2]

L'utilisation du courant continu a, aussi, ses inconvénients [3], à savoir :

- le coût élevé des convertisseurs
- un retard dans le développement du disjoncteur à courant continu

ce qui a rendu initialement son utilisation incontournable, dans le transport à courant continu en haute tension (CCHT), lorsque le transport en courant alternatif s'avère techniquement impossible.

Le progrès a paré aux inconvénients du transport à courant continu en haute tension moyennant :

- les nouveaux développements rapides dans la technologie des semi-conducteurs et les microprocesseurs [4] qui ont pris place dans le domaine de l'électronique de puissance
- l'évolution accomplie dans l'utilisation des compensations [5]
- les ressources énergétiques situées dans la plupart des cas loin des centres de consommation
- la prise de conscience des facteurs écologiques suscitant une opposition à la construction de nouvelles lignes de transport et de nouvelles centrales
- la réduction du coût des postes

- la capacité élevée des lignes qui assure la possibilité d'amortir les oscillations

Il en découle que le transport CCHT deviant de plus en plus sollicité [6].

Il est donc, impératif de mettre en oeuvre des méthodes d'analyse de transfert d'énergie, de la stabilité, des phénomènes transitoires [7] et électromagnétiques. Les outils disponibles pour mener à bien cette entreprise sont :

- les mesures sur site [8] : les tests se font expérimentalement dans des centrales de conversion
- les simulateurs analogiques [9] : différents blocs, assurant une fonction, sont assemblés entre eux pour représenter le système à simuler
- la simulation numérique [10] : création de programmes et de logiciels numériques pour simuler et modéliser les systèmes à étudier

Le premier outil est de moins en moins utilisé depuis l'existence d'autres plus économiques. Quant au second, bien que largement utilisé en simulation dynamique sous différentes conditions, de la fréquence fondamentale aux hautes fréquences, il présente des inconvénients tels que :

- la disponibilité des simulateurs analogiques que chez certains industriels ou centres de recherche
- les résultats des études sur simulateurs analogiques dépendent grandement de la façon dont le système continu est représenté

- un système alternatif très vaste ne peut-être représenté entièrement par le simulateur
- la cherté et la non flexibilité par rapport à la simulation numérique

Les simulateurs numériques, par rapport aux deux outils précédents, sont plus économiques, plus flexibles, avec un temps de réponse relativement petit. C'est pour cela que généralement on opte pour cette dernière, à savoir, l'utilisation des simulateurs numériques dans l'étude du comportement des réseaux électriques Alternatif-Continu.

La simulation numérique, dans le domaine CCHT, rencontre cependant deux problèmes :

- la représentation du convertisseur
- le choix de l'algorithme d'intégration

Dans ce travail, on s'intéresse au second problème, le choix de l'algorithme d'intégration, c'est pour cela que deux modèles ont été introduit :

- Modèle à équations d'état : le système à étudier est représenté par un modèle mathématique continu, les équations différentielles ( équations continues ) déterminées du système sont résolues par un algorithme d'intégration numérique itératif.
- Modèle à circuits discrets associé : le système est identifié à un modèle mathématique discret, les équations différentielles deviennent alors des équations aux différences. La résolution se fait en introduisant un

algorithme discret ( non itératif ). Ce modèle est combiné à la méthode de Bergeron pour représenter le circuit équivalent du système.

Ce travail consiste en la comparaison entre ces deux modèles, appliqués à un pont de Graëtz triphasé à thyristors, pris comme unité de base des convertisseurs dans les réseaux alternatifs et continus.

Ce travail comprend cinq chapitres :

Dans le premier chapitre, on verra succinctement certaines méthodes, détaillées et approximatives, de représentation du pont de Graëtz sur lesquelles on se basera afin de choisir le modèle adéquat pour faire notre étude.

Le second chapitre est consacré à la description du modèle à équations d'état et les essais réalisés afin de tester la validité de ce dernier.

Dans le troisième chapitre, on présente le modèle à circuits discrets associé. On exécute les mêmes tests que ceux réalisés pour le modèle à équations d'état.

Dans le quatrième chapitre, la stabilité des deux modèles est étudiée suivant l'effet de certains paramètres du système CCHT. La limite de stabilité en fonction des paramètres du régulateur du courant continu y est aussi traitée.

Quant au dernier chapitre, tous les résultats de comparaison entre les modèles des chapitres deux et trois y sont présentés et analysés.

Finalement une conclusion générale cloturera ce travail.

CHAPITRE I

ETUDE BIBLIOGRAPHIQUE

## I.1 INTRODUCTION

L'un des problèmes de la simulation dynamique des systèmes à transport à courant continu haute tension est le moyen de représenter le convertisseur. Sa topologie variable dans le temps, due à l'action d'allumage et d'extinction des thyristors, rend la simulation extrêmement difficile. Pour surmonter ce problème, on peut soit rendre la topologie invariante [11], soit variante [12].

Plusieurs méthodes ont été proposées :

- les unes basées sur la représentation détaillée et exacte du convertisseur [10]. Avec une approche à variables d'état qui offre un moyen systématique pour écrire les équations différentielles décrivant le comportement du réseau. Cette représentation permet de déterminer les valeurs instantanées des variables pour l'estimation des réponses du système.
- d'autres basées sur les valeurs moyennes. Les équations du convertisseur sont alors celles du régime établi.

On distingue trois importantes méthodes :

- Méthode à plusieurs sous-routines
- Méthode tensorielle
- Méthode à valeurs approximées

## I.2 METHODE A PLUSIEURS SUBROUTINES

Cette méthode utilise la représentation détaillée. C'est

la solution d'un programme à plusieurs sous-routines [13], où chacune d'elles résout un ensemble d'équations différentielles régissant une topologie particulière (un état de conduction) du convertisseur.

Elle n'est cependant intéressante que dans le cas de conduction normale car, en cas de défaut, elle présente les inconvénients suivants :

- difficulté de modéliser ce défaut ( une préprogrammation et une prévision des différents étapes est nécessaire )
- nécessité d'un espace mémoire gigantesque pour la sauvegarde des différents modes de conductions ( deux thyristors, trois thyristors, etc... ).

### I.3 METHODE TENSORIELLE [10,14,15]

Pour remédier aux problèmes de la méthode précédente, la technique tensorielle a été établie. Cette dernière utilise l'état des valves, qui ont une impédance nulle ou très faible durant l'allumage et infinie ou très élevée durant l'extinction. On introduit la technique de Kron ( Tenseurs ).

Pour l'élaboration des équations différentielles, on applique la théorie des graphes. On choisit un arbre avec ses branches et un cœarbre avec ses chaînons ( links ).

Parmi les modèles utilisant la technique tensorielle, on cite :

- Méthode R-L-C-E et interrupteurs
- Méthode tensorielle à arbre fixe

- Méthode tensorielle à arbre variable

I.3.1 METHODE R-L-C-E ET INTERRUPTEURS [16,17]

Dans cette méthode, tous les éléments du système CCHT sont représentés par des circuits contenant des résistances ( R ), des inductances ( L ), des capacités ( C ), des sources de tensions idéales ( E ) et des interrupteurs ( I ).

Pour des thyristors avec leur circuit de protection, on obtient le schéma de la Figure I.1.

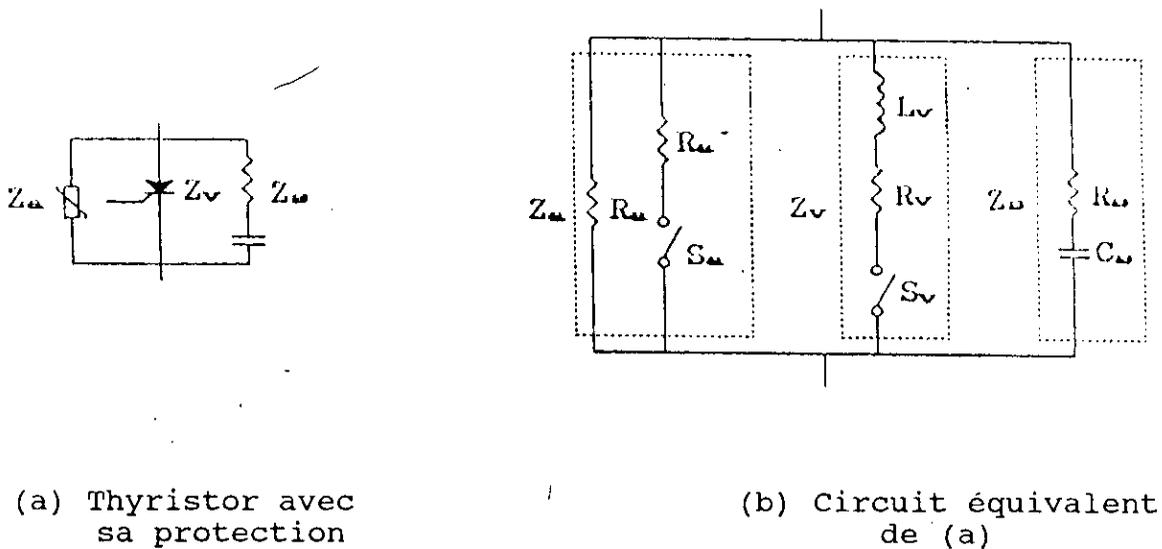


Figure I.1 : Représentation d'une valve par la méthode R-L-C-E et interrupteurs

Le choix de l'arbre et du côarbre, représentant le convertisseur, est fait en tenant compte des conditions suivantes :

- les interrupteurs des valves sont des chaînons
- deux des éléments de protection R-C sont des branches, les quatre autres sont des chaînons
- les réactances du secondaire du transformateur, pour le couplage étoile-étoile, sont des branches. Par contre pour le couplage étoile-triangle, l'un des enroulements est un chaînon.

La matrice fondamentale formée est de dimension très élevée. Elle est simplifiée par l'élimination des lignes et des colonnes, correspondant respectivement aux tensions et aux courants nuls des valves.

On fractionne la matrice fondamentale de façon à ce qu'il existe des sous-matrices variantes et invariantes avec le changement d'état des valves. On passe au calcul des tensions des valves non conductrices et des courants de celles qui conduisent, les autres valeurs restant accessibles.

Ce modèle nécessite un large espace mémoire pour introduire des informations concernant le système à étudier. De plus, sa programmation est compliquée. Cependant, il est intéressant pour la simulation des systèmes CCHT nécessitant la modélisation des éléments non linéaires, tels que les parafoudres et les réactances de magnétisation du transformateur.

### I.3.2 METHODE TENSORIELLE A ARBRE FIXE

Cette méthode impose un arbre fixe, pour cela il doit contenir, seulement, les circuits dont les impédances restent invariables, c'est à dire les côtes alternatif et continu. Par

conséquent, tous les états de conduction possibles sont décrits par une seule matrice de topologie.

En appliquant les techniques de découpage de noeuds [18] et tensorielle, au pont de Graëtz de la Figure I.2, on obtient le graphe de la Figure I.3, dont l'arbre est formé des branches  $oa, ob, oc, ap$  et des chaînons  $S_p$  ( $p = 1, 2, 3, 4, 5$ ).

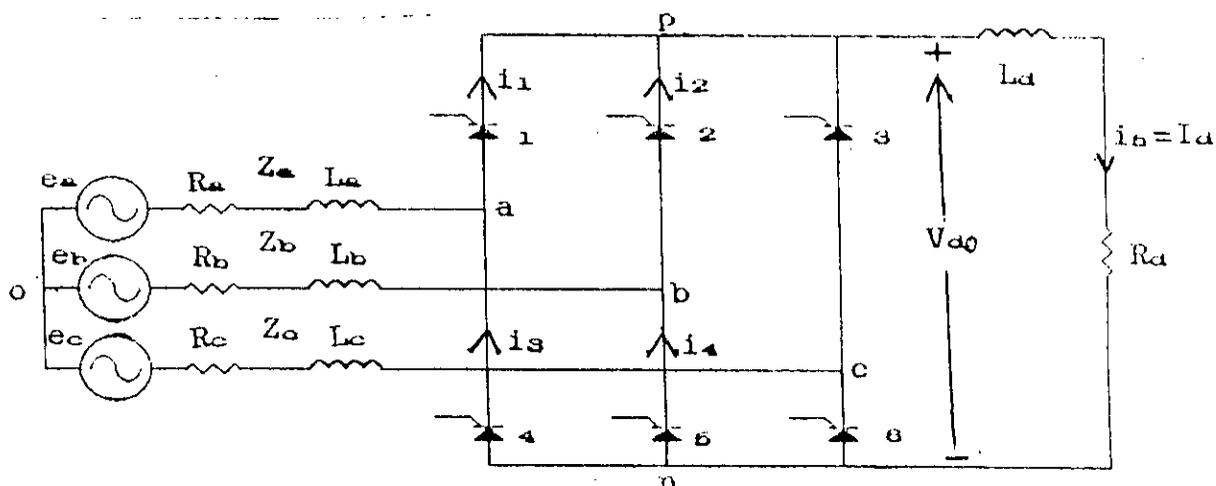


Figure I.2 : Pont de Graëtz triphasé à thyristors

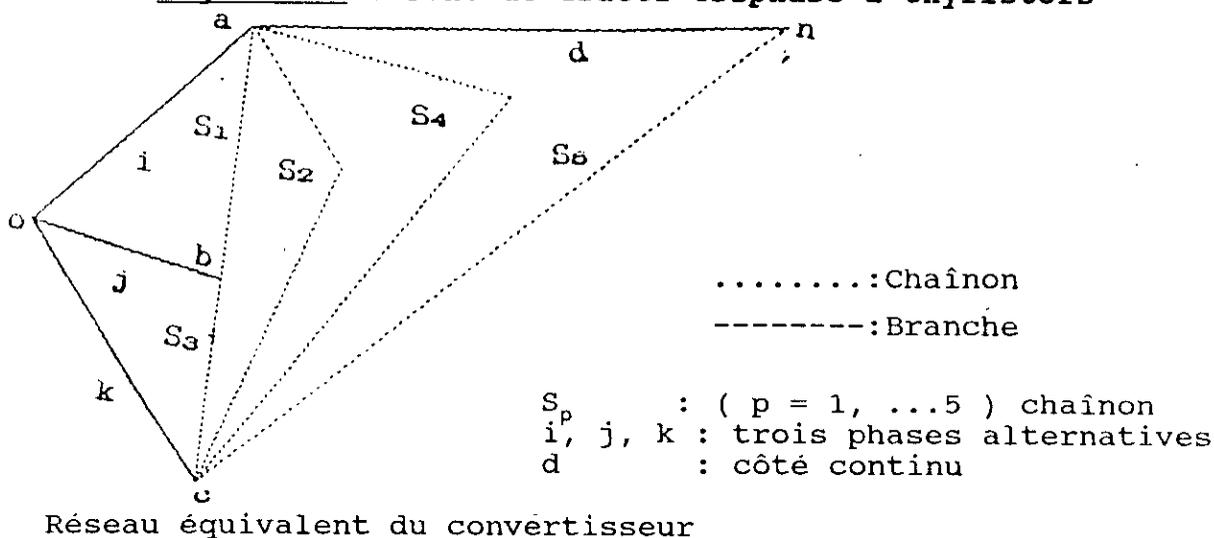


Figure I.3 : Méthode tensorielle à arbre fixe

Il en découle alors, la matrice fondamentale B :

$$\begin{array}{c}
 \\
 \\
 \mathbf{B} = \begin{array}{c} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \end{array} = \begin{array}{c} \\ \\ \\ \\ \\ \end{array} \begin{array}{c} i \quad j \quad k \quad d \\ \left[ \begin{array}{cccc} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 1 \end{array} \right] \\ \\ \\ \\ \\ \end{array}
 \end{array} \quad (\text{I.1})$$

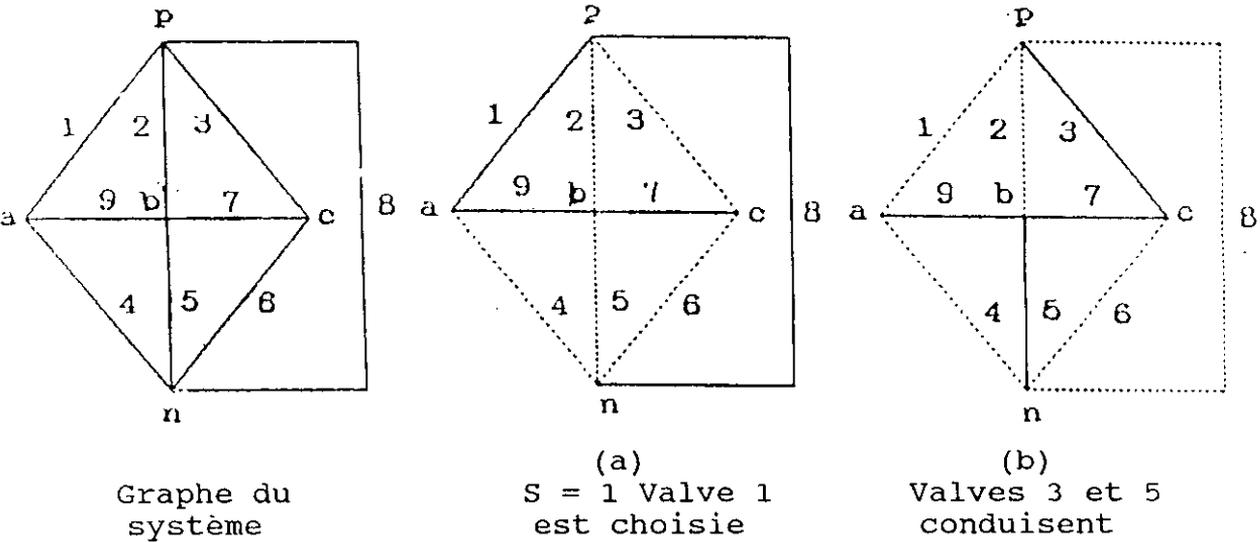
La détermination des tensions et des courants des valves nécessite le passage par plusieurs étapes : réarrangement, division, substitution d'une équation par une autre, création d'autres matrices intermédiaires, introduction d'expressions logiques, etc... La programmation de toute ces opérations exige un espace mémoire élevé. L'inconvénient majeur de cette méthode réside en la simulation d'un simple convertisseur, elle ne peut s'étendre à des systèmes plus complexes.

### I.3.3 METHODE TENSORIELLE A ARBRE VARIABLE

On applique la théorie de graphe au circuit de la Figure I.2, tel que l'arbre choisi ( Figure I.4 ), arbitrairement, soit formé de 9 éléments,  $e=9$  ( les branches et les chaînons ) répartis comme suit :

- 5 noeuds,  $n = 5$  ( a, b, c, n, p )
- 4 branches,  $b = n - 1 = 4$
- 5 chaînons,  $c = e - b = 5$

—————: Branche  
 .....: Chaînon



**Figure I.4 : Méthode tensorielle à arbre variable**

La Figure I.4, ci dessus, illustre deux exemples d'arbres définis ci-dessous.

Le premier arbre, Figure I.4(a), comprend deux phases alternatives composées ( branches 7 et 9 ), le côté continu ( branche 8 ) et une valve conductrice  $S$  (  $S = 1$  à 6 ) [13].

Le second, Figure I.4(b), comprend deux phases alternatives composées ( branches 7 et 9 ) avec deux valves conductrices quelconques [19]. On peut aussi avoir un autre choix.

Dans le cas de la Figure I.4(a), pour un état particulier de conduction, on rassemble les équations de mailles du système, on détermine la matrice fondamentale  $B_1$ . Puis, on passe au calcul des tensions  $V$  et des courants  $I$  des valves :

$$I_b = -B_l I_l \quad (I.2)$$

$$V_l = -B_l^t V_b \quad (I.3)$$

avec les indices b et l représentant respectivement les branches et les chaînons

Chaque variation d'état de conduction, entraîne un changement de l'arbre qui implique une transformation de la matrice  $B_l$ . Il faut donc emmagaziner toutes les matrices  $B_l$  correspondant à chaque état de conduction. L'espace mémoire utilisé est important. Pour y remédier, on introduit une matrice de transformation [20] qui relie un état particulier de conduction avec l'état global ( état où tous les thyristors conduisent en même temps ).

#### I.4 METHODE A VALEURS APPROXIMEES [21,22]

Toute la partie regroupant la source de tension alternative et le convertisseur est simulée à une source de tension continue  $V_{d0}$  en série avec une résistance  $R_d'$ , voir Figure I.5.

La tension à la sortie du pont de Graëtz est égale à :

$$V_d = V_{d0} - R_d' I_d = 3 \sqrt{6} V_{\text{eff}} \cos(\alpha) - \frac{3X_c}{\pi} I_d \quad (I.4)$$

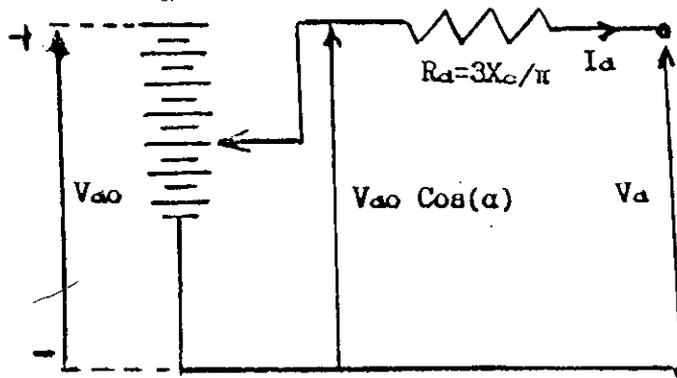
avec :

$$V_{d0} = 3 \sqrt{6} V_{\text{eff}} \cos(\alpha) \quad (\text{I.5})$$

$$R'_d = \frac{3 X_c}{\pi} I_d \quad (\text{I.6})$$

où:

- $V_{\text{eff}}$  : la source de tension alternative
- $\alpha$  : l'angle d'amorçage du thyristor
- $X_c$  : réactance de fuite ramenée au secondaire du transformateur
- $I_d$  : Courant redressé



**Figure I.5 : Circuit équivalent du pont redresseur**

Cependant son application n'est possible que si :

- le rapport de court-circuit, défini par le rapport entre la puissance apparente alternative de court-circuit et la puissance continue, est élevé
- les harmoniques sont négligés
- le comportement interne du système continu n'est pas pris

en considération ( on néglige les perturbations )

- le contrôle du côté continu se fait soit à travers les caractéristiques tension et courant continu, soit à travers une constante de temps

#### I.4.1 MODELE A REGIME ETABLI [22]

Le système continu de chaque convertisseur est représenté soit par une charge ( redresseur ), un générateur ( onduleur ) ou un courant d'injection.

#### I.4.2 MODELE A CHARGE VARIABLE [22]

Le système continu est pris comme une charge prédéterminée. Le réglage se fait en fonction du courant et de la puissance. La réponse du convertisseur est considérée instantanée ou gouvernée par une constante de temps, sans aucune représentation de la commande.

#### I.4.3 MODELE A REGIME QUASIMENT ETABLI [22,23]

La combinaison de la représentation dynamique de contrôle et le circuit de réponse du système continu, avec le modèle du convertisseur en régime établi, nous donne le régime quasiment établi. A ce dernier la régulation est aussi incorporée.

Lorsqu'une étude minutieuse n'est pas exigée, les performances de ce modèle semblent donner une grande authenticité par rapport aux précédents modèles.

**Remarques :**

- Bien que la programmation utilisant la méthode à valeurs moyennes nous offre la possibilité de gagner en espace mémoire, en temps d'exécution et en données initiales, elle ne peut être utilisée seule commercialement, car elle n'englobe pas tous les phénomènes ( les harmoniques, les distortions) intervenant dans la résolution du problème .
  
- La représentation détaillée, à laquelle on applique la technique tensorielle est le moyen le plus intéressant. Dans le cas d'un système très large ( comportant plus d'un convertisseur ) l'approche à variables d'état devient désavantageuse : l'arbre devient très élevé, la matrice fondamentale très grande et bien que creuse, elle implique un temps d'exécution et un espace mémoire élevés. Pour parer à tous ces inconvénients, on résout par modules ( blocs ) le système complet.
  
- Dans l'étude modulaire, on exploite la structure du système de puissance. Le système CCHT est décomposé en plusieurs sous-systèmes ( convertisseur, source alternative, filtres, charge continue, etc... ), chaque sous-système utilise un modèle adéquat pour sa simulation en remplaçant la contribution du voisinage par une source de courant ou de tension équivalente. On en tire deux avantages :
  - \* le processus des valves n'existe que dans le module qui comprend les convertisseurs
  
  - \* la nécessité de simuler un seul convertisseur, sa source et sa charge.

CHAPITRE II

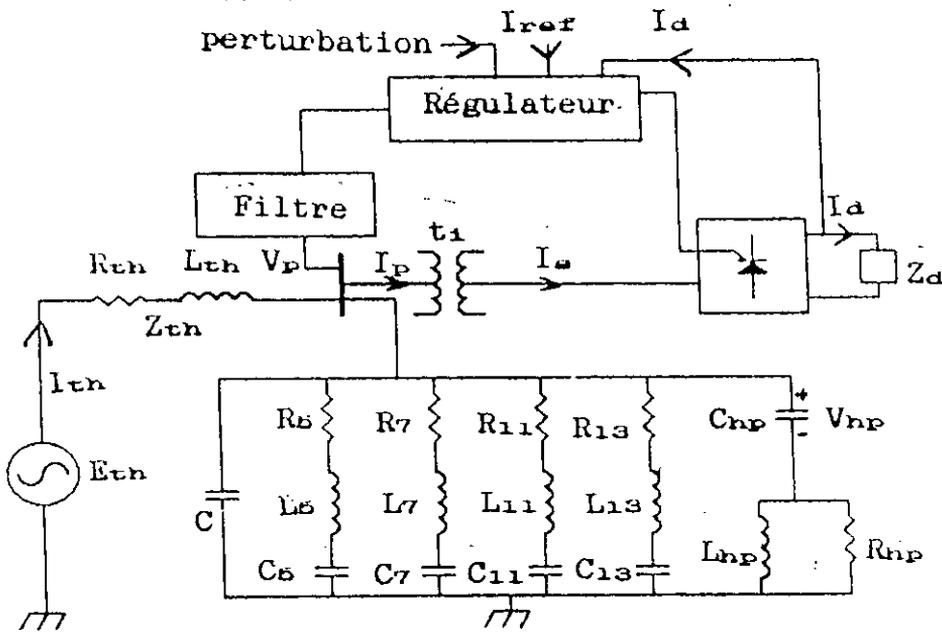
MODELE A EQUATIONS D'ETAT

## II.1 INTRODUCTION

Pour évaluer l'efficacité des modèles continu et discret on procède à la simulation de chacun d'eux.

Le système étudié est représenté par une source alternative triphasée équilibrée, reliée à un transformateur triphasé, dont le primaire est connecté en parallèle à des filtres d'harmoniques  $6k \pm 1$  ( $k=1,2$ ), un passe-haut à partir de l'harmonique 17 et une capacité de compensation. Le secondaire étant relié à un redresseur, lequel est connecté à une charge inductive R-L. Les valves du convertisseur sont commandées et le courant redressé est régulé ( Figure II.1 ). On considère la conduction continue, celle donnant le courant redressé non nul.

Les données du système se trouvent dans l'annexe A.



**Figure II.1 : Système à étudier**

## II.2 MODELISATION [24,25,26]

Dans ce modèle, la résolution du système d'équations différentielles :

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} \quad (\text{II.1})$$

s'accomplit par un algorithme d'intégration utilisant la méthode d'Euler prédicteur - Trapèze correcteur, définies par:

- Euler Prédicteur :

$$\mathbf{X}_{i+1} = \mathbf{X}_i + \Delta t \left( \frac{d\mathbf{X}_i}{dt} \right) \quad (\text{II.2})$$

- Trapèze Correcteur :

$$\mathbf{X}_{i+1} = \mathbf{X}_i + \Delta t \left( \frac{\frac{d\mathbf{X}_{i+1}}{dt} + \frac{d\mathbf{X}_i}{dt}}{2} \right) \quad (\text{II.3})$$

où  $\mathbf{X}_i$  : le vecteur d'état à l'instant  $t_i$   
 $\mathbf{X}_{i+1}$  : le vecteur d'état à l'instant  $t_{i+1}$ .  
 $\Delta t$  : le pas d'intégration.

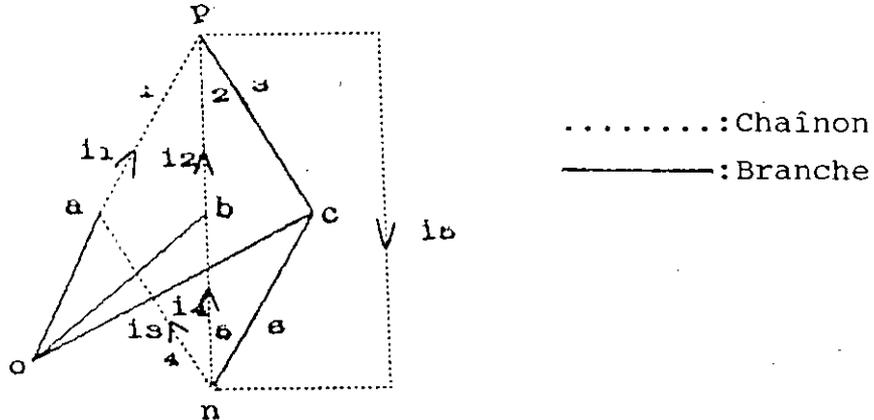
### II.2.1 PONT DE GRAETZ

On applique au pont de Graëtz triphasé à thyristors ( Figure I.2 ), la théorie de graphe ( Figure II.2 ), ce dernier est constitué de :

- 6 noeuds (  $n=6$  )

- 10 arêtes (  $e=10$  )

L'arbre a donc,  $b=n-1=5$  branches et le cœarbre  $c=e-b=5$  chaînons.



**Figure II.2 : Schéma de l'arbre choisi**

L'arbre est pris de façon à ce que les trois phases alternatives (  $oa$ ,  $ob$  et  $oc$  ) et les arêtes des thyristors 3 et 6 soient des branches, les arêtes restantes étant des chaînons. Nous obtenons alors 5 mailles indépendantes dont chacune est parcourue par un courant indépendant (  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_3$ ,  $i_4$  ou  $i_5$  ).

Avec l'hypothèse que tous les thyristors conduisent en même temps, on obtient le vecteur des tensions de mailles  $V_m$  qui est fonction de la matrice impédance globale  $Z_m$  et du vecteur des courants indépendants des mailles  $I_m$  :

$$V_m = Z_m I_m \quad (II.4)$$

où:

$V_m$  et  $I_m$  sont des vecteurs de dimension 5, définis par :

$$\mathbf{V}_m = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_s(1) - \mathbf{V}_s(3) \\ \mathbf{V}_s(2) - \mathbf{V}_s(3) \\ \mathbf{V}_s(3) - \mathbf{V}_s(1) \\ \mathbf{V}_s(3) - \mathbf{V}_s(2) \\ -\mathbf{V}_d \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

$$\mathbf{I}_m = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_m(1) \\ \mathbf{I}_m(2) \\ \mathbf{I}_m(3) \\ \mathbf{I}_m(4) \\ \mathbf{I}_m(5) \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Dans la Figure I.2, les tensions:  $\mathbf{V}_s(1) = e_a$ ,  $\mathbf{V}_s(2) = e_b$ ,  $\mathbf{V}_s(3) = e_c$  et les courants:  $\mathbf{I}_m(1) = i_1$ ,  $\mathbf{I}_m(2) = i_2$ ,  $\mathbf{I}_m(3) = i_3$ ,  $\mathbf{I}_m(4) = i_4$ ,  $\mathbf{I}_m(5) = i_5$ .

La matrice  $\mathbf{Z}_m$  est de dimension 5 par 5 définie dans l'Annexe A.

Dans le cas de conduction normale, il n'y a que deux ou trois valves qui conduisent au même temps. Pour cela, on introduit une matrice de transformation appelée matrice incidente  $\mathbf{C}_n$  [20]. Celle-ci relie un état spécifique de conduction ( modèle réduit ) à la topologie globale ( modèle complet ).

Le vecteur des courants indépendants de mailles  $\mathbf{I}_m$ , dans le modèle complet, est exprimé en fonction du vecteur des courants indépendants, dans le modèle réduit,  $\mathbf{I}_n$  par la relation :

$$\mathbf{I}_m = \mathbf{C}_n \mathbf{I}_n \quad (\text{II.7})$$

La matrice  $\mathbf{C}_n$  est une matrice formée des nombres 0, 1 ou -

1. Ces éléments sont obtenus suivant l'état de conduction des valves, dont la détermination de ses coefficients sera donnée dans la section II.2.1.1.

**Exemple II.1 :**

Valves conductrices 1 et 6		
Courants ind. modèle complet ( $I_m$ )	Courants ind. modèle réduit ( $I_n$ )	Matrice incidente ( $C_n$ )
$I_m = [I_m(1), 0, 0, 0, I_m(5)]$	$I_n = [I_m(5)]$	$C_n = [1, 0, 0, 0, 1]^t$

Valves conductrices 1, 2 et 6		
Courants ind. modèle complet ( $I_m$ )	Courants ind. modèle réduit ( $I_n$ )	Matrice incidente ( $C_n$ )
$I_m = [I_m(1), I_m(2), 0, 0, I_m(5)]$	$I_n = [I_m(1) \ I_m(5)]^t$	$C_n = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^t$

Valves conductrices 1 et 6		
Courants ind. modèle complet ( $I_m$ )	Courants ind. modèle réduit ( $I_n$ )	Matrice incidente ( $C_n$ )
$I_m = [0, I_m(2), 0, 0, I_m(5)]$	$I_n = [I_m(5)]$	$C_n = [0, 1, 0, 0, 1]^t$

Le vecteur des tensions de mailles dans le modèle réduit,  $V_n$ , est alors égal à :

$$V_n = C_n^t V_m \quad (II.8)$$

En combinant les équations (II.4), (II.7) et (II.8), on obtient :

$$\mathbf{V}_n = [ \mathbf{C}_n^t \mathbf{Z}_m \mathbf{C}_n ] \mathbf{I}_m = \mathbf{Z}_n \mathbf{I}_n \quad (\text{II.9})$$

$\mathbf{Z}_n$  est ainsi défini par :

$$\mathbf{Z}_n = \mathbf{C}_n^t \mathbf{Z}_m \mathbf{C}_n \quad (\text{II.10})$$

ou encore par :

$$\mathbf{Z}_n = \mathbf{R}_n + p\mathbf{L}_n \quad (\text{II.11})$$

avec :

- $\mathbf{R}_n$  : matrice résistance du modèle réduit
- $\mathbf{L}_n$  : matrice inductance du modèle réduit
- $p=d/dt$  : l'opérateur "dérivée".

La matrice  $\mathbf{Z}_m$  peut être écrite sous la même forme que l'expression (II.11) ou plus précisément :

$$\mathbf{Z}_m = \mathbf{R}_m + p\mathbf{L}_m \quad (\text{II.12})$$

A partir de l'équation (II.9) et (II.11), on obtient:

$$p\mathbf{I}_n = \mathbf{L}_n^{-1} [ -\mathbf{R}_n \mathbf{I}_n + \mathbf{V}_n ] \quad (\text{II.13})$$

L'intégration numérique de (II.13) se fait en utilisant la méthode d'Euler Prédicteur - Trapèze Correcteur.

#### II.2.1.1 MATRICE INCIDENTE

Le choix arbitraire du graphe et de l'arbre, nous donne le

diagramme de mailles montré par la Figure II.2. Il contient 10 éléments: 6 noeuds, 5 branches et 5 chaînons.

Dans le cas de conduction normale, il ne reste que les arêtes des thyristors conducteurs, ceux non conducteurs sont éliminés. On choisit, alors, l'arbre et le cœarbre les plus appropriés, puis, on définit deux variables logiques  $X_v(i)$  et  $Link(j)$  avec  $i = 1$  à 6 et  $j = 1$  à 5.

$$X_v(i) = \begin{cases} 0 & \text{Thyristor } i \text{ ne conduit pas} \\ 1 & \text{Thyristor } i \text{ conduit} \end{cases}$$

$$Link(j) = \begin{cases} 0 & \text{Chaînon } j \text{ n existe pas} \\ 1 & \text{Chaînon } j \text{ existe} \end{cases}$$

En considérant les différents cas de conduction du montage et en utilisant l'algèbre de Boole, on peut tirer une expression logique pour chaque élément  $Link(j)$ , ( Annexe B).

On détermine, ensuite, la matrice  $C_n$  dont la dimension devient égale 5 x le nombre des fois où le  $Link(i) = 1$

Lorsque cette dernière expression existe (  $Link(i) = 1$  )  $C_n(i,i) = 1$ , sinon le chaînon  $i$  devient une branche, alors, l'élément  $C_n(i,j) = \pm 1$ , suivant que  $Link(j) = 1$ . Le reste des éléments de la matrice  $C_n$  est nul.

**Exemple:**

Supposons que les thyristors 1, 3 et 5 conduisent. On obtient ainsi :

$$\mathbf{I}_m = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_m(1) \\ \mathbf{I}_m(2) \\ \mathbf{I}_m(3) \\ \mathbf{I}_m(4) \\ \mathbf{I}_m(5) \end{bmatrix} = \mathbf{C}_n \mathbf{I}_n = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_m(1) \\ \mathbf{I}_m(5) \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

### II.2.1.2 TENSIONS ET COURANTS DES THYRISTORS

#### A - TENSIONS AUX BORNES DES THYRISTORS

Les tensions aux bornes des thyristors ( valves )  $\mathbf{V}_v$  sont calculées à chaque pas d'intégration, en utilisant les valeurs récentes de  $\mathbf{I}_n$ , et  $\mathbf{V}_m$ .

Le calcul se fait en deux étapes; on calcule d'abord  $\mathbf{V}_x$  tel que :

$$\mathbf{V}_x = \mathbf{V}_m - \mathbf{Z}_m \mathbf{I}_m \quad (\text{II.15})$$

avec le vecteur de tensions défini par  $\mathbf{V}_x$  :

$$\mathbf{V}_x = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_v(1) - \mathbf{V}_v(3) \\ \mathbf{V}_v(2) - \mathbf{V}_v(3) \\ \mathbf{V}_v(4) - \mathbf{V}_v(6) \\ \mathbf{V}_v(5) - \mathbf{V}_v(6) \\ \mathbf{V}_v(3) + \mathbf{V}_v(6) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{V}_v \quad (\text{II.16})$$

avec :  $\mathbf{V}_v = [ \mathbf{V}_v(1), \mathbf{V}_v(2), \mathbf{V}_v(3), \mathbf{V}_v(4), \mathbf{V}_v(5), \mathbf{V}_v(6) ]^t$

Quand toutes les valves sont conductrices  $\mathbf{V}_x=0$  et, par conséquent, l'équation (II.15) devient identique à l'équation (II.4).

En utilisant les équations (II.7) et (II.12) on obtient:

$$\mathbf{V}_x = \mathbf{V}_m - \mathbf{R}_m \mathbf{C}_n \mathbf{I}_n - \mathbf{L}_m \mathbf{C}_n p \mathbf{I}_n \quad (\text{II.17})$$

On détermine, ensuite, le vecteur des tensions, aux bornes des thyristors,  $V_v$ , à partir des équations (II.16) et (II.17). On peut écrire :

$$V_x = D V_v \quad (II.18)$$

où D est une matrice définie dans l'équation (II.17)

La matrice D étant de dimension 5x6, la détermination de son inverse  $D^{-1}$  est impossible. Il faut rendre la matrice D carrée.

Lorsque le thyristor "i" conduit, la tension à ses bornes  $V_v(i)$  est nulle. Dans l'équation (II.16), la colonne i peut-être éliminée car ses coefficients n'ont aucun effet sur le vecteur de tensions  $V_x$ .

L'allumage des thyristors rend certains coefficients de la variable logique  $Link(j)$  vrais, ces dernières correspondent à des valeurs nulles des coefficients j du vecteur des tensions  $V_x$ , on peut donc éliminer les lignes correspondantes aux chainons existants.

Par exemple, si les thyristors 1 et 3 conduisent, alors on a :

- la variable logique  $Link(1) = X_v(1)X_v(3) = 1$
- les tensions  $V_v(1) = V_v(3) = 0$

D'où la tension  $V_x(1) = V_v(1) - V_v(3) = 0$ . On voit qu'il n'est plus utile de calculer tous les coefficients du vecteur des tensions  $V_x$  et la matrice D peut être réduite.

Par conséquent, la réduction de la matrice  $D$ , en une matrice carrée, se fait en éliminant :

- les colonnes correspondant aux thyristors conducteurs
- les lignes correspondant aux cordes ( chainons ) existantes.

On obtient alors l'expression suivante :

$$\mathbf{V}_v = \mathbf{D}_r^{-1} \mathbf{V}_{xr} \quad (\text{II.19})$$

où

- $\mathbf{D}_r$  : matrice réduite de  $D$
- $\mathbf{V}_{xr}$  : vecteur réduit de  $\mathbf{V}_x$
- $\mathbf{V}_v$  : vecteur des tensions des valves de dimension  $6 \times 1$

#### B - COURANTS TRAVERSANT LES THYRISTORS

Le vecteur des courants traversant les thyristors est donné par :

$$\mathbf{I}_v = \mathbf{D}^t \mathbf{I}_m \quad (\text{II.20})$$

avec :

"t" : l'opérateur "transposé"

### II.2.1.3 TENSIONS ET COURANTS DU TRANSFORMATEUR

#### A - RELATION ENTRE $\mathbf{V}_m$ ET $\mathbf{V}_s$

Le vecteur des tensions secondaires  $\mathbf{V}_s$  est relié au vecteur des tensions  $\mathbf{V}_m$  appliquées au pont ( tensions des

mailles ) par l'expression :

$$\mathbf{V}_m = \mathbf{T}_v \mathbf{V}_s = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{V}_s \quad (\text{II.21})$$

#### B - RELATION ENTRE $\mathbf{V}_s$ ET $\mathbf{V}_p$

Le vecteur des tensions primaires  $\mathbf{V}_p$  du transformateur est relié au vecteur des tensions secondaires  $\mathbf{V}_s$  par :

$$\mathbf{V}_s = t_i \mathbf{V}_p \quad (\text{II.22})$$

avec :

$t_i$  : le rapport de transformation

#### C - RELATION ENTRE $\mathbf{I}_m$ ET $\mathbf{I}_s$

Le vecteur des courants secondaires  $\mathbf{I}_s$  est relié au vecteur des courants indépendants  $\mathbf{I}_m$  par :

$$\mathbf{I}_s = \mathbf{T}_v^t \mathbf{I}_m \quad (\text{II.23})$$

#### D - RELATION ENTRE $\mathbf{I}_s$ ET $\mathbf{I}_p$

Le vecteur des courants primaires  $\mathbf{I}_p$  est relié au vecteur des courants secondaires  $\mathbf{I}_s$  par :

$$\mathbf{I}_p = t_i \mathbf{I}_s \quad (\text{II.24})$$

### II.2.2 RESEAU CONTINU

Le réseau continu est représenté par une impédance de charge constituée d'une inductance de lissage  $L_d$  et une résistance  $R_d$ , voir Figure II.3. L'impédance de charge s'écrit:

$$Z_d = R_d + jX_d \quad (\text{II.25})$$

L'impédance du transformateur ainsi que celle de la charge sont utilisées dans la modélisation du pont, dans la matrice  $Z_m$ .

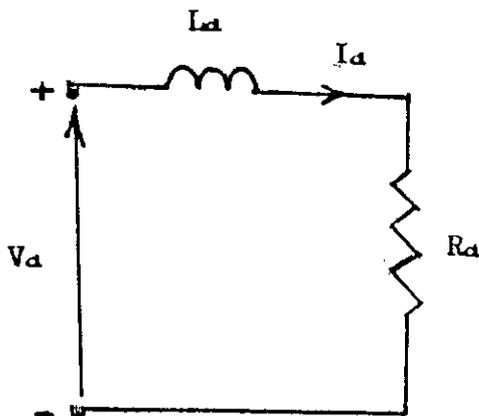
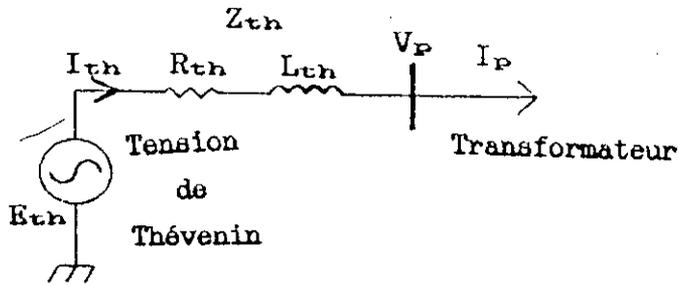


Figure II.3 : Charge continue

### II.2.3 RESEAU ALTERNATIF

Le réseau alternatif triphasé est donné par son circuit équivalent de Thévenin. Ce dernier est représenté par une tension  $E_{th}$ , une résistance  $R_{th}$  et une inductance  $L_{th}$ . Pour une phase, on aura le schéma de la Figure II.4.



**Figure II.4 : Réseau alternatif**

L'équation différentielle qui découle du système de la Figure (II.4) s'écrit :

$$\frac{dI_{th}}{dt} = \frac{1}{L_{th}} ( E_{th} - R_{th} I_{th} - V_p ) \quad (II.26)$$

Le calcul des éléments de l'impédance de Thévenin se font en prenant comme hypothèses :

- la chute de tension relative, due à l'impédance de Thévenin, égale à 5 %
- le déphasage entre les éléments de l'impédance de Thévenin égal à 75°

#### II.2.4 FILTRES D'HARMONIQUES [5]

La conversion alternative - continue s'accompagne d'une génération de courants d'harmoniques qui créent de nombreux effets nocifs :

- échauffements anormaux
- interférences avec les réseaux de télécommunication
- défauts de fonctionnement
- erreurs de mesures, etc...

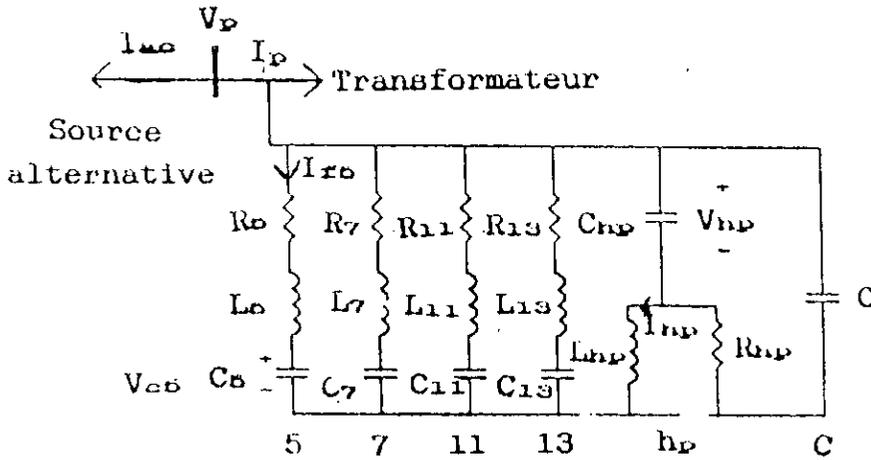
Pour éviter cela, on connecte au côté alternatif ( primaire du transformateur ) des filtres dont la fréquence de résonance correspond à celle des harmoniques d'ordre peu élevé ( 5, 7, 11 et 13 ). Il est plus économique d'utiliser plusieurs branches qu'une branche avec une large bande [27].

Pour les harmoniques de rang supérieur dont le taux est relativement faible, on utilise un circuit amorti qui présente une impédance faible dans une large bande de fréquences ( passe-haut ).

Vu leur avantage économique, les filtres statiques sont les mieux appropriés. Il existe deux genres de filtres : série ou parallèle. Les filtres shunts ont été choisis car ils :

- peuvent être reliés à la terre
- transportent seulement le courant se rapportant à l'harmonique avec un courant fondamental faible par rapport à celui du le circuit principal (  $I_p, I_{th}$  )
- sont moins chers que les filtres, pour la même efficacité
- fournissent de l'énergie réactive, à la fréquence fondamentale, contrairement au circuit série qui la consomme
- présentent le neutre, en triphasé

Ces filtres servent aussi à compenser en partie le déficit de l'énergie réactive à la fréquence fondamentale. Pour compléter le reste de l'énergie manquante, on place un condensateur en parallèle avec les filtres ( Figure II.5 ).



**Figure II.5 : Filtres des harmoniques de courants et capacité de compensation**

Pour chaque phase, les équations différentielles qui représentent le côté alternatif s'écrivent :

$$\frac{dI_j}{dt} = \frac{1}{L_j} ( V_p - R_j I_{fj} - V_{c_j} ) \quad (\text{II.27})$$

$$\frac{dI_{hp}}{dt} = \frac{1}{L_{hp}} ( V_p - V_{hp} ) \quad (\text{II.28})$$

$$\frac{dV_p}{dt} = \frac{1}{C} ( I_{th} - \sum I_{fj} - I_p - I_{hp} - \frac{V_p - V_{hp}}{R_{hp}} ) \quad (\text{II.29})$$

$$\frac{dV_{c_j}}{dt} = \frac{I_{fj}}{C_j} \quad (\text{II.30})$$

$$\frac{dV_{hp}}{dt} = \frac{1}{C_{hp}} ( I_{hp} + \frac{V_p - V_{hp}}{R_{hp}} ) \quad (\text{II.31})$$

où

j : représente les filtres d'harmoniques d'ordres 5, 7, 11 et 13

hp : filtre passe-haut

#### II.2.4.1 DETERMINATION DES PARAMETRES DES FILTRES

Pour la détermination des paramètres, on suppose que :

- l'étude est faite à la fréquence fondamentale
- la puissance d'entrée  $P_a$  ( côté alternatif ) est égale à la puissance de sortie  $P_d$  ( côté continu ), les pertes étant négligeables
- le facteur de puissance du système est doit être égal à l'unité
- l'énergie réactive,  $Q_c$  , demandée par le pont durant le régime permanent est donnée en fonction de la puissance active  $P_a$  :

$$Q_c = P_a \tan(\phi) \quad (\text{II.32})$$

où:

$\phi$  : déphasage entre l'onde fondamentale du courant primaire du transformateur et la tension à ses bornes.

Pour une phase, on partage la puissance réactive  $Q_c$  entre les filtres d'harmoniques et la capacité de compensation. Chaque élément doit fournir une puissance réactive :

$$Q_e = \frac{Q_c}{6} \quad (\text{II.33})$$

Connaissant la tension nominale,  $V_p$ , du primaire du transformateur, on peut calculer la réactance de la capacité de compensation :

$$X_{cf} = \frac{3 V_p^2}{Q_e} = \frac{1}{C \omega} \quad (\text{II.34})$$

Suivant la fréquence de résonance des filtres (  $j= 5, 7, 11, 13$  et  $hp$  ), on peut trouver :

- la capacité qui est calculée en égalant (  $Q_e/3$  ) à celle fournie par une branche, à la fréquence fondamentale, et en introduisant l'équation (II.35)
- l'inductance de chaque filtre qui découle de :

$$L_j C_j (j \omega)^2 = 1 \quad j = 5, 7, 11, 13 \text{ ou } hp \quad (\text{II.35})$$

- la résistance du filtre qui est déterminée à partir du facteur de qualité du filtre ( Annexe A )

Lorsque tous les éléments ( R - L - C ) du système sont déterminés, on passe au calcul des courants, des tensions et des angles de chaque branche du système ( source alternative et filtres ) qui serviront comme conditions initiales pour démarrer le système. Cependant du côté continu, l'évaluation de la capacité est déterminée par la tension directe maximale. Les harmoniques tensions et courants sont plus faibles du côté continu que du côté alternatif à cause de la présence de l'inductance de lissage  $L_d$  [28].

#### II.2.5 CIRCUIT DE COMMANDE [29]

Pour allumer les thyristors du pont, il est nécessaire d'appliquer des impulsions à leurs gâchettes. Ces dernières doivent avoir un certain angle de retard  $\alpha$  par rapport au point d'intersection des tensions alternatives alimentant le

redresseur.

Dans le but de faire varier la valeur de la tension et du courant redressés, il est indispensable de pouvoir varier cet angle  $\alpha$ , à l'aide d'une tension de commande  $U_c$ . Pour cela, on utilise un dispositif de commande des gâchettes.

Il existe plusieurs possibilités de faire varier cette position, celle choisie étant la commande verticale arc-cosinus, basée sur la commutation naturelle, définie par:

$$\alpha = \cos^{-1} \left( \frac{U_c}{U_{cm}} \right) \quad (\text{II.36})$$

où:

$U_c$  : tension de commande continue ( sortie du régulateur )

$U_{cm}$  : valeur maximale de  $U_c$

Cette commande permet d'avoir une caractéristique linéaire du dispositif de commande des gâchettes - convertisseur, chose indispensable pour avoir de bonnes performances en régulation:

$$V_{do\alpha} = V_{do} \cos(\alpha) = V_{do} \frac{U_c}{U_{cm}} = \lambda U_c \quad (\text{II.37})$$

où  $V_{do\alpha}$  : la tension de sortie du pont de Graëtz

A noter que les tensions de référence à comparer avec  $U_c$  sont les tensions de la source triphasée ( $V_p$ ) filtrées par un filtre du type 2ème ordre Butterworth. Ce dernier a la fonction de transfert suivante :

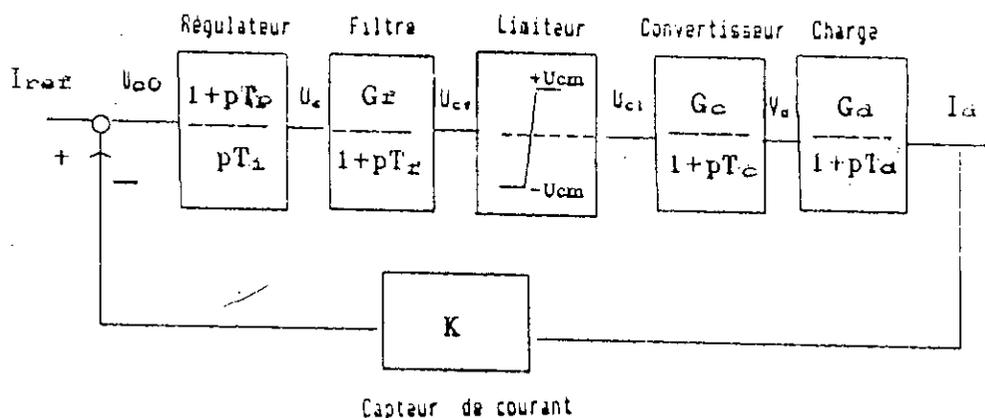
$$\mathbf{v}_{pf}(p) = \frac{\omega}{p^2 + \omega^2} \mathbf{v}(p) \quad (\text{II.38})$$

En transformant cette équation, on arrive au système d'équations différentielles ( pour une phase ) suivant :

$$\begin{bmatrix} p\mathbf{v}_f \\ p^2\mathbf{v}_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega^2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_f \\ p\mathbf{v}_f \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{v} \end{bmatrix} \quad (\text{II.39})$$

### II.2.6 CIRCUIT DE REGULATION DU COURANT CONTINU

Le but principal de l'étude de la régulation est la détermination du type de régulateur et le calcul de ses paramètres, afin que le circuit de réglage soit stable et amorti. Le schéma bloc de la régulation du système étudié est présenté par la Figure II.6.



**Figure II.6 : Schéma bloc de régulation**

La description de chaque bloc est donnée, ci-dessous :

#### II.2.6.1 REGULATEUR

Le type de régulateur sera déterminé après calcul de toutes les fonctions de transfert du système à réguler. Un des

types classiques ( proportionnel P, proportionnel - intégral PI, etc... ) de régulateurs sera utilisé.

### II.2.6.2 LIMITEUR

Son rôle est, seulement, d'imposer à  $U_{cf}$ , la tension de sortie filtrée du régulateur, de varier entre une valeur maximale (  $+U_{cm}$  ) et une valeur minimale (  $-U_{cm}$  ) :

$$\begin{aligned}
 U_c > +U_{cm} &\Rightarrow U_c = +U_{cm} \\
 U_c < -U_{cm} &\Rightarrow U_c = -U_{cm} \\
 -U_{cm} < U_c < +U_{cm} &\Rightarrow U_c = U_c
 \end{aligned}
 \tag{II.40}$$

### II.2.6.3 CONVERTISSEUR

Le système du dispositif de commande des gâchettes - convertisseur est représenté par la fonction de transfert suivante [30] :

$$G_c(p) = \frac{V_d}{U_c} = \frac{G_c}{1 + pT_c}
 \tag{II.41}$$

où:

- $G_c$  : gain du convertisseur
- $T_c$  : constante de temps du convertisseur

Sachant que l'allumage des thyristors se produit uniquement à l'intersection d'un signal de commande  $U_c$  avec une des tensions de synchronisation du circuit de commande  $V_{pf}$ , le convertisseur met un certain retard qui se traduit par la constante  $T_c$ . Cette dernière varie entre zéro et la période  $T_r$  de la tension redressée  $V_d$ . En général, on adopte la moyenne de cette plage de variation [30], à savoir :

$$T_c = \frac{T_r}{2} = \frac{T_s}{12} \quad (\text{II.42})$$

où  $T_s$  : période de la tension d'alimentation

#### II.2.6.4 CHARGE

La fonction de transfert de la charge s'écrit :

$$G_d(p) = \frac{I_d}{V_d} = \frac{G_d}{1 + pT_d} = \frac{\left( \frac{1}{R_d} \right)}{1 + p \frac{L_d}{R_d}} \quad (\text{II.43})$$

#### II.2.6.5 CAPTEUR

Pour le capteur de courant, on utilisera un shunt de valeur constante K.

#### II.2.6.6 BOUCLE OUVERTE

La fonction de transfert en boucle ouverte du système à réguler est ( $U_{co} = I_{ref}$ ) :

$$G_{BO}(p) = \frac{I_d}{I_{ref}} = G_{reg}(p) G_c(p) G_d(p) K \quad (\text{II.44})$$

où :

$$G_{BO}(p) = \frac{G_{reg}(p) G_c G_d K}{(1+pT_c)(1+pT_d)} \quad (\text{II.45})$$

Le système à réguler avec l'organe de commande possèdent une large constante de temps  $T_d$  et une petite constante de temps  $T_c$ . Pour compenser la constante de temps la plus dominante,  $T_d$ , Il faut faire appel à un régulateur du type proportionnel - intégral (PI), d'où :

$$G_{reg}(p) = \frac{U_c}{I_{ref} - I_d} = K_p + \frac{K_i}{p} = \frac{1 + pT_p}{pT_i} \quad (II.46)$$

d'où, on prend :

$$T_p = T_d \quad (II.47)$$

En utilisant (II.45) on obtient :

$$G_{BO}(p) = \frac{G_c G_d K}{(1 + pT_c)(pT_i)} \quad (II.48)$$

#### II.2.6.7 BOUCLE FERMEE

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$G_{BF}(p) = \frac{I_d}{I_{ref}} = \frac{\frac{G_{BO}(p)}{K}}{1 + \frac{G_{BO}(p)}{K}} = \frac{G_{BF}}{p^2 + 2\epsilon\omega_h p + \omega_h^2} \quad (II.49)$$

avec:

$$\omega_h^2 = \frac{K G_c G_d}{T_c T_i} \quad (II.50)$$

$$2 \epsilon \omega_h = \frac{1}{T_c} \quad (II.51)$$

$$G_{BF} = \frac{\omega_h^2}{K} \quad (II.52)$$

Ceci représente un système du second ordre. L'ajustement optimal des paramètres découle d'un bon compromis entre le dépassement et le temps de montée.

Le dépassement maximum,  $\Delta h_{\max}$ , est déterminé à partir de la valeur maximale de la réponse indicielle  $h_{\max}$  [30] :

$$\Delta h_{\max} = h_{\max} - 1 = \exp\left( -\frac{\pi}{\sqrt{4 \frac{G_c G_d T_c}{T_i} - 1}} \right) \quad (\text{II.53})$$

Le temps de montée est déterminé en posant  $h(t)=1$ . On trouve alors :

$$t_m = \frac{2 T_c}{\sqrt{4 \frac{G_d G_c T_c}{T_i} - 1}} \left( \pi - \arctan\left( \sqrt{4 \frac{G_d G_c T_c}{T_i} - 1} \right) \right) \quad (\text{II.54})$$

On s'arrangera à avoir un dépassement inférieur ou égal à 10% ce qui conduira à un temps de montée acceptable variant dans une plage donnée par calcul des paramètres du régulateurs ( voir Annexe A ).

#### II.2.6.8 FILTRE

Les convertisseurs provoquent des ondulations dans la tension continue  $V_d$  qui créent des harmoniques transmis aux éléments du circuit de réglage, la tension de commande, etc...

Un filtre est placé avant (ou après) le régulateur. Il n'est pas toujours nécessaire, mais si l'on désire, l'introduire dans le circuit de réglage, on doit considérer que celui-ci influe non seulement sur l'ondulation, mais aussi sur

les conditions de stabilité, d'où la nécessité de modifier les paramètres du régulateur. Cette modification a une repercussion sur l'ondulation de la tension de commande.

Le filtre de lissage introduit dans le circuit de réglage une petite constante de temps supplémentaire  $T_f$  qui s'ajoute à la petite constante de temps  $T_c$  du convertisseur. La fonction de transfert du filtre est :

$$G_f(p) = \frac{G_f}{1 + pT_f} \quad (\text{II.55})$$

Le régulateur muni d'un filtre, a la fonction de transfert suivante :

$$G_{\text{reg}}(p) = \frac{1 + pT_p}{pT_i} \frac{G_f}{1 + pT_f} \quad (\text{II.56})$$

Avec le choix optimum des constantes du régulateur PI et sachant que la constante de temps du filtre  $T_f$  est petite devant celle du régulateur PI, on opte pour :

$$T_i = \frac{2 G_c (T_c + T_f)}{R_d} \quad (\text{II.57})$$

La constante  $T_p$  reste inchangée :

$$T_p = T_d \quad (\text{II.58})$$

#### Remarques:

Nous avons remarqué que :

- lorsque la constante proportionnelle  $T_p$  est prise

supérieure à la constante de la charge  $T_d$  la tension de commande,  $\hat{U}_c$ , sort des limites imposées (  $U_c$  sort de l'intervalle  $-U_{cm}, +U_{cm}$  ), le fonctionnement du système est perturbé

- plus la constante d'intégration  $T_i$  est choisie petite, plus le système réagit lentement. Par contre lorsqu'elle augmente, sans dépasser la constante de proportionnalité, le système reste stable
- dans le cas de conduction discontinue, cette régulation n'est pas applicable. On doit introduire la régulation adaptative [30] où on linéarise le pont de Graëtz [31]

## II.2.7 ALGORITHME DE RESOLUTION

Les équations différentielles décrivant le système alternatif, les filtres, le convertisseur, le système continu et la régulation sont assemblées et écrites sous la forme de l'équation (II.1), puis résolues par l'algorithme d'Euler-Trapeze, avec un pas d'intégration  $\Delta t$ , qui tient compte de la théorie de Shannon [32]. La plus faible constante de temps est celle du filtre du régulateur  $T_f=1.E-4s$ ,  $\Delta t$  est choisie de telle façon que :

$$\Delta t \leq \frac{T_f}{2} \Rightarrow \Delta t = 5.E-5s \quad (\text{II.59})$$

### Remarque:

Nous avons varié  $\Delta t$ , on constate que si  $\Delta t > 5.E-5s$  il y a divergence ( instabilités numériques, accumulation d'erreurs dans l'algorithme ). Par contre, si  $\Delta t < 5.E-5s$ , le résultat

s'améliore au détriment du temps d'exécution et des erreurs systématiques.

L'organigramme simplifié du processus de calcul des différentes variables ainsi que les états de conduction est donné par la Figure II.7.

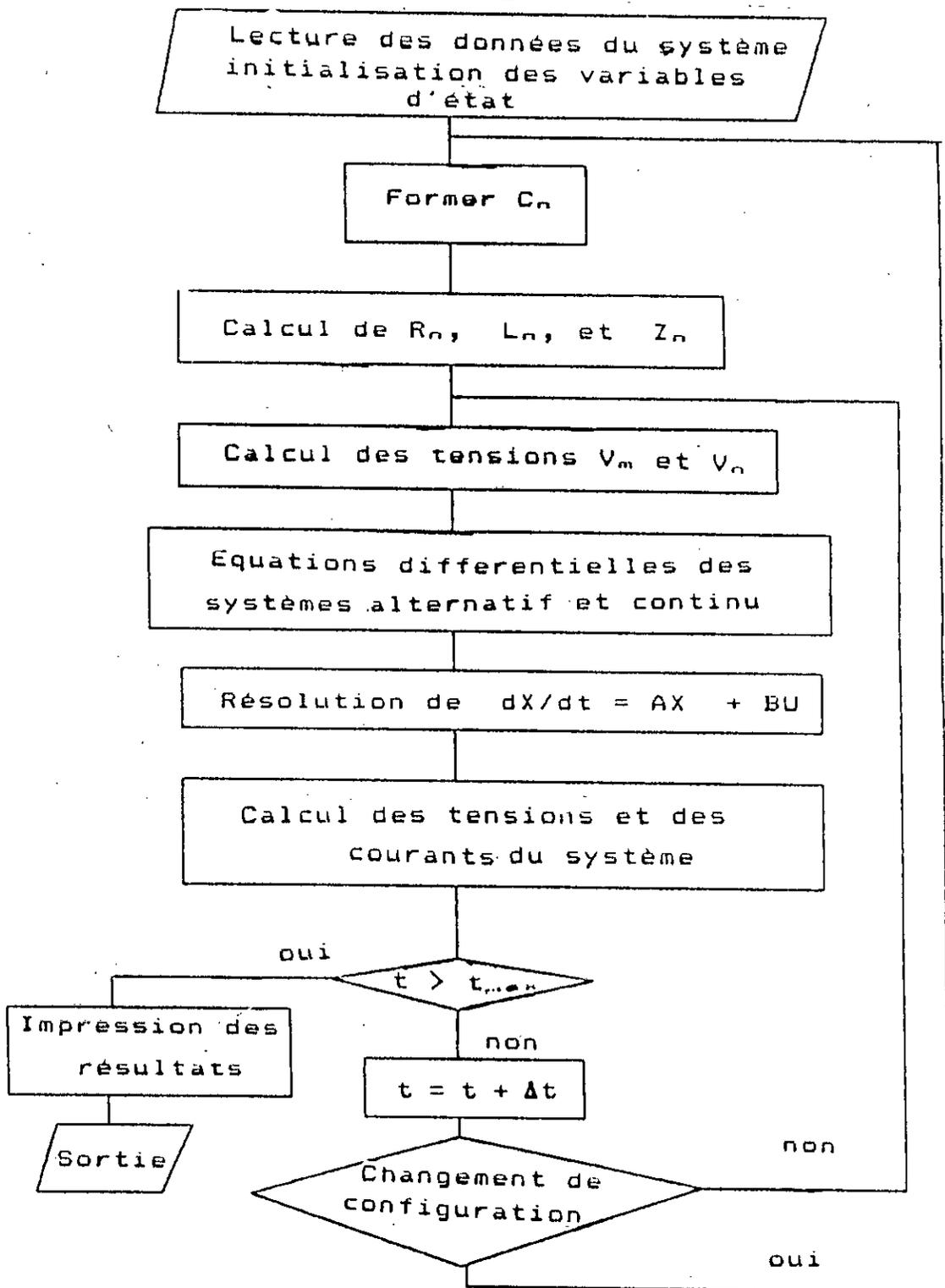
## II.3 RESULTATS DE LA SIMULATION

### II.3.1 SOURCE ALTERNATIVE IDEALE

Lorsque l'étude est réalisée pour un système alimenté par une source alternative triphasée idéale, sans filtres du côté alternatif, la simulation du système se fait avec des vecteurs et des matrices ne dépassant pas les dimensions respectives 6 et 6x6.

Les conditions initiales du fonctionnement du système sont :

- les différentes valeurs des éléments composant le système ( R-L-C )
- le courant redressé
- la tension d'alimentation alternative
- l'état de conduction des thyristors
- le temps initial et l'angle d'amorçage  $\alpha$

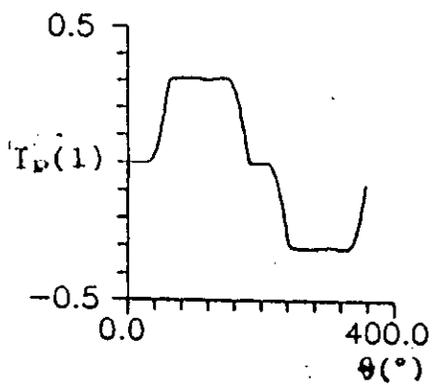


**Figure II.7** : Organigramme Simplifié des étapes de la simulation

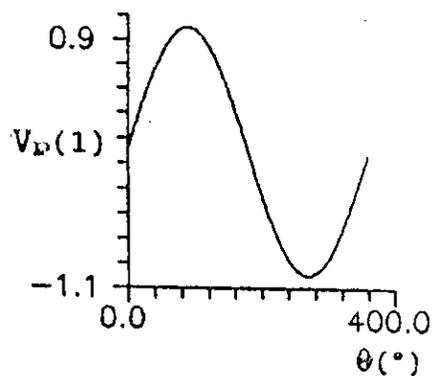
### II.3.1.1 REGIME ETABLI

#### A - ETUDE TEMPORELLE

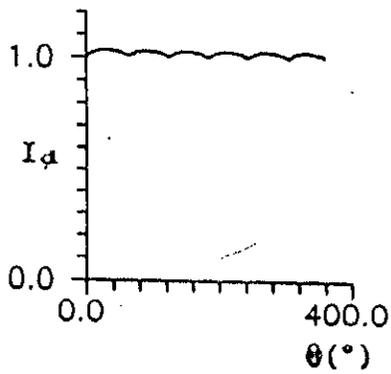
Pour le système de la Figure II.1, avec le primaire du transformateur alimenté par une source triphasée sinusoïdale idéale sans filtres du côté alternatif, on travaille à valeurs nominales, avec l'angle d'amorçage  $\alpha=0$ , ( Annexe A ).



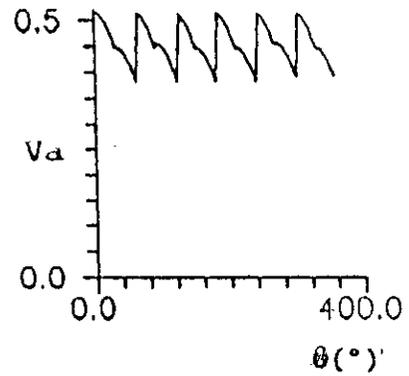
(a) Courant Primaire  $I_p(1)$



(b) Tension Primaire  $V_p(1)$



(c) Courant Redressé  $I_d$



(d) Tension Redressée  $V_d$

### Figure II.8 : Régime Etabli

Pour une période de fonctionnement, c'est à dire pour un temps électrique de 20 ms ( 50Hz ) avec un pas  $\Delta t = 5.E-5s$ , l'exécution du programme se fait en un temps de 1mn 21s 34' sur un micro-ordinateur PC<sup>1</sup>. On obtient les courbes de la Figure II.8, On remarque :

- l'effet des réactances de fuite du transformateur
- la symétrie de la tension et du courant alternatifs
- l'existence de six portions identiques du côté continu
- le courant redressé presque continu

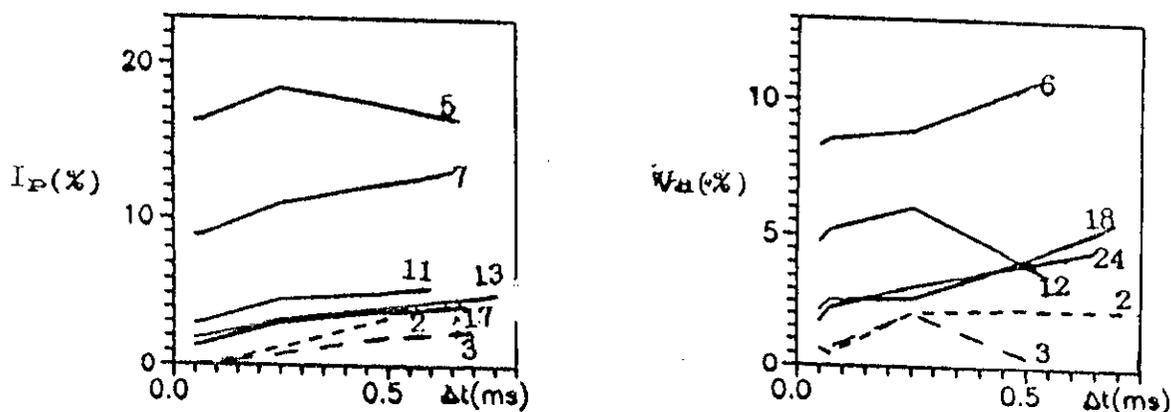
### B - ETUDE FREQUENTIELLE ( HARMONIQUES )

L'étude se fait pour un système équilibré, mais avec différents pas d'intégration. Dans le but d'observer l'effet de

<sup>1</sup> IBM/PC AT, type UC 80286, vitesse relative (PC original 100%)=880%, vitesse d'horloge 12 MHz, sans coprocesseur, mémoire 1024 KO.

ce dernier sur les harmoniques caractéristiques et non caractéristiques de la tension redressée et du courant alternatif du primaire du transformateur.

On obtient les courbes de la Figure II.9.



(a) Courant Primaire  $I_p(1)$

(b) Tension Redressée  $V_d$

**Figure II.9 : Harmoniques de la tension continue et du courant alternatif**

On constate que le pas  $\Delta t$  influe sur l'exactitude de la simulation, jusqu'à une valeur  $\Delta t = 0.25\text{ms}$  les harmoniques tensions  $V_d$  et courants  $I_p$  restent inchangés, d'où une bonne précision. Dès qu'on dépasse cette valeur les harmoniques caractéristiques et non caractéristiques de la tensions  $V_d$  et du courant  $I_p$  croissent alors que le point de fonctionnement reste inchangé. Au delà de  $\Delta t = 0.25\text{ms}$ , la précision des résultats est mauvaise. Cette étude nous a permis de déterminer  $\Delta t_{\text{max}}$  à respecter.

### II.3.1.2 REGIME DYNAMIQUE

Lors de ce régime, on procède de deux façons:

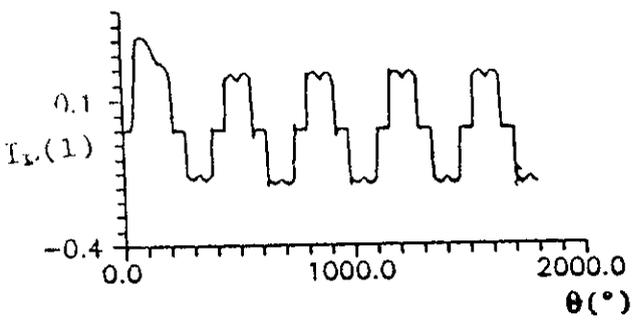
- 1<sup>ier</sup> Cas : on réduit, à partir de  $\theta = 30^\circ$  (  $\theta$  angle électrique ), le courant continu de référence,  $I_{ref}$ , de 100 % à 60 % du courant nominal.
- 2<sup>ieme</sup> Cas : le déroulement est identique au 1<sup>ier</sup> Cas jusqu'à la valeur  $\theta = 720^\circ$ , au delà de cette valeur, on réaugmente  $I_{ref}$  à 100 % par rapport au courant nominal pour tester de nouveau la réaction du système.

A - 1<sup>er</sup> Cas:  $I_{ref} = 60\%$  à partir de  $\theta = 30^\circ$

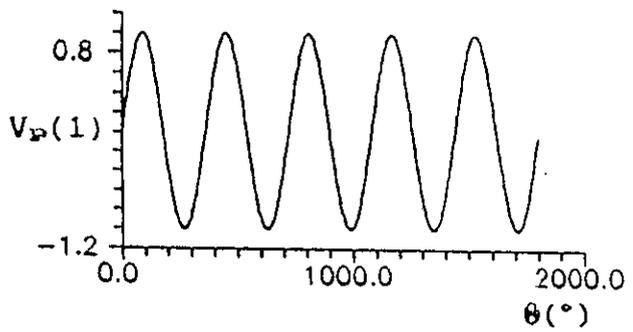
La Figure II.10 donne l'allure des courants et tensions continu et alternatif. On voit l'effet de la réduction du courant redressé de référence sur le côté continu ( la tension  $V_d$  et le courant  $I_d$  ). Quant au côté alternatif cet effet n'est observé que sur le courant primaire, contrairement à la tension alimentant le primaire du transformateur vue qu'elle est générée par une source sinusoïdale.

Le système se stabilise complètement à partir de la deuxième période (  $\theta = 400^\circ$  ).

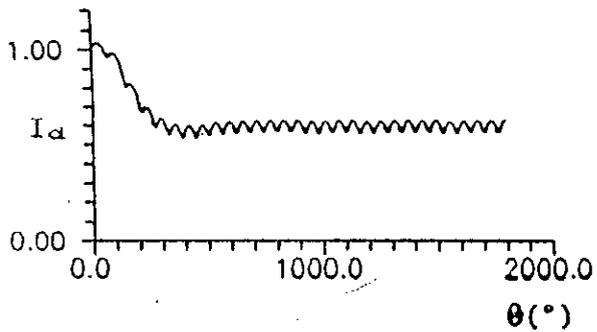
Avec la diminution de  $I_{ref}$ , le point de fonctionnement du système change, l'angle d'amorçage des thyristors augmente.



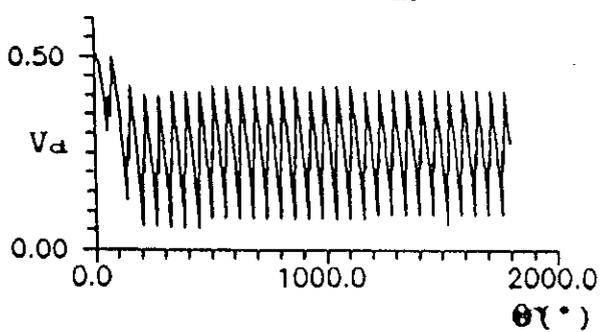
(a) Courant Primaire  $I_p(1)$



(b) Tension Primaire  $V_p(1)$



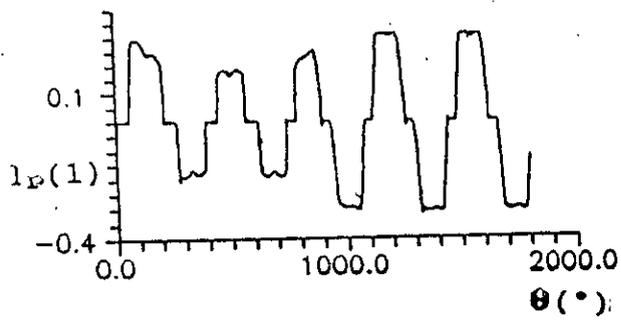
(c) Courant Redressé  $I_d$



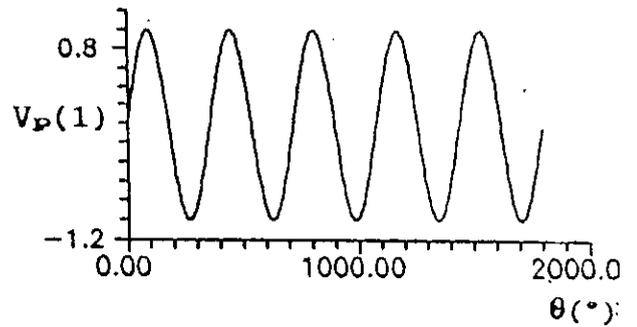
(d) Tension Redressée  $V_d$

**Figure II.10 : Régime Dynamique - Réduction Indicielle de  $I_{ref}$  de  $\theta = 30^\circ$**

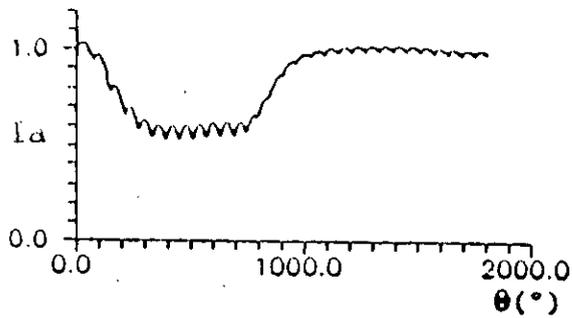
B - 2<sup>ième</sup> Cas :  $I_{ref} = 60\%$  entre  $\theta = 30^\circ : 720^\circ$



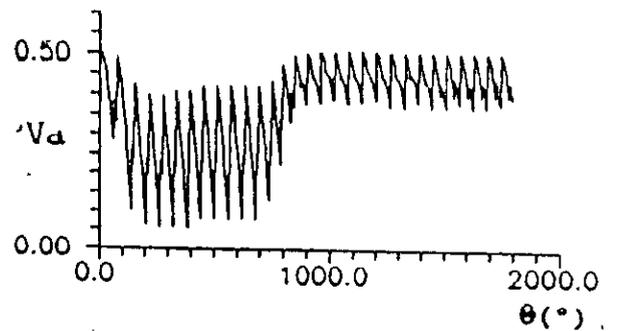
(a) Courant Primaire  $I_p(1)$



(b) Tension Primaire  $V_p(1)$



(c) Courant Redressé  $I_d$



(d) Tension Redressée  $V_d$

**Figure II.11** : Régime Dynamique - Réduction Indicielle de  $I_{ref}$  entre  $\theta = 30^\circ - 720^\circ$

Les courbes de la Figure II.11 donnent l'allure des courants et des tensions du système ( côtés continu et alternatif ).

De  $\theta$  allant de  $0^\circ$  jusqu'à  $720^\circ$ , les constatations sont les mêmes que dans le 1<sup>ier</sup> cas, au delà de  $\theta = 720^\circ$ , lorsque le courant de référence augmente ( le point de fonctionnement revient au point nominal ), la tension  $V_d$  et les courants  $I_d$  et  $I_p$  réaugmentent. Quant à la tension  $V_p$ , elle reste insensible aux deux perturbations.

Le système se stabilise durant la cinquième période à  $\theta = 1000^\circ$  ( réaction rapide ).

### II.3.2 SOURCE ALTERNATIVE NON IDEALE

Lorsque l'étude est réalisée pour un pont alimenté par une source alternative triphasée non idéale avec filtres du côté alternatif, la simulation de ce système se fait en introduisant des vecteurs et des matrices allant jusqu'aux dimensions respectives 40 et 40x40.

Les conditions initiales de fonctionnement sont les mêmes que dans le cas du système de la section II.3.1, en plus des données initiales des tensions et des courants aux bornes des capacités, des inductances et des résistances des filtres et de la branche de compensation.

### II.3.2.1 REGIME ETABLI

#### A - ETUDE TEMPORELLE

La simulation est, toujours, réalisée pour le système de la Figure II.1 ( système complet ), avec un fonctionnement nominal.

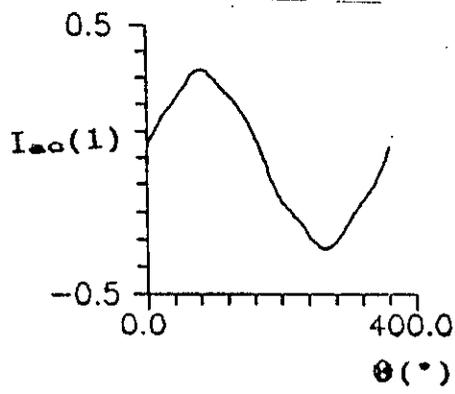
Pour une période de fonctionnement avec un pas d'intégration  $\Delta t = 5.E-5s$ , le temps d'exécution du programme est de 4h 21mn 58s 63' sur un micro-ordinateur PC<sup>2</sup>.

On obtient les courbes de la Figure II.12. On observe l'existence de :

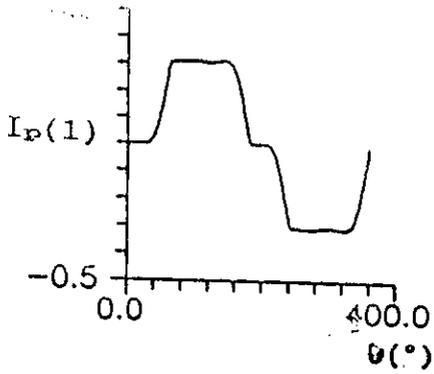
- six portions identiques du côté continu
- une symétrie du côté alternatif
- harmoniques caractéristiques  
s de courants (  $n = 5, 7, \dots$  ), dont l'amplitude du fondamentale est égale à  $I_p/n$
- la commutation due aux réactances de fuite du transformateur et celle du réseau

---

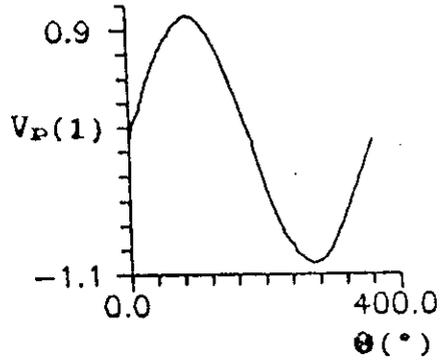
<sup>2</sup> IBM/PC AT, type UC 80286, vitesse relative (PC original 100%)=880%, vitesse d'horloge 12 MHz, sans coprocesseur, mémoire 1024 KO.



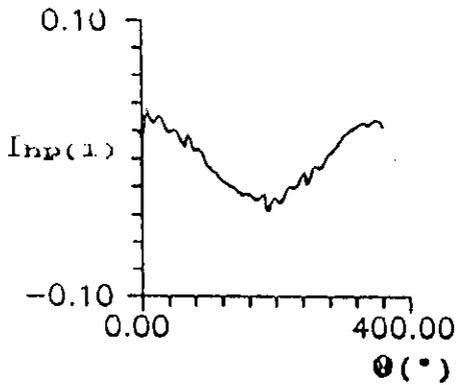
(a) Courant de Source  $I_{ac}(1)$



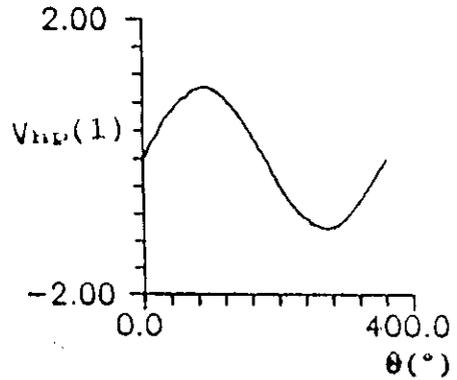
(b) Courant Primaire  $I_p(1)$



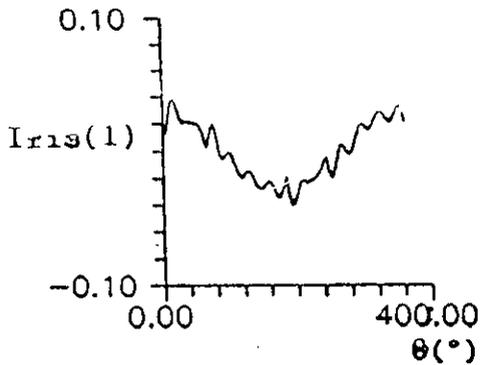
(c) Tension Primaire  $V_p(1)$



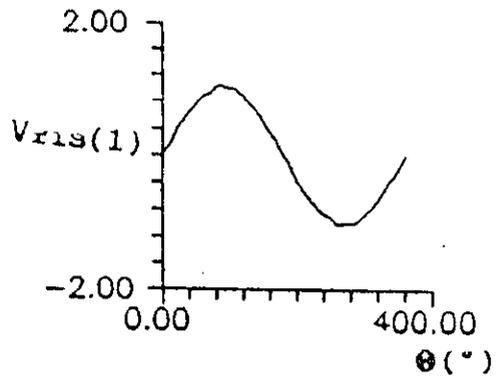
(d) Harmonique Courant  $I_{hp}(1)$



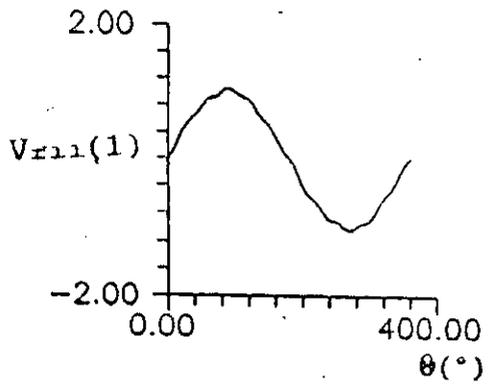
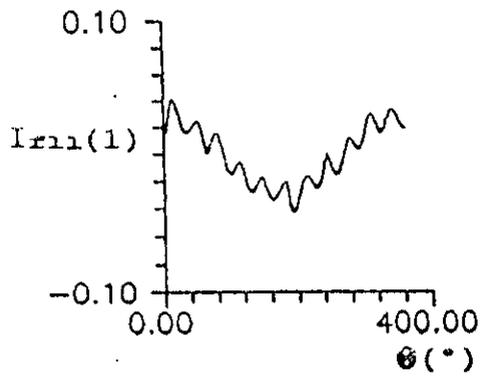
(e) Harmonique Tension  $V_{hp}(1)$



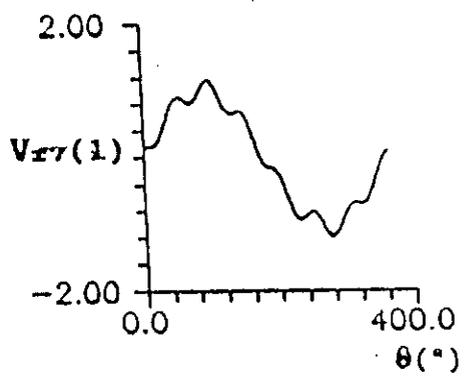
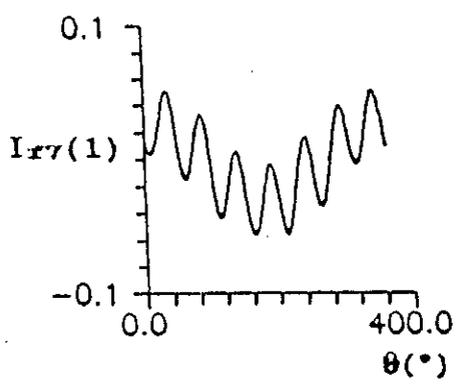
(f) Harmonique Courant  $I_{f13}(1)$



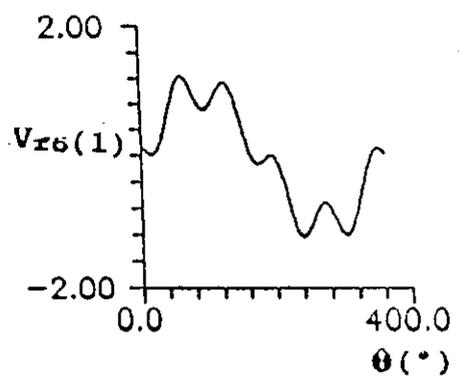
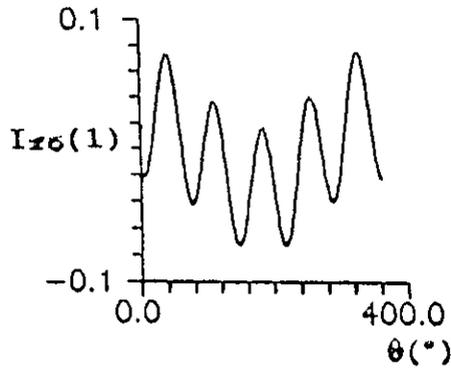
(g) Harmonique Tension  $V_{f13}(1)$



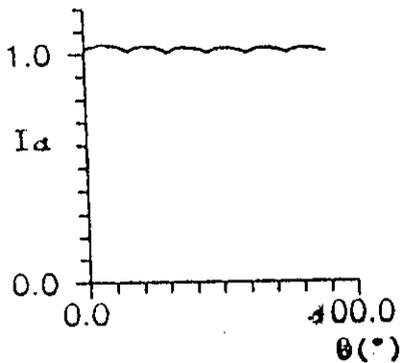
(h) Harmonique Courant  $I_{f11}(1)$  (i) Harmonique Tension  $V_{f11}(1)$



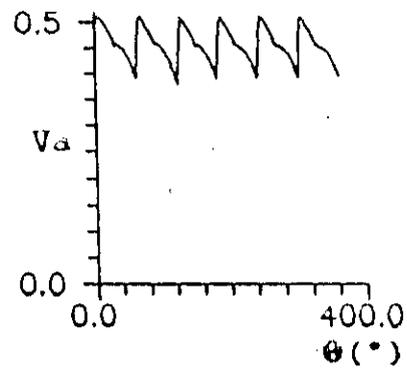
(j) Harmonique Courant  $I_{f7}(1)$  (k) Harmonique Tension  $V_{f7}(1)$



(l) Harmonique Courant  $I_{f5}(1)$  (m) Harmonique Tension  $V_{f5}(1)$



(n) Courant Redressé  $I_d$



(o) Tension Redressée  $V_d$

Figure II.12 : Régime Etabli

## B - ETUDE FREQUENTIELLE

L'étude des harmoniques, se basera sur deux essais, dont le premier consiste en l'étude d'un système équilibré avec un pas d'intégration constant égal à  $5.E-2$  ms, un pas donnant un angle  $\theta = 1^\circ$ .

Les résultats, du cas du pont alimenté par une source idéale alternative sans filtres et celui du pont alimenté par une source alternative non idéale avec filtres, sont présentés dans le tableau II.1, on remarque que :

- les harmoniques non caractéristiques sont négligeables devant ceux caractéristiques
- les amplitudes des harmoniques caractéristiques du courant sont presque égales au rapport de l'amplitude fondamentale du courant sur le rang de l'harmonique, la différence étant due à l'angle de commutation des thyristors

- lorsque le système est sans filtres du côté alternatif les harmoniques non caractéristiques sont plus élevés que ceux avec filtres.

Harmoniques de la tension Continue $V_d$			Harmoniques du courant Alternatif $I_p$		
n	Sans filtre	Avec filtre	n	Sans filtre	Avec filtre
1	1.128	.053	1	100.000	100.000
2	.646	.058	2	.071	.073
3	1.114	.072	3	.061	.141
4	1.453	.078	4	.073	.107
5	1.110	.264	5	16.290	16.081
6	8.315	7.781	6	0.025	.041
7	1.100	.130	7	8.863	8.776
8	.996	.087	8	.031	.017
9	1.094	.054	9	.040	.059
10	1.148	.101	10	.047	.046
11	1.086	.043	11	2.860	2.697
12	4.751	4.921	12	.021	.038
13	1.076	.026	13	1.851	1.748
14	.990	.025	14	.032	.017
15	1.064	.020	15	.038	.012
16	1.098	.011	16	.042	.009
17	1.051	.004	17	1.333	1.218
18	2.165	2.803	18	.023	.008

**Tableau II.1 : Harmoniques de la tension  $V_d$  et du courant  $I_p$**

Le second test consiste en l'étude d'un système présentant un défaut. On introduit au niveau de la source alternative de Thevenin un composant harmonique  $n$ , tel que l'on ait l'expression suivante :

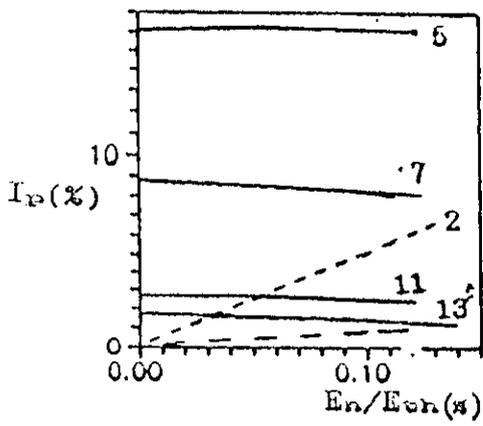
$$e_{th}(i) = E_{th} \sin(\omega t + (i - 1) \frac{2\pi}{3} + \theta_{th}) + E_n \sin(n \omega t + (i - 1) \frac{2\pi}{3} + \theta_{th} + \theta_n) \quad (II.60)$$

$$i = 1, 2 \text{ ou } 3$$

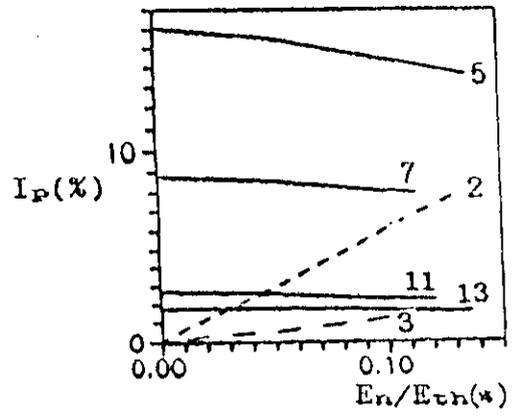
où l'on fixe :

- les composants harmoniques à  $n = 2$  et  $4$
- les déphasages  $\theta_n = 0^\circ, 90^\circ$  et  $180^\circ$
- les amplitudes  $E_n/E_{th} = 0\%, 5\%$  et  $10\%$

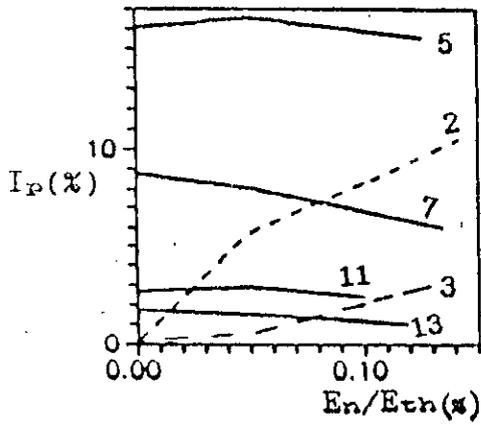
Les résultats de la simulation sont donnés par les courbes des Figures II.13, II.14, II.15 et II.16



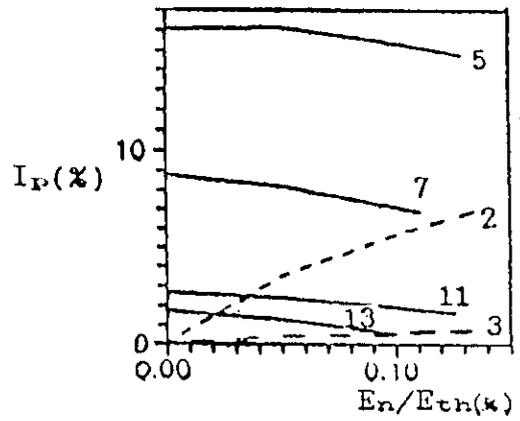
(a)  $n = 2$  et  $\theta_n = 0^\circ$



(b)  $n = 2$  et  $\theta_n = 90^\circ$

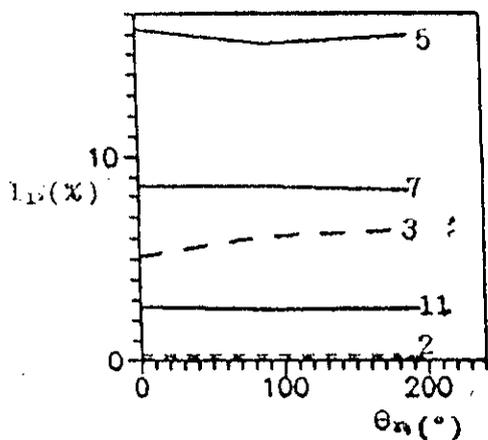


(c)  $n = 4$  et  $\theta_n = 0^\circ$

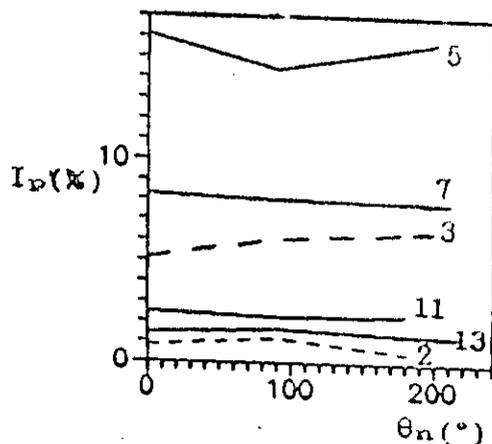


(d)  $n = 4$  et  $\theta_n = 90^\circ$

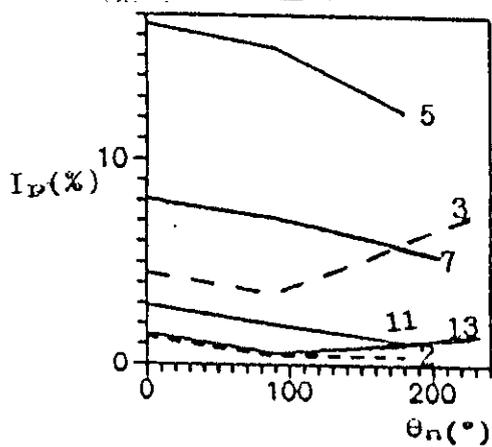
**Figure II.13 : Harmoniques du courant alternatif avec  $n$  et  $\theta_n$  variables**



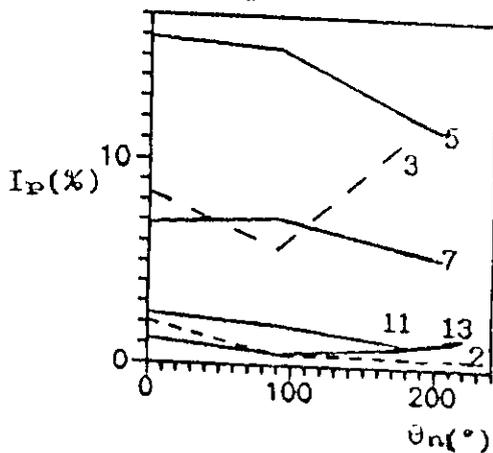
(a)  $n = 2$  et  $E_n/E_{th} = 5\%$



(b)  $n = 2$  et  $E_n/E_{th} = 10\%$

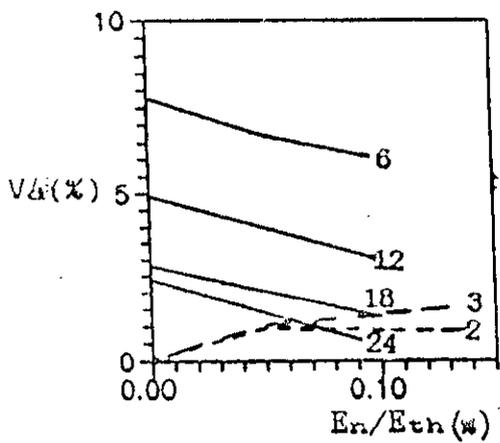


(c)  $n = 4$  et  $E_n/E_{th} = 5\%$

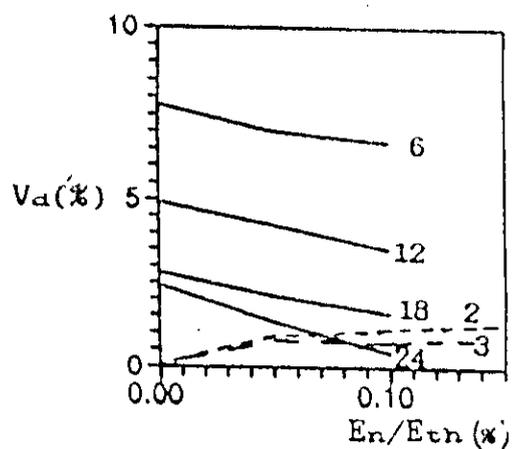


(d)  $n = 4$  et  $E_n/E_{th} = 10\%$

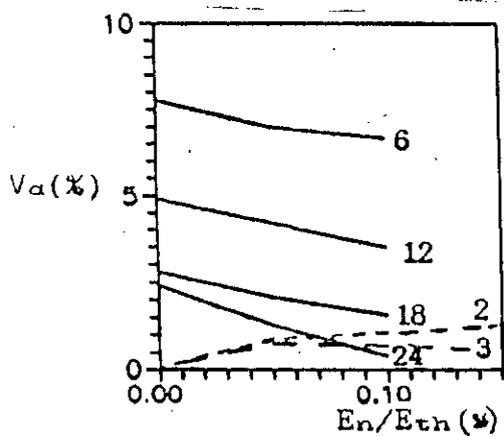
**Figure II.14 : Harmoniques du courant alternatif avec  $n$  et  $E_n/E_{th}$  variables**



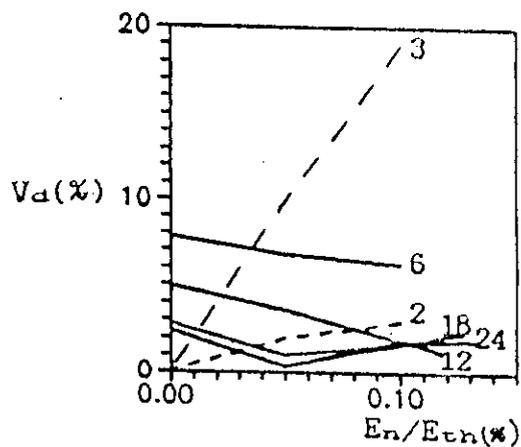
(a)  $n = 2$  et  $\theta_n = 0^\circ$



(b)  $n = 2$  et  $\theta_n = 90^\circ$

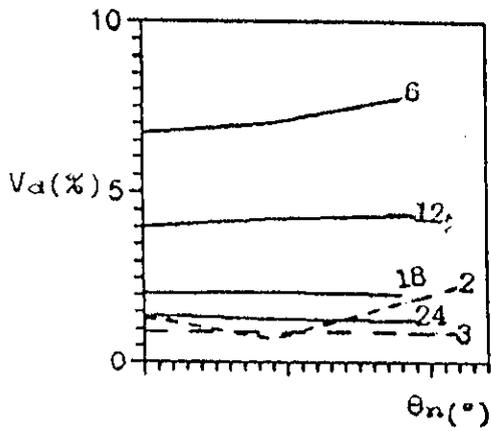


(c)  $n = 4$  et  $\theta_n = 0^\circ$

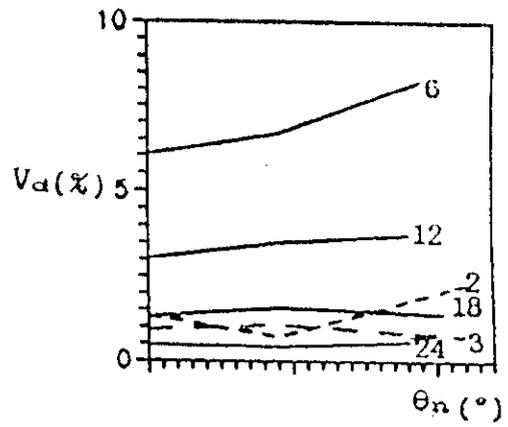


(d)  $n = 4$  et  $\theta_n = 90^\circ$

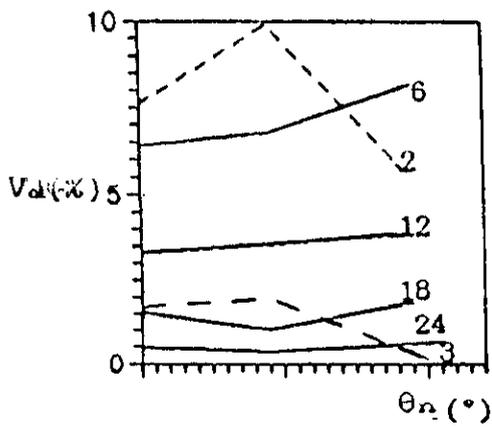
**Figure II.15 : Harmoniques de la tension Redressée avec  $n$  et  $\theta_n$  variables**



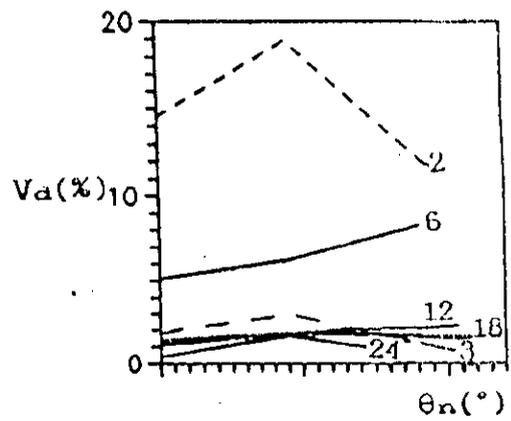
(a)  $n = 2$  et  $E_n/E_{th} = 5\%$



(b)  $n = 2$  et  $E_n/E_{th} = 10\%$



(c)  $n = 4$  et  $E_n/E_{th} = 5\%$



(d)  $n = 4$  et  $E_n/E_{th} = 10\%$

**Figure II.16 : Harmoniques de la tension Redressée avec  $n$  et  $E_n/E_{th}$  variables**

Des Figures précédentes, on tire les remarques suivantes :

- L'existence d'un défaut quelconque de la source alternative de Thévenin entraîne l'apparition d'harmoniques non caractéristiques, dont l'amplitude de ceux de rang faible augmentent jusqu'à 20 % par rapport à la valeur moyenne pour la tension redressées  $V_d$  et 10% par rapport à la valeur du fondamental du courant primaire du transformateur  $I_p$ .
- Les harmoniques non caractéristiques générés sont d'ordre  $3K$  ( $K \in \mathbb{N}$ ) pour la tension redressée et  $3K \pm 1$  pour le courant alternatif
- L'augmentation de l'amplitude de n'importe quel composant harmonique de la source alternative de Thévenin  $E_n$ , fait que les harmoniques caractéristiques du courant  $I_p$  et tension  $V_d$  soient très élevés
- Plus le rang du composant harmonique de la source alternative de Thévenin ( $n$ ) augmente, plus il y a élévation des harmoniques non caractéristiques
- Pour un composant harmonique  $n$  fixe, la variation quelconque de l'angle  $\theta_n$  entraîne une augmentation des amplitudes des harmoniques non caractéristiques de la tension continue  $V_d$  et du courant primaire du transformateur  $I_p$ , elle n'excède pas 1%
- L'amplitude des harmoniques non caractéristiques de la tension redressée  $V_d$  s'élève plus que celle du courant alternatif  $I_p$  durant une perturbation quelconque de la source alternative de Thévenin
- L'influence est très importante sur les harmoniques non caractéristiques, lors de la variation de l'amplitude  $E_n$

que la variation de l'angle  $\theta_n$ .

- L'influence du défaut de la source alternative de Thévenin sur les harmoniques caractéristiques est faible.

### II.3.2.2 REGIME DYNAMIQUE

Pendant ce régime, pour le système de la Figure II.1, dont les données sont à l'annexe B, on procède de la même façon que dans la section II.2.2.

Lors du premier cas, on crée une perturbation à partir de l'angle  $\theta = 30^\circ$ . Le courant continu de référence  $I_{ref}$ , est réduit à 60 % par rapport au courant nominal.

Durant le deuxième cas, la réduction du courant de référence  $I_{ref}$ , de 100% à 60% par rapport au courant nominal, est produite entre les angles  $\theta = 30^\circ$  et  $\theta = 720^\circ$ .

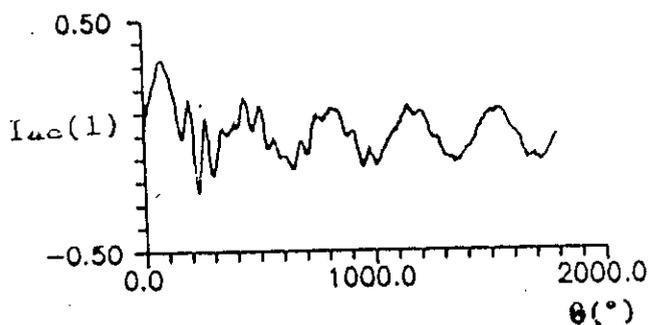
**A - 1<sup>er</sup> Cas:**  $I_{ref} = 60 \%$  de  $\theta = 30^\circ$

La Figure II.17 donne l'allure des courants et tensions continu et alternatif. On remarque l'effet de la réduction du courant redressé de référence sur la tension  $V_d$  et le courant  $I_d$  du côté alternatif. Cette fois-ci, l'effet de la perturbation est observé sur la tension alimentant le primaire du transformateur.

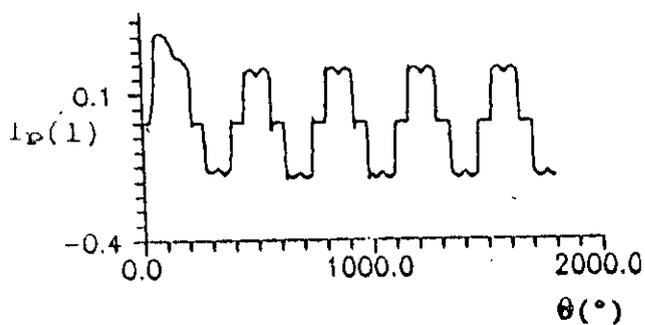
Le système se stabilise complètement à partir de la troisième période.

Avec la diminution de  $I_{ref}$ , l'angle d'amorçage des thyristors augmente. Les oscillations existantes au niveau des

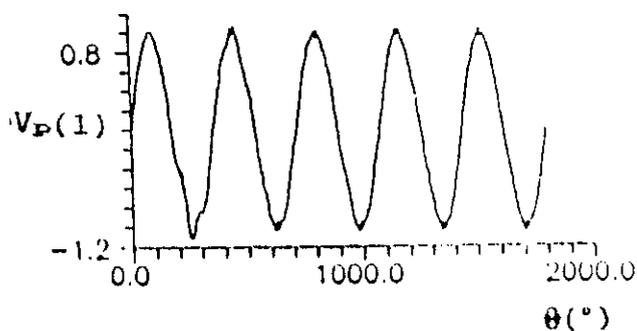
tensions et courants sont plus élevées que lors de la simulation du système sans filtres.



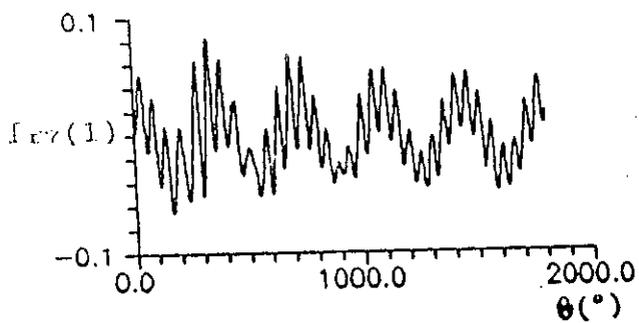
(a) Courant de Source  $I_{ac}(1)$



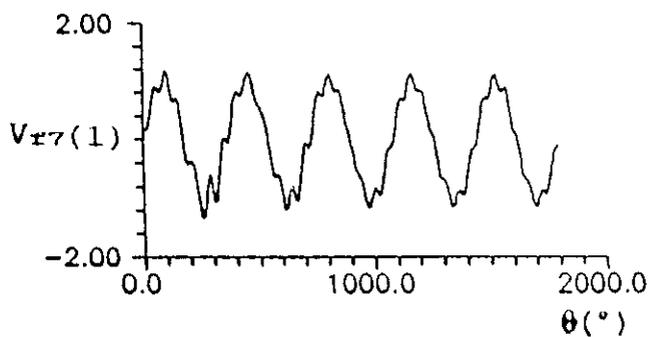
(b) Courant Primaire  $I_p(1)$



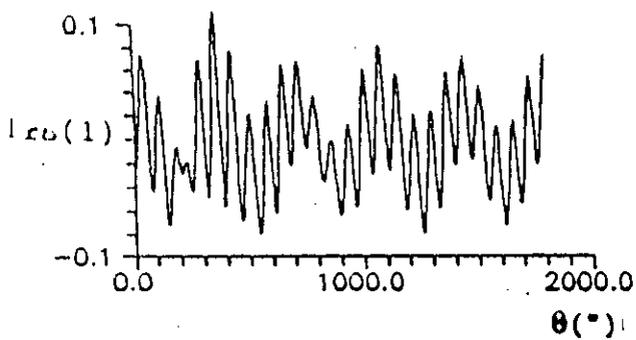
(c) Tension Primaire  $V_p(1)$



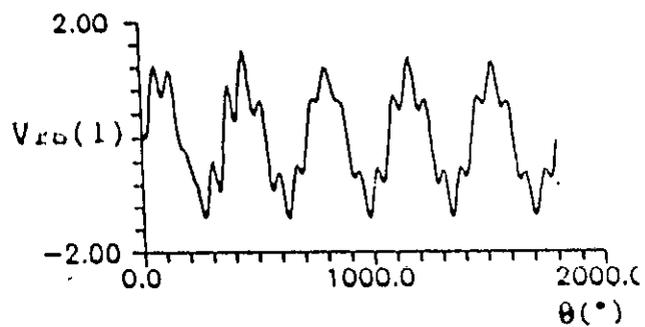
(d) Harmonique Courant  $I_{f7}(1)$



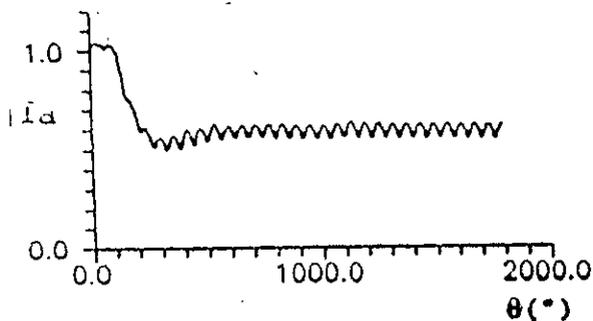
(e) Harmonique Tension  $V_{f7}(1)$



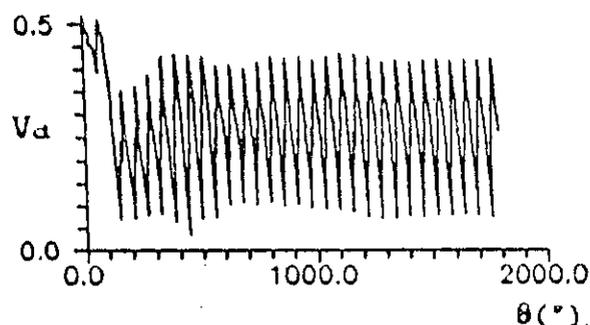
(f) Harmonique Courant  $I_{f5}(1)$



(g) Harmonique Tension  $V_{f5}(1)$



(h) Courant Redressé  $I_d$



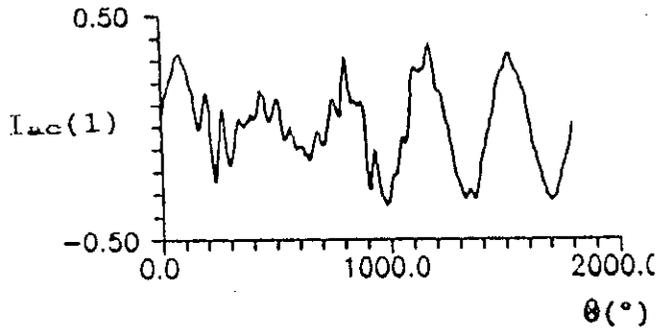
(i) Tension Redressée  $V_d$

**Figure II.17 : Régime Dynamique - Réduction Indicielle de  $I_{ref}$  de  $\theta = 30^\circ$**

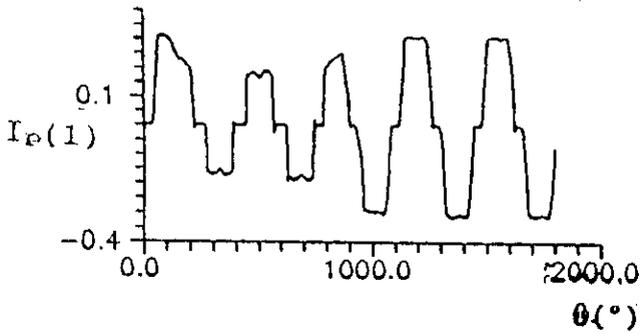
B - 2<sup>ème</sup> Cas :  $I_{ref} = 60\%$  entre  $\theta = 30^\circ:720^\circ$

Les courbes de la Figure II.18 donnent l'allure des courants et tensions du système ( côtés continu et alternatif ).

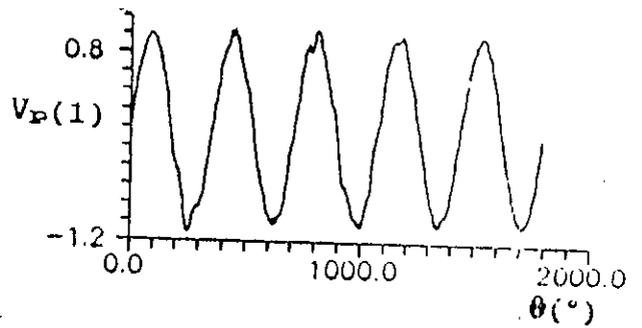
Pour un angle  $\theta$  variant de  $0^\circ$  jusqu'à  $720^\circ$ , les remarques sont similaires au premier cas. Pour  $\theta$  supérieur à  $720^\circ$ , lorsque le courant de référence augmente ( le point de fonctionnement devient nominal ), les courants  $I_d$ ,  $I_{ac}$ ,  $I_p$ , ceux des filtres et de la tension  $V_d$  réaugmentent de nouveau. Quant à la tension alternative et celles des filtres, elles présentent des oscillations dues aux deux perturbations. Par la suite, à partir de la cinquième période le système se stabilise ( réaction rapide ).



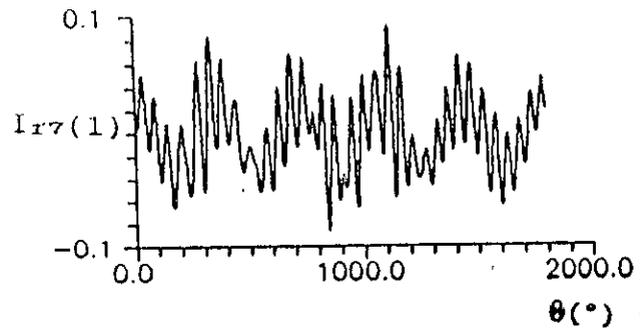
(a) Courant de Source  $I_{ac}(1)$



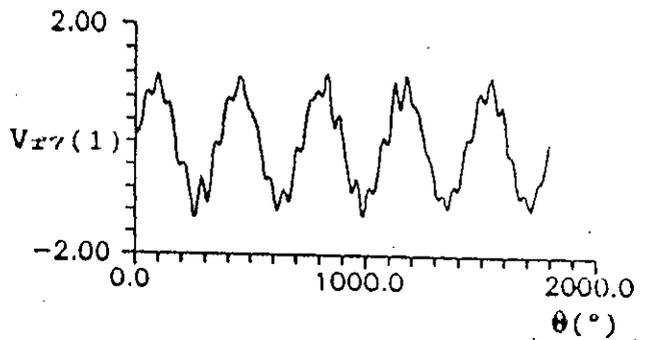
(b) Courant Primaire  $I_p(1)$



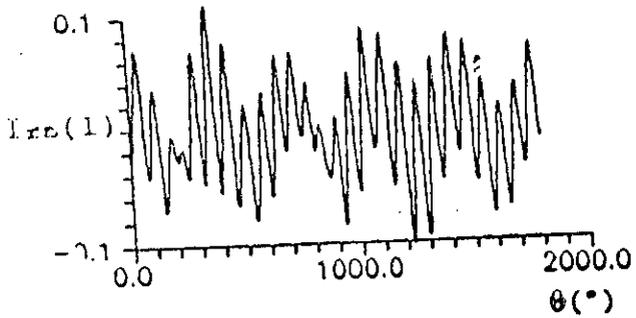
(c) Tension Primaire  $V_p(1)$



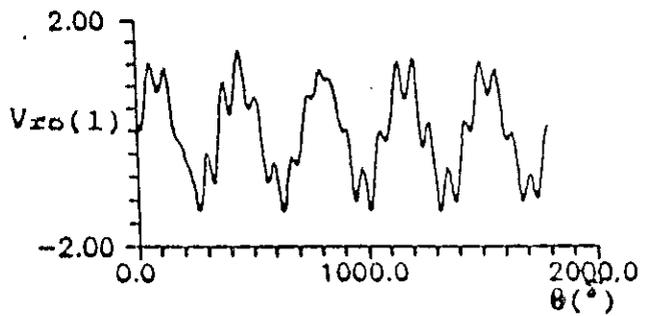
(d) Harmonique Courant  $I_{f7}(1)$



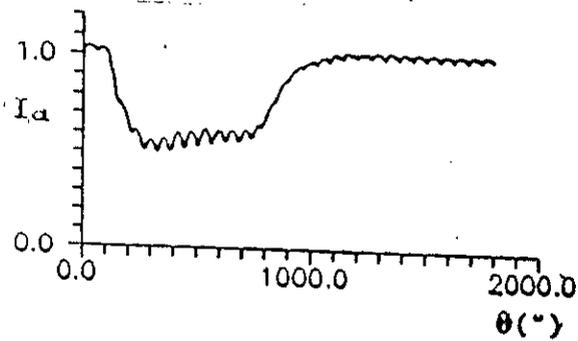
(e) Harmonique Tension  $V_{f7}(1)$



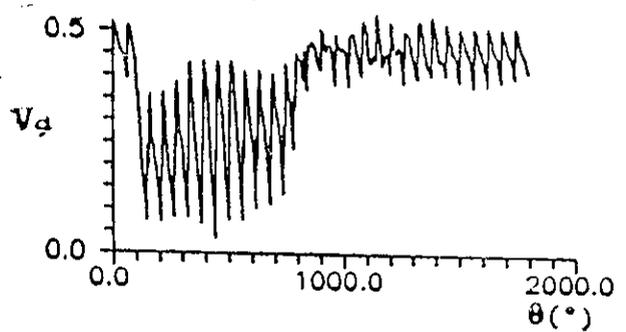
(f) Harmonique Courant  $I_{f5}(1)$



(g) Harmonique Tension  $V_{f5}(1)$



(h) Courant Redressé  $I_d$



(i) Tension Redressée  $V_d$

**Figure II.18** : Régime Dynamique - Réduction Indicielle de  $I_{ref}$  entre  $\theta = 30^\circ - 720^\circ$

CHAPITRE III

MODELE A CIRCUITS DISCRETS  
ASSOCIE

### III.1 INTRODUCTION [33,34]

Le modèle à circuits discrets associé repose sur une méthode simple, développée pour représenter les équations d'état d'un système . Ce dernier est identifié à un modèle mathématique discret, on aura alors à résoudre des équations aux différences. La résolution de ces équations algébriques se fait par la combinaison d'un algorithme d'intégration, la solution est combinée à la méthode de Bergeron, le système est alors pris comme l'équivalent d'une résistance en série avec une source de tension continue ou en parallèle avec une source de courant continu pour représenter la contribution de l'énergie emmagasiner dans les éléments du système. Cette représentation réduit l'analyse transitoire, du réseau dynamique décrit les équations différentielles, à l'analyse continue du réseau résistif décrit seulement par les équations algébriques. Dans l'analyse nodale, on préfère la représentation parallèle.

Le modèle à circuits discrets associé adopté dans l'analyse des circuits est généralement associé à l'algorithme Trapézoïdal ou Backward-Euler.

Dans le cas où l'on opte pour l'algorithme trapézoïdal, la résistance reste inchangée car l'équation donnant la tension aux bornes de la résistance n'est pas une équation différentielle, il n'y a aucune intégration à faire. Par contre la capacité et l'inductance seront représentées dans ce qui suit :

**Inductance :**

Pour celle représentée par la Figure III.1(a), la chute de tension à ses bornes est donnée par :

$$V_k(t) - V_m(t) = L \frac{di_{k,m}(t)}{dt} \Rightarrow \frac{di_{k,m}(t)}{dt} = \frac{1}{L} (V_k(t) - V_m(t)) \quad (\text{III.1})$$

En introduisant la formule trapézoïdale suivante :

$$x_t = x_{t-\Delta t} + \Delta t \left( \frac{\frac{dx(t)}{dt} + \frac{dx(t-\Delta t)}{dt}}{2} \right) \quad (\text{III.2})$$

$$\frac{dx(t)}{dt} = a x(t) + b u(t)$$

l'équation différentielle (III.1) devient :

$$i_{k,m}(t) = \left( \frac{\Delta t}{2L} \right) [ V_k(t) - V_m(t) ] + I_{k,m}(t-\Delta t) \quad (\text{III.3})$$

avec :

$$I_{k,m}(t-\Delta t) = i_{k,m}(t-\Delta t) + \left( \frac{\Delta t}{2L} \right) [ V_k(t-\Delta t) - V_m(t-\Delta t) ] \quad (\text{III.4})$$

Le schéma équivalent de l'équation (III.3) est alors donné par la Figure III.1(b).

**Capacité :**

Son schéma est donné à la Figure III.1(c). Le calcul du courant circulant dans son circuit est égal à :

$$i_{k,m}(t) = \frac{1}{C} \frac{d}{dt} (V_k(t) - V_m(t)) \Rightarrow \frac{d}{dt} (V_k(t) - V_m(t)) = C i_{k,m}(t) \quad (\text{III.5})$$

Pour l'équation (III.5), on procède de la même façon que pour l'inductance. On applique la formule trapézoïdale aux instants  $t$  et  $\Delta t$ , on obtient :

$$i_{k,m}(t) = \left( \frac{2C}{\Delta t} \right) ( V_k(t) - V_m(t) ) + I_{k,m}(t-\Delta t) \quad (\text{III.6})$$

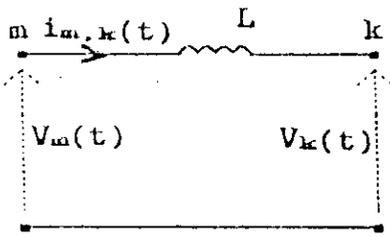
avec :

$$I_{k,m}(t-\Delta t) = -i_{k,m}(t-\Delta t) - \left( \frac{2C}{\Delta t} \right) [ V_k(t-\Delta t) - V_m(t-\Delta t) ] \quad (\text{III.7})$$

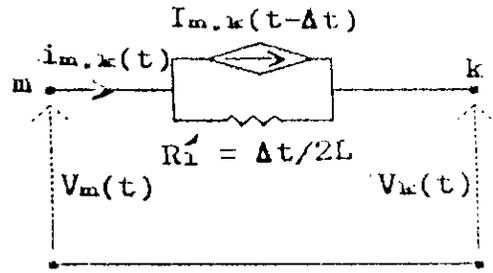
Le schéma équivalent de l'équation (III.6) est illustré par la Figure III.1(d).

Ce modèle est avantageux pour les raisons suivantes :

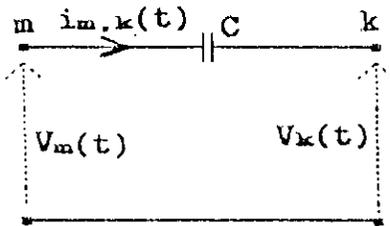
- facilité de représenter un système non linéaire ( machine synchrone, parafoudre, saturation, etc... )
- facilité de simuler un système quelconque
- pouvoir d'éliminer l'instabilité numérique
- possibilité d'avoir un multipas, qui augmente la précision
- gain en temps d'exécution
- résolution du système équivalent comme un circuit à réseau continu



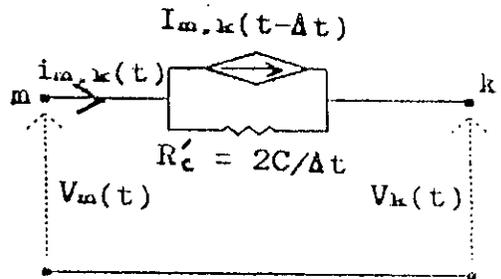
(a) Inductance



(b) Circuit équivalent de l'inductance



(c) Capacité



(d) Circuit équivalent de la capacité

**Figure III.1** : Modèle à circuits discrets associé à la loi Trapézoïdale

### III.2 MODELISATION [35,36]

On procède à la simulation à modèle associé aux circuits discrets du système de la Figure II.1. Il devient alors suivant le schéma de la Figure III.2.

Dans ce modèle, l'ensemble des équations différentielles représentant le système à étudier, s'écrit sous la forme d'un système d'équations :

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (\text{III.8})$$

La résolution de ce système équation se fait à partir de la représentation associée à la forme discrète, elle utilise la méthode implicite d'intégration ( la loi trapézoïdale, définie par l'équation (III.2) ). En remplaçant les dérivées aux instants  $t$  et  $t-\Delta t$  dans l'équation (III.2), on obtient :

$$X_t = \left( I - \frac{A}{2}\Delta t \right)^{-1} \left[ \left( I + \frac{A}{2}\Delta t \right) X_{t+\Delta t} + \frac{B}{2}\Delta t ( U_t + U_{t-\Delta t} ) \right] \quad (\text{III.9})$$

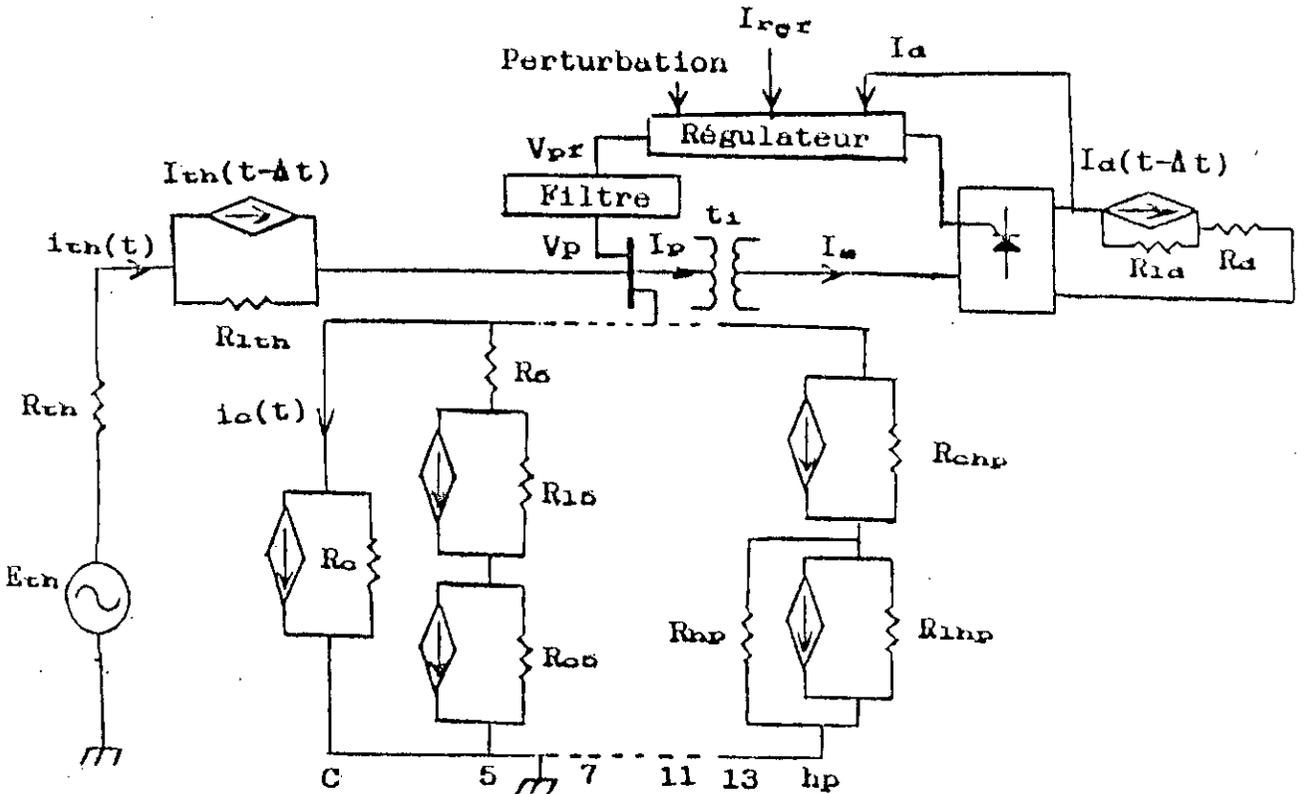


Figure III.2 : Schéma équivalent associé au modèle à circuits discrets du système à étudier

### III.2.1 PONT DE GRAETZ

Comme pour le modèle à équations d'état, la modélisation du pont de Graëtz se fait en introduisant la technique tensorielle. On choisit l'arbre de la Figure II.2, l'ensemble des équations des 5 mailles indépendantes donnant le vecteur de tensions des mailles  $V_m$  est :

$$V_m = Z_m I_m \quad (\text{III.10})$$

avec :

- $Z_m$  : Matrice impédance des mailles
- $I_m$  : Vecteur des courants de mailles ( courants indépendants )

Dans le cas de conduction normale, on introduit une matrice incidente  $C_n$ , qui relie un état spécifique de conduction ( modèle réduit ) à la topologie globale ( modèle complet ).

Le vecteur des courants indépendants et le vecteur des tensions des mailles du modèle réduit (  $I_n, V_n$  ) s'expriment respectivement en fonction des vecteurs des courants indépendants et des tensions des mailles du modèle complet (  $I_m, V_m$  ) par des relations similaires à celles données par le modèle continu :

$$I_m = C_n I_n \quad (\text{III.11})$$

$$V_n = C_n^t V_m \quad (\text{III.12})$$

En combinant les équations (III.8), (III.11) et (III.12),

on arrive à :

$$\mathbf{V}_n = [\mathbf{C}_n^t \mathbf{Z}_m \mathbf{C}_n] \mathbf{I}_m = \mathbf{Z}_n \mathbf{I}_n \quad (\text{III.13})$$

avec :

$$\mathbf{Z}_n = \mathbf{C}_n^t \mathbf{Z}_m \mathbf{C}_n \quad (\text{III.14})$$

ou encore :

$$\mathbf{Z}_n = \mathbf{R}_n + p\mathbf{L}_n \quad (\text{III.15})$$

avec:

$\mathbf{R}_n$  : matrice résistance du modèle réduit

$\mathbf{L}_n$  : matrice inductance du modèle réduit

$p=d/dt$  : l'opérateur "dérivée"

A partir des équations (III.13) et (III.15), on obtient :

$$p\mathbf{I}_n = \mathbf{L}_n^{-1} [ -\mathbf{R}_n\mathbf{I}_n + \mathbf{V}_n ] \quad (\text{III.16})$$

L'intégration de cette équation différentielle par la loi trapézoïdale, suit la même forme que l'équation (III.9), elle donne :

$$\begin{aligned} (\mathbf{I}_n)_t &= \left( \mathbf{I} + \frac{\Delta t}{2} \mathbf{L}_n^{-1} \mathbf{R}_n \right)^{-1} \\ & \left( \left[ \mathbf{I} - \frac{\Delta t}{2} \mathbf{L}_n^{-1} \mathbf{R}_n \right] (\mathbf{I}_n)_{t-\Delta t} + \frac{\Delta t}{2} \mathbf{L}_n^{-1} [ (\mathbf{V}_n)_{t-\Delta t} + (\mathbf{V}_n)_t ] \right) \end{aligned} \quad (\text{III.17})$$

### III.2.1.1 TENSIONS ET COURANTS DES THYRISTORS

Dans cette section, les étapes pour la détermination des équations donnant les tensions et les courants des thyristors ( valves ) sont les mêmes que celles du modèle à équations d'état ( de l'équation (II.15) à l'équation (II.20) ). On retient :

Le vecteur tensions aux bornes des thyristors :

$$\mathbf{V}_v = \mathbf{D}_r^{-1} \mathbf{V}_{xr} \quad (\text{III.18})$$

où :

$\mathbf{D}_r$  : matrice réduite de  $\mathbf{D}$

$\mathbf{V}_{xr}$  : vecteur réduit de  $\mathbf{V}_x$

$\mathbf{V}_v$  : vecteur de dimension 6x1

avec la matrice  $\mathbf{D}$  :

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.19})$$

Le vecteur des courants traversant les thyristors est :

$$\mathbf{I}_v = \mathbf{D}^t \mathbf{I}_m \quad (\text{III.20})$$

où "t" : l'opérateur "transposé"

### III.2.1.3 TENSIONS ET COURANTS DU TRANSFORMATEUR

Les relations obtenues pour les courants et les tensions du transformateur sont les mêmes que pour le modèle à équations d'état. Elles se résument comme suit :

Au secondaire :

Le vecteur des tensions est égal à :

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{T}_v^{-1} \mathbf{V}_m \quad (\text{III.21})$$

Le vecteur des courants est égal à :

$$\mathbf{I}_s = \mathbf{T}_v^t \mathbf{I}_m \quad (\text{III.22})$$

avec :

$$\mathbf{T}_v = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.23})$$

Au primaire :

Le vecteur des tensions :

$$\mathbf{V}_p = \frac{1}{t_i} \mathbf{V}_s \quad (\text{III.24})$$

Le vecteur des courants :

$$\mathbf{I}_p = t_i \mathbf{I}_s \quad (\text{III.25})$$

où :

$t_i$  : rapport de transformation.

### III.2.2 RESEAU CONTINU [37]

Le réseau continu, représenté par la Figure II.3, a pour forme associée celle représentée par la Figure III.3.

L'impédance du transformateur ainsi que celle de la charge réunies dans la matrice  $Z_m$ .

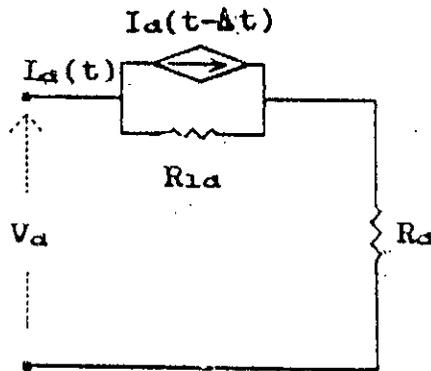


Figure III.3 : Réseau continu associé au modèle à circuits discrets

### III.2.3 RESEAU ALTERNATIF

Le schéma de la Figure II.4, en lui associant la forme discrète, devient :

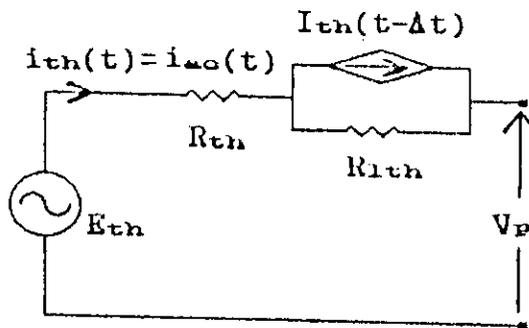


Figure III.4 : Réseau alternatif associé au modèle à circuits discrets

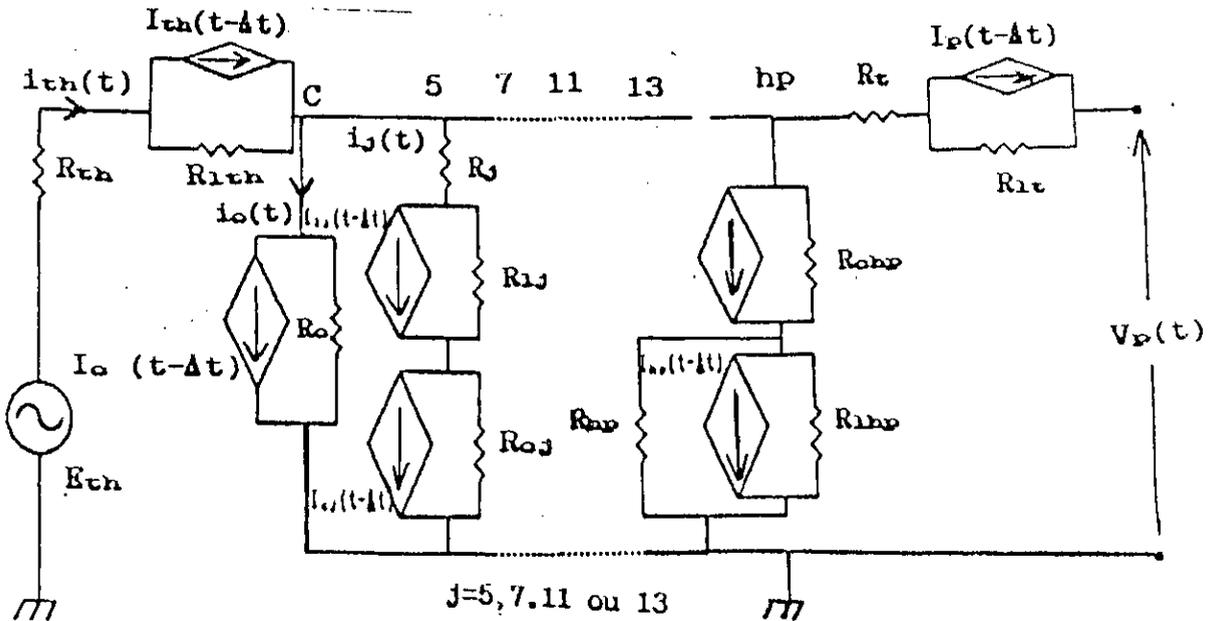
En appliquant l'équation (III.9) à l'équation différentielle (II.26) du chapitre précédent, on tire l'équation suivante :

$$(I_{th})_t = \left( I + \frac{R_{th}}{2L_{th}} \Delta t \right)^{-1} \quad (III.26)$$

$$\left( \left[ I - \frac{R_{th}}{2L_{th}} \Delta t \right] (I_{th})_t + \frac{\Delta t}{2L_{th}} [ (E_{th} - V_p)_{t-\Delta t} + (E_{th} - V_p)_t ] \right)$$

### III.2.4 FILTRES D'HARMONIQUES

La forme associée au circuit de la Figure II.5 est montrée par la Figure III.5.



**Figure III.5 :** Schéma équivalent associé au modèle à circuits discrets des filtres alternatifs

En appliquant l'équation (III.9) aux équations

différentielles (II.27), ..., (II.31), il en découle pour :

- les filtres d'hamoniques 5, 7, 11, 13 :

$$\begin{aligned} (\mathbf{I}_{fj})_t &= \left( \mathbf{I} + \frac{R_j}{2L_j} \Delta t \right)^{-1} \left[ \mathbf{I} - \frac{R_j}{2L_j} \Delta t \right] (\mathbf{I}_{fj})_{t-\Delta t} \\ &+ \left( \mathbf{I} + \frac{R_j}{2L_j} \Delta t \right)^{-1} \frac{\Delta t}{2L_j} \left[ (\mathbf{V}_p - \mathbf{V}_{fj})_{t-\Delta t} + (\mathbf{V}_p - \mathbf{V}_{fj})_t \right] \end{aligned} \quad (\text{III.27})$$

$$(\mathbf{V}_{fj})_t = (\mathbf{V}_{fj})_{t-\Delta t} + \frac{\Delta t}{2C_j} \left[ (\mathbf{I}_{fj})_{t-\Delta t} + (\mathbf{I}_{fj})_t \right] \quad (\text{III.28})$$

où :  $j = 5, 7, 11$  ou  $13$

- le filtre passe-haut :

$$(\mathbf{I}_{hp})_t = (\mathbf{I}_{hp})_{t-\Delta t} + \frac{\Delta t}{2L_{hp}} \left[ (\mathbf{V}_p - \mathbf{V}_{hp})_{t-\Delta t} + (\mathbf{V}_p - \mathbf{V}_{hp})_t \right] \quad (\text{III.29})$$

$$\begin{aligned} (\mathbf{V}_{hp})_t &= \left( \mathbf{I} + \frac{\Delta t}{2R_{hp}C_{hp}} \right)^{-1} \left[ \mathbf{I} - \frac{\Delta t}{2R_{hp}C_{hp}} \right] (\mathbf{V}_{hp})_{t-\Delta t} \\ &+ \left( \mathbf{I} + \frac{\Delta t}{2R_{hp}C_{hp}} \right)^{-1} \frac{\Delta t}{2C_{hp}} \left[ \left( \mathbf{I}_{hp} + \frac{\mathbf{V}_p}{R_{hp}} \right)_{t-\Delta t} + \left( \mathbf{I}_{hp} + \frac{\mathbf{V}_p}{R_{hp}} \right)_t \right] \end{aligned} \quad (\text{III.30})$$

- la source alternative d'alimentation :

$$\begin{aligned}
 (v_p)_t &= \left( I + \frac{\Delta t}{2CR_{hp}} \right)^{-1} \left( I - \frac{\Delta t}{2CR_{hp}} \right) (v_p)_{t-\Delta t} + \\
 \left( I - \frac{\Delta t}{2CR_{hp}} \right)^{-1} \frac{\Delta t}{2C} & \left[ \left( I_{th} - I_{hp} - I_p - \sum I_{fj} + \frac{V_{hp}}{R_{hp}} \right)_{t-\Delta t} + \right. \\
 & \left. \left( I_{th} - I_{hp} - I_p - \sum I_{fj} + \frac{V_{hp}}{R_{hp}} \right)_t \right] \quad (III.31)
 \end{aligned}$$

### III.2.5 CIRCUIT DE COMMANDE

Pour la commande des valves des thyristors, on garde la même commande : commande arc-cosinus. Il n'y a rien de changé par rapport au modèle à équations d'état.

### III.2.6 CIRCUIT DE REGULATION DU COURANT CONTINU

Les paramètres du régulateur et du filtre sont les mêmes que ceux calculés dans le modèle continu ( voir annexe A ).

Les équations différentielles représentant les sorties respectives du régulateur et du filtre ( les équations (II.46) et (II.55) ) s'intègrent, en appliquant la Loi Trapèzoïdale sous la même forme que l'équation (III.9) :

- Le régulateur :

$$\begin{aligned}
 (U_c)_t &= (U_c)_{t-\Delta t} + \frac{\Delta t}{2} K_i \left[ (U_{c0})_t + (U_{c0})_{t-\Delta t} \right] \\
 &+ \frac{\Delta t}{2} K_p \left[ (pI_n)_t + (pI_n)_{t-\Delta t} \right] \quad (III.32)
 \end{aligned}$$

- Le filtre :

$$(U_{cf})_t = \left(1 + \frac{\Delta t}{2T_f}\right)^{-1} \left(1 - \frac{\Delta t}{2T_f}\right) (U_{cf})_{t-\Delta t} + \left(1 + \frac{\Delta t}{2T_f}\right)^{-1} \frac{\Delta t}{2T_f} [ (U_c)_t + (U_c)_{t-\Delta t} ] \quad (\text{III.33})$$

### III.2.7 ALGORITHME DE RESOLUTION

L'ensemble des étapes décrivant le système alternatif, les filtres, le convertisseur, le système continu et la régulation sont assemblées et écrites sous un système d'équations ayant la même forme que l'équation (III.9).

On adopte un échantillonnage :  $\Delta t = 0.05$  ms

Un organigramme ( Figure II.7 ) résume toutes les étapes à suivre lors de la simulation.

Remarque :

Dans certains cas la résolution des systèmes à modèle à circuits discrets associé présente des instabilités numériques ( oscillations permanentes ). On peut y remédier par l'introduction, dans l'algorithme de résolution, d'un coefficient  $\lambda$  variant entre 0 et 2 pour amortir les oscillations [38], l'équation (III.9) devient alors aux instants  $t-\Delta t$  et  $t$  égale à :

$$x_t = x_{t-\Delta t} + \left(\frac{\Delta t}{2}\right) \left[ (1 + \lambda) \frac{dx(t)}{dt} + (1 - \lambda) \frac{dx(t-\Delta t)}{dt} \right] \quad (\text{III.34})$$

Cependant, avec un tel procédé, le temps d'exécution augmente avec le nombre d'itérations pour la convergence vers la solution.

### III.3 RESULTATS DE LA SIMULATION DU MODELE

#### III.3.1 SOURCE ALTERNATIVE IDEALE

Lorsque l'étude du système est sans filtres du côté alternatif, la simulation se fait avec des vecteurs et des matrices ne dépassant pas les dimensions respectives 6 et 6x6.

Les données initiales de fonctionnement du système sont:

- les différent éléments du système ( R - L - C )
- le courant continu nominal
- la tension alternative d'alimentation du pont redresseur
- l'état de conduction des thyristors
- le temps initial et l'angle d'amorçage  $\alpha$  des thyristors

#### III.3.1.1 REGIME ETABLI

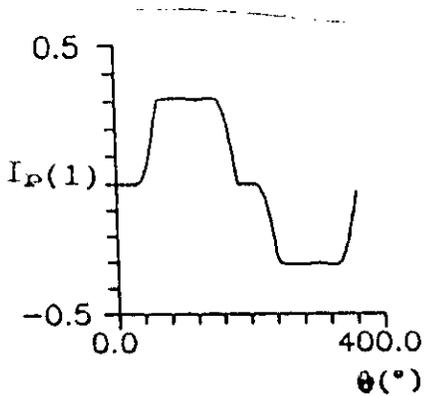
##### A - ETUDE TEMPORELLE

L'étude est réalisée pour le système de la Figure III.2, avec le primaire du transformateur alimenté par une source triphasée sinusoïdale idéale sans filtres du côté alternatif.

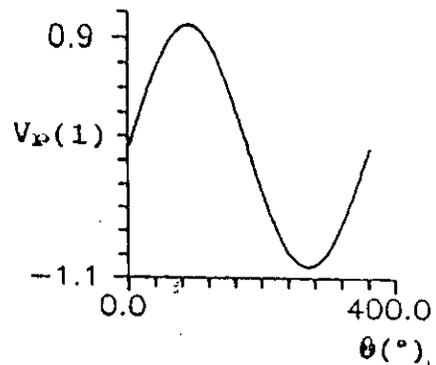
On travaille à des valeurs nominales, avec l'angle d'amorçage  $\alpha=0$ , ( voir Annexe A ).

Pour une période de fonctionnement de 20 ms, le pas d'intégration étant  $\Delta t = 5.E-2ms$ , l'exécution du programme se fait en un temps de **1mn 15s 32'** sur un micro-ordinateur PC<sup>3</sup>. On obtient les courbes de la Figure III.6. On remarque que :

- la commutation due aux réactances du transformateur
- la symétrie du côté alternatif
- les six portions identiques du côté continu
- la faible ondulation du courant redressé

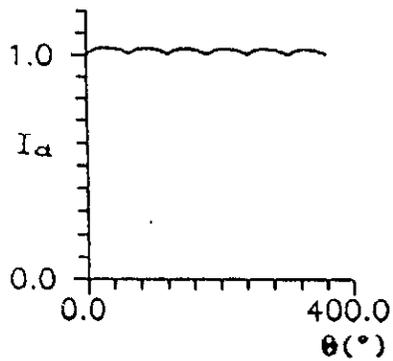


(a) Courant Primaire  $i_p(1)$

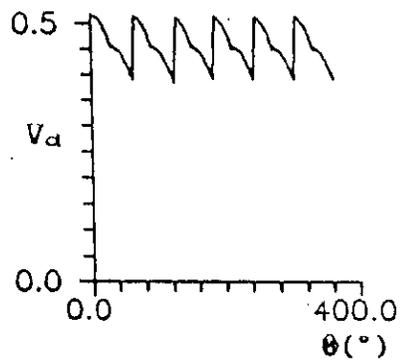


(b) Tension Primaire  $V_p(1)$

<sup>3</sup> IBM/PC AT, type UC 80286, vitesse relative (PC original 100%)=880%, vitesse d'horloge 12 MHz, sans coprocesseur, mémoire 1024 KO.



(c) Courant Redressé  $I_d$

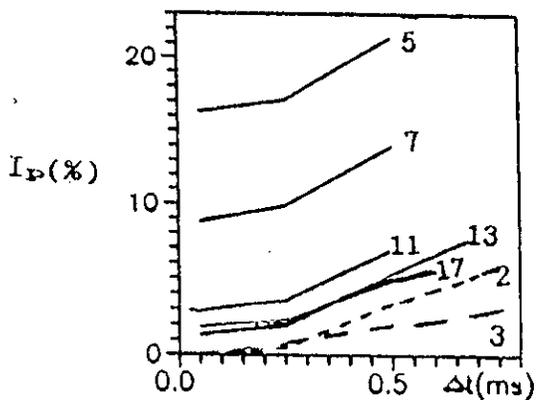


(d) Tension Redressée  $V_d$

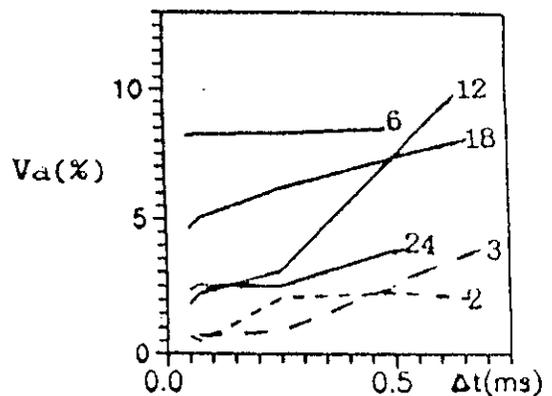
**Figure III.6 : Régime Etabli**

**B - ETUDE FREQUENTIELLE ( HARMONIQUES )**

Comme pour le modèle à équations d'état, on fait l'étude des harmoniques pour un système équilibré avec différents pas d'intégrations, pour voir l'effet de ce dernier sur la précision des résultats de la simulation ( voir Figure III.7 ).



(a) Courant Primaire  $I_p(1)$



(b) Tension Redressée  $V_d$

**Figure III.7 : Harmoniques de la tension continue et du courant alternatif**

On constate que des valeurs inférieures ou égales à 0.25 ms du pas d'intégration, l'exactitude de la simulation n'est pas affectée. Les harmoniques caractéristiques de la tension continue  $V_d$  et du courant primaire du transformateur  $I_p$  restent inchangés. Dès qu'on dépasse cette valeur, ils augmentent alors que le point de fonctionnement n'a pas varié. Les harmoniques non caractéristiques augmentent avec l'augmentation du pas d'intégration. La précision des résultats s'altère donc avec l'élévation du pas d'intégration.

### III.3.1.2 REGIME DYNAMIQUE

Lors de ce régime, on procède à deux essais. Durant le premier cas, de l'angle  $\theta = 30^\circ$ , on réduit le courant continu de référence,  $I_{ref}$ , de 100% à 60 % par rapport au courant nominal pour constater la réaction de la régulation.

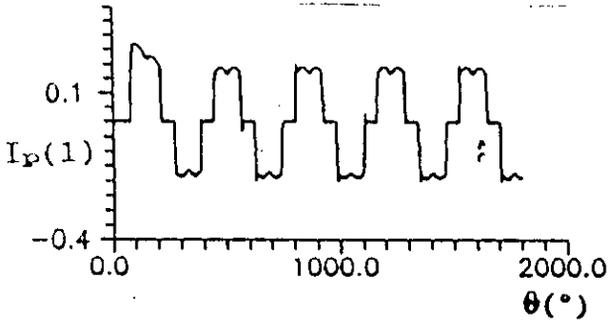
Quant au second cas, on refait la même exécution qu'au cas précédent jusqu'à  $\theta = 720^\circ$ . Au delà de cet angle on réaugmente le courant  $I_{ref}$  à 100 % par rapport au courant nominal pour tester une seconde fois la réaction du système.

**A - 1<sup>ier</sup> Cas :**  $I_{ref} = 60\%$  à partir de  $\theta = 30^\circ$

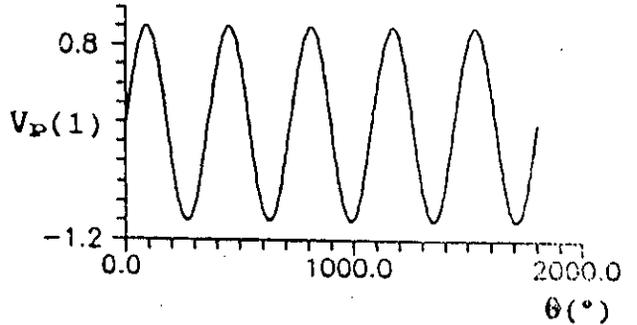
la Figure III.8 représente l'allure des courants et tensions continus et alternatifs. On voit l'effet de la réduction du courant redressé de référence du côté continu. Quant au côté alternatif l'effet n'est pas observé sur la tension alimentant le primaire du transformateur puisqu'elle est générée par une source alternative sinusoïdale.

Le système se stabilise complètement à partir de la

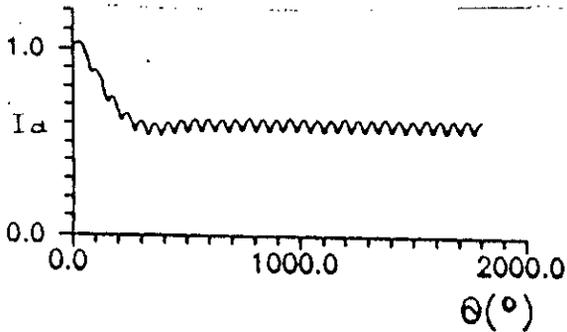
deuxième période (  $\theta = 400^\circ$  ). Avec la diminution de  $I_{ref}$ , le point de fonctionnement du système change, l'angle d'amorçage des thyristors augmente.



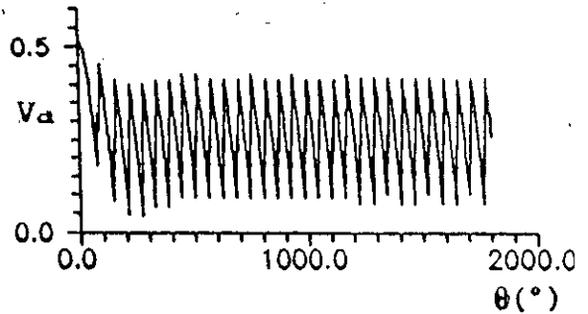
(a) Courant Primaire  $I_p(1)$



(b) Tension Primaire  $V_p(1)$



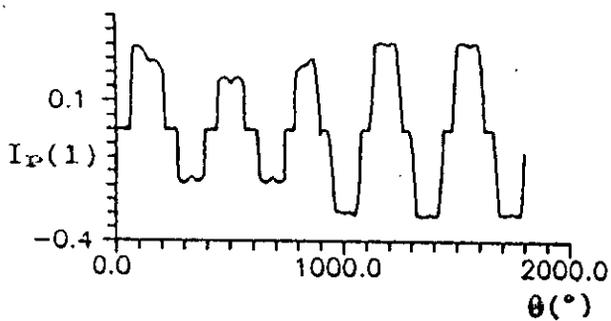
(c) Courant Redressé  $I_d$



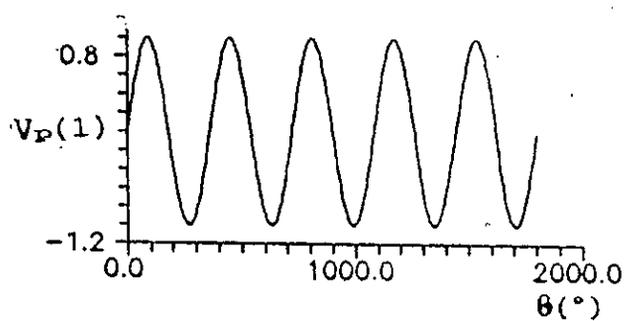
(d) Tension Redressée  $V_d$

**Figure III.8 : Régime Dynamique - Réduction Indicielle de  $I_{ref}$  de  $\theta = 30^\circ$**

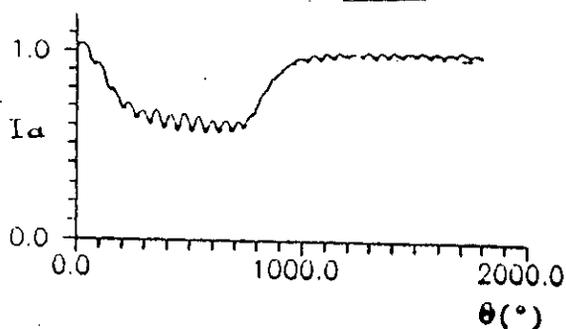
B - 2<sup>ième</sup> Cas B :  $I_{ref} = 60\%$  entre  $\theta = 30^\circ - 720^\circ$



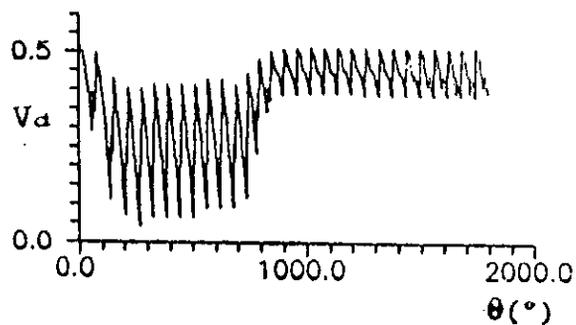
(a) Courant Primaire  $I_p(1)$



(b) Tension Primaire  $V_p(1)$



(c) Courant Redressé  $I_d$



(d) Tension Redressée  $V_d$

**Figure III.9 : Régime Dynamique - Réduction Indicielle de  $I_{ref}$  entre  $\theta = 30^\circ - 720^\circ$**

Les courbes de la Figure III.9 représentent l'allure des courants et tensions du système ( côtés continu et alternatif).

De  $\theta$  allant de  $0^\circ$  jusqu'à  $720^\circ$ , les remarques sont les mêmes que pour le premier cas. A partir de l'angle  $\theta$  supérieur à  $720^\circ$ , lorsque le courant de référence réaugmente jusqu'au courant nominal, le courant et la tension continus réaugmentent. Quant à du côté alternatif, seul le courant primaire du transformateur réagit, la tension primaire  $V_p$  ne présente aucune perturbation.

Le système se stabilise à partir de l'angle  $\theta = 1000^\circ$ , à la fin de la troisième période ( réaction rapide ).

### III.3.2 SOURCE ALTERNATIVE NON IDEALE

La simulation du pont de Graëtz triphasé à thyristors alimenté par une source alternative équivalente de Thévenin, avec des filtres du côté alternatif se fait avec l'introduction des vecteurs et des matrices de dimensions respectives 40 et 40x40.

Les conditions initiales de fonctionnement du système sont les mêmes que dans le cas d'un pont de Graëtz triphasé à thyristors alimenté par une source alternative idéale, sans les filtres alternatifs, en plus des valeurs initiales des tensions et des courants aux bornes des capacités, des inductances et des résistances des filtres.

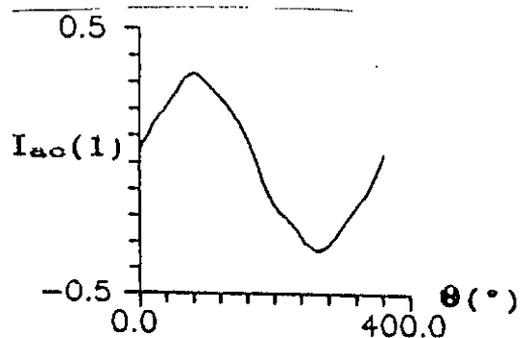
### III.3.2.1 REGIME ETABLI

#### A - ETUDE TEMPORELLE

Le déroulement du programme de la simulation du système de la Figure III.2 ( système complet ), avec le point de fonctionnement nominal. Pour une période de fonctionnement (20ms-50Hz) avec un pas d'intégration  $\Delta t = 5.E-2ms$ , le temps d'exécution du programme est de 3h 12mn 14s 51' sur un micro-ordinateur PC<sup>4</sup>.

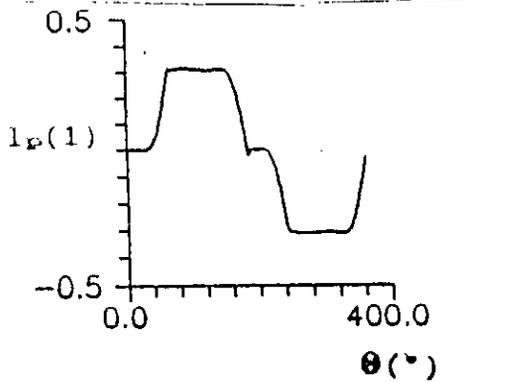
On obtient les courbes de la Figure III.10. Les constatations sont les mêmes pour le modèle à équations d'état, on observe l'existence de :

- six portions identiques au côté continu
- la symétrie du côté alternatif
- harmoniques Courants (  $6K \pm 1$  ), dont l'amplitude du fondamentale est égale à  $I_p/n$
- la commutation due aux réactances de fuite du transformateur et du réseau

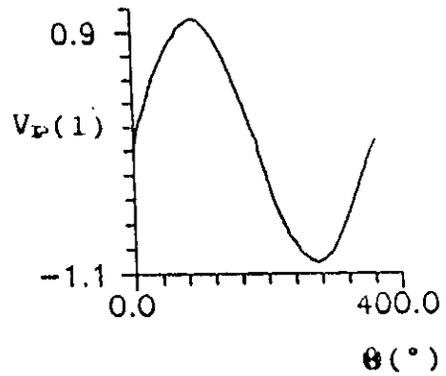


(a) Courant de Source  $I_{ac}(1)$

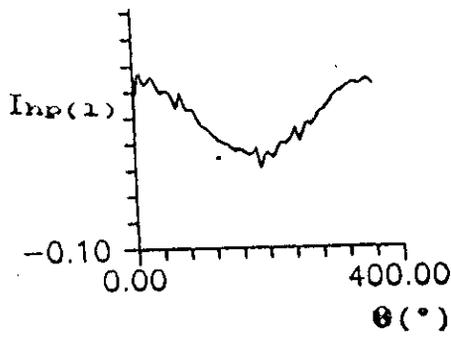
<sup>4</sup> IBM/PC AT, type UC 80286, vitesse relative (PC original 100%)=880%, vitesse d'horloge 12 MHz, sans coprocesseur, mémoire 1024 KO.



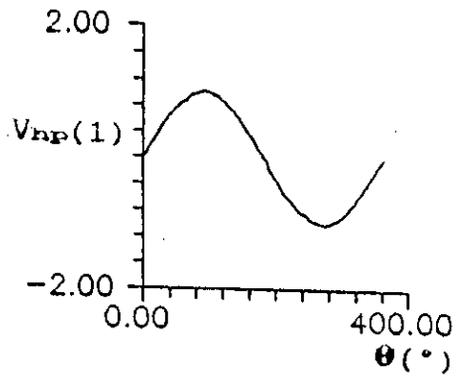
(b) Courant Primaire  $I_p(1)$



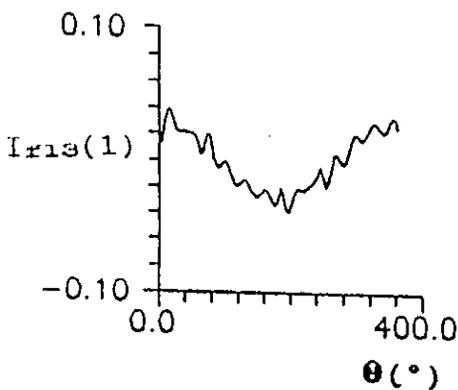
(c) Tension Primaire  $V_p(1)$



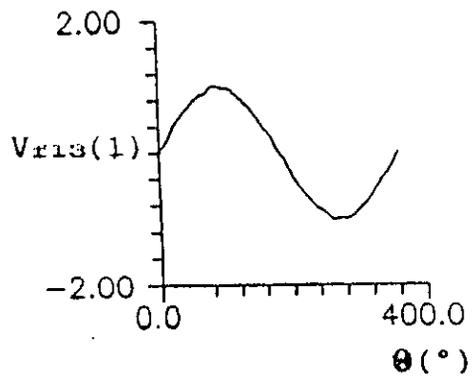
(d) Harmonique Courant  $I_{hp}(1)$



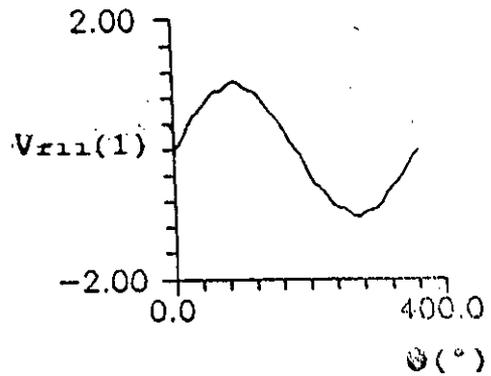
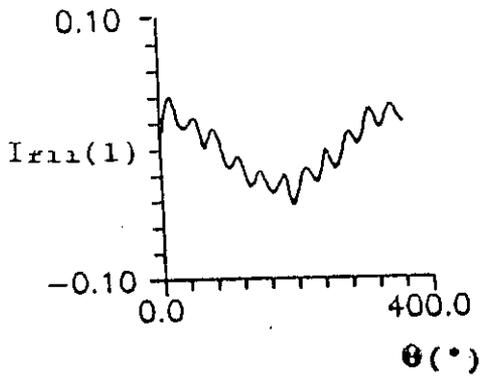
(e) Harmonique Tension  $V_{hp}(1)$



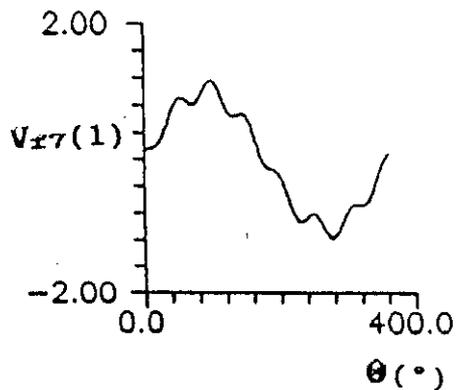
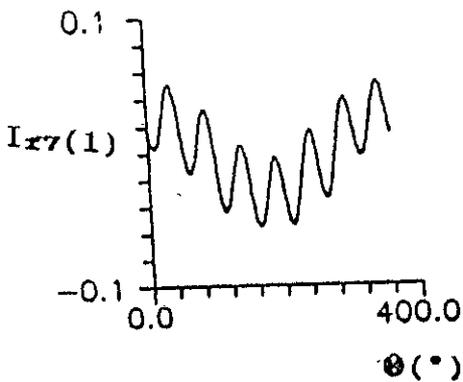
(f) Harmonique Courant  $I_{f13}(1)$



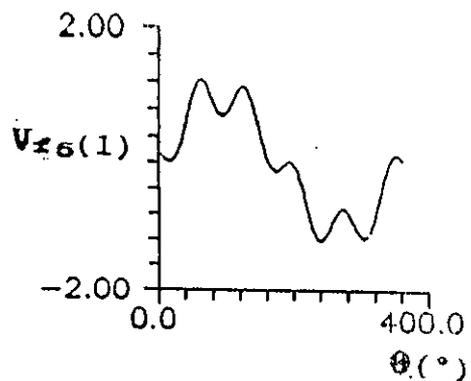
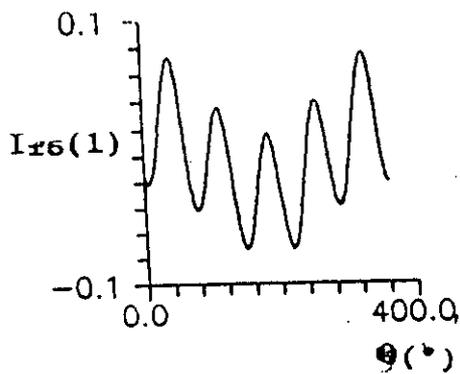
(g) Harmonique Tension  $V_{f13}(1)$



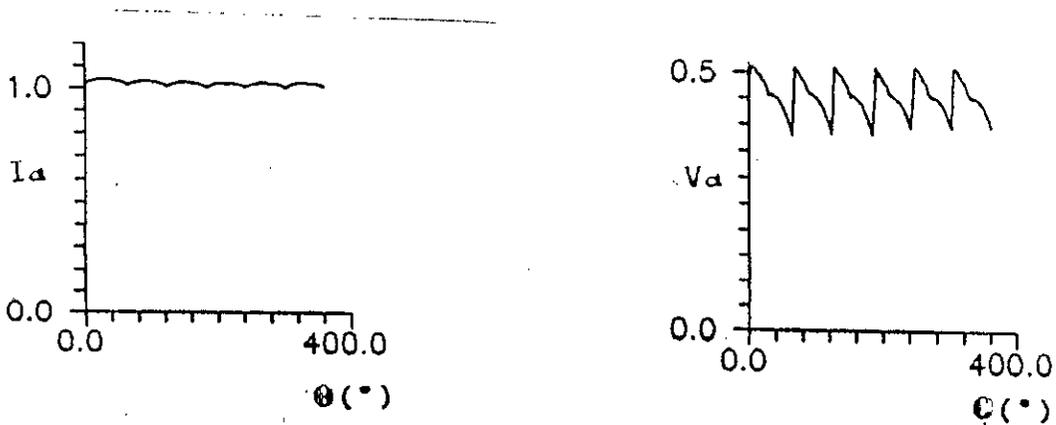
(h) Harmonique Courant  $I_{f11}(1)$  (i) Harmonique Tension  $V_{f11}(1)$



(j) Harmonique Courant  $I_{f7}(1)$  (k) Harmonique Tension  $V_{f7}(1)$



(l) Harmonique Courant  $I_{f5}(1)$  (m) Harmonique Tension  $V_{f5}(1)$



(n) Courant Redressé  $I_d$

(o) Tension Redressée  $V_d$

Figure III.10 : Régime Etabli

#### B - ETUDE FREQUENTIELLE ( HARMONIQUES )

Comme pour le modèle à équations d'état, l'étude des harmoniques, se fait d'abord pour un système équilibré avec un pas d'intégration fixe égal à  $5.E-2$  ms, un pas donnant un angle de  $1^\circ$ .

Le Tableau III.1 regroupe les résultats des harmoniques de tensions continues et courants alternatifs du primaire du transformateur alimentant le pont. On remarque que :

- les harmoniques non caractéristiques sont négligeables devant ceux caractéristiques
- les amplitudes des harmoniques caractéristiques du courant sont presque égales au rapport de l'amplitude fondamentale du courant sur le rang de l'harmonique, la différence est due à l'angle de commutation des thyristors
- lorsque le système est simulé sans filtres du côté alternatif les harmoniques non caractéristiques sont plus élevés que ceux du système avec filtres.

Harmoniques de la tension  
Continue  $V_d$

Harmoniques du courant  
Alternatif  $I_p$

n	Sans filtre	Avec filtre	n	Sans filtre	Avec filtre
1	.940	.005	1	100.000	100.000
2	.934	.006	2	.042	.024
3	.932	.015	3	.039	.005
4	.931	.021	4	.049	.020
5	.930	.053	5	16.267	16.069
6	8.203	7.804	6	0.021	.008
7	.926	.051	7	8.802	8.681
8	.925	.021	8	.017	.010
9	.924	.023	9	.025	.002
10	.922	.012	10	.032	.011
11	.920	.000	11	2.806	2.682
12	4.673	5.138	12	.018	.003
13	.917	.003	13	1.786	1.740
14	.917	.004	14	.018	.001
15	.912	.005	15	.024	.002
16	.910	.002	16	.028	.002
17	.907	.006	17	1.282	1.217
18	2.312	2.864	18	.017	.002

**Tableau III.1 : Harmoniques de la tension  $V_d$  et du courant  $I_p$**

Le second test consiste à étudier un système alimenté par une source alternative sinusoïdale perturbée. On

introduit au niveau de la source alternative de Thévenin un composant harmonique :

$$e_n(i) = E_n \sin( n\omega t + (i - 1) \frac{2\pi}{3} + \theta_{th} + \theta_n ) \quad (\text{III.35})$$

$$i = 1, 2, 3$$

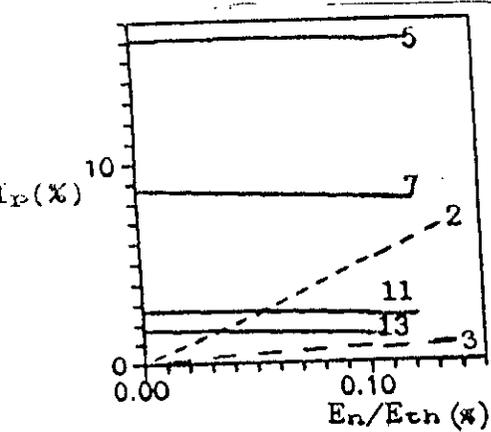
La tension de la source alternative triphasée de Thévenin est alors égale à :

$$\begin{aligned}
 e_{th}(i) &= E_{th} \sin\left(\omega t + (i - 1) \frac{2\pi}{3} + \theta_{th}\right) \\
 &+ E_n \sin\left(n\omega t + (i - 1) \frac{2\pi}{3} + \theta_{th} + \theta_n\right) \quad (III.36) \\
 i &= 1, 2, 3
 \end{aligned}$$

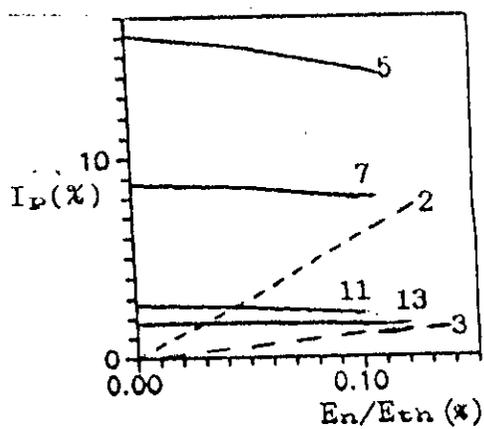
où l'on choisit les valeurs suivante :

- les composants harmoniques  $n = 2$  et  $4$
- les déphasages  $\theta_n = 0^\circ, 90^\circ$  et  $180^\circ$
- les amplitudes  $E_n/E_{th} = 0\%, 5\%$  et  $10\%$

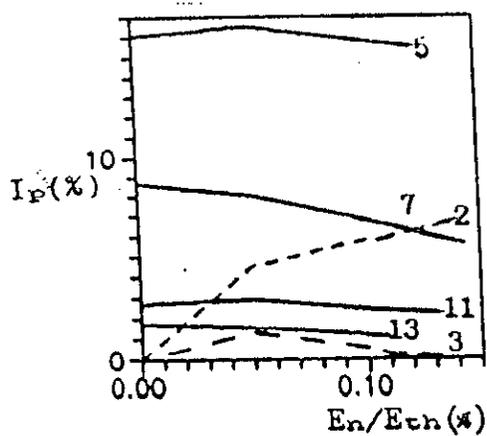
Les résultats de la simulation sont donnés par les courbes des Figures III.11, III.12, III.13 et III.14



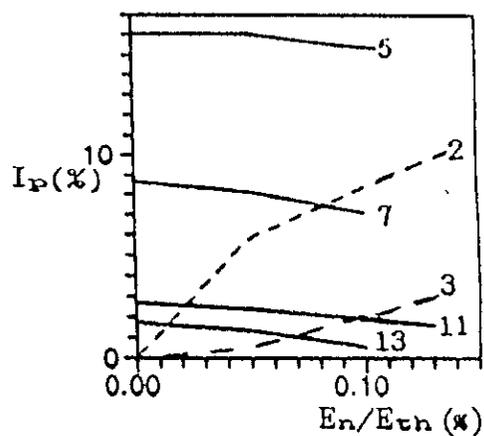
(a)  $n = 2$  et  $\theta_n = 0^\circ$



(b)  $n = 2$  et  $\theta_n = 90^\circ$

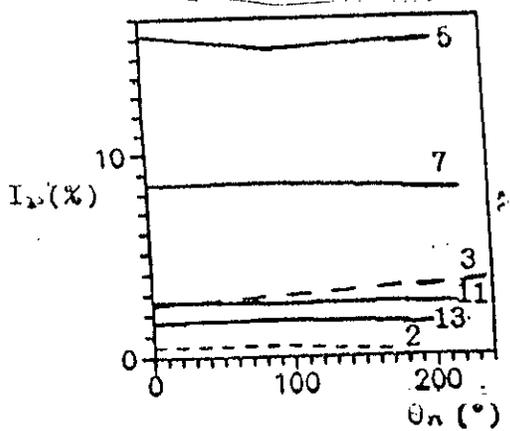


(c)  $n = 4$  et  $\theta_n = 0^\circ$

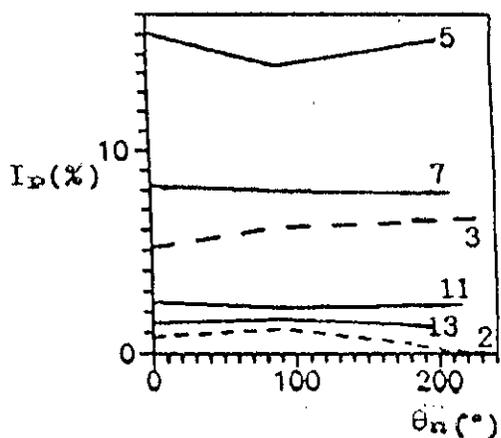


(d)  $n = 4$  et  $\theta_n = 90^\circ$

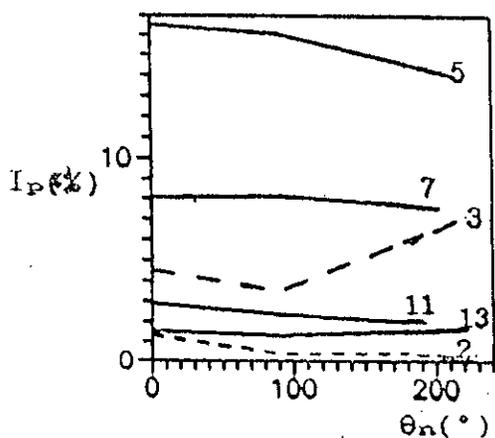
Figure III.11 : Harmoniques du courant alternatif avec  $n$  et  $\theta_n$  variables



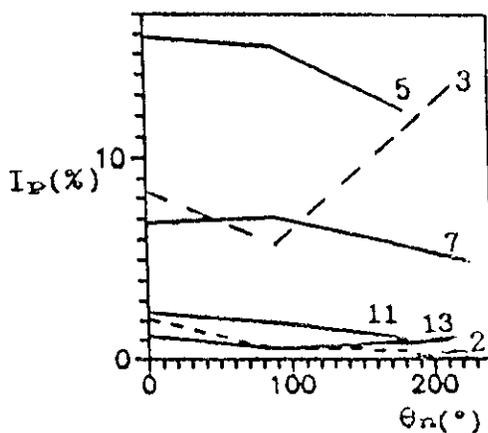
(a)  $n = 2$  et  $E_n/E_{th} = 5\%$



(b)  $n = 2$  et  $E_n/E_{th} = 10\%$

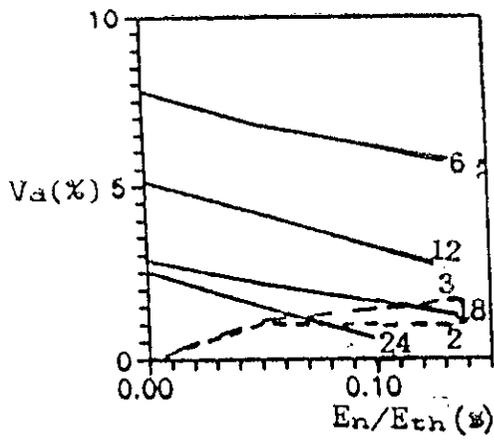


(c)  $n = 4$  et  $E_n/E_{th} = 5\%$

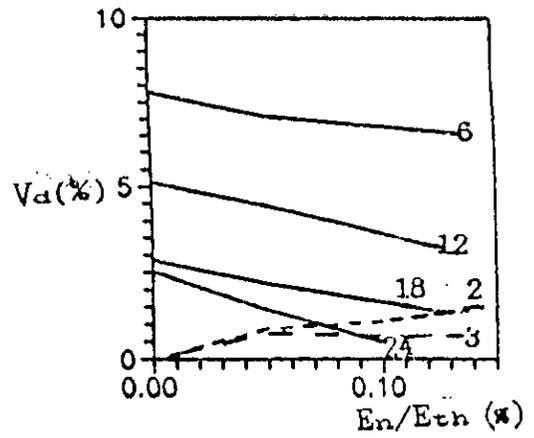


(d)  $n = 4$  et  $E_n/E_{th} = 10\%$

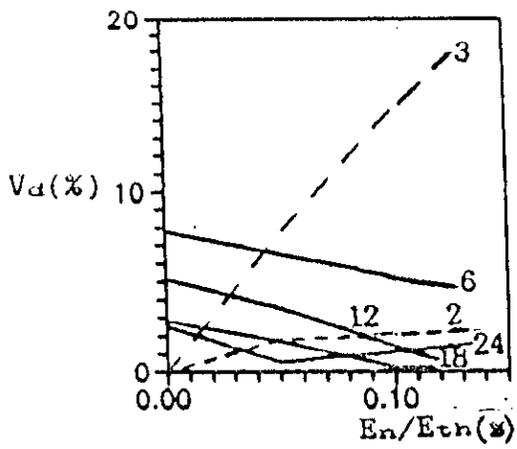
**Figure III.12 : Harmoniques du courant alternatif avec  $n$  et  $E_n/E_{th}$  variables**



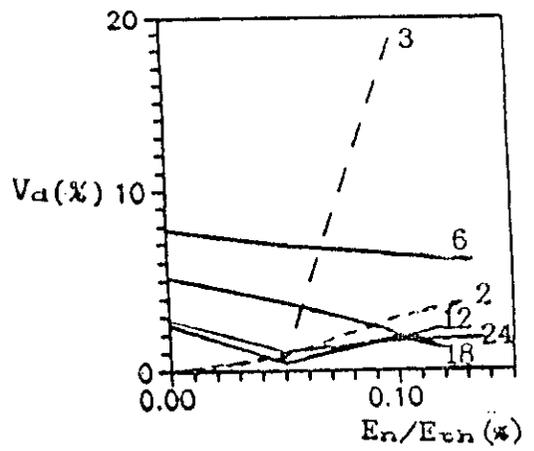
(a)  $n = 2$  et  $\theta_n = 0^\circ$



(b)  $n = 2$  et  $\theta_n = 90^\circ$

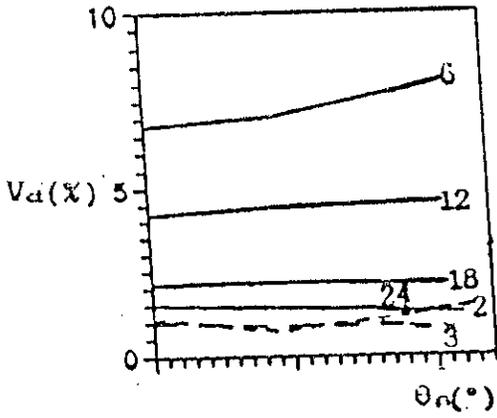


(c)  $n = 4$  et  $\theta_n = 0^\circ$

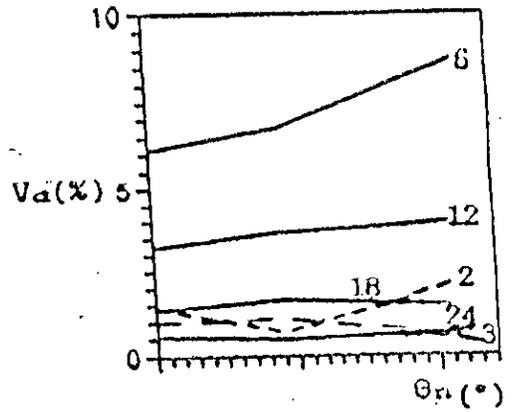


(d)  $n = 4$  et  $\theta_n = 90^\circ$

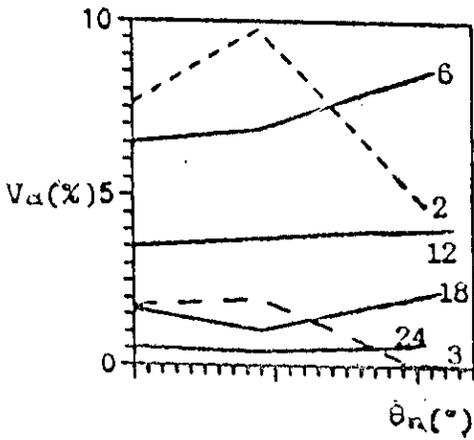
**Figure III.13 : Harmoniques de la tension Redressée avec  $n$  et  $\theta_n$  variables**



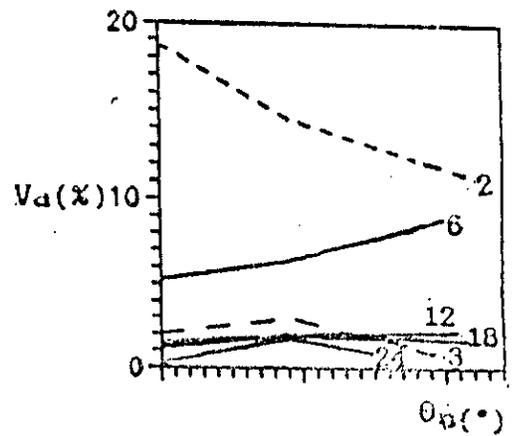
(a)  $n = 2$  et  $E_r/E_{th} = 5\%$



(b)  $n = 2$  et  $E_r/E_{th} = 10\%$



(c)  $n = 4$  et  $E_r/E_{th} = 5\%$



(d)  $n = 4$  et  $E_r/E_{th} = 10\%$

**Figure III.14 : Harmoniques de la tension Redressée avec  $n$  et  $E_r/E_{th}$  variables**

Des Figures ci-dessus, on note :

- L'existence d'une perturbation quelconque au niveau de la source alternative de Thévenin qui entraîne l'apparition d'harmoniques non caractéristiques, dont l'ordre est  $3K$  ( $K \in \mathbb{N}$ ) pour la tension redressée et  $3K+1$  pour le courant alternatif
- Les harmoniques non caractéristiques de rang faible ont une amplitude allant jusqu'à 20 % par rapport à la valeur moyenne pour la tension redressée  $V_d$  et 10% par rapport à la valeur du fondamental du courant primaire du transformateur  $I_p$ .
- les harmoniques non caractéristiques augmentent avec l'amplitude, le rang et le déphasage du composant harmonique de la source alternative de Thévenin.
- L'influence est très importante sur les harmoniques non caractéristiques, lors de la variation de l'amplitude  $E_n$  que la variation de l'angle  $\theta_n$
- Les harmoniques caractéristiques varient faiblement lors d'une perturbation quelconque de la source alternative de Thévenin.

### III.3.2.2 REGIME DYNAMIQUE

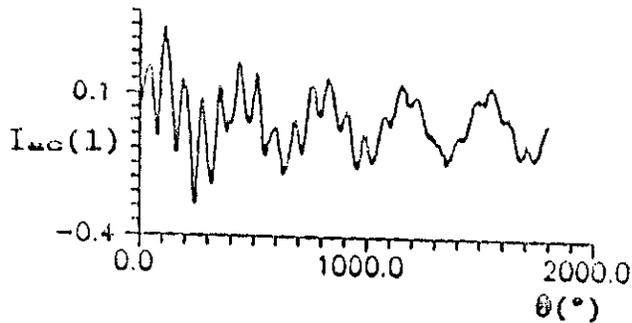
Durant ce régime, pour le système de la Figure III.2 dont les données sont à l'annexe A, le déroulement des essais est réalisé de deux façons.

Pour le premier cas, on crée une réduction, à partir de  $\theta = 30^\circ$ , du courant continu de référence,  $I_{ref}$  jusqu'à 60 % par

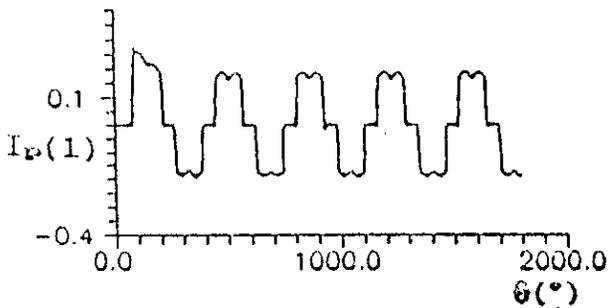
rapport au courant nominal.

Au deuxième cas, de  $\theta = 0^\circ$  jusqu'à  $\theta = 720^\circ$ , le test est identique au précédent cas, au delà de cet angle, on réaugmente  $I_{ref}$  à 100 % par rapport au courant nominal.

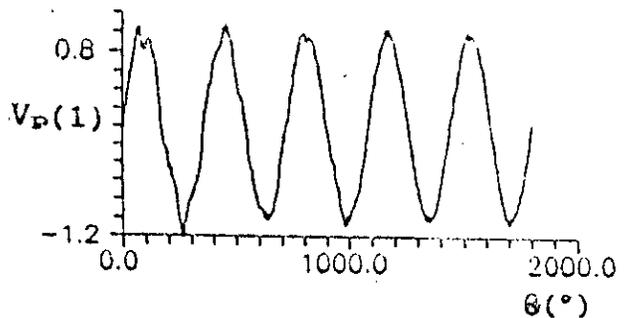
A - Cas A :  $I_{ref} = 60\%$  à partir de  $\theta = 30^\circ$



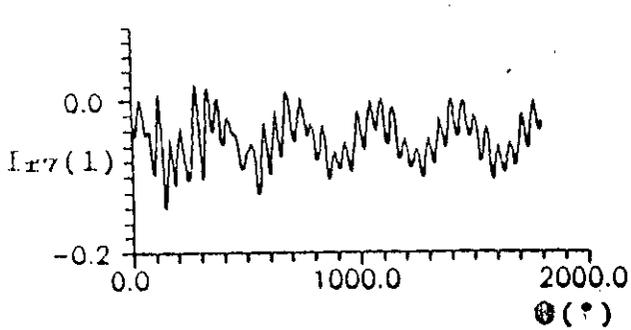
(a) Courant de Source  $I_{sc}(1)$



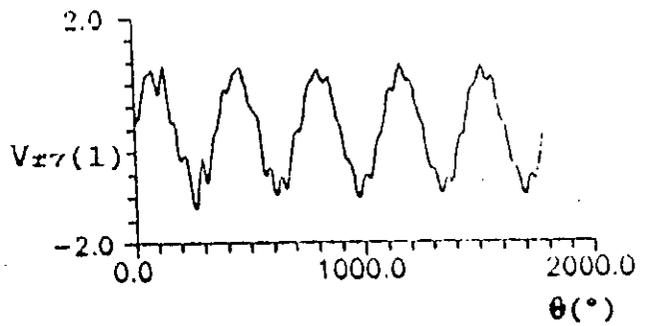
(b) Courant Primaire  $I_p(1)$



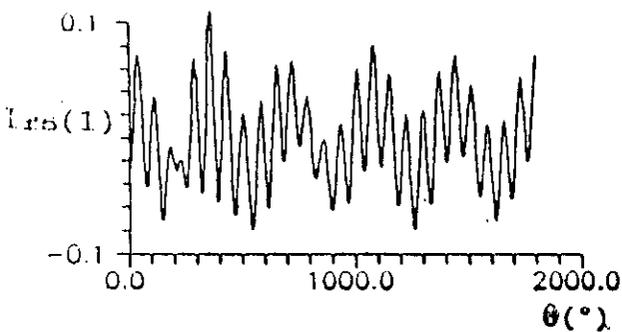
(c) Tension Primaire  $V_p(1)$



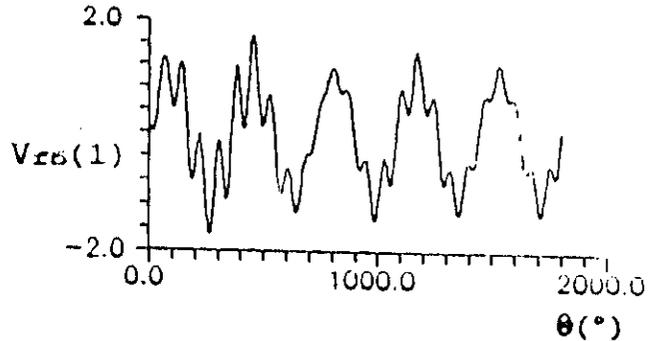
(d) Harmonique Courant  $I_{r7}(1)$



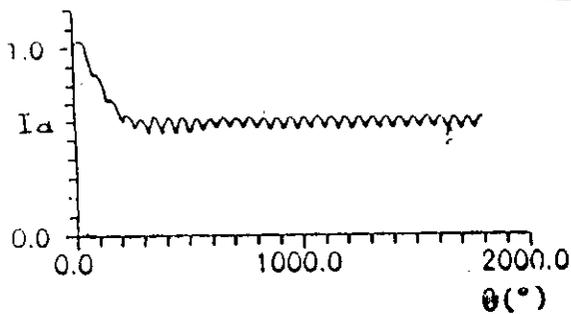
(e) Harmonique Tension  $V_{r7}(1)$



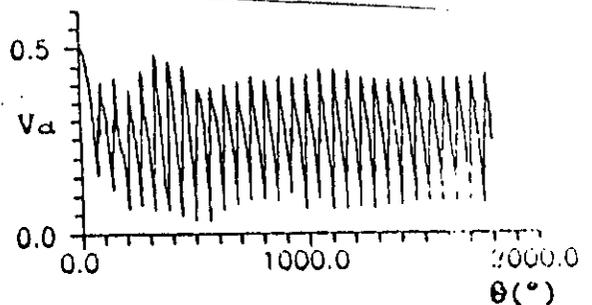
(f) Harmonique Courant  $I_{r5}(1)$



(g) Harmonique Tension  $V_{r5}(1)$



(h) Courant Redressé  $I_d$



(i) Tension Redressée  $V_d$

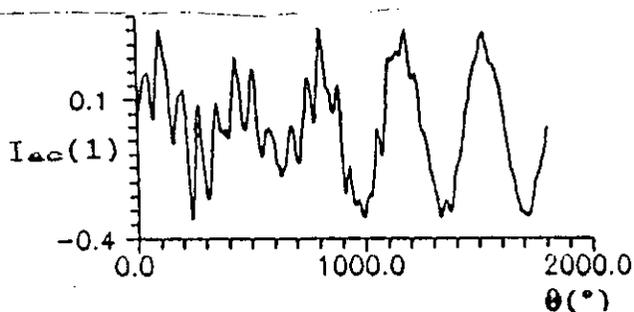
**Figure III.15 : Régime Dynamique - Réduction Indicielle de  $I_{ref}$  de  $\theta = 30^\circ$**

la Figure III.15 donne illustre les courants et les tensions continus et alternatifs. On remarque que la diminution du courant redressé de référence réduit, du côté continu, la tension  $V_d$  et le courant  $I_d$ . Du côté alternatif, il ya réduction, seulement des courants du transformateur, des filtres, les tensions de ces derniers présentent des oscillations.

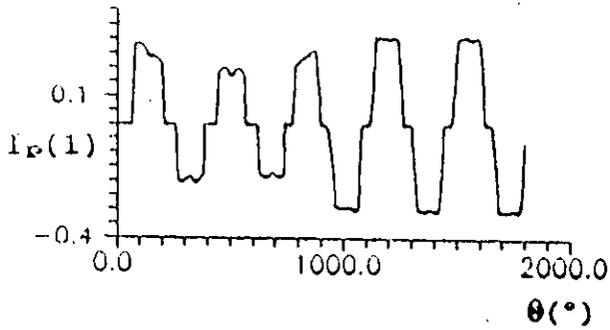
Le système se stabilise complètement à partir de la troisième période. Avec la diminution de  $I_{ref}$ , l'angle d'amorçage des thyristors augmente. Le point de fonctionnement du système change.

Les oscillations existantes sur les courbes sont plus élevées que lors de la simulation du système sans filtres.

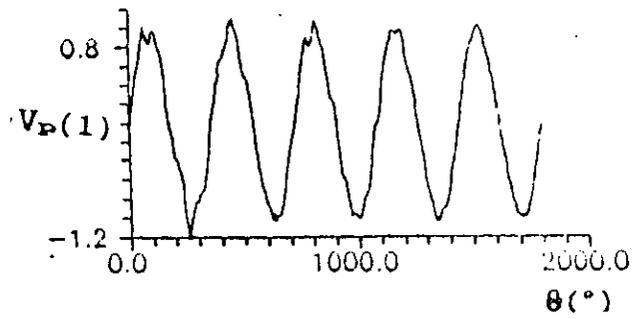
**B - 2<sup>ème</sup> Cas :**  $I_{ref} = 60\%$  entre  $\theta = 30^\circ:720^\circ$



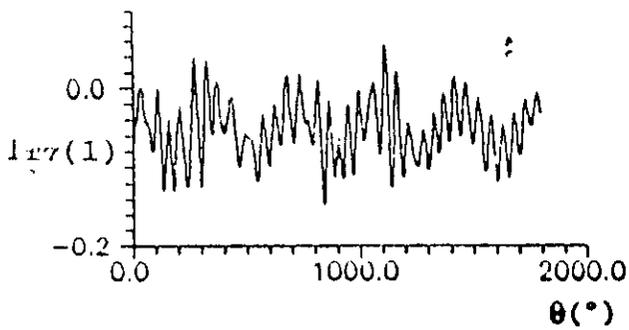
(a) Courant de Source  $I_{ac}(1)$



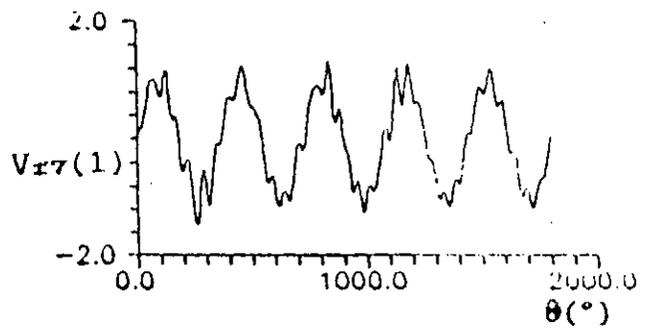
(b) Courant Primaire  $I_p(1)$



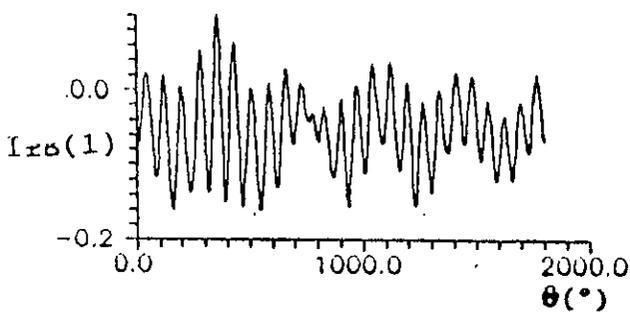
(c) Tension Primaire  $V_p(1)$



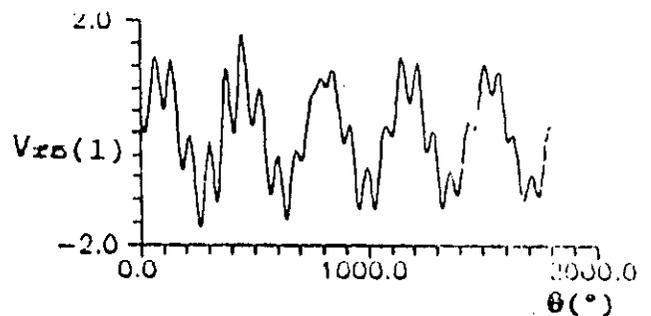
(d) Harmonique Courant  $I_{f7}(1)$



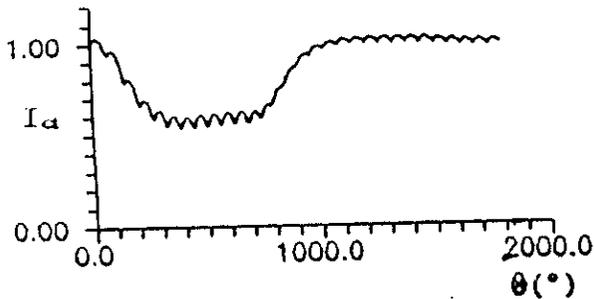
(e) Harmonique Tension  $V_{f7}(1)$



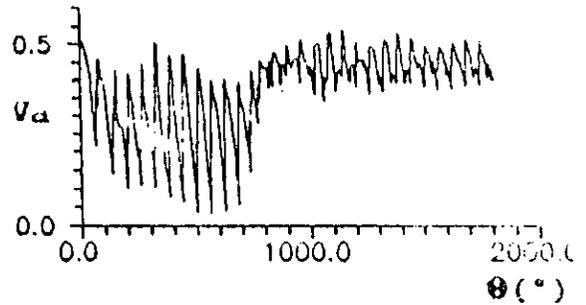
(f) Harmonique Courant  $I_{f5}(1)$



(g) Harmonique Tension  $V_{f5}(1)$



(h) Courant Redressé  $I_d$



(i) Tension Redressée  $V_d$

**Figure III.16 : Régime Dynamique - Réduction Indicielle de  $I_{ref}$  de  $\theta = 30^\circ - 720^\circ$**

La Figure III.16 illustre l'allure des courants et tensions du système ( côtés continu et alternatif ) de la Figure III.2.

La diminution du courant de référence entre les angles  $\theta = 30^\circ - 720^\circ$ , fait que les courants  $I_d, I_{ac}, I_{p, fj}$  ( $j = 5, 7, 11, 13, hp$ ) et la tension  $V_d$  diminuent. Quant aux tensions de la source alternative et des filtres, elles gardent la même amplitude, mais présentent des oscillations dues aux deux perturbations.

Le point de fonctionnement du système varie entre le courant nominal et un courant inférieur à ce dernier.

Le système se stabilise à partir de la quatrième période.

## CHAPITRE IV

ETUDE DE LA LIMITE DE  
STABILITE DU SYSTEME

#### IV.1 INTRODUCTION

Pour pouvoir étudier la limite de stabilité [32] des deux modèles, on introduit le schéma équivalent du convertisseur, donné par la figure (II.6). L'équation qui en découle s'écrit:

$$\frac{U_{cm}}{V_d} = \frac{G_c}{(1 + pT_c)} \quad (IV.1)$$

Avant de s'y intéresser, on vérifie d'abord l'existence d'une corrélation entre les valeurs moyennes et instantanées respectives du courant et de la tension continus.

#### IV.2 SCHEMA EQUIVALENT DU CONVERTISSEUR

Le système étudié lors de la simulation, à représentation détaillée, utilisant les modèles à équations d'état et à circuits discrets associé, est donné par la Figure II.6. On en déduit les expressions suivantes :

$$U_c(p) = \frac{(1 + pT_p)}{pT_i} (I_d(p) - I_{ref}) \quad (IV.2)$$

$$U_{cf}(p) = \frac{G_f}{1 + pT_f} U_c(p) \quad (IV.3)$$

$$V_d(p) = \frac{G_c}{1 + pT_c} U_{cf}(p) \quad (IV.4)$$

$$I_d(p) = \frac{G_d}{1 + pT_d} V_d(p) \quad (\text{IV.5})$$

Pour mettre en évidence cette corrélation, deux études sont nécessaires, l'une dans le modèle continu à transformation de Laplace, et l'autre dans le modèle discret à transformation en z.

#### IV.2.1 MODELE A EQUATIONS D'ETAT

En prenant  $I_d$ ,  $V_d$ ,  $U_{cf}$  et  $U_c$  comme variables d'état, on obtient un vecteur d'état  $X$  tel que :

$$\begin{aligned} X(1) &= I_d \\ X(2) &= V_d \\ X(3) &= U_{cf} \\ X(4) &= U_c \end{aligned}$$

D'où l'ensemble des équations (IV.2), (IV.3), (IV.4) et (IV.5) s'écriront :

$$pX = AX + BU \quad (\text{IV.6})$$

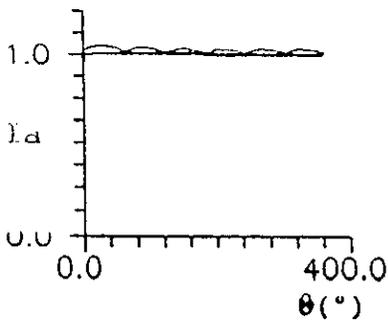
La sortie est alors :

$$Y = CX \quad (\text{IV.7})$$

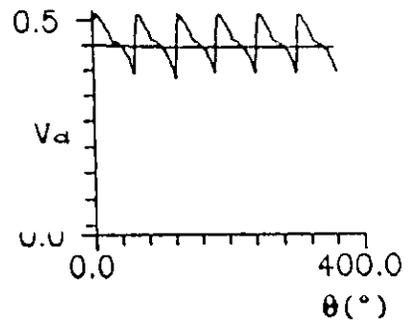
$$Y = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0] X \quad (\text{IV.8})$$

On résout ce système d'équations différentielles, moyennant une méthode d'intégration numérique. On applique la même méthode que dans la représentation détaillée, soit la méthode d'Euler-Trapèze, pour déterminer le vecteur d'état  $X$ .

Les résultats sont sous forme de courbes, ils sont donnés par la Figure IV.1. La corrélation entre les valeurs instantanées et moyennes existe donc.

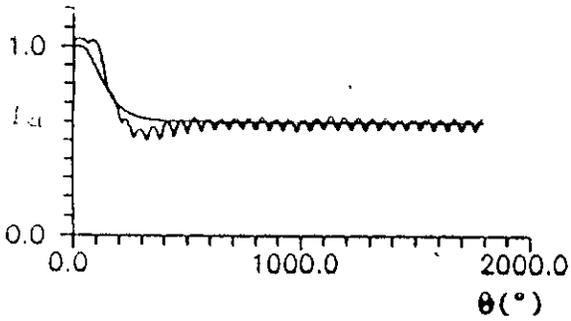


(a) Courant Redressé  $I_d$

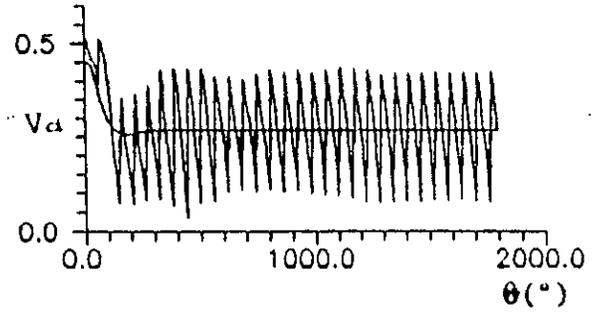


(b) Tension Redressée  $V_d$

Figure IV.1(a) : Régime Etabli du Modèle Continu

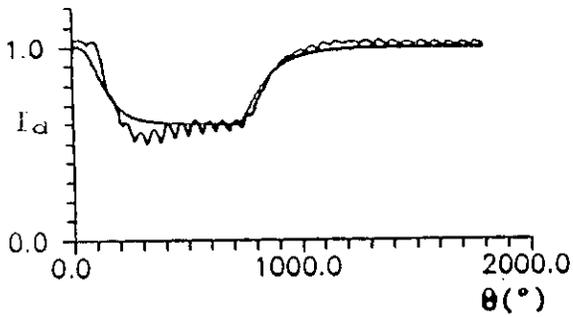


(a) Courant Redressé  $I_d$

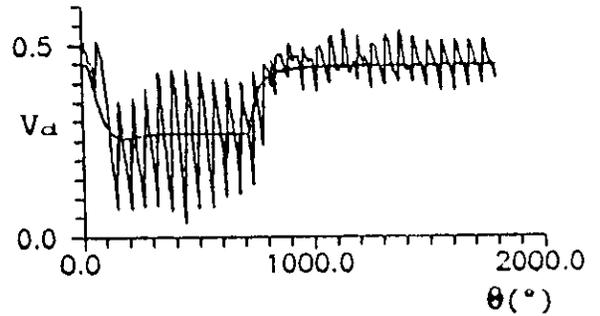


(b) Tension Redressée  $V_d$

**Figure IV.1(b) : Régime Dynamique du Modèle Continu**  
 $I_{ref} = 60\%$  de  $\theta = 30^\circ$



(a) Courant Redressé  $I_d$



(b) Tension Redressée  $V_d$

**Figure IV.1(c) : Régime Dynamique du Modèle Continu**  
 $I_{ref} = 60\%$  entre  $\theta = 30^\circ - 720^\circ$

#### IV.2.2 MODELE A CIRCUITS DISCRETS ASSOCIE

En partant des mêmes conditions que celles du modèle continu, c'est à dire à partir des équations (IV.2) à (IV.5), on devra donc résoudre les équations (IV.2) et (IV.5), en utilisant les équations aux différences.

Les équations (IV.2) et (IV.5), en fonction du temps, deviennent :

$$\frac{d\mathbf{X}(t)}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{X}(t) + \mathbf{B}\mathbf{U}(t) \quad (\text{IV.9})$$

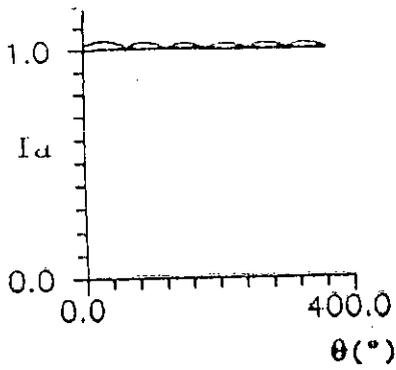
$$\mathbf{Y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{X}(t) \quad (\text{IV.10})$$

La résolution se fait, en introduisant la loi trapézoïdale, aux instants  $t-\Delta t$  et  $t$  :

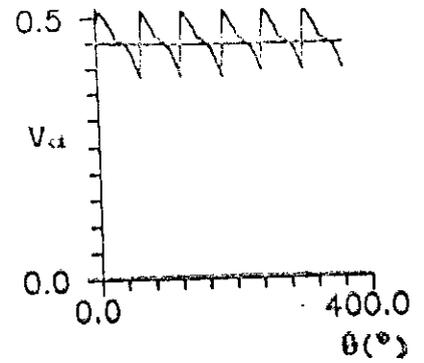
$$(\mathbf{X})_t = (\mathbf{X})_{t-\Delta t} + \frac{\Delta t}{2} \left[ \frac{d}{dt}(\mathbf{X})_{t-\Delta t} + \frac{d}{dt}(\mathbf{X})_t \right] \quad (\text{IV.11})$$

$$\begin{aligned} (\mathbf{X})_t &= \left( \mathbf{I} + \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A} \right)^{-1} \left[ \mathbf{I} - \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A} \right] (\mathbf{X})_{t-\Delta t} \\ &+ \left( \mathbf{I} + \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A} \right)^{-1} \frac{\Delta t}{2} \mathbf{B} \left[ (\mathbf{U})_t + (\mathbf{U})_{t-\Delta t} \right] \end{aligned} \quad (\text{IV.12})$$

Les résultats, de la comparaison entre les valeurs de la simulation détaillée et celles de ce chapitre, se trouvent sur la Figure IV.2, on observe une bonne corrélation entre les deux courbes.

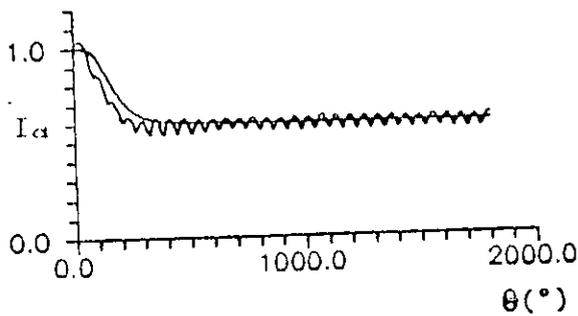


(a) Courant Redressé  $I_d$

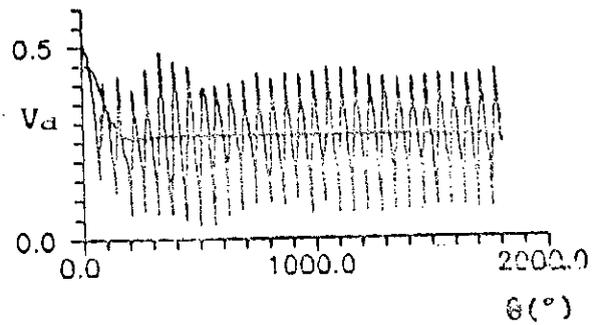


(b) Tension Redressée  $V_d$

**Figure IV.2(a) : Régime Etabli du Modèle Discret**

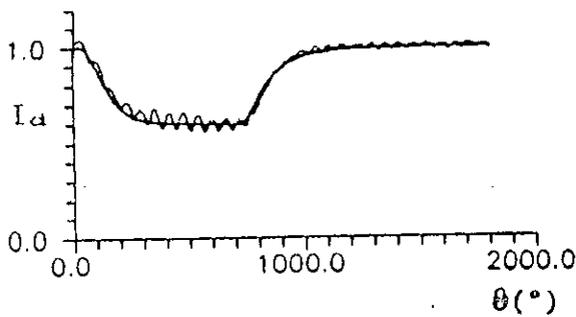


(a) Courant Redressé  $I_d$

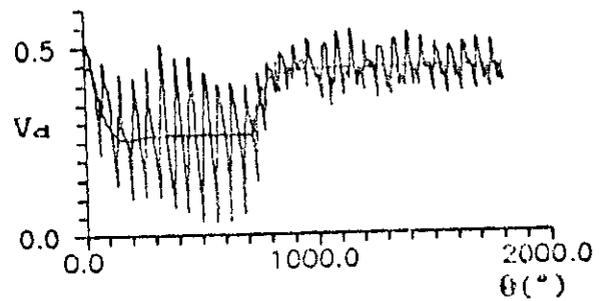


(b) Tension Redressée  $V_d$

**Figure IV.2(b) : Régime Dynamique du Modèle Discret**  
 $I_{ref} = 60\%$  de  $\theta = 30^\circ$



(a) Courant Redressé  $I_d$



(b) Tension Redressée  $V_d$

**Figure IV.2(c) : Régime Dynamique du Modèle Discret**  
 $I_{ref} = 60\%$  entre  $\theta = 30^\circ - 720^\circ$

### IV.3 STABILITE

Après avoir déterminé le schéma équivalent pour représenter le convertisseur, et avoir comparé les courbes obtenues avec celles déterminées par la représentation détaillée, en précisant qu'il existe une bonne corrélation entre ces dernières (les courbes), on passe au calcul des paramètres de stabilité : la marge de phase, la marge de gain et la détermination du dépassement maximal.

Pour l'étude de la stabilité, on calcule la fonction de transfert en boucle ouverte des deux modèles. On a opté pour le critère de Revers dans le plan de Nyquist afin de faire cette étude, ce dernier stipule que le système est stable si sa fonction de transfert en boucle ouverte passe par le côté gauche du point -1 pour les fréquences croissantes.

#### IV.3.1 TRANSFORMEE DE LAPLACE

A partir de la Figure II.6, on tire la fonction de transfert en boucle ouverte du système :

$$G_{BO-c}(p) = \frac{(1 + pT_p)}{pT_i} \frac{G_f}{(1 + pT_f)} \frac{G_c}{(1 + pT_c)} \frac{G_d}{(1 + pT_d)} \quad (\text{III.13})$$

En utilisant le logiciel de simulation CODAS<sup>5</sup>, on étudie stabilité du système.

Le critère de Nyquist a été retenu. Ce logiciel permet de détecter les marges de phase et le gain et le dépassement maximal.

Les réponses du système sont données par la Figure IV.3. A première vue le système est stable, mais pour être plus sûr, on passe au calcul des marges de phase et de gain.

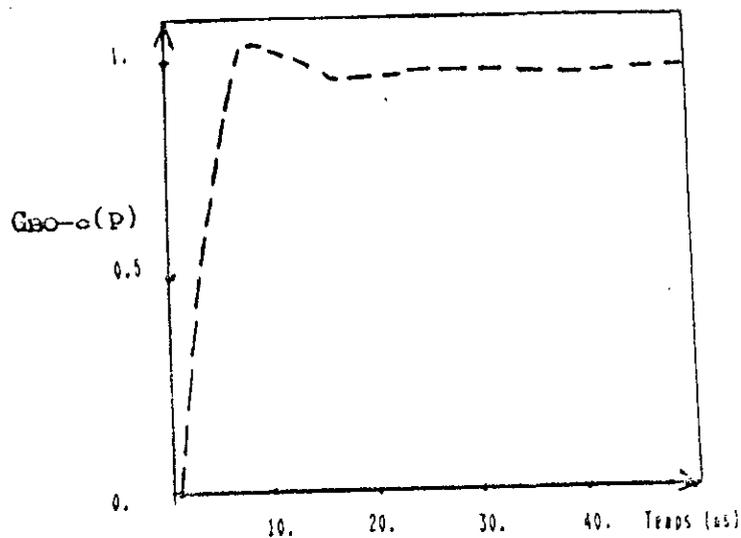


Figure IV.3(a) : Réponse Temporelle de  $G_{BO-c}(p)$

<sup>5</sup>Control System Design And Simulation, version 1.0, serial, number 217, (c) Golten Verwer Paterners 1989

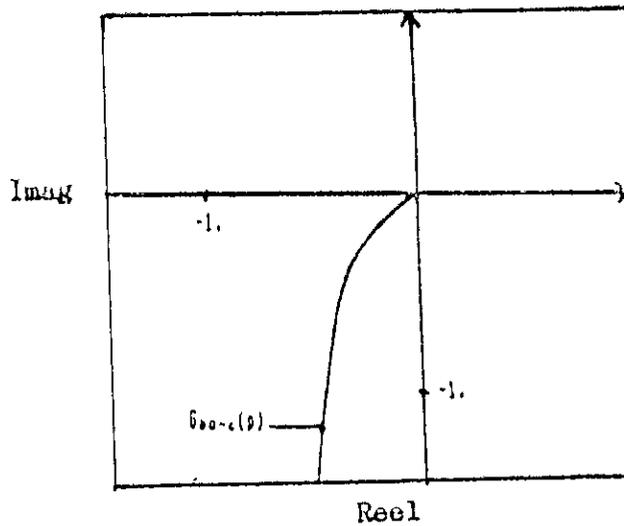


Figure IV.3(b) : Réponse Fréquentielle de  $G_{BO-c}(p)$

A - Marge de phase :  $\Delta\Phi$

$$\Delta\Phi = \angle G_{BO-c}(j\omega_1) + 180^\circ$$

Avec  $\omega_1$ : fréquence telle que  $|G_{BO-c}(j\omega_1)| = 1$ .

Le graphe ( Figure IV.3(b) ) donne :  $\Delta\Phi = 62.4^\circ$ .

B - Marge de gain :  $\Delta G_{dB}$

$$\Delta G_{dB} = -20 \cdot \log_{10} |G_{BO-c}(j\omega_\pi)|$$

Avec  $\omega_\pi$  : fréquence pour laquelle la phase de la fonction de transfert  $\angle G_{BO-c}(j\omega_\pi) = \pi$

A partir du graphe de la Figure IV.3(b),  $\Delta G_{dB} = 29.81$  dB

La marge de gain et la marge de phase sont toutes les deux positives, le système est bel et bien stable.

**C - Dépassement maximal :  $\Delta h_{max}$**

Pour cela, on calcule la fonction de transfert en boucle fermée :

$$G_{BF-c}(p) = \frac{\frac{G_{BO-c}(p)}{K}}{(1 + G_{BO-c}(p))} \quad (IV.14)$$

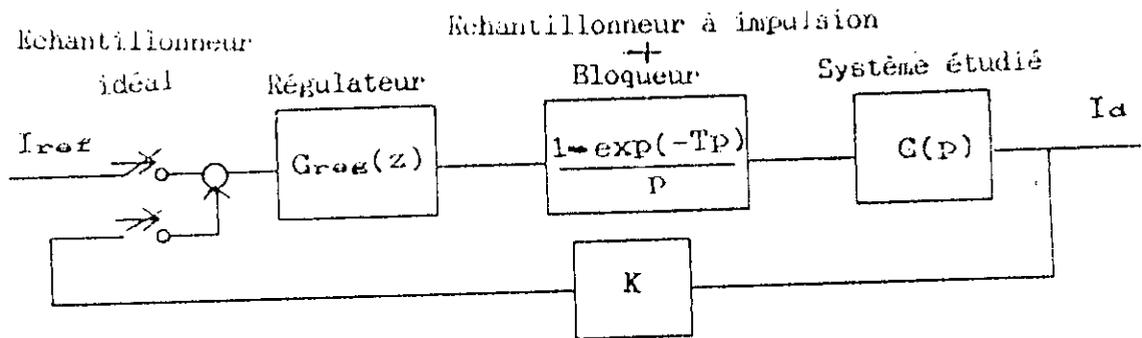
A partir du graphe de la Figure IV.3(a), on trouve :

$$\Delta h_{max} = 0.068 = 6.8 \%$$

Celui de la simulation détaillée est pris inférieur ou égal à 10 % ( voir Annexe B ). Les résultats sont compatibles.

#### IV.3.2 TRANSFORMEE EN Z

La discrétisation du système de la Figure II.6 se fait par l'introduction de l'échantillonnage. Le système échantillonné devient alors :



**Figure IV.4** : Echantillonnage du système de la Figure II.6

La fonction de transfert en boucle ouverte du système avec le régulateur est :

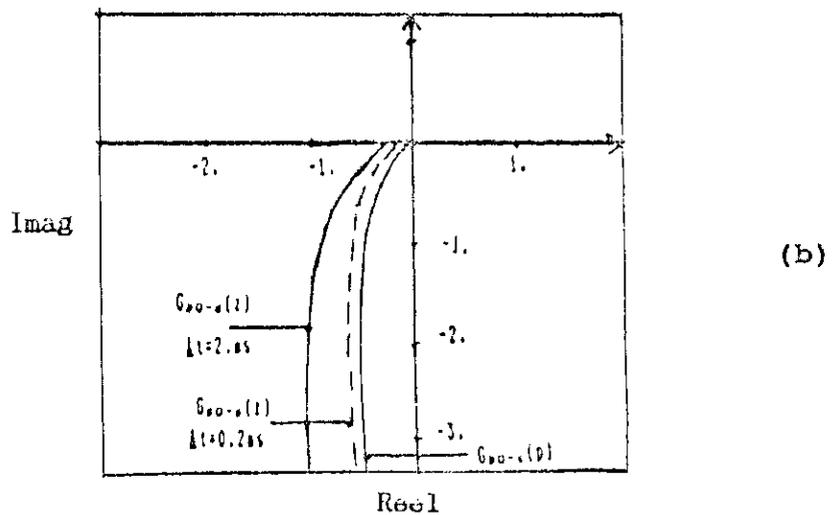
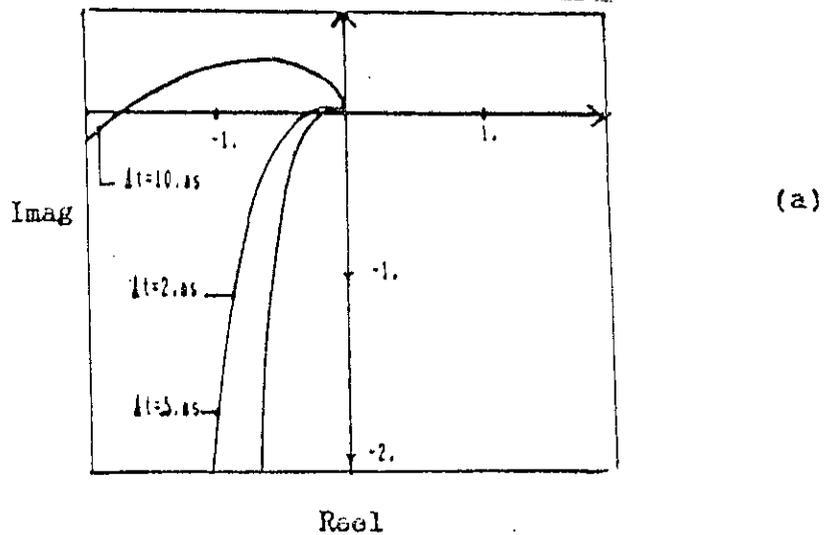
$$G_{BO-d}(z) = G_{reg}(z) (1 - z^{-1}) G(z) \quad (IV.15)$$

Le pas d'échantillonnage,  $\Delta t$ , est pris de manière à ce que la plus petite constante de temps dominante soit supérieure, presque deux fois, à ce dernier.

**Remarques :**

- La stabilité de  $G_{BO-d}(z)$  s'améliore avec la diminution du pas d'intégration  $\Delta t$  ( Figure IV.5(a) ), elle tend alors vers  $G_{BO-c}(p)$  ( Figure IV.5(b) ).
- Il ne faut pas que  $\Delta t$  soit très faible sinon le numérateur de  $G_{BO-d}(z)$ , dont la forme est polynomiale aurait des coefficients d'ordre  $1.E-6$  ce qui donne un numérateur tendant vers zéro, le gain étant alors nul,  
 $\Rightarrow G_{BO-d}(z) = 0.$

- Si  $\Delta t$  est très élevé, le signal de sortie sera faussé, la sortie n'est pas bien reproduite
- Le choix de  $\Delta t$  dépend de la plus faible constante de temps dominante ( les constantes de temps du filtre et du convertisseur sont considérées comme faibles ), de la précision et du temps d'exécution
- La plus faible constante de temps est  $T_i = 3.ms$   
 $\Delta t \leq T_i/2$  , nous avons opté pour  $\Delta t = 0.2 ms$



**Figure IV.5** : L'effet du Pas d'intégration sur  $G_{BO-d}(z)$

Alors, pour la valeur  $\Delta t = 0.2$  ms, la fonction de transfert du régulateur est :

$$G_{\text{reg}}(z) = \frac{1.6 + 1.667z}{-1. + z} \quad (\text{IV.16})$$

et celle du système étudié est :

$$G(z) = \frac{3.455E-4 + 2.518E-3z + 1.002E-3z^2}{-0.115 + 1.1024z - 1.983z^2 + z^3} \quad (\text{IV.17})$$

D'où  $G_{\text{BO-d}}(z)$  peut être déterminée.

La représentation temporelle et fréquentielle du système est donnée par la Figure IV.6.

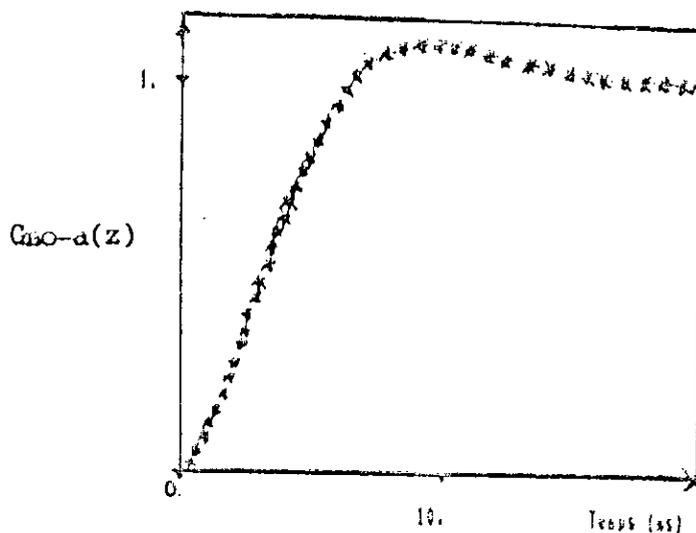


Figure IV.6(a) : Réponse Temporelle de  $G_{\text{BO-d}}(z)$

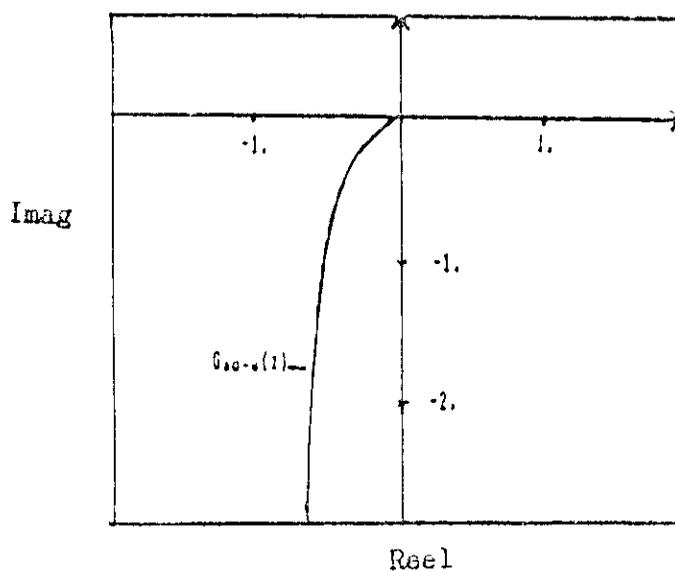


Figure IV.6(b) : Réponse Fréquentielle de  $G_{60-d}(z)$

- \* Détermination graphique de la marge de phase :

$$\Delta\phi = -120.1^\circ + 180.^\circ = 59.9 \approx 60.^\circ$$

- \* Détermination graphique de la marge de gain :

$$G_{dB} = 24.14 \text{ dB}$$

Elles sont toutes les deux positives, le système est alors stable.

- \* Détermination graphique du dépassement maximal :

$$\Delta h_{\max} = 0.092 < 10. \%$$

Les valeurs des paramètres  $\Delta\Phi$  ,  $\Delta G_{dB}$  et  $\Delta h_{max}$  des deux modèles ne sont pas très différents entre eux, de plus ils correspondent à ceux imposés lors de la simulation détaillée.

Les valeurs du modèle discret sont acceptables, la précision est bonne, vu que l'on gagne en même temps en espace mémoire et en temps d'exécution.

#### IV.4 EFFET DES CONSTANTES DE TEMPS ET DES GAINS DE CHAQUE ELEMENT SUR LE SYSTEME

Pour les deux modèles, l'effet des constantes de temps et des gains est le même.

Les valeurs des paramètres sont les mêmes que celles dans tout ce qui précède, un paramètre varie seulement à la fois.

##### IV.4.1 REGULATEUR

\* Lorsqu'on fait varier la valeur de la constante d'intégration,  $T_i$ , d'une valeur très proche de 1 s, à une valeur très petite, très proche de 0 s, le système devient de moins en moins stable. Dès qu'il dépasse la valeur  $T_{i0}$  ( on verra par la suite à combien elle est égale pour chaque modèle ), il rentre dans la zone d'instabilité. Voir la Figure IV.7.

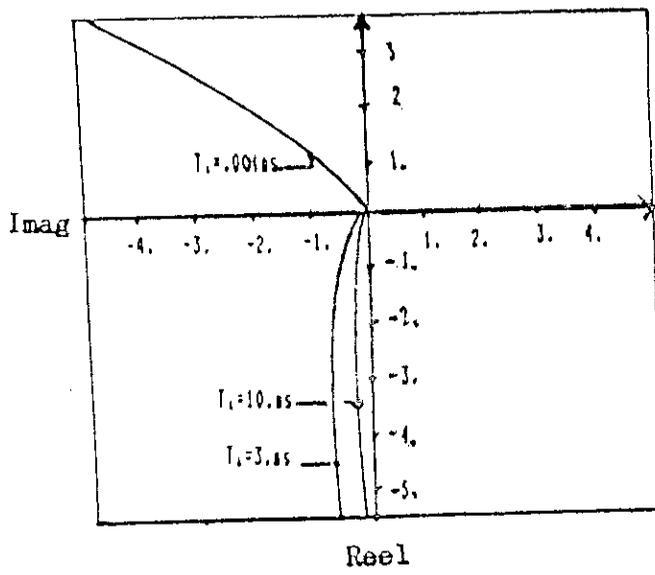


Figure IV.7(a) : L'effet de  $T_i$  sur  $G_{BO-c}(p)$

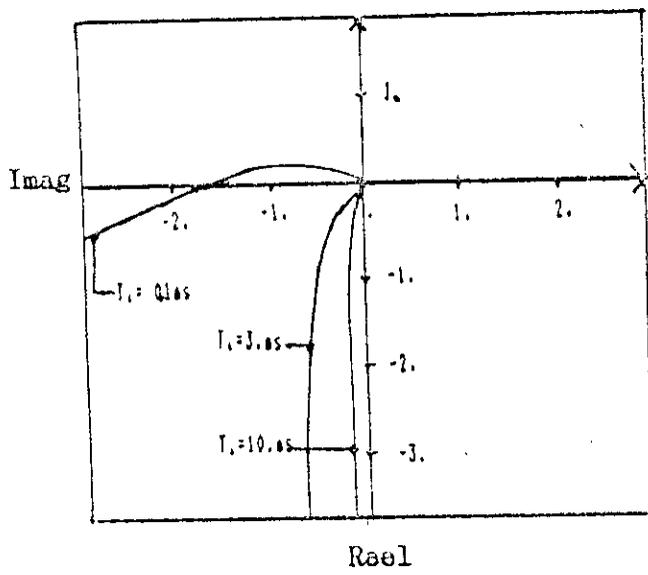


Figure IV.7(b) : L'effet de  $T_i$  sur  $G_{BO-d}(z)$

\* Si l'on change seulement  $T_p$  de 0 à 1 s, on voit que le système reste stable jusqu'à la valeur  $T_{p0}$ . Par la suite il tend à devenir instable. Voir la Figure IV.8.

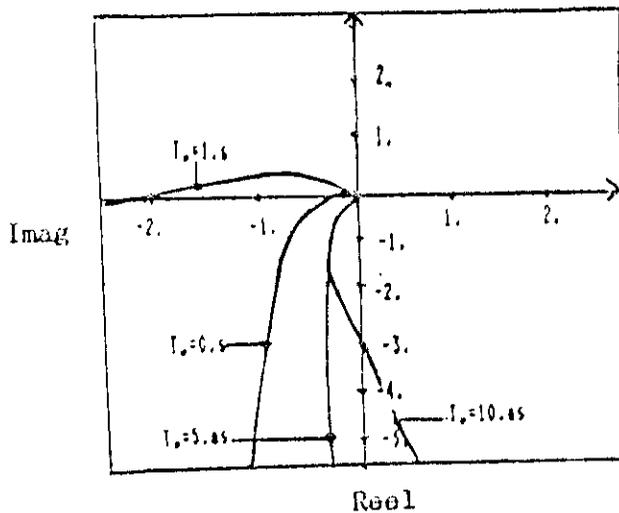


Figure IV.8(a) : L'effet de  $T_p$  sur  $G_{BO-c}(p)$

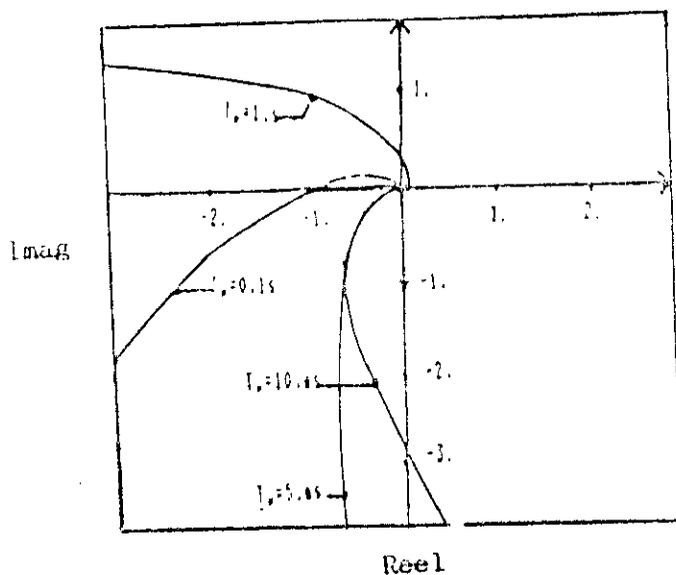


Figure IV.8(b) : L'effet de  $T_p$  sur  $G_{BO-d}(z)$

#### IV.4.2 FILTRE

Le gain du filtre reste toujours égal à 1 s, on fait varier seulement le retard  $T_f$ .

Quel que soit la variation de la constante de temps  $T_f$ , le système reste, tout le temps, stable. Seulement plus  $T_f$  augmente, plus le temps de réponse du système augmente. Voir Figure IV.9.

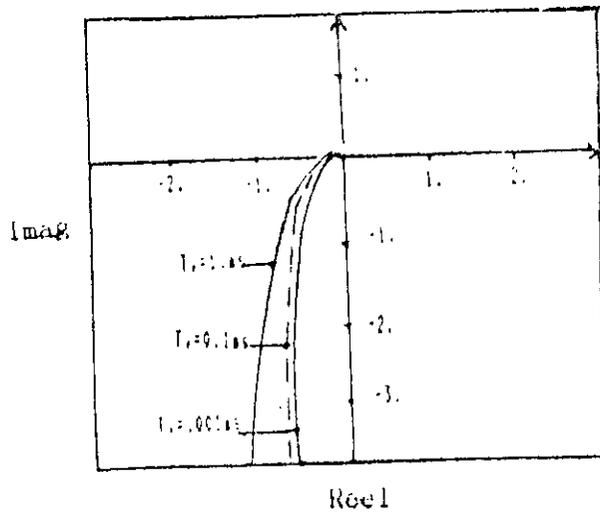


Figure IV.9(a) : L'effet de  $T_f$  sur  $G_{BO-c}(p)$

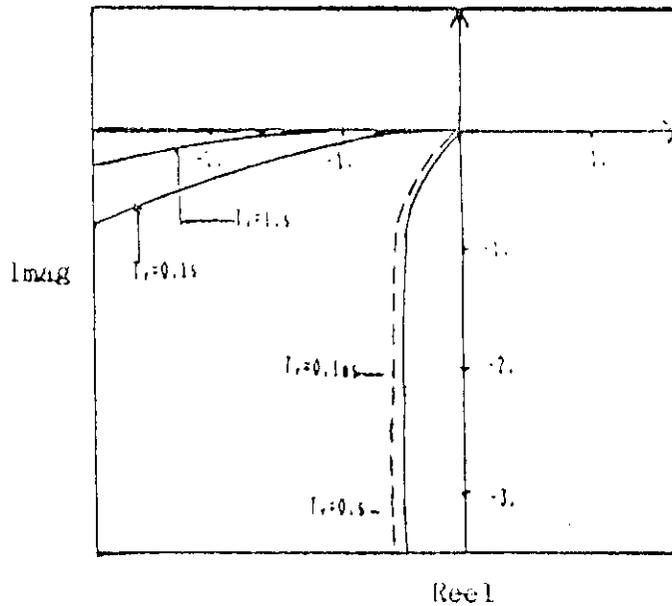


Figure IV.9(b) : L'effet de  $T_f$  sur  $G_{BO-d}(z)$

#### IV.4.3 CHARGE

\* Lorsqu'on varie la résistance de la charge, le système reste stable. Cette dernière influe faiblement sur le temps de réponse du système. De plus l'augmentation de la résistance augmente le gain du système. Voir la Figure IV.10.

\* La variation de l'inductance de lissage n'influe pas sur la stabilité du système, sauf que, plus elle augmente plus le temps de réponse de ce dernier s'améliore. Le gain reste constant. Voir la Figure IV.11.

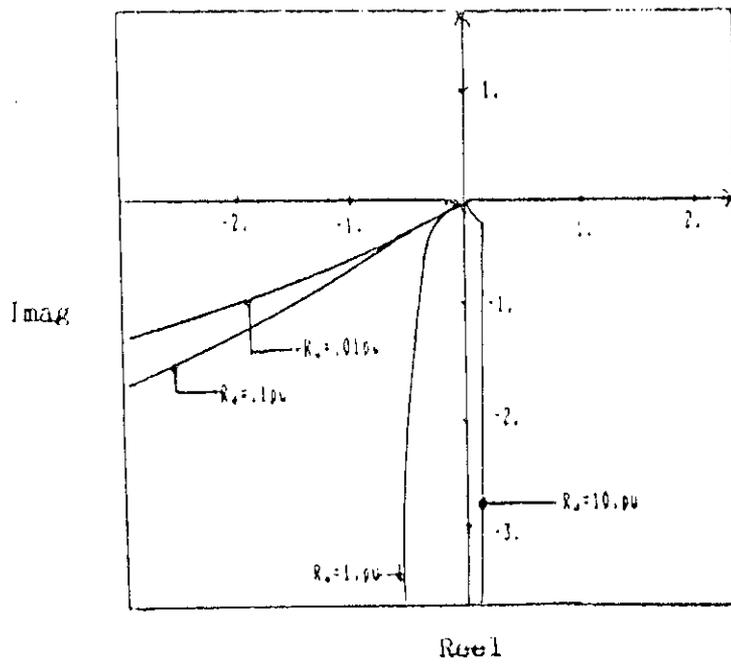


Figure IV.10(a) : L'effet de  $R_d$  sur  $G_{BO-c}(p)$

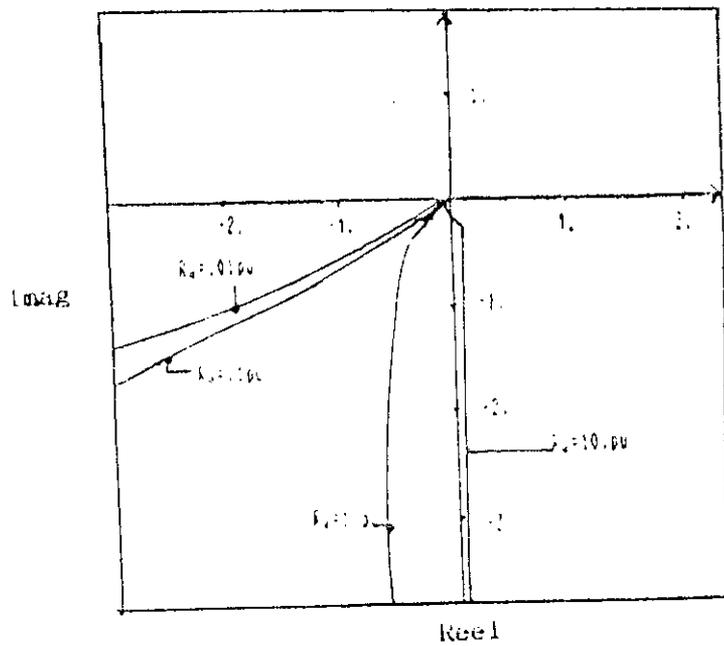


Figure IV.10(b) : L'effet de  $R_d$  sur  $G_{BO-d}(z)$

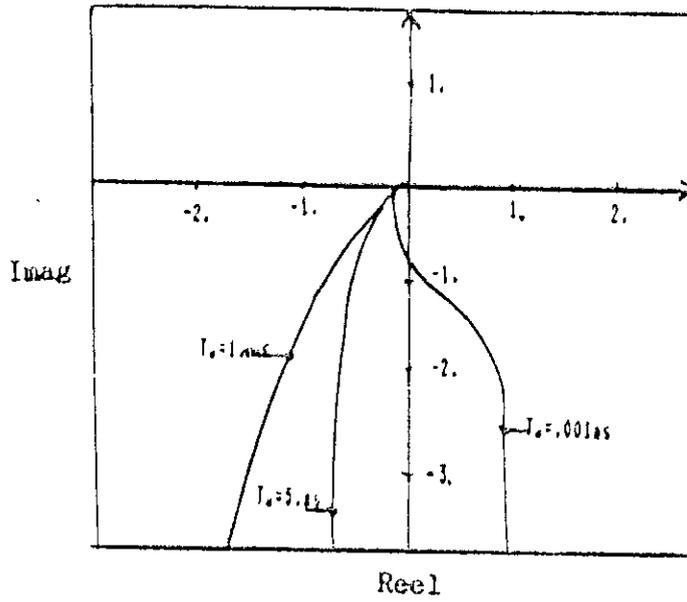


Figure IV.11(a) : L'effet de  $L_d$  sur  $G_{BO-c}(p)$

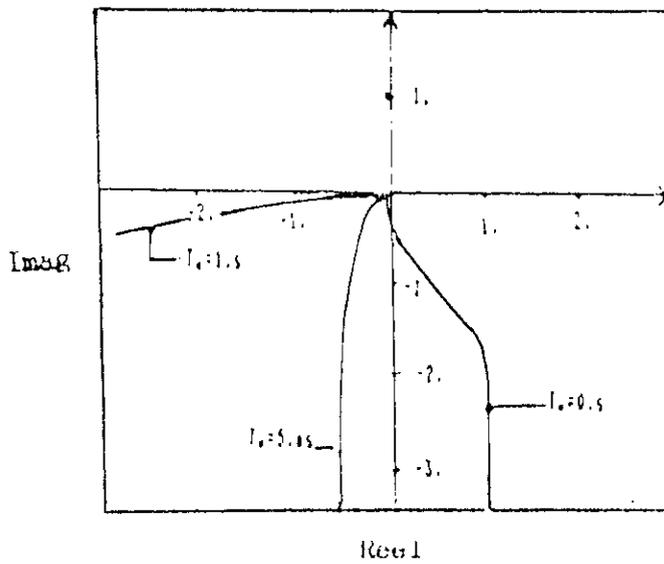


Figure IV.11(b) : L'effet de  $L_d$  sur  $G_{BO-d}(z)$

#### IV.4.4 CONVERTISSEUR

Le gain reste inchangé, on fait varier seulement la constante de temps  $T_c$  de 0 s à  $T_s/12$  ( celle choisie dans la simulation détaillée ), avec  $T_s$  la période du système.

Quel que soit la variation de  $T_c$  le système reste stable; plus  $T_c$  augmente, plus le temps de réponse s'améliore faiblement. Voir la Figure IV.12.

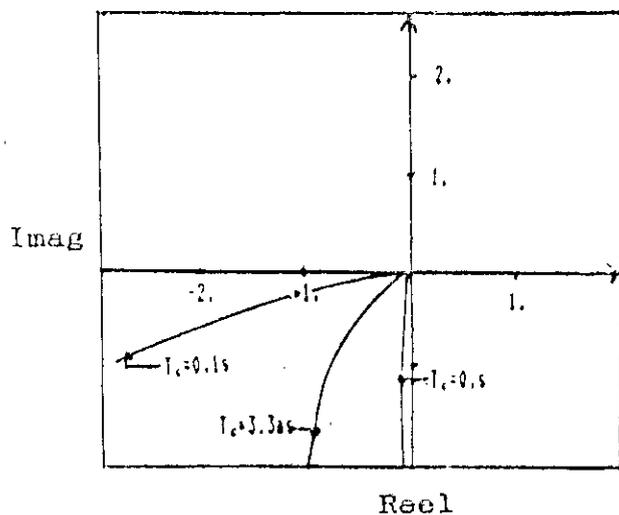


Figure IV.12(a) : L'effet de  $T_c$  sur  $G_{BO-c}(p)$

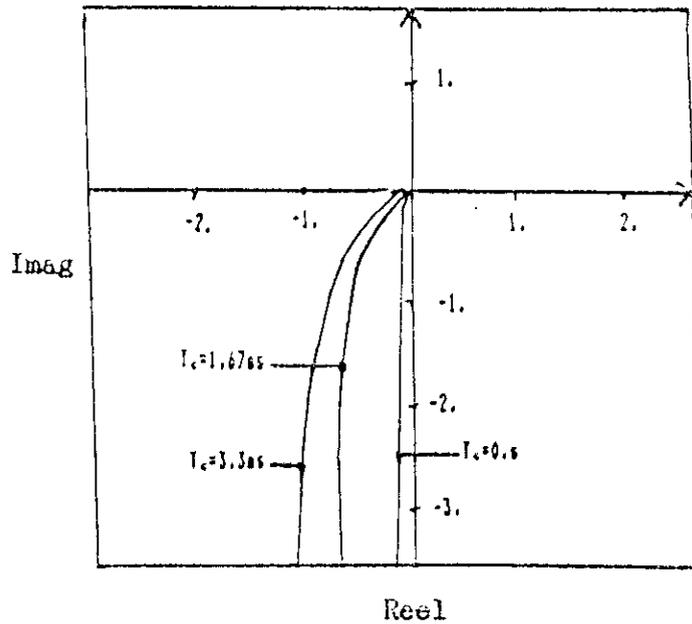


Figure IV.12(b) : L'effet  $T_c$  sur  $G_{BO-d}(z)$

**Remarque :**

On constate que pour les différentes variations des paramètres de chaque bloc ( régulateur, convertisseur, filtre, etc... ) du système les allures des courbes des deux modèles sont les mêmes. Dans les deux modèles le système réagit de la même façon.

#### IV.5 LIMITE DE STABILITE EN FONCTION DES PARAMETRES DU REGULATEUR

On a vu précédemment que plus la constante d'intégration  $T_i$  diminue, plus le système tend à être de moins en moins stable, la limite de stabilité est atteinte pour :

- le modèle à équations d'état a  $T_{i0} = 0.095$  ms
- le modèle à circuits discrets associé a  $T_{i0} = 0.136$  ms

Quant à la constante de proportionnalité  $T_p$ , plus elle diminue, plus le système devient stable. La limite de stabilité est atteinte pour :

- le modèle à équations d'état a  $T_{p0} = 0.22$  s
- le modèle à circuits discrets associé a  $T_{p0} = 0.105$  s

##### IV.5.1 CONCLUSION

Pour un pas d'échantillonnage  $\Delta t = 0.2$  ms, le système, à modèle à équations d'état (continu) , a des valeurs presque deux fois meilleures que celles du système à modèle à circuits discrets associé (discret).

Plus le pas  $\Delta t$  diminue, plus le système à modèle discret tend aux mêmes valeurs que celles du système à modèle continu.

CHAPITRE V

COMPARAISON ENTRE LE MODELE  
A EQUATIONS D'ETAT ET LE MODELE  
A CIRCUITS DISCRETS ASSOCIE

## V.1 INTRODUCTION

Après la simulation des deux modèles, à équations d'état et à circuits discrets associé, et l'exécution d'un certain nombre d'essais, on passe à l'analyse et à la comparaison des résultats obtenus simultanément par les deux modèles.

## V.2 TEMPS D'EXECUTION ET ESPACE MEMOIRE

### V.2.1 TEMPS D'EXECUTION

Les programmes des deux modèles sont exécutés sur un micro-ordinateur PC<sup>6</sup>. En régime établi, on a obtenu les temps d'exécution suivants :

Source alternative idéale sans filtres d'harmoniques AC :

Modèle à équations d'état	Modèle à circuits discret associé
00 h 01 mn 21 s 34'	00 h 01 mn 15 s 32'

Source alternative non idéale avec filtres d'harmoniques AC :

Modèle à équations d'état	Modèle à circuits discret associé
04 h 21 mn 58 s 63'	03 h 12 mn 14 s 51'

On remarque que lors de la simulation par les modèles à équations d'état et à circuits discret associé, du pont de Graëtz, alimenté par une source alternative idéale, sans filtres du côté alternatif, le rapport entre les temps d'exécution est égal à environ 1.1. La différence n'est pas

---

<sup>6</sup> IBM/PC AT, type UC 80286, vitesse relative (PC original 100%)=880%, vitesse d'horloge 12 MHz, sans coprocesseur, mémoire 1024 KO.

importante. Mais dans le cas de la simulation d'un système plus complet, la source d'alimentation du pont de Graëtz est un réseau, dont on prend son équivalent en source de Thévenin, plus les filtres alternatifs, le rapport entre les deux temps d'exécutions est égal à 1.4. Le modèle discret a un temps d'exécution 40 % moins que celui du modèle continu.

Pour d'autres algorithmes de résolution, cette différence dépasse ce chiffre.

En régime dynamique, le nombre de périodes électriques augmente, il est supérieur à 2 périodes, d'où l'importance d'utiliser un algorithme ( un modèle ) à temps d'exécution minimum ( sans itérations ).

#### V.2.2 ESPACE MEMOIRE

La différence entre les deux modèles existe, seulement, dans l'algorithme de résolution du système d'équations différentielles :

$$pX = AX + BU \quad (V.1)$$

Dans notre cas pour le modèle à équations d'état, l'intégration a été faite par l'algorithme Euler - Trapèze ( les équations (II.2) et (II.3) )

Quant au modèle à circuits discrets associé, la résolution s'est faite par la loi trapézoïdale ( l'équation (III.9) ). Lorsque l'on compare la mémoire statique des deux modèle on trouve :

Modèle à équations d'état : 109274 bites

Modèle à circuits discrets associé : 145192 bites

Le rapport entre ces deux valeurs est 0.753, on note que la différence d'espace mémoire est d'environ 25%. L'écart n'est pas important.

### V.3 RESULTATS DES ESSAIS

#### V.3.1 REGIME ETABLI

Pour les résultats de la simulation des deux modèles, durant l'étude temporelle, on remarque que les allures des courbes sont exactement les mêmes. Elles se superposent.

Dans l'étude fréquentielle, la comparaison se fait d'abord sur l'étude des harmoniques pour la détermination du pas d'intégration limite donnant, lors de la simulation, des résultats précis. Cette comparaison, nous permet d'affirmer que cette valeur est la même pour les deux modèles, de plus à cette valeur les harmoniques non caractéristiques du modèle à circuits discrets associé sont faibles par rapport à ceux du modèle à équations d'état. Au delà, on note que les harmoniques caractéristiques du modèle à circuits discrets associé varient faiblement par rapport à ceux du modèle à équations d'état ( une différence de 5% ).

On passe ensuite à l'étude des harmoniques d'un système alimenté par une source alternative idéale, sans filtres du côté alternatif. Les harmoniques non caractéristiques du modèle à circuits discrets associé sont plus faibles que ceux du modèle à équations d'état ( inférieurs à 1% ). Quant aux harmoniques caractéristiques, ils sont très proches.

Le modèle à circuits discrets associé donne de meilleurs résultats que le modèle à équations d'état. Ces derniers sont plus proches de ceux déterminés par les caractéristiques de

Kimbark [6].

Les taux d'harmoniques, des deux modèles, sont presque les mêmes :

Modèle à équations d'état :  $\begin{cases} \text{Courant } I_p = 0.72\% \\ \text{Tension } V_d = 0.076\% \end{cases}$

Modèle à circuits discrets associé :  $\begin{cases} \text{Courant } I_p = 0.72\% \\ \text{Tension } V_d = 0.077\% \end{cases}$

En cas de défaut de la source alternative triphasée ( existence d'un composant harmonique ), les deux modèles donnent des allures d'harmoniques identiques. Ils génèrent tous les deux les harmoniques non caractéristiques d'ordre  $3K$  pour la tension continue et  $3K \pm 1$ . La variation de l'amplitude, de l'angle et du numéro du composant harmonique a la même influence sur les harmoniques des deux modèles.

### V.3.2 REGIME DYNAMIQUE

Durant ce régime, que le pont soit alimenté par une source alternative idéale ou non, les deux modèles ont des courbes de mêmes allures. Il existe une légère différence, seulement pendant la variation du courant redressé de référence. Les courbes de courants et de tensions du modèle à circuits discrets associé présentent des oscillations dont l'amplitude est élevée de 10% ( au maximum ) par rapport à celles du modèle à équations d'état, ceci sur un intervalle d'environ  $200^\circ$  ( 11ms ), quant à l'intervalle restant, les courbes sont identiques. ( lorsque les courbes tendent à se stabiliser, elles se confondent ).

On constate, aussi, que les courbes du modèle à circuits discrets associé réagissent plus rapidement à la variation du

courant redressé de référence que celles du modèle à équations d'état. Les temps de montée relevés sur les courbes de ces modèles montrent cette constatation. Ces valeurs se rapprochent de celui calculé ( voir Annexe A ), la différence est due à l'échelle réduite ( 1mm représente 2ms ). Les temps de montée sont :

Modèle à équations d'état :  $t_m = 8.33$  ms

Modèle à circuits discrets associé :  $t_m = 7.40$  ms

### V.3.3 LIMITE DE STABILITE

D'après les études faites ( chapitre IV ), on remarque que les résultats des deux modèles sont globalement les mêmes. Les deux modèles réagissent de la même façon, sauf que, les valeurs de la limite de stabilité, en fonction des paramètres du régulateur, du modèle à circuits discrets associé sont plus faibles que celles du modèle à équations d'état et cela pour un pas d'intégration de 0.2ms ( proche du pas limite ), mais si le pas diminue, cette différence s'atténue.

### V.4 CONCLUSION

En résumé, on voit que le modèle à circuits discrets associé donne des valeurs compétitives à celles du modèle à équations d'état, de plus il est facile à modéliser, il nous fait beaucoup gagner en temps d'exécution. Le modèle a un algorithme non itératif contrairement au modèle à équations d'état, et il n'y a pas de grande différence en espace mémoire. Il est plus logique donc qu'on de choisir un modèle à circuits discrets associé.

**CONCLUSION GENERALE**

Le travail présenté dans cette thèse, s'inscrit dans le cadre de l'étude en simulation numérique entre le modèle à équations d'état et le modèle à circuits discrets associé dans le domaine à transport à courant continu haute tension, CCHT, plus particulièrement au redressement : pont de Graëtz triphasé à thyristors.

Avant de nous intéresser à la comparaison des deux modèles, nous avons d'abord décrit les différentes méthodes existantes pour la représentation du pont de Graëtz, son alimentation et la charge connectée à sa sortie; puis énuméré les différents critères de choix. La modélisation à représentation détaillée avec application de la technique tensorielle a été retenue.

L'étape suivante consiste en la modélisation et en la simulation d'un système moyennant les deux modèles. Il comprend: la source alternative alimentant le pont, le pont de redressement, la charge continue, la commande des thyristors et la régulation du courant continu.

Nous avons procédé ensuite à toute une série de tests identiques, pour les deux modèles dans le but de les comparer. Ces tests se déroulent de la façon suivante:

on évalue l'effet du pas d'intégration  $\Delta t$  sur la précision des résultats de la simulation. Si  $\Delta t$  est supérieur à 0.25 ms, les résultats deviennent insignifiants, voire aberrants. Tenant compte de ce critère ainsi que de celui de la théorie de Shannon, on a fixé des valeurs de  $\Delta t$  n'excédant pas 0.25 ms.

la détermination des tensions et des courants, en régime établi, côtés alternatif et continu, nous permet de certifier l'existence de six portions de courbes identiques du côté continu, d'une symétrie de courbes du côté de la source

alternative et de celle des harmoniques tensions caractérisés, et elle nous permet aussi de montrer l'existence de portions de courbes de courants dont le nombre sur une période électrique est égal au rang de l'harmonique, et dont l'amplitude est égale à l'onde fondamentale divisée par ce dernier.

De l'étude des harmoniques du système, des côtés alternatif et continu, on a noté que, lorsque le système est équilibré, les harmoniques existants étaient pour la tension continue d'ordre  $6K$  et ceux du courant alternatif étaient d'ordre  $6k \pm 1$ , les harmoniques non caractéristiques étaient négligeables devant ceux caractéristiques ( proches de 0% ). De plus l'amplitude des harmoniques caractéristiques diminue avec le rang. On note que le modèle à circuits discrets associé donne des résultats plus proche de la réalité.

Quant on injecte au niveau de la source de tension alternative équivalente de Thévenin un composant harmonique, il y a génération d'harmoniques d'ordre  $3K$ , pour la tension continue et d'ordre  $3K \pm 1$  pour le courant alternatif du primaire du transformateur. On remarque que quelque soit la perturbation ( ordre du composant harmonique, son amplitude ou son déphasage ) les harmoniques caractéristiques varient faiblement ( 1% ), quant à ceux non caractéristiques, ils sont importants, beaucoup plus pour la tension redressée ( 20% ) que pour le courant alternatif primaire ( 10 % ). L'effet du déphasage du composant harmonique de la tension équivalente de Thévenin est moins important que celui de son amplitude sur les harmoniques caractéristiques.

Une autre comparaison, en régime dynamique, a été établie, entre les résultats des deux modèles. On a constaté que l'allure des courbes était la même dans tous les cas. Cependant, durant la réduction et l'augmentation du courant redressé de référence, les courbes du modèle à circuits

discrets associé présentent des oscillations dont les amplitudes sont un peu plus importantes que celles du modèle à équations d'état. Le temps de montée du modèle à circuits discrets associé est inférieur à celui du modèle à équations d'état, ce dernier réagit moins rapidement que le modèle à circuits discrets associé à la variation du courant continu de référence.

On a aussi comparé les temps d'exécution des deux modèles. On a vu que celui du modèle à circuits discrets associé est 40% moins élevé que celui du modèle à équations d'état et l'espace mémoire est, dans ce dernier modèle, 25 % moins important que celui du modèle à circuits discrets associé.

Le dernier test réalisé, est celui de l'introduction d'un modèle linéaire du pont redresseur, dont les résultats sont en corrélation avec ceux déterminés par la simulation à représentation détaillée. Ce modèle est alors utilisé pour observer l'effet des paramètres de chaque élément de notre système sur la stabilité du fonctionnement du pont. La limite de stabilité du système est déterminée uniquement en fonction des constantes de temps du régulateur.

Pour ce qui est de l'étude de la limite de stabilité, on s'est d'abord intéressé à l'effet du pas d'intégration sur la fonction de transfert en boucle ouverte du modèle à circuits discrets associé, les remarques étant identiques à celles déjà faites lors la simulation à représentation détaillée ( plus le pas d'intégration est élevé plus la précision diminue ). Puis on a déterminé les constantes de temps du régulateur qui donne la limite de stabilité du système. On a remarqué que pour un pas d'intégration fixe, les valeurs obtenues du modèle à circuits discrets associé sont faibles environ de deux fois par rapport à celles du modèle à équations d'état. Ces valeurs s'améliorent avec la diminution du pas d'intégration.

A travers ce travail, on constate que les résultats du modèle à circuits discrets associé sont plus compétitifs que ceux du modèle à équations d'état. La seule conclusion à tirer est que ce dernier modèle ne nous avantage beaucoup. Il est donc impératif d'opter pour le modèle à circuits discrets associé.

Dans cette étude, la comparaison s'est faite pour un pont de Graëtz triphasé à thyristors, dont les algorithmes de résolution sont Euler-Trapèze pour le modèle à équations d'état et la loi Trapézoïdale pour le modèle à circuits discrets associé. Ce travail peut-être développé pour d'autres algorithmes de résolution, il peut-être aussi amélioré par l'insertion et la considération d'autres sous-systèmes qui peuvent être présents dans le système CCHT, comme par exemple l'onduleur, différentes régulations, conversion continue-continue, association de plusieurs pont en série ou en parallèle, etc..., afin de rendre cette simulation adaptable à n'importe quel système.

**BIBLIOGRAPHIE**

- [1] D.POVH, "Comparison of AC and DC transmission" CIGRE Symposium 09-87, Boston 1987, USA.
- [2] A. LACOSTE, A. LEDU, H. CANONGE, "Transport en courant continu haute tension", Techniques de l'Ingenieur, 1983.
- [3] J. BOWLES, "Unconventional system and control techniques for HVDC transmission promise substantial reduction in costs and improvements in security", International Symposium on HVDC Technology Sharing The Brazilian Experience, Mars 20-25, 1983, Rio de Janeiro, Bresil.
- [4] L.A.S PILOTTO, M. ROITMAN, J.E.R ALVES, "Digital control of HVDC converters", IEEE Transactions on Power Systems, Vol.4, No. 2, Mai 1989, pp.704-711.
- [5] J.P. BOWLES, "Alternative techniques and optimization of voltage and reactive power control at HVDC converter stations", IEEE Conference, Winnipeg, Canada, Juillet 9-11, 1980.
- [6] E.W. KIMBARK, "Direct current transmission", Vol I, Wiley international, New York, 1971, USA.
- [7] R.J HARRINGTON, S.A. GAWSH, "A digital computer model of three-phase rectifier/inverter systems for transient studies", First European Conference on Power Electronics and Application, Brussels, 16-18 Octobre 1985.
- [8] A.E. HAMMAD, J. GANON, D.McCALLUM, "Improving the dynamique performance of a complex AC/DC system by HVDC control modifications", IEEE/PES Winter Meeting, Atlanta, Georgie, 4-8 Fevrier 1990.

- [9] R.YACAMINI, C.ENG, A.M.I.T.TAALEB, "Study state stabilite of an HVDC system using frequecy-response methodes", IEE Proceeding, Vol 130, Pt c, No.4, Juillet 1983, pp 194-200.
- [10] N. VOVOS, G. GALANOS, G. GIANNAKOPOULOS, "A mathematical model for dynamic simulation of HVDC systems", IEEE/PES 1983 Winter Meeting, New York, N. Y., USA, Janvier 30 - Fevrier 4, 1983.
- [11] F. BORDRY, D. MATINS, "Simulation of power electronic system computational method using variable step", First European Conference on Power Electronics and Application, Brussels, 16-18 Octobre 1985.
- [12] J.S.C. HTSUI, W. SHEPHERD, "Method of digital computation of thyristor circuits ", Proceeding IEE, Vol 118, Aout 1971.
- [13] K.R. PADIYAR, SACHCHIDANAND, "Digital simulation of multiterminal HVDC systems using a novel converter model", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-102, No. 6, Juin 1983, pp. 1624-1633.
- [14] J. MILIAS-ARGITIS, G. GIANNAKOPOULOS, G. GALANOS, "Dynamic simulation for multiterminal HVDC Systems", IEEE/PES Summer Meeting, Mexico City, Mexico, Juillet 17-22, 1977.
- [15] J. MILIAS-ARGITIS, G. GALANOS, "Dynamic simulation of HVDC transmission systems", IEEE/PES Winter Meeting and Tesla Symposium, New York, USA, Janvier 25-30, 1976.
- [16] J. MILIAS-ARGITIS, T. ZACHARISE, C. HATZIADONIU, G. GALANOS, "Transient simulation of integrated AC/DC systems. Part 1: Converter modeling and simulation" IEEE Transactions on Power Appartus and Systems, Vol. 3,

No. 1, Fevrier 1988, pp. 166-172.

- [17] G. GIANNAKOPOULOS, N. A. VOVOS, "A fast and flexible method for simulation of integrated AC/DC system ", IEEE/PES Winter Meeting, New York, N.Y., USA, 30 Janvier - 5 Février, 1988.
  
- [18] N. A. VOVOS, G. GIANNAKOPOULOS, "A new converter equivalent circuit for fast digital simulation of multiterminal HVDC systems", Archiv fur Elektrotechnik 71, 1988, pp. 313-321.
  
- [19] K.R. PADIYAR, SACHCHIDANAND, A.G. KOTHARI, S.BHATTACHRYYA, A. SRIVASTAVA, "Study of HVDC controls through efficient dynamic digital simulation of converters", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 4, No. 4, Octobre 1989, pp. 2171-2178.
  
- [20] C.M. ONG, C.T. LIU, C.N. LU, "Generation of connection matrices for digital simulation of converter circuit using the tensor approach", IEEE/PES Winter Meeting, Nouvelle Orlean, Louisiane, USA, Fevrier 1-6, 1987.
  
- [21] N. SATO, N.V. DRAVID, S.M. CHAN, A.L. BURNS, J.J. VITHAYATHIL, "Multiterminal HVDC System representation in transient stability program", IEEE Winter Meeting, N.Y., New York, Fevrier 3-8, 1980, p 1927-1935.
  
- [22] J. REEVE, R. ADAPA, "Evaluation of developments in DC models for AC/DC transient stability programs", CIGRE Symposium 09-87, Boston, 1987, USA.
  
- [23] B.K. JOHNSON, "HVDC models used in stability studies", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 4, No. 2, Avril 1989, pp.1153-1163.

- [24] A. HAMZEI-NEJAD, C.M. ONG, "Modelling and simulation of HVDC systems", International Journal of Energy Systems, Vol. 9, No. 3, 1989, pp. 137-141.
- [25] H. SENHADJI, A. BENSENOUCI, "Modélisation et simulation des ponts de Graëtz", 3<sup>ième</sup> Colloque Maghrében sur les Modèles Numériques de l'Ingénieur, Tunis, Tunisie, 26-29 Novembre 1991.
- [26] H. SENHADJI, A. BENSENOUCI, "Modélisation et simulation des redresseurs utilisés dans la conversion de l'énergie et dans la commande", Journées d'Etude sur l'Electronique de Puissance et de la commande, JEEPC-91, 20-21 Mai 1991, ENP, Alger.
- [27] A. LACOSTE, G.L BREWER, A.EKSTROM, A.LE DU, C. LINDH, D.POVH, DJ.YOUNG, "AC harmonic filter and reactive compensation for HVDC", ELECTRA (CIGRE), No. 63, Mars 1979, pp. 65-101.
- [28] M. SAKUI, H. FUJITA, M. SHIOYA, "A method for calculating harmonic currents three-phase bridge uncontrolled rectifier with DC filter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.36, No. 3, Aout 1989, pp.434-440.
- [29] H. SENHADJI, B. TALA-IGHIL, "Etude et réalisation d'un pont de Graëtz triphasé à thyristors"  
Thèse d'Ingéniorat d'Etat, INES d'Electrotechnique de Bejaïa, Algérie, Juin 1988.
- [30] A. BUHLER, "Electronique de réglage et de commande"  
Edition DUNOD, 1979.
- [31] J. DUPARC, J. SCHNEIDER, "Linérisation des ponts de Graëtz", Journées d'études techniques 1 et 2 Juin 1989 à

Marseille. Groupe des laboratoires CNRS

- [32] H. BUHLER, "Réglages échantillonnées: traitement dans l'espace d'état", Presses Polytechnique Romandes, Volume 2, Suisse, 1983.
- [33] C. ZUOYI, X. ZHENG, D. XIJIE, "New development of HVDC digital simulation", CIGRE Symposium 09-87, Boston 1987, USA. pp.1153-1163.
- [34] W.S. MEYER, "Present day digital computer solution procedure and programs"
- [35] "Electromagnetic transients program application guide" EPRI EL 4650, Research project 2149-1, Novembre 1986, Westinghouse Electric Corporation, Pennsylvania, USA.
- [36] C.M. ONG, "Fundamentals of transient analysis of power system components", Master, Purdue University, West Lafayette, Indiana, USA.
- [37] CHENG TSUNG LIU, "Modeling, estimation, and self tuning control of AC /DC system", Master, Purdue University, West Lafayette, Indiana, USA, Decembre 1988.
- [38] L. ALVARADO, R.H. LASSETER, J.J. SANCHEZ, "Testing of trapezoidal integration with damping for the solution of power transients problems", IEEE Transactions on Power and Systems, Vol. 102, Decembre 1983.

**ANNEXES**

## ANNEXE A

### PARAMETRES DU SYSTEME A ETUDIER

#### 1. Système de base

$$S = 112.4 \text{ MVA}$$

$$V_p = 275. \text{ kV (phase composée, efficace)}$$

$$V_s = 83. \text{ kV (phase composée, efficace)}$$

#### 2. Paramètres du système à courant alternatif

$$\text{Tension de Thévenin : } E_{th} = 226.7 [2.825^\circ] \text{ kV (crête)}$$

$$\text{Fréquence : } f_s = 1/T_s = 50. \text{ Hz}$$

$$\text{Impédance de Thévenin : } R_{th} + jX_{th} = 9.268 + j 34.6 \Omega$$

#### 3. Transformateur ( couplage étoile - étoile )

$$\text{Puissance apparente : } S = 112.4 \text{ MVA}$$

$$\text{Tension primaire/secondaire (phase-phase) = } 275/83 \text{ kV}$$

$$\text{Impédance de fuite du transformateur ramenée}$$

$$\text{au secondaire : } R_c + jX_c = 0. + j9.215 \Omega$$

#### 4. Paramètres du système à courant continu

$$\text{Puissance : } P_d = 100. \text{ MW}$$

$$\text{Courant continu : } I_d = 1. \text{ kA}$$

$$\text{Tension continue : } V_d = 100. \text{ kV}$$

$$\text{Résistance de la charge: } R_d = 100. \Omega$$

$$\text{Inductance de lissage : } L_d = 0.5 \text{ H}$$

## 5. Paramètres de commande et de régulation

Tension de commande maximale :	$U_{cm} = \sqrt{2} * 275. / \sqrt{3} \text{ kV}$
Période de la source de tension :	$T_s = 1. / 50. \text{ Hz} = 20. \text{ ms}$
Constantes de temps:	
convertisseur :	$T_c = 1.67 \text{ ms}$
charge :	$T_d = 5. \text{ ms}$
régulateur :	$T_i = 3. \text{ ms} \quad T_p = 5. \text{ ms}$
filtre :	$T_f = 0.1 \text{ ms}$
Temps de montée :	$t_m = 6.874 \text{ ms}$
Dépassement maximal :	$\Delta h_{max} = 6.017 \%$
Capteur de courant :	$K = 1$
Gain du convertisseur :	$G_c = 0.45$
Gain du filtre :	$G_f = 1.$

## 6. Compensation

$$C = 0.1 \mu\text{F}$$

## 7. Convertisseur

Les thyristors choisis sont idéaux, leurs tensions directes, résistances et inductances sont nulles.

L'angle d'amorçage  $\alpha$  variable. Pour un fonctionnement nominal,  $\alpha = 0.$ , l'angle de commutation  $\mu = 33^\circ$ ,  $\phi$ , le déphasage de l'onde fondamentale de la tension alternative  $v_p$  par rapport à l'onde fondamentale du courant alternatif  $i_p$ , est égal à la valeur :  $-23.17^\circ$ .

## 8. Filtres du côté alternatif

n=5	$R_5=37.0 \Omega$	$L_5=0.974 \text{ H}$	$C_5=0.415 \mu\text{F}$
n=7	$R_7=26.6 \Omega$	$L_7=0.497 \text{ H}$	$C_7=0.415 \mu\text{F}$
n=11	$R_{11}=16.9 \Omega$	$L_{11}=0.201 \text{ H}$	$C_{11}=0.415 \mu\text{F}$
n=13	$R_{13}=14.4 \Omega$	$L_{13}=0.145 \text{ H}$	$C_{13}=0.415 \mu\text{F}$
n=17- $\infty$	$R_{hp}=452. \Omega$	$L_{hp}=0.085 \text{ H}$	$C_{hp}=0.415 \mu\text{F}$

## 9. Facteurs de qualité

Filtre passe-haut :  $q_{hp} = 0.7 - 5.$

Filtre RLC série :  $q_{RLC} = 40. - 150.$

## ANNEXE B

### IMPEDANCES DES MAILES ET EXPRESSIONS LOGIQUES DES CHAINONS

#### 1. Matrice impédance $Z_m$

$$Z_m(1,1) = Z_a + Z_c + Z_3 + Z_1$$

$$Z_m(1,2) = Z_c + Z_3$$

$$Z_m(1,3) = -Z_a - Z_c$$

$$Z_m(1,4) = -Z_c$$

$$Z_m(1,5) = -Z_3$$

$$Z_m(2,2) = Z_b + Z_c + Z_3 + Z_2$$

$$Z_m(2,3) = -Z_c$$

$$Z_m(2,4) = -Z_b - Z_c$$

$$Z_m(2,5) = -Z_3$$

$$Z_m(3,3) = Z_a + Z_c + Z_4 + Z_6$$

$$Z_m(3,4) = Z_c + Z_6$$

$$Z_m(3,5) = -Z_6$$

$$Z_m(4,4) = Z_b + Z_c + Z_5 + Z_6$$

$$Z_m(4,5) = -Z_6$$

$$Z_m(5,5) = Z_d + Z_3 + Z_6$$

#### 2. Expressions logiques des chainons (links ou cordes)

$$\text{Link}(1) = X_v(1)X_v(2)$$

$$\text{Link}(2) = X_v(1)X_v(2) + X_v(2)X_v(3)$$

$$\text{Link}(3) = X_v(4)X_v(5)$$

$$\text{Link}(4) = X_v(4)X_v(5) + X_v(5)X_v(6)$$

$$\text{Link}(5) = X_v(1) + X_v(2) + X_v(3)$$