

N° d'ordre : 351

50376
1989
153

50376
1989
153

THÈSE

ÉCRITURE

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE FLANDRES ARTOIS

pour obtenir le titre de

DOCTEUR

Spécialité : Electronique

par

LEPLUS François

Maître es Sciences

Agrégé de l'Université

**SUR LA MODELISATION NUMERIQUE DES
TRANSFORMATEURS MONOPHASE
ET TRIPHASE
APPLICATION AUX MONTAGES REDRESSEURS
ET GRADATEURS**



Soutenu le 7 Juin 1989 devant le Jury

Président :

Rapporteurs :

Directeur du travail :

Examineurs :

C. MAIZIERES

J. PERARD

C. ROMBAUT

G. MANESSE

J.F. RIALLAND

J.L. COCQUERELLE

AVANT-PROPOS

Les recherches qui font l'objet de ce mémoire, ont été effectuées au Laboratoire de Systèmes Electromécaniques de l'Université des Sciences et Techniques de Lille Flandres Artois dirigé successivement par les professeurs C. MAIZIERES que je remercie pour l'excellent accueil qu'il m'a réservé et d'avoir accepté de présider ce jury, et G. MANESSE à qui j'exprime mes plus vifs remerciements pour son soutien, sa compréhension et ses encouragements constants. Ses idées et son dynamisme furent indispensables à l'aboutissement de ce travail.

Je remercie vivement Monsieur PERARD, Professeur à l'IUT de Grenoble, de l'honneur qu'il me fait en acceptant d'être l'un des deux rapporteurs.

Que Monsieur le Professeur ROMBAUT, de l'Institut Industriel du Nord, trouve ici l'assurance de mes plus sincères remerciements pour avoir accepté de juger ce travail et d'en être rapporteur.

Je remercie chaleureusement le Professeur RIALLAND, du Conservatoire National des Arts et Métiers de Paris, pour avoir pris le temps d'examiner ce travail malgré ses nombreuses activités.

Mes plus vifs remerciements vont enfin à Monsieur le Professeur COCQUERELLE, de l'IUT de Nantes pour l'intérêt qu'il porte à mes travaux en participant à ce jury.

Je ne saurais oublier la collaboration amicale et efficace de Messieurs LIENART et MARSEILLE ainsi que de toutes les personnes présentes au laboratoire avec qui j'ai eu grand plaisir à travailler.

Je remercie également Monsieur FRANCHAUD, technicien du Laboratoire de Systèmes Electromécaniques, pour son soutien technologique compétent et indispensable pour m'aider à mener à bien les nombreuses vérifications expérimentales.

INTRODUCTION

Dans de nombreuses applications industrielles, il est nécessaire de modifier la présentation de l'énergie électrique. Lorsque cette modification consiste à transformer la valeur efficace des courants ou des tensions à fréquence constante, on utilise très souvent un transformateur.

Cet appareil effectue le transfert de l'énergie électrique par voie électromagnétique tout en assurant un isolement galvanique entre le primaire et le secondaire. Pour obtenir un bon couplage entre le primaire et le secondaire, il est nécessaire de monter les bobinages sur un circuit ferromagnétique fermé. La présence du matériau ferromagnétique qui possède une caractéristique non linéaire engendre des courants non sinusoïdaux même si la tension primaire est sinusoïdale. Le transformateur dont le principe de fonctionnement est relativement simple est délicat à étudier du fait des non-linéarités dues au circuit magnétique.

Autrefois, les transformateurs étaient essentiellement soumis à des régimes

sinusoïdaux, de fréquences industrielles puisque les charges étaient généralement formées par l'association d'éléments linéaires.

L'évolution de l'électronique industrielle a imposé des contraintes d'utilisation plus sévères autant en courant qu'en tension. En effet, les semi-conducteurs constituant les convertisseurs électroniques se comportent comme des interrupteurs entraînant des formes d'ondes non sinusoïdales et présentant même parfois une composante continue. Lorsque le convertisseur se trouve entre le transformateur et la charge (montage redresseur), ce sont essentiellement les courants qui sont découpés. Lorsque le convertisseur est placé en aval (gradateur, onduleur), les tensions appliquées sont non sinusoïdales. Il en est de même de toutes les autres grandeurs. Dans le cas des alimentations à découpage, les semi-conducteurs, placés en amont et en aval, imposent au transformateur des formes d'ondes très découpées et de fréquence élevée.

Les méthodes d'étude du transformateur ont suivi l'évolution des moyens de calcul. Elles ont toutes un point commun: l'établissement d'un schéma équivalent.

La résolution analytique des équations ne peut se concevoir qu'en effectuant des hypothèses simplificatrices (caractéristique $B(H)$ idéalisée (linéaire par morceaux par exemple), circuit magnétique non saturé, symétrique dans le cas du transformateur triphasé). Lorsque le transformateur débite sur une charge linéaire, le courant magnétisant devient négligeable devant le courant secondaire ramené au primaire (hypothèse de Kapp).

D'autres méthodes cherchent à approcher de manière plus précise les caractéristiques du circuit magnétique. La résolution des équations est alors confiée à un calculateur analogique ou numérique.

La méthode des éléments finis est basée sur la résolution des équations de Maxwell et nécessite une connaissance très précise des circuits magnétique et électriques. Cette méthode est très proche de la réalité physique mais nécessite des moyens de calcul importants.

Dans le cadre de modèles de simulation globaux, nous avons cherché à établir un modèle de comportement compatible avec un environnement de convertisseurs sta-

tiques basée sur l'observation des grandeurs électriques primaires et secondaires et permettant d'obtenir des résultats précis, rapidement, avec des moyens de calcul de taille raisonnable. Le transformateur sera assimilé à une boîte noire que nous identifierons en le soumettant à des régimes bien définis.

La caractéristique non linéaire sera approchée par des polynômes à coefficients non constants. Nous écrivons les équations électriques et magnétiques en limitant au maximum le nombre d'hypothèses simplificatrices et nous proposerons une méthode de résolution numérique du système d'équations différentielles ainsi obtenu. Le programme sera ensuite associé à d'autres programmes décrivant des convertisseurs de l'électronique de puissance placés en amont ou en aval du transformateur. Nous nous efforcerons d'obtenir un programme structuré et transparent afin de permettre une plus grande facilité de compréhension et d'adaptation.

Nous limiterons notre étude aux transformateurs monophasé et triphasé à flux forcés utilisés à des fréquences industrielles associés aux montages redresseurs et gradateurs.

L'étude se divise en deux parties: l'une consacrée au transformateur monophasé, l'autre au transformateur triphasé.

Dans le premier chapitre, nous établirons le modèle numérique du transformateur monophasé. Nous présenterons la méthode retenue et nous préciserons les limites de validité du modèle.

Nous utiliserons au chapitre 2 le modèle mis au point au chapitre précédent pour étudier les associations transformateur monophasé-redresseur et gradateur-transformateur monophasé.

Le chapitre 3 sera consacré à la modélisation et à l'identification du transformateur triphasé. Nous y étudierons également les cas d'alimentations monophasées et de charges déséquilibrées.

Nous associerons dans le chapitre 4 le transformateur triphasé au montage redresseur en étoile (P3) et au gradateur triphasé.

L'association transformateur triphasé redresseur en pont (PD3) fera l'objet du chapitre 5.

CHAPITRE 1

MODELISATION DU TRANSFORMATEUR MONOPHASE

Lors de l'étude du transformateur monophasé, on effectue généralement un certain nombre d'hypothèses simplificatrices (circuit magnétique non saturé, absence d'hystérésis, flux constant etc...)/ 1 // 2 // 3 // 4 // 5 // 6 // 7 / qui permettent de simplifier les calculs mais ne rendent pas compte de tous les phénomènes observés.

Avec les moyens de calculs actuellement à notre disposition, on peut se permettre de réduire le nombre d'hypothèses simplificatrices et obtenir ainsi un modèle plus proche de la réalité.

Dans ce premier chapitre, nous allons établir les équations du transformateur en restant le plus général possible. Le but est de définir un modèle réaliste du transformateur, bien adapté au calcul numérique sans tenir compte d'éventuelles difficultés liées à la résolution analytique des équations posées.

1. Equations du transformateur

1.1 Notations . Conventions de signe

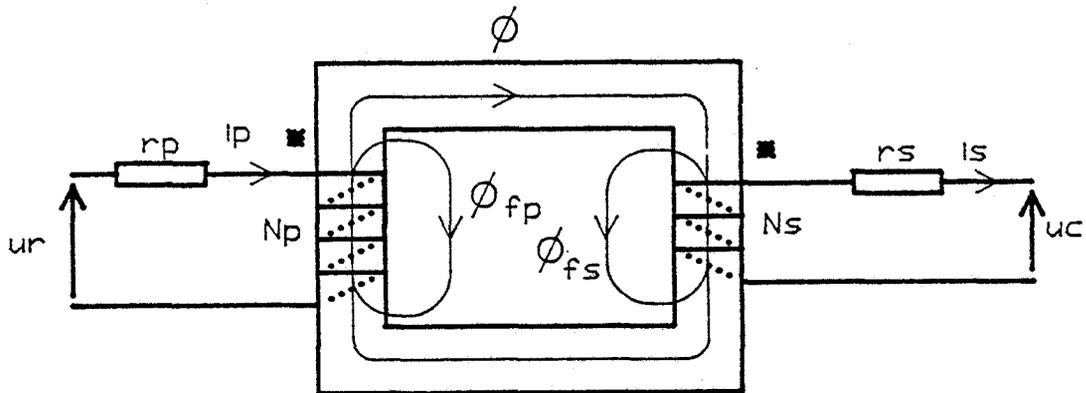


figure 1.1

Pour le primaire (indice p), nous prendrons la convention récepteur et pour le secondaire (indice s) la convention générateur.

Le sens de i_p et du bobinage primaire définissent le sens positif du flux ϕ .
 u_r est la tension du réseau, u_c la tension aux bornes de la charge.

1.2 Equations

Nous pouvons écrire trois équations : deux équations électriques, l'une relative au primaire, l'autre au secondaire, et l'équation du circuit magnétique.

- Equation électrique du primaire

$$u_r = r_p \cdot i_p + N_p \cdot \frac{d(\phi + \phi_{fp})}{dt} = r_p \cdot i_p + N_p \cdot \frac{d\phi}{dt} + N_p \cdot \frac{d\phi_{fp}}{dt} \quad (1.1)$$

Le flux de fuites a une grande partie de son trajet dans l'air. La réluctance de ce circuit magnétique est donc relativement constante. On peut alors associer à ϕ_{fp} une inductance de fuites primaires l_p telle que $l_p \cdot i_p = N_p \cdot \phi_{fp}$

L'équation primaire peut alors s'écrire:

$$u_r = r_p \cdot i_p + l_p \cdot \frac{di_p}{dt} + N_p \cdot \frac{d\phi}{dt} \quad (1.2)$$

- Equation électrique du secondaire

$$u_c = - r_s.i_s + N_s \cdot \frac{d(\varphi - \varphi_{fs})}{dt} \quad (1.3)$$

De manière analogue, on associe au flux de fuites secondaires φ_{fs} une inductance de fuites secondaire constante l_s telle que $l_s.i_s = N_s \cdot \varphi_{fs}$, ce qui permet d'écrire

$$u_c = - r_s.i_s - l_s \cdot \frac{di_s}{dt} + N_s \cdot \frac{d\varphi_{fs}}{dt} \quad (1.4)$$

- Equation magnétique

L'équation magnétique s'obtient en écrivant le théorème d'Ampère

$$N_p.i_p - N_s.i_s = \mathcal{R}.\varphi \quad (1.5)$$

où \mathcal{R} est la réluctance du circuit magnétique.

Pour caractériser le circuit magnétique, on utilise généralement des grandeurs plus parlantes que le flux et la somme des $N.i$: le champ magnétique B et l'excitation magnétique H telles que $B = \frac{\varphi}{S}$ et $H = \frac{N_p.i_p - N_s.i_s}{l}$.

Dans un premier temps, nous utiliserons de préférence B et H même si l'introduction de ces grandeurs nécessite la connaissance des dimensions du transformateur (S section et l longueur du circuit magnétique) qui ne sont pas facilement mesurables. Les grandeurs B et H caractérisent de manière plus classique le matériau magnétique et faciliteront la clarté de l'exposé.

Les trois équations du transformateur sont donc:

$$u_r = r_p.i_p + l_p \cdot \frac{di_p}{dt} + N_p.S \cdot \frac{dB}{dt} \quad (1.6)$$

$$u_s = - r_s.i_s - l_s \cdot \frac{di_s}{dt} + N_s \cdot S \cdot \frac{dB}{dt} \quad (1.7)$$

$$B = \frac{H \cdot l}{\mathcal{R} \cdot S} = f(H) \quad (1.8)$$

Nous obtenons trois relations : deux équations différentielles à coefficients constants et une relation non linéaire liant B et H . Ces relations peuvent s'exprimer à

partir des deux schémas équivalents suivants:

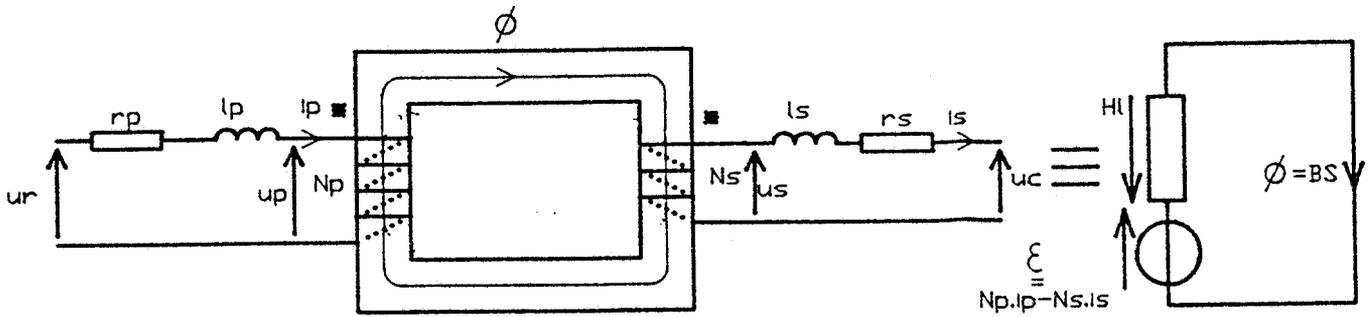


figure 1.2

II. Courbes B(H) . Cycle d'hystérésis

2.1 Relevé de la courbe B(H)

Les courbes B(H) s'obtiennent en alimentant le transformateur à vide par une tension sinusoïdale de fréquence 50 Hz et en relevant i_p et u_s (figure 1.3).

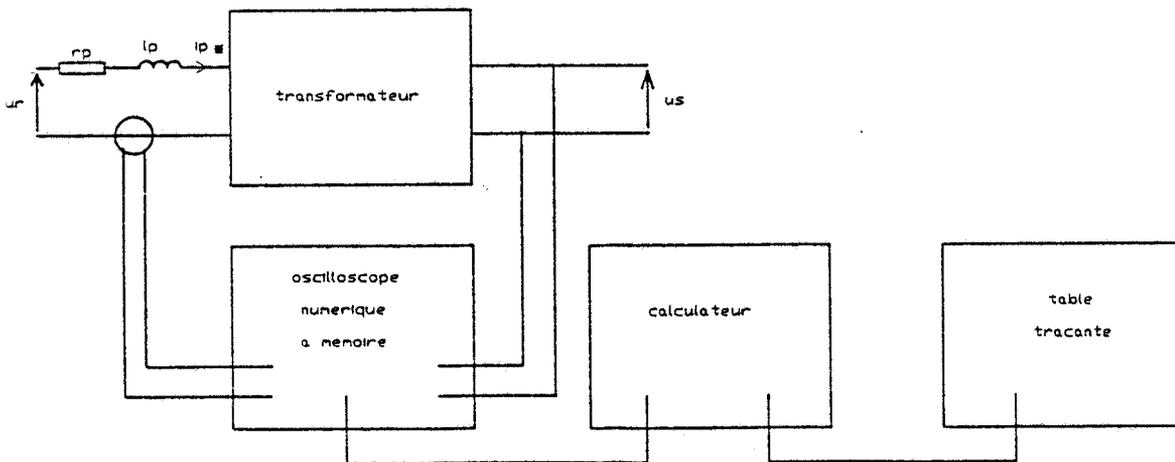


figure 1.3

Les courbes $i_p(t)$ et $u_s(t)$ sont mémorisées par l'oscilloscope puis traitées par le calculateur. i_p permet de calculer H . En effet, à vide $H = \frac{N_p \cdot i_p}{l}$
 u_s permet de calculer B(t) : $u_s = N_s \cdot S \cdot \frac{dB}{dt}$

$$\text{donc } B(t) = \frac{1}{N_s.S} \int u_s(t).dt$$

Cette intégration est réalisée sous forme numérique par le calculateur.

Les cycles $B(H)$ sont relevés pour plusieurs valeurs de la tension d'entrée donc pour plusieurs valeurs de B_{\max} champ magnétique maximum. (figures 1.9 à 1.12).

Les caractéristiques $B(H)$ se dédoublent à cause de l'hystérésis du circuit magnétique. On remarque que la forme et la largeur du cycle dépendent de la tension d'alimentation /8//9//10/. Nous allons essayer de trouver une formulation mathématique rendant compte le plus fidèlement possible de ces déformations.

2.2 Equation des cycles

2.2.1 Présentation des différentes méthodes

Aucune théorie physique n'a permis d'aboutir à une description simple de l'hystérésis magnétique. Plusieurs méthodes sont envisageables pour modéliser ce cycle à partir de relevés expérimentaux.

- Modèle analogique /11//12//13/. Cette méthode consiste à approcher le cycle par une expression mathématique et à résoudre cette équation à partir d'un calculateur analogique. Les limites de cette méthode sont directement liées à celles du calculateur.

- Méthode de Frolich /14//15/. La relation liant B et H est $H = a \cdot \frac{dB}{dt} + \frac{B}{\mu}$ où μ est de la forme $\mu = \frac{(1 - b \cdot |B|)^d}{c}$

Cette méthode présente l'avantage d'être très simple et très rapide à mettre en œuvre mais présente deux inconvénients :

- Il n'est pas possible de tenir compte du champ rémanent
- Cette équation entraîne une erreur importante lorsque le cycle est décrit de manière dissymétrique.

- Méthode des éléments finis /16//17//18/. Cette méthode découle directement des équations de Maxwell et suit de très près la réalité physique. Elle présente par contre l'inconvénient de nécessiter des moyens de calcul importants. En outre, il est nécessaire de connaître parfaitement la géométrie des circuits magnétique et électriques.

Nous avons choisi une méthode intermédiaire basée sur une "équation" analytique

facilement implantable sur ordinateur, nécessitant des moyens de calcul raisonnables et reflétant de manière convenable le fonctionnement du transformateur.

Cette approche, malgré ces imperfections, nous a semblé cohérente, dans le cadre de modèles de simulation globaux, eu égard aux hypothèses généralement admises (interrupteurs idéalisés et identiques) dans les représentations usuelles des convertisseurs de l'électronique de puissance.

2.2.2 Méthode retenue

La méthode consiste à mettre en équation le plus grand cycle et à déduire les trajectoires intérieures à partir de ce cycle.

Le plus grand cycle est obtenu en alimentant le transformateur par une tension sinusoïdale de valeur efficace nettement supérieure à la tension nominale.

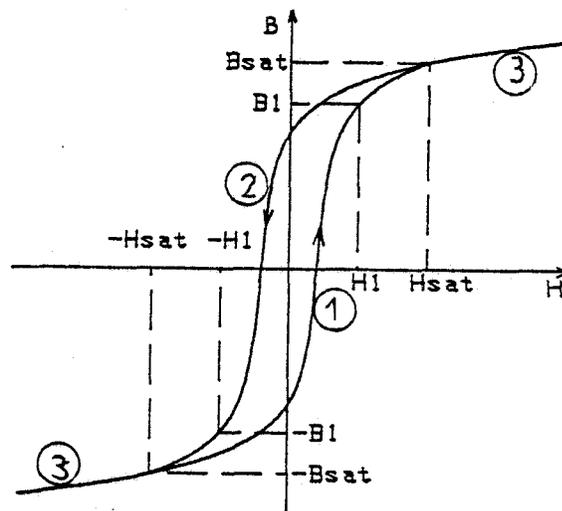


figure 1.4

Pour décrire ce cycle, trois équations sont nécessaires.

équation (1) pour $\frac{dB}{dt} > 0$ et $|B| < B_{sat}$

équation (2) pour $\frac{dB}{dt} < 0$ et $|B| < B_{sat}$

équation (3) pour $|B| > B_{sat}$

équation (1)

Cette équation doit se rapprocher le plus possible du cycle expérimental et doit en particulier vérifier $f(B_{sat}) = -f(-B_{sat})$.

Après plusieurs tentatives, nous avons retenu une équation de la forme (1)

$$H = a + c \cdot B + d \cdot B^3 + e \cdot (B - B_0)^7 \quad (1.9)$$

(1) Il est possible d'ajouter un terme en B^5 . La méthode de calcul reste analogue à celle proposée.

L'identification des coefficients se fait à partir de quelques points particuliers de la courbe.

Pour $B = 0$ $H = H_{\text{coercitif}} \approx a$

et $\frac{dH}{dB}(0) \approx c$

d , e et B_0 sont identifiés à partir de trois points:

$H(B_{\text{sat}}) = H_{\text{sat}}$, $H(-B_{\text{sat}}) = -H_{\text{sat}}$ et un point intermédiaire: $H(B_1) = H_1$

$$H_{\text{sat}} = a + c \cdot B_{\text{sat}} + d \cdot B_{\text{sat}}^3 + e \cdot (B_{\text{sat}} - B_0)^7$$

$$-H_{\text{sat}} = a - c \cdot B_{\text{sat}} - d \cdot B_{\text{sat}}^3 + e \cdot (-B_{\text{sat}} - B_0)^7$$

$$H_1 = a + c \cdot B_1 + d \cdot B_1^3 + e \cdot (B_1 - B_0)^7$$

On prend d'abord une valeur quelconque pour d . Les deux premières équations permettent de calculer e et B_0 . En effet

$$\frac{e \cdot (B_{\text{sat}} - B_0)^7}{e \cdot (-B_{\text{sat}} - B_0)^7} = \frac{H_{\text{sat}} - a - c \cdot B_{\text{sat}} - d \cdot B_{\text{sat}}^3}{-H_{\text{sat}} - a + c \cdot B_{\text{sat}} + d \cdot B_{\text{sat}}^3} = X$$

donc $B_0 = \frac{1 + \sqrt[7]{X}}{1 - \sqrt[7]{X}} \cdot B_{\text{sat}}$ et $e = \frac{H_{\text{sat}} - a - c \cdot B_{\text{sat}} - d \cdot B_{\text{sat}}^3}{(B_{\text{sat}} - B_0)^7}$

d est ensuite calculé à partir de la troisième équation . On effectue plusieurs boucles de calcul pour obtenir les valeurs de d , e et B_0 avec une précision suffisante.

Equation (2)

Pour l'équation (2) , il n'est pas nécessaire d'effectuer de nouveaux calculs. En effet, l'équation $H = -a + c \cdot B + d \cdot B^3 + e \cdot (B + B_0)^7$ (1.10)

vérifie $H(0) \approx -a$

$$\frac{dH}{dB}(0) \approx c$$

$$H(-B_1) = -H_1$$

$$H(B_{\text{sat}}) = H_{\text{sat}}$$

$$H(-B_{\text{sat}}) = -H_{\text{sat}}$$

Equation (3)

Pour l'équation (3) correspondant au circuit magnétique très saturé, le cycle n'est presque plus dédoublé. Une seule équation suffit. On choisit une équation de la forme: $H = E_{\text{sat}} \cdot B^7$ (1.11)

On vérifie ensuite que les courbes calculées correspondent bien au cycle relevé . Dans le cas contraire , il suffit de modifier le choix de H_1 , B_1 voire H_{sat} , B_{sat} .

Equation des trajectoires intérieures

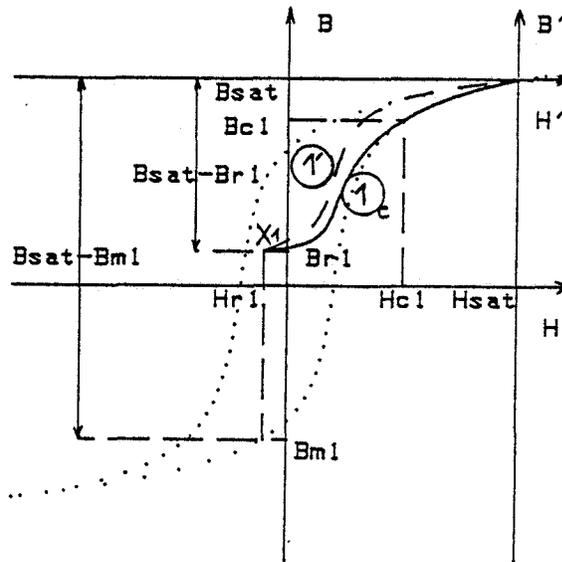


figure 1.5

Les trajectoires intérieures se déduisent des équations 1.9 ou 1.10 suivant le signe de $\frac{dB}{dt}$. Supposons qu'au point X_1 de coordonnées H_{r1} , B_{r1} , $\frac{dB}{dt}$ change de signe. La trajectoire du point X devra être similaire à (1) et la rejoindre au plus tard en H_{sat} , B_{sat} .

Nous allons donc multiplier la différence entre B_{sat} et B par une quantité α_1 , plus petite que 1 telle que $\alpha_1 = \frac{B_{sat}-B_{r1}}{B_{sat}-B_{m1}}$ où B_{m1} est le point de (1) de même abscisse que X_1 .

En utilisant cette méthode, il arrive que la courbe obtenue (1') s'éloigne de (1) et parfois même passe au dessus de (2). Cette remarque nous amène à modifier la valeur de α_1 au fur et à mesure que l'on se rapproche du point de saturation (figure 1.6).

En augmentant progressivement la valeur de α_1 la trajectoire de X_1 se rapproche ainsi plus vite de (1) et reste à l'intérieur du plus grand cycle. Il est possible de faire converger la trajectoire de X avant B_{sat} . Le point de convergence est noté B_{c1} . α

est alors défini par $\alpha = \min \left((1 - \alpha_1) \cdot \frac{B - Br_1}{Bc_1 - Br_1} + \alpha_1, 1 \right)$ (1.12)

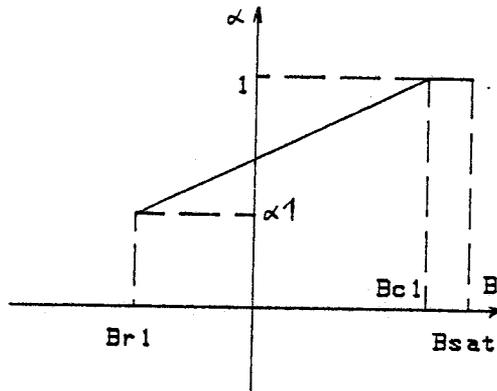


figure 1.6

Equation de (1)c

Pour obtenir l'équation de (1)c, on fait un changement d'origine. La nouvelle origine se situe en Hsat, Bsat. L'équation de (1) devient alors

$$H - H_{sat} = a + c \cdot (B - B_{sat}) + d \cdot (B - B_{sat})^3 + e \cdot (B - B_{sat} - B_0)^7$$

L'équation de 1 c s'écrit dans le même repère avec $B' = \alpha \cdot (B - B_{sat})$

$$H - H_{sat} = a + c \cdot \left(\frac{B' - B_{sat}}{\alpha} \right) + d \cdot \left(\frac{B' - B_{sat}}{\alpha} \right)^3 + e \cdot \left(\frac{B' - B_{sat}}{\alpha} - B_0 \right)^7 \quad (1.13)$$

Dans le repère initial, l'équation de (1)c est donc

$$H = a + c \cdot \left(\frac{B - B_{sat}}{\alpha} + B_{sat} \right) + d \cdot \left(\frac{B - B_{sat}}{\alpha} + B_{sat} \right)^3 + e \cdot \left(\frac{B - B_{sat}}{\alpha} - B_0 + B_{sat} \right)^7 \quad (1.14)$$

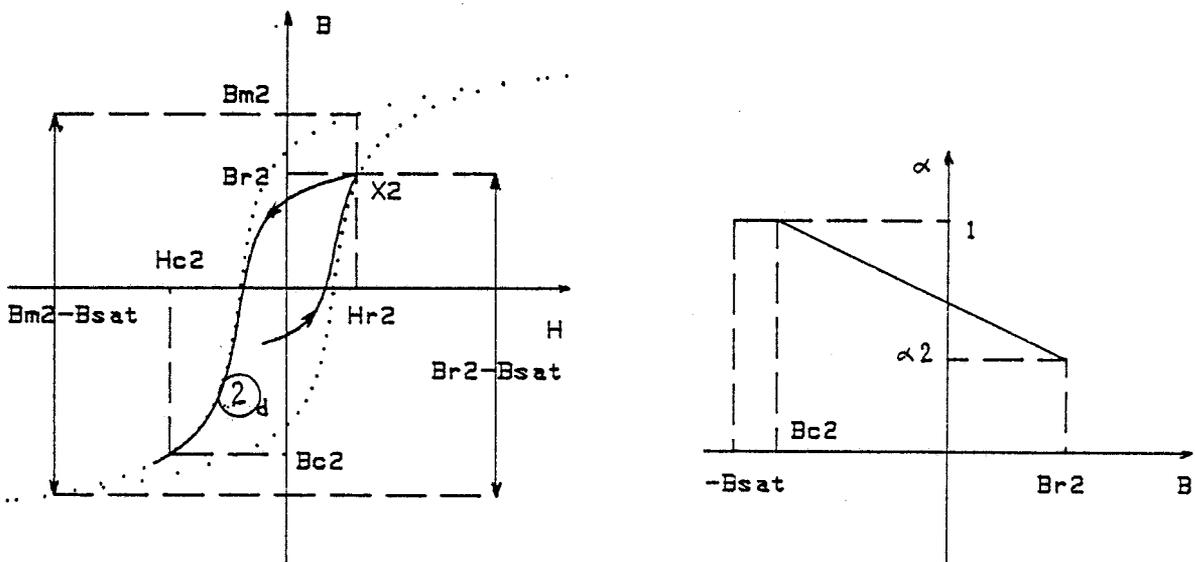


figure 1.7

Pour les trajectoires où $\frac{dB}{dt}$ décroît, on procède de la même manière. Soit $X_2 \begin{cases} Hr_2 \\ Br_2 \end{cases}$ le point où $\frac{dB}{dt}$ devient négatif (figure 1.7), on calcule B_{m2} , ordonnée de (2) correspondant à l'abscisse Hr_2 , puis $\alpha_2 = \frac{Br_2 - B_{sat}}{B_{m2} - B_{sat}}$

$$\text{et } \alpha = \min \left((1 - \alpha_2) \cdot \frac{Br_2 - B}{B_{c2} - Br_2} + \alpha_2, 1 \right) \quad (1.15)$$

l'équation de (2)d est alors

$$H = a + c \cdot \left(\frac{B + B_{sat}}{\alpha} - B_{sat} \right) + d \cdot \left(\frac{B + B_{sat}}{\alpha} - B_{sat} \right)^3 + e \cdot \left(\frac{B - B_{sat}}{\alpha} + B_0 - B_{sat} \right)^7 \quad (1.16)$$

III. Méthode de simulation

Il nous est maintenant possible de calculer H lorsque B et $\frac{dB}{dt}$ sont connus. Nous allons utiliser ce résultat pour simuler le comportement du transformateur, d'abord à vide puis lorsque celui-ci se trouve dans une chaîne de conversion d'énergie.

La méthode de simulation peut être présentée par l'organigramme de la figure 1.8.

- La tension appliquée au primaire U_r est la tension délivrée par la source alimentant le transformateur. Il peut s'agir d'une tension sinusoïdale, d'une tension en créneau ou autre...

- On calcule $\frac{dB}{dt}$ par la relation $\frac{dB}{dt} = \left(\frac{U_r - r_p \cdot I_p - l_p \cdot \dot{I}_p}{N_p \cdot S} \right)$. Pour effectuer ce calcul, nous sommes obligés de prendre pour I_p et \dot{I}_p les valeurs trouvées au pas de calcul précédent.

- Si $\frac{dB}{dt}$ a changé de signe, il nous faut calculer la nouvelle valeur de α_1 ou α_2 avant de poursuivre les calculs.

- La connaissance de $\frac{dB}{dt}$ nous permet de calculer B puis H à l'aide d'une des équations 1.14 1.16 ou 1.11 suivant les valeurs de B et $\frac{dB}{dt}$.

- La tension induite aux bornes de l'enroulement secondaire est calculée par la relation $U_s = N_s \cdot S \cdot \frac{dB}{dt}$.

- Le calcul du courant secondaire dépend de la nature de la charge. Il peut être nul (transformateur à vide), s'exprimer simplement en fonction de U_s et des caractéristiques de la charge (charge R L) ou avoir une évolution dépendant de l'état de semi-

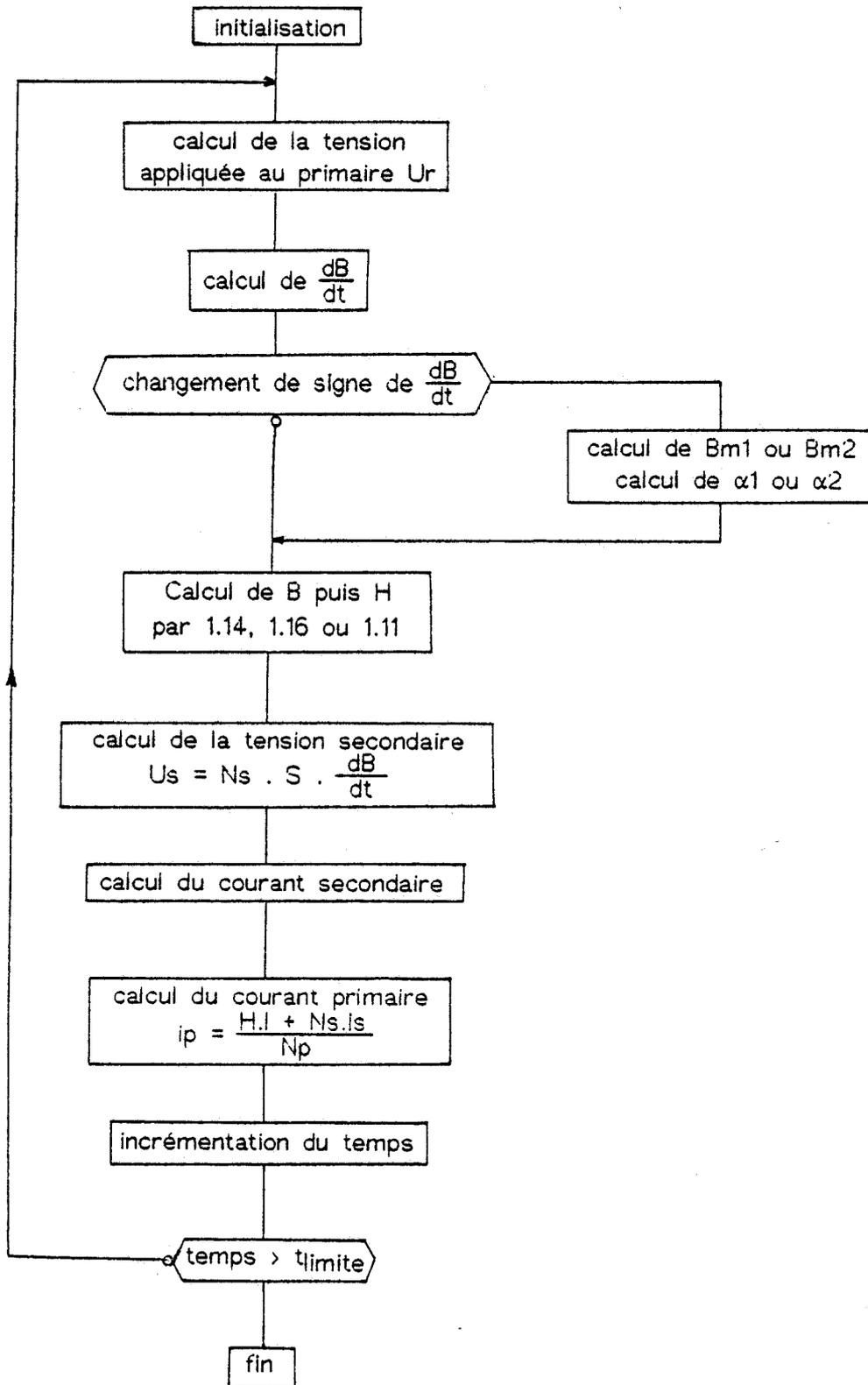


figure 1.8

-conducteurs se trouvant au secondaire du transformateur. Dans ces conditions, le courant secondaire est calculé dans un sous programme bâti suivant la méthode DESIGN /19 /. Nous reviendrons sur ce point au chapitre suivant.

- On peut ensuite calculer le courant primaire I_p et traiter le pas de calcul suivant après avoir incrémenté le temps.

Cette méthode de simulation est tout à fait générale et ne suppose aucune condition sur ce qui se trouve en amont ou en aval du transformateur.

Nous allons maintenant l'appliquer sur plusieurs exemples, ce qui nous permettra en outre de tester la validité du modèle proposé.

IV. Validation du modèle

4.1 Détermination des résistances des enroulements et des inductances de fuites

La résistance des enroulements est obtenue par une méthode classique (mesure en continu ou mesure des pertes Joule lors d'un essai en court-circuit). (1)

La mesure des inductances de fuites est beaucoup plus délicate voire impossible / 2 / / 3 /. Il est possible de les calculer directement à condition de connaître parfaitement les dimensions géométriques / 1 /. Il est par contre possible de déterminer, à partir d'un essai en court-circuit, la valeur de l'inductance de fuites ramenée au primaire L_p et celle ramenée au secondaire L_s . A partir de ces deux résultats, on peut estimer la valeur de I_p et de I_s .

Soit L_1 l'inductance propre du primaire et L_2 l'inductance propre du secondaire. La mutuelle M s'écrit $M = \sqrt{L_2 \cdot (L_1 - I_p)} = \sqrt{L_1 \cdot (L_2 - I_s)}$

D'autre part, $I_p = L_1 - \frac{M}{m}$ et $I_s = L_2 - m \cdot M$

$$\begin{aligned} \text{Donc } L_p &= I_p + \frac{I_s}{m^2} = L_1 - \frac{M}{m} + \frac{L_2}{m^2} - \frac{m}{m^2} \cdot M \\ &= L_1 + \frac{L_2}{m^2} - 2 \cdot \frac{M}{m} \end{aligned}$$

Si $I_p \ll L_1$ et $I_s \ll L_2$, $L_1 \approx \frac{L_2}{m^2}$

$$\text{et donc } L_p \approx 2 \cdot I_p \quad \text{de même } L_s \approx 2 \cdot I_s \quad (1.17)$$

(1) Il faut aussi inclure dans r_p et I_p les résistance et inductance de la source alimentant le transformateur.

Donc, si les inductances de fuites sont faibles devant les inductances propres (ce qui est généralement le cas), on peut estimer les valeurs de I_p et de I_s à partir des relations 1.17.

4.2 Courants à vide

La méthode proposée au paragraphe III est appliquée dans le cas où le transformateur est alimenté par une tension sinusoïdale et où le courant secondaire i_s est nul (figure 1.9 à 1.12).

Les déformations du cycle avec la tension se traduisent par une modification de l'allure du courant absorbé et donc du spectre correspondant (d) des figures 1.9 à 1.12).

Les résultats obtenus pour plusieurs valeurs de la tension d'alimentation permettent de valider le modèle retenu.

Nous allons maintenant nous intéresser à des fonctionnements où le cycle d'hystérésis est décrit de manière dissymétrique.

4.3 Régime transitoire lors de la mise sous tension /3//4//20/

Lors de la mise sous tension, le transformateur est soumis à un régime transitoire entraînant parfois un appel de courant important.

Le régime transitoire dépend de deux conditions initiales:

- instant de mise sous tension
- état magnétique rémanent à l'instant de la mise sous tension.

L'état magnétique du circuit magnétique dépend de son passé. Il est donc difficile de connaître la valeur de $B_{\text{rémanent}}$ avec précision sauf si le transformateur a été placé dans un état magnétique bien particulier: $B = 0$, $H = 0$.

Il est en effet possible d'obtenir $B = 0$, $H = 0$. Il suffit pour cela d'alimenter le transformateur par une tension tantôt positive, tantôt négative et d'amplitude décroissante de manière à décrire des cycles de plus en plus petits se terminant à $B = 0$, $H = 0$.

L'instant de mise sous tension est lui fixé par un interrupteur bidirectionnel (triac ou deux thyristors tête-bêche), commandé par rapport au passage par zéro de la

tension d'alimentation.

Les courbes de la figure 1.13 représentent le courant appelé lors de la mise sous tension à l'instant le plus défavorable (passage par zéro de la tension d'alimentation). Les cycles sont d'abord décrits de manière dissymétrique pour se stabiliser en fin de régime transitoire.

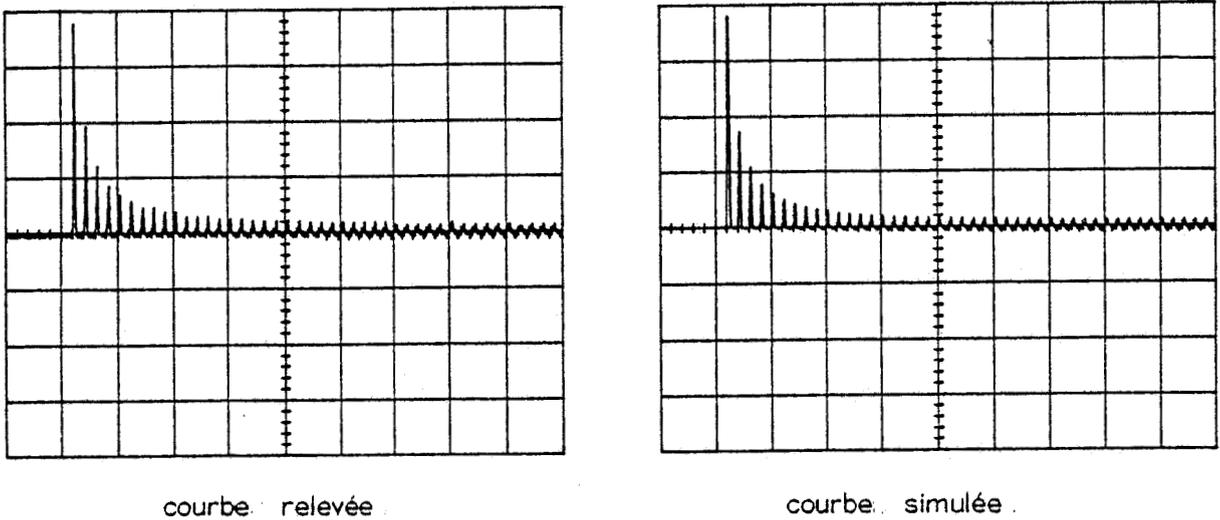


figure 1.13 Appel de courant lors de la mise sous tension
40A/div 0,1s/div

4.4 Courant secondaire présentant une composante continue

Pour obtenir un courant secondaire présentant une composante continue, nous avons réalisé le montage de la figure 1.14.

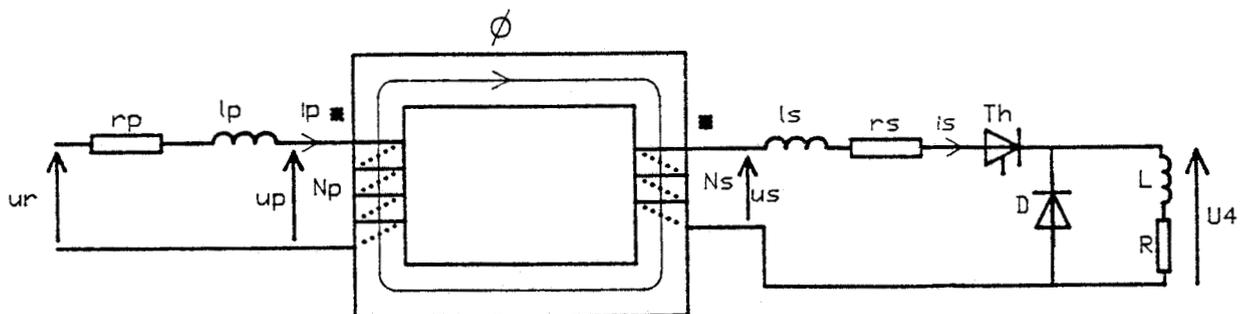


figure 1.14

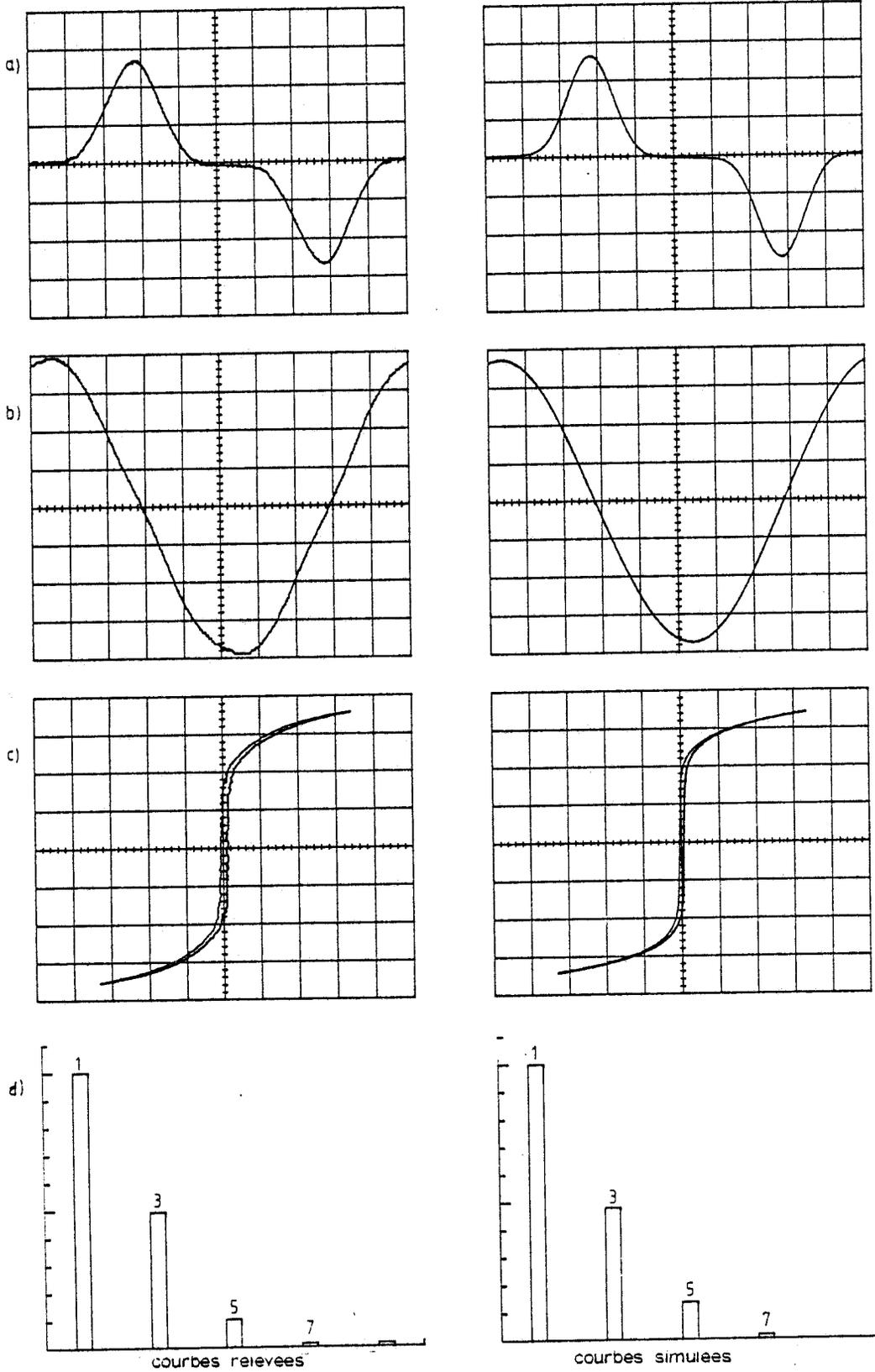


figure 1.9 Transformateur a vide . Tension primaire 260V - 50Hz

- a) courant primaire i_p 5A/div
- b) tension secondaire u_s 50V/div
- c) cycle $B(H)$ B : 0,5T/div H : 1000A/m /div
- d) spectre du courant primaire

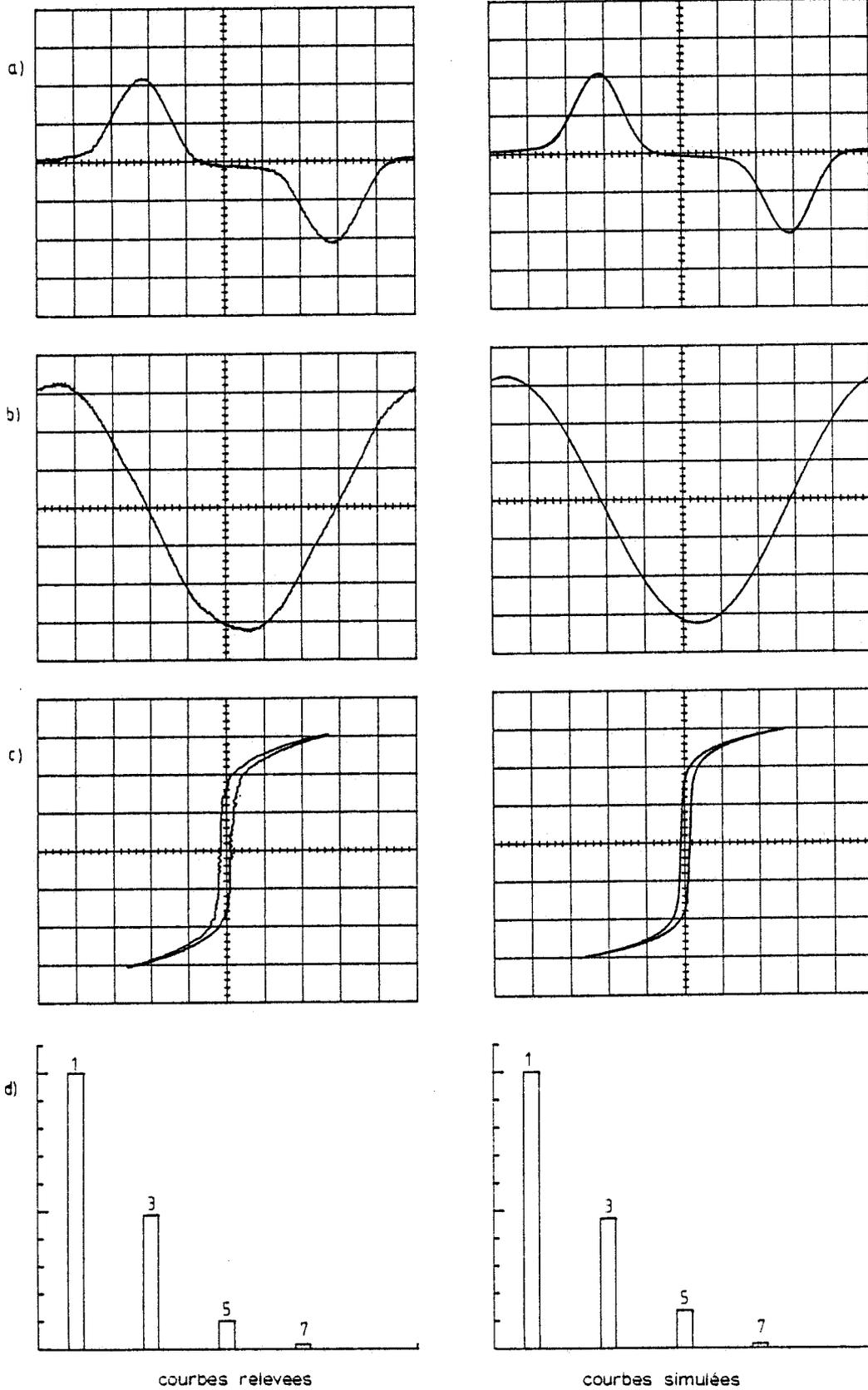


figure 1.10 Transformateur a vide . Tension primaire nominale 220V - 50Hz

- a) courant primaire i_p 2.5A/div
- b) tension secondaire u_s 50V/div
- c) cycle B(H) B : 0.5T/div H : 500A/m /div
- d) spectre du courant primaire

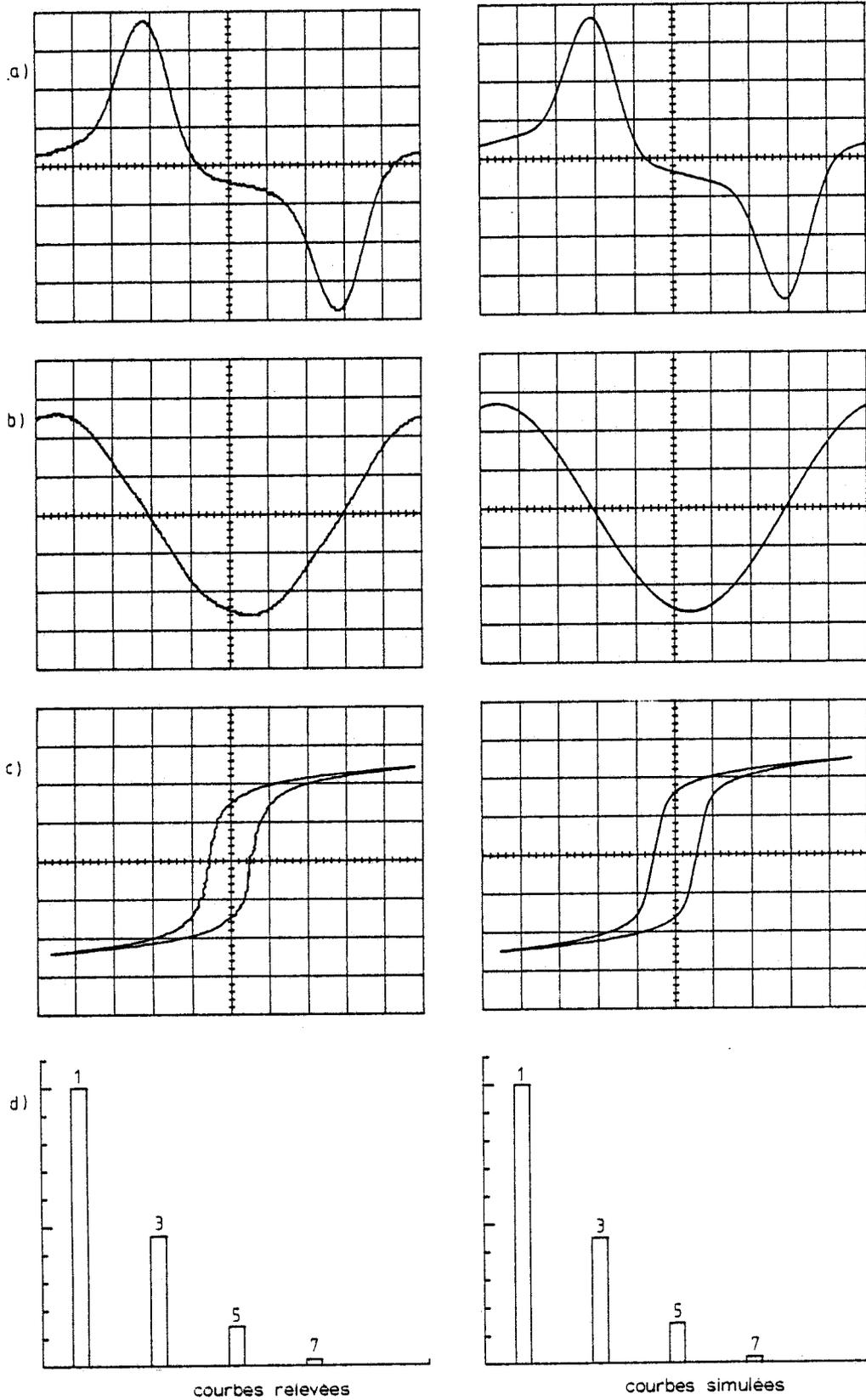


figure 1.11 Transformateur a vide . Tension primaire 180V - 50Hz

- a) courant primaire i_p 0.5A/div
- b) tension secondaire u_s 50V/div
- c) cycle B(H) B : 0,5T/div H : 100A/m /div
- d) spectre du courant primaire

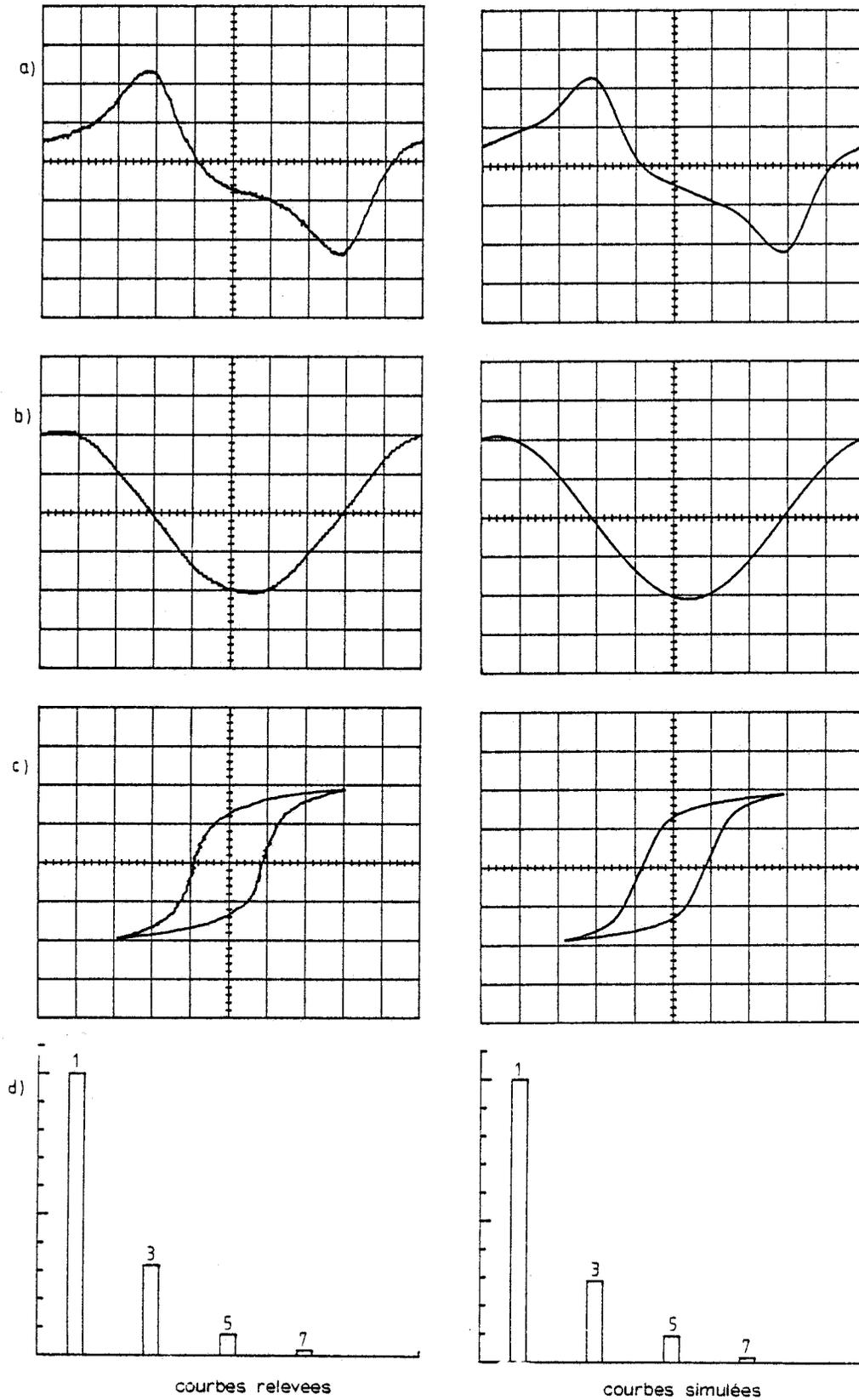


figure 1.12 Transformateur a vide . Tension primaire 140V - 50Hz

- a) courant primaire i_p 0,25A/div
- b) tension secondaire u_s 50V/div
- c) cycle B(H) B : 0,5T/div H : 100A/m /div
- d) spectre du courant primaire

La méthode générale exposée au paragraphe III reste valable pour ce montage, où un commutateur électronique est associé au transformateur.

Après avoir calculé la tension secondaire, on détermine l'état des semi-conducteurs, ce qui nous donne la configuration du montage et nous permet de calculer le courant secondaire i_s .

A charge donnée, la composante continue du courant secondaire sera d'autant plus importante que l'angle d'ouverture du thyristor est important.

Nous avons représenté sur les figures 1.15 à 1.17 les courants primaire et secondaire ainsi que les cycles correspondants pour trois valeurs du retard à l'amorçage. Le courant i_p présente une valeur moyenne I_{po} nulle car la tension d'alimentation est à valeur moyenne U_{ro} nulle. En effet

$$u_r = r_p \cdot i_p + l_p \cdot \frac{di_p}{dt} + N_p \cdot \frac{d\phi}{dt}$$

$$\text{donc } \frac{1}{T} \int_0^T u_r \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^T i_p \cdot dt + \frac{1}{T} \int_0^T l_p \cdot \frac{di_p}{dt} \cdot dt + \frac{1}{T} \int_0^T N_p \cdot \frac{d\phi}{dt} \cdot dt$$

$$\text{soit } U_{ro} = r_p \cdot I_{po} + l_p \cdot \frac{i_p(T) - i_p(0)}{T} + N_p \frac{\phi(T) - \phi(0)}{T}$$

En régime établi $\phi(T) = \phi(0)$ et $i_p(T) = i_p(0)$ donc $U_{ro} = r_p \cdot I_{po}$

En prenant la valeur moyenne de l'équation magnétique, il vient

$$N_p \cdot I_{po} - N_s \cdot I_{so} = \mathcal{R} \cdot \Phi_0$$

$$\text{et puisque } I_{po} = 0, \quad \Phi_0 = \frac{-N_s}{\mathcal{R}} \cdot I_{so}$$

Le cycle se décale pour vérifier cette relation. La présence de la composante continue entraîne une saturation du circuit magnétique, ce qui justifie l'allure des courbes.

V. Amélioration du modèle. Prise en compte de la fréquence

Jusqu'à présent, nous avons testé la validité du modèle pour une tension d'entrée sinusoïdale, de fréquence constante et de valeur efficace variable donc dans des conditions de saturation variables.

Nous allons maintenant travailler dans des conditions de saturation déterminées et faire varier la fréquence de la tension d'alimentation.

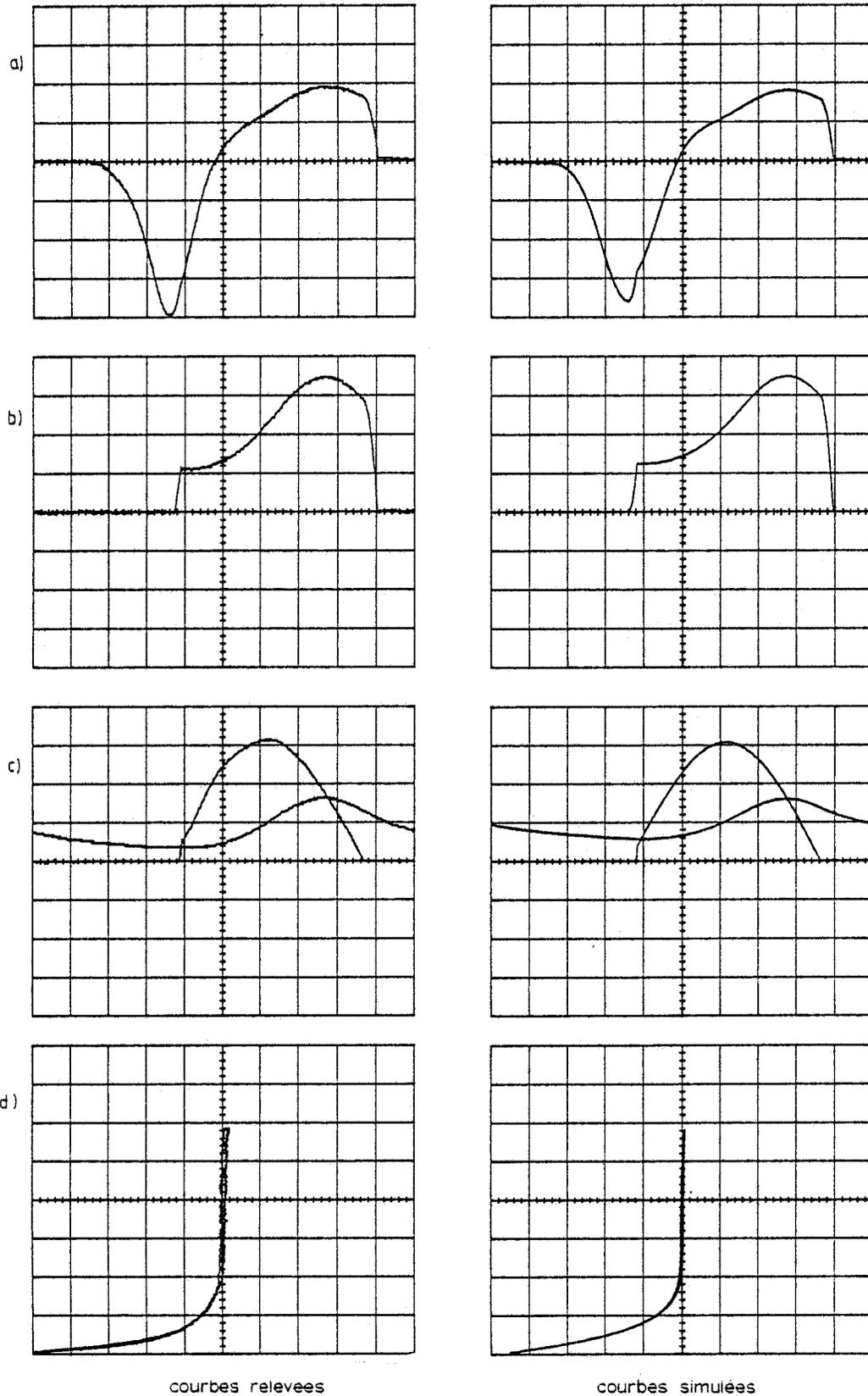
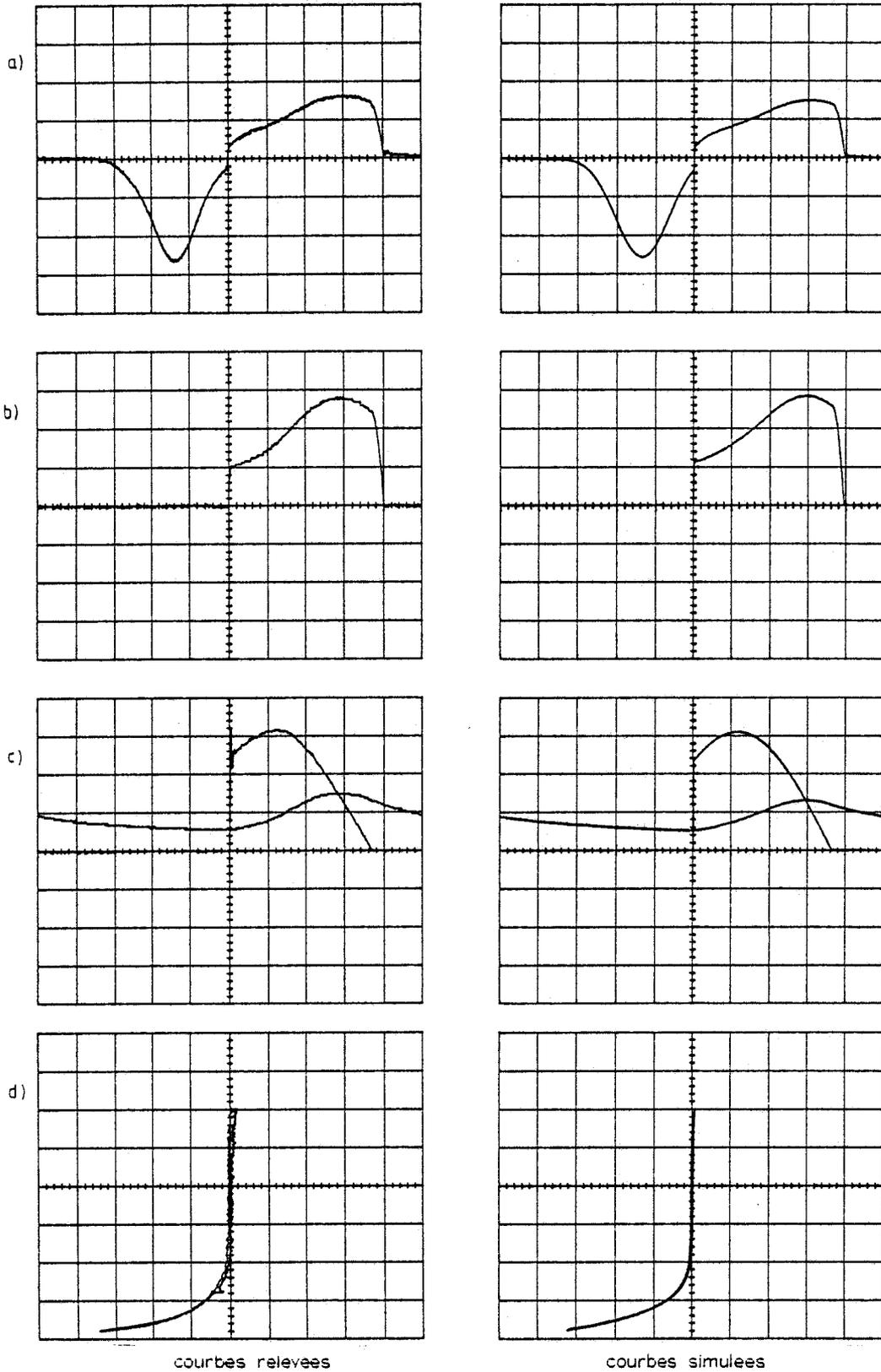


figure 1.15 Transformateur débitant sur un montage redresseur. $U_p = 220V - 50 Hz$

Retard à l'amorçage \dot{U}'

- | | | |
|-----------------------|----------------|--------------------|
| a) courant primaire | i_p | 10A/div |
| b) courant secondaire | i_s | 10A/div |
| c) U_4 et R.J4 | | 50V/div |
| d) cycle $B(H)$ | $B : 0.5T/div$ | $H : 2000A/m /div$ |



courbes relevees

courbes simulees

figure 1.16 Transformateur debitant sur un montage redresseur. $U_p = 220V - 50 Hz$

Retard à l'amorçage 49°

- | | | |
|-----------------------|----------------|--------------------|
| a) courant primaire | i_p | 10A/div |
| b) courant secondaire | i_s | 10A/div |
| c) U_4 et $R.J_4$ | | 50V/div |
| d) cycle $B(H)$ | $B : 0.5T/div$ | $H : 200CA/m /div$ |

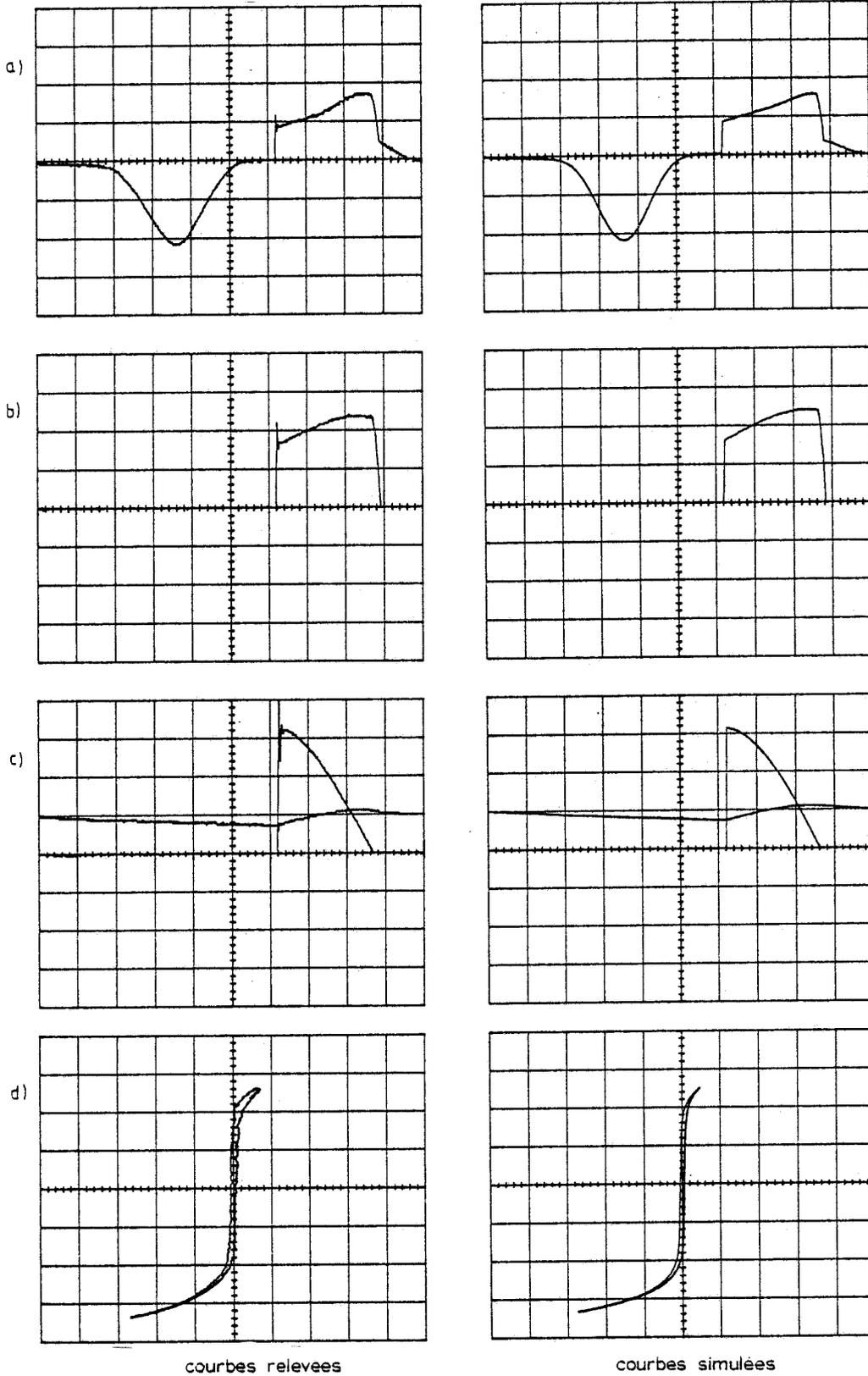


figure 1.17 Transformateur débitant sur un montage redresseur. $U_p = 220V - 50 Hz$

Retard a l'amorçage 93°

- | | | |
|-----------------------|--------------|------------------|
| a) courant primaire | i_p | 5 A/div |
| b) courant secondaire | i_s | 5A /div |
| c) U4 et R4 | | 50V/div |
| d) cycle B(H) | B : 0.5T/div | H : 1000A/m /div |

5.1 Déformation du cycle avec la fréquence. /21//22//23//24/

Nous avons représenté à la figure 1.18 les cycles B(H) obtenus en alimentant un transformateur par une tension sinusoïdale de fréquence f variable et de valeur efficace V telle que le rapport V/f reste constant afin de travailler dans des conditions de saturation constantes.

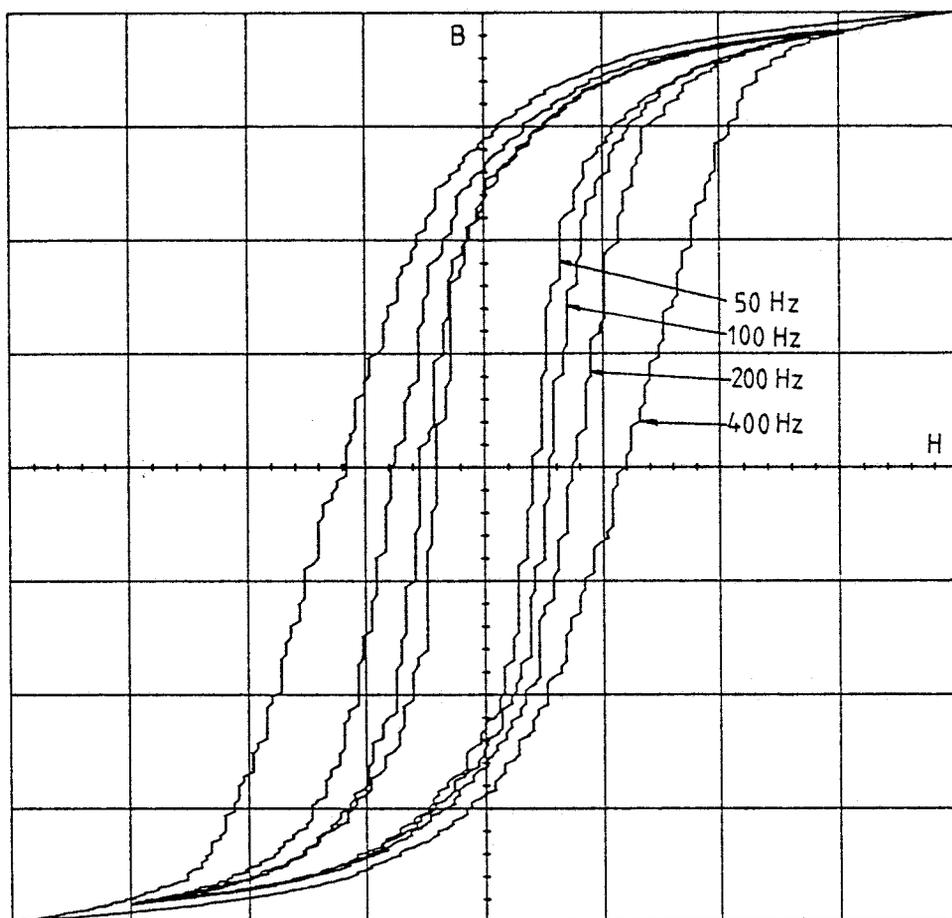


figure 1.18 Cycles B(H) relevés a fréquence variable 50, 100, 200 et 400Hz
échelles B 0,06T/div H 20 A/m /div

On constate deux phénomènes:

- L'excitation coercitive augmente avec la fréquence.
- Le cycle s'incline légèrement lorsque la fréquence augmente.

Le modèle actuel ne rend pas compte de ces déformations. Pour les inclure dans le modèle, nous allons regarder l'évolution de ces phénomènes en fonction de la fréquence.

5.2 Evolution de Hc en fonction de f

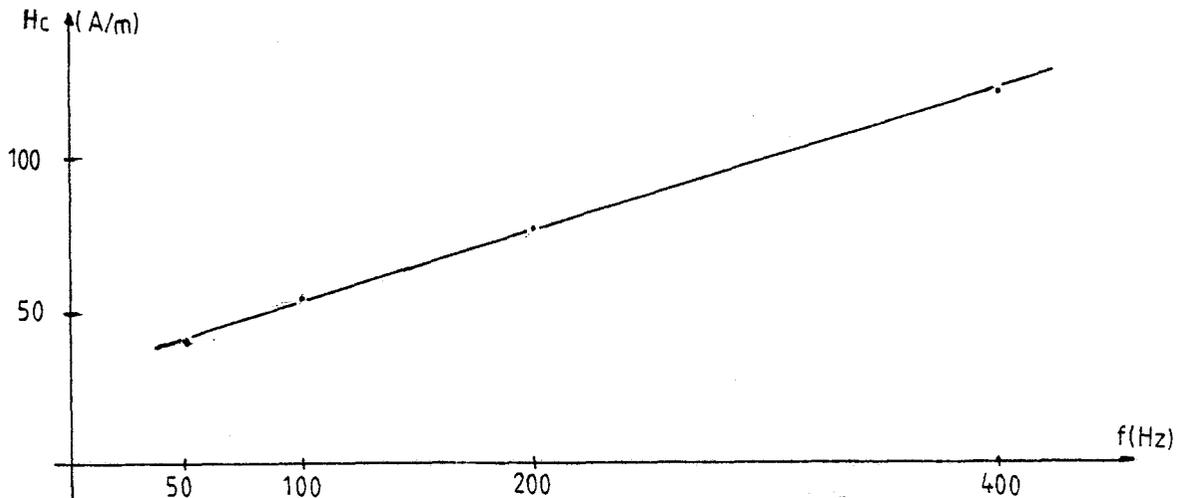


figure 1.19

Dans le domaine étudié, le champ coercitif augmente linéairement avec f , ce qui se traduit en pratique par une augmentation des pertes fer car la surface du cycle augmente.

Au niveau du modèle, cela se traduirait par un coefficient a qui dépendrait de la fréquence. Il serait donc nécessaire de recalculer les autres valeurs des coefficients pour chaque fréquence, ce qui entraînerait de lourdes modifications des équations. Nous avons préféré garder les équations précédentes et leur ajouter un terme correctif afin de ne pas reprendre totalement l'étude précédente.

5.3 Modèle amélioré

Nous noterons H , l'excitation obtenue avec le modèle initial et HF , l'excitation calculée avec le modèle amélioré. Pour tenir compte des déformations du cycle avec la fréquence, nous prendrons pour HF , par analogie avec la méthode de Frolich:

$$HF = H + KF \cdot \frac{dB}{dt} \quad (1.18)$$

Cette relation donne de bons résultats lorsque f varie peu ($f < 200\text{Hz}$) (figure 1.20).

Pour améliorer cette relation, nous avons retenu une expression de la forme:

$$HF = H + KF1 \cdot \frac{dB1}{dt} \quad (1.19)$$

où $\frac{dB1}{dt}$ représente $\frac{dB}{dt}$ retardé. Il est en effet possible de prendre en compte les va-

riations de B avec un certain retard en effectuant un filtrage de $\frac{dB}{dt}$

$$\frac{dB1}{dt}_{N+1} = \frac{dB1}{dt}_N + \left(\frac{dB}{dt} - \frac{dB1}{dt} \right) * p * KF2$$

Le retard de $\frac{dB}{dt}$ a pour effet d'incliner le cycle lorsque la fréquence augmente (figure

1.21) et permet ainsi de refléter davantage les courbes expérimentales.

Pour les courbes des figures 1.20 et 1.21 les coefficients sont les suivants:

$$a=30 \quad c=35 \quad d=3,17 \quad B_0=14,6 \cdot 10^{-3} \quad e=98,1 \quad Esat=112$$
$$KF=2,64 \cdot 10^{-2} \quad KF1=3,64 \cdot 10^{-2} \quad \text{et} \quad KF2=\frac{1}{30}$$

L'ensemble des résultats obtenus en régimes symétrique, dissymétrique et dynamique permet de valider le modèle du transformateur et d'envisager l'utilisation de ce modèle lorsque le transformateur est associé à des convertisseurs de l'électronique de puissance: montages redresseurs et gradateurs.

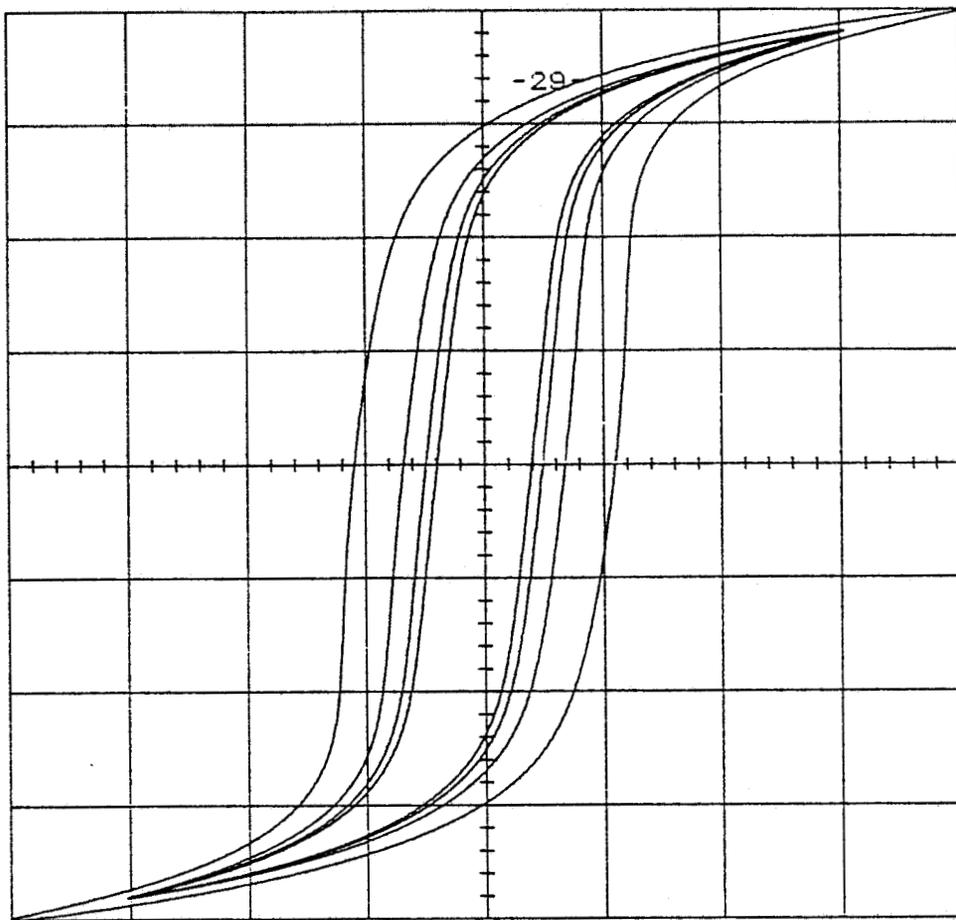


figure 1.20 Cycles simulés à fréquence variable par l'équation 1.18
 $f = 50, 100, 200$ et 400 Hz

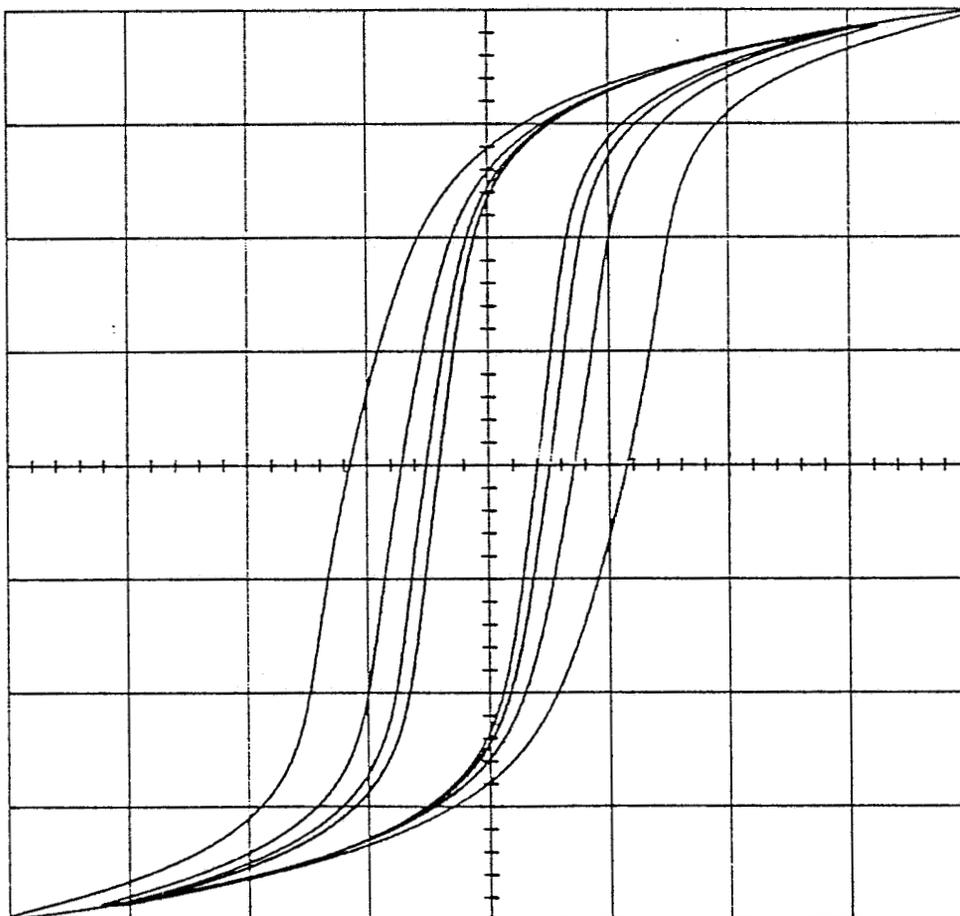


figure 1.21 Cycles simulés à fréquence variable par l'équation 1.19
 $f = 50, 100, 200$ et 400 Hz

CHAPITRE 2

ASSOCIATIONS TRANSFORMATEUR MONOPHASE CONVERTISSEUR ELECTRONIQUE

Dans le chapitre précédent, nous nous sommes efforcés d'établir un modèle numérique du transformateur monophasé. Nous allons, dans ce chapitre, après avoir rappelé la méthode de simulation des convertisseurs de l'électronique de puissance, associer le transformateur et le convertisseur. Nous nous intéresserons à deux cas : montage redresseur et montage gradateur, c'est à dire convertisseur en aval puis en amont du transformateur.

I Modèle numérique du PD2 /25//26//27//28//29/

1.1 Méthode d'analyse et de description

Le montage fait intervenir l'ensemble des semi-conducteurs, la commande et le système électrique composé de la source et de la charge (figure 2.1).

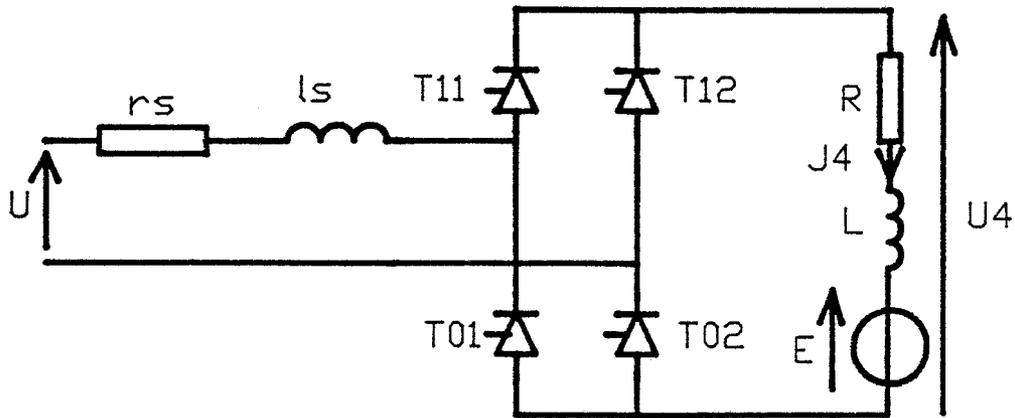


figure 2.1

Pour mener à bien l'étude d'un tel circuit, il convient de définir d'abord les diverses configurations résultant de l'état bloqué ou passant des semi-conducteurs.

Pour une configuration donnée, il suffit d'écrire puis de résoudre les équations électriques régissant l'évolution des tensions et des courants.

La difficulté vient du fait que les variations en fonction du temps des grandeurs électriques et de la commande peuvent engendrer des changements d'état des semi-conducteurs donc des changements de configuration.

La description fonctionnelle consiste à établir un graphe regroupant les diverses configurations, appelées étapes, et les transitions entre ces étapes. Nous utiliserons pour cela un formalisme approprié basé sur les réseaux de Pétri /19/.

1.2 Description fonctionnelle

Cette étude a déjà été menée précédemment /27/. Nous allons simplement rappeler les principaux résultats.

Le montage peut présenter dix configurations électriques distinctes.

Etape	Eléments conducteurs
0	aucun
1	T01 T12
2	T02 T11
3	T01 T11
4	T02 T12
5	T01 T12 T11
6	T02 T11 T12
7	T11 T02 T01
8	T12 T01 T02
9	T01 T02 T11 T12

tableau 2.1

Le graphe de fonctionnement est le suivant:

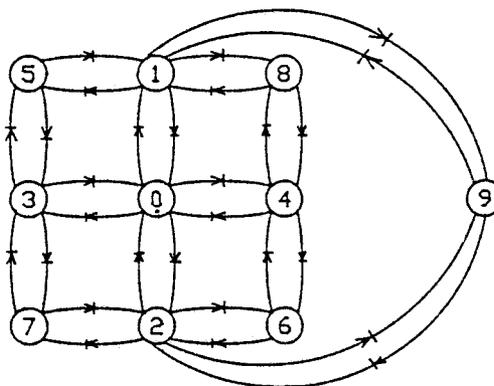


figure 2.2

Il est possible de regrouper les dix configurations en cinq classes en introduisant les indices $S \in \{0, 1\} = \{\text{Inférieur, supérieur}\}$ et $K \in \{1, 2\} = \text{indice de bras}$. Pour chaque cas, la connaissance des indices S et K et de la classe précise la configuration du montage.

Classe	Etapes regroupées	Interrupteurs passants
1	0	aucun
2	1 - 2	TSK TS+1,K+1
3	3 - 4	TSK TS+1,K
4	5 - 6 - 7 - 8	TSK TS+1,K TS+1,K+1
5	9	TSK TS+1,K TS+1,K+1 TS,K+1

tableau 2.2

Le graphe de fonctionnement peut être réduit car toutes les transitions s'effectuent d'une classe vers une autre classe.

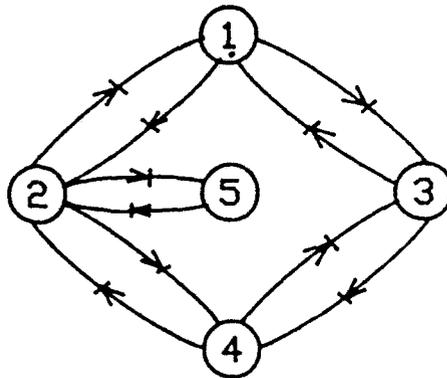


figure 2.3

Classe initiale	Réceptivité	classe suivante
1	$FT(S,K)=1 \ \& \ FT(S+1,K+1)=1$	2
	$FT(S,K)=1 \ \& \ FT(S+1,K)=1$	3
2	$I(S,K) = 0 \ \vee$	1
	$FT(S,K+1)=1 \ \oplus \ FT(S+1,K)=1$	4
	$FT(S,K+1)=1 \ \& \ FT(S+1,K)=1$	5
3	$I(S,K) = 0 \ \vee$	1
	$FT(S,K+1)=1 \ \oplus \ FT(S+1,K+1)=1$	4
4	$I(S+1,K) = 0 \ \vee$	2
	$I(S+1,K+1) = 0 \ \vee$	3
5	$I(S,K) = 0 \ \vee \quad I(S+1,K) = 0 \ \vee$	2

tableau 2.3

La fonction booléenne $FT(S,K)$ associée à chaque interrupteur, vaut 1 lorsque les conditions de tension et de gâchette sont simultanément vérifiées.

	Equations	Autres courants	tensions
			$U_T(S,K) = (2S-1)(3-2K)\frac{U}{2} - \frac{U_4}{2}$ $U_T(S+1,K) = (1-2S)(3-2K)\frac{U}{2} - \frac{U_4}{2}$ $U_T(S,K+1) = (1-2S)(3-2K)\frac{U}{2} - \frac{U_4}{2}$ $U_T(S+1,K+1) = (2S-1)(3-2K)\frac{U}{2} - \frac{U_4}{2}$
	$\overset{\circ}{i}(S,K) = -\frac{rs+R}{ls+L} I(S,K) + \frac{1}{ls+L} \begin{bmatrix} 2S-1 \\ -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U \\ E \end{bmatrix}$	$I(S+1,K+1) = I(S,K)$	$U_T(S,K) = U_T(S,K+1) = -U_4$
	$\overset{\circ}{i}(S,K) = -\frac{R}{L} I(S,K) - \frac{E}{L}$	$I(S+1,K) = I(S,K)$	$U_T(S,K+1) = (2S-1)(3-2K)U$ $U_T(S+1,K+1) = (1-2S)(3-2K)U$
	$\begin{bmatrix} \overset{\circ}{i}(S,K) \\ \overset{\circ}{i}(S+1,K+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{rs}{ls} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I(S,K) \\ I(S+1,K+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{2S-1}{ls} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U \\ E \end{bmatrix}$	$I(S+1,K) = I(S,K) - I(S+1,K+1)$	$U_T(S,K+1) = -U_4$
	$\begin{bmatrix} \overset{\circ}{i}(S,K) \\ \overset{\circ}{i}(S,K+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -rsL-Rls & rsL-Rls \\ 2lsL & 2lsL \\ rsL-Rls & -rsL-Rls \\ 2lsL & 2lsL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I(S,K) \\ I(S,K+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2S-1 & 1 \\ 2ls & 2L \\ 1-2S & 1 \\ 2ls & 2L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U \\ E \end{bmatrix}$	$I(S+1,K+1) = I(S,K)$ $I(S+1,K) = I(S,K+1)$	

tableau 2.4

1.3 Implantation du graphe

A chaque classe i , on associe un sous programme E_{Fi} qui calcule les différents courants et un sous programme T_{Fi} qui teste les conditions d'évolution de la classe vers d'autres classes.

Le programme de simulation s'organise de la manière suivante:

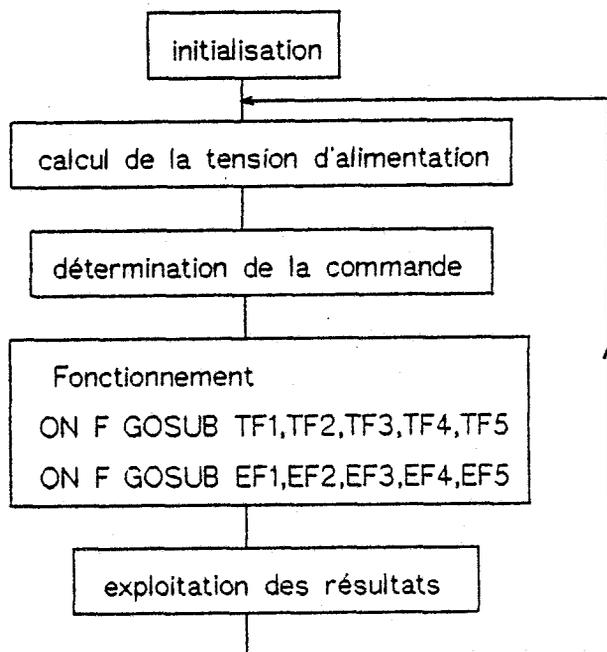


figure 2.4

Chacun des sous programmes T_{Fi} s'organise de la manière suivante :

- Calcul des tensions aux bornes des interrupteurs bloqués
- Tests sur les courants
- Tests sur les tensions
- Retour dans le programme principal avec la valeur de F correspondant aux résultats des tests.

Les sous programmes E_{Fi} s'organisent de la manière suivante :

- Mémorisation des courants à l'instant N
- Résolution des équations différentielles
- Calcul des autres courants
- Retour dans le programme principal

La description fonctionnelle permet d'obtenir un modèle numérique du montage, indépendant de la source, de la charge et des commandes. Cette méthode, facile à mettre en œuvre, correspond en outre à l'application envisagée dans ce chapitre.

II. Modèle numérique du gradateur monophasé

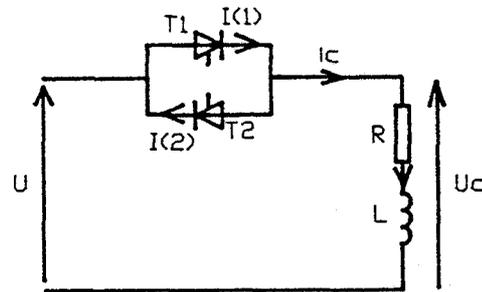


figure 2.5

Le montage est particulièrement simple. Nous pouvons donner directement le graphe de fonctionnement (figure 2.6 - tableau 2.5) et les équations de fonctionnement (tableau 2.6).



figure 2.6

étape initiale	réceptivité	étape suivante
0	$FT(1) = 1$ $FT(2) = 1$	1 2
1	$I(1) = 0 \checkmark$	0
2	$I(2) = 0 \checkmark$	0

tableau 2.5

étape	schéma équivalent	équations	tensions
1			$U_{T1} = -U_{T2} = U - U_c$
2		$\dot{i}_c = -\frac{R}{L} i_c + \frac{U}{L}$ $i(2) = 0 \quad i(1) = i_c$	$U_{T2} = 0$
3		$\dot{i}_c = -\frac{R}{L} i_c + \frac{U}{L}$ $i(2) = -i_c \quad i(1) = 0$	$U_{T1} = 0$

tableau 2.6

III. Association transformateur monophasé - montage redresseur

Nous avons précisé, au chapitre 1, une méthode de simulation du transformateur monophasé et, au début de ce chapitre, un modèle du PD2. Le but de ce paragraphe est d'associer les deux modèles afin de simuler le comportement global transformateur-PD2.

3.1 Méthode de simulation

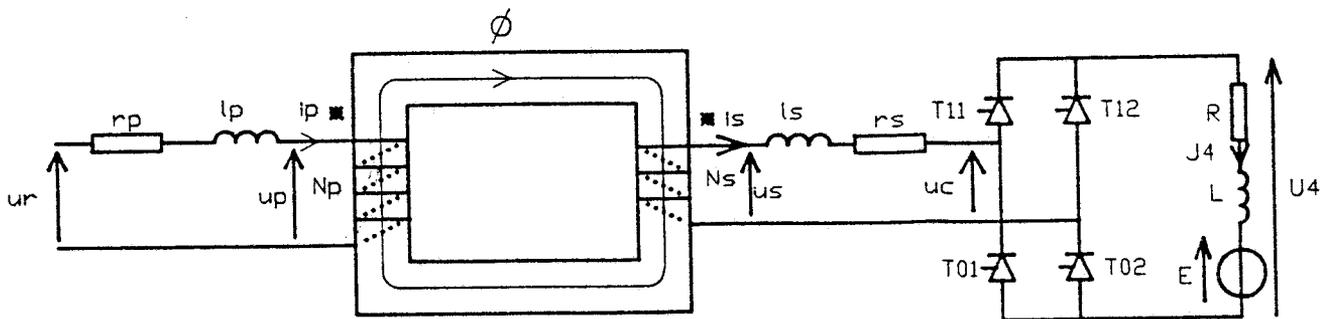


figure 2.7

La figure 2.7 représente le schéma étudié et précise les notations retenues. Cette disposition (convertisseur aval) ne présente pas de difficulté particulière puisque la structure électrique correspond à l'enchaînement des étapes de calcul (figure 2.8).

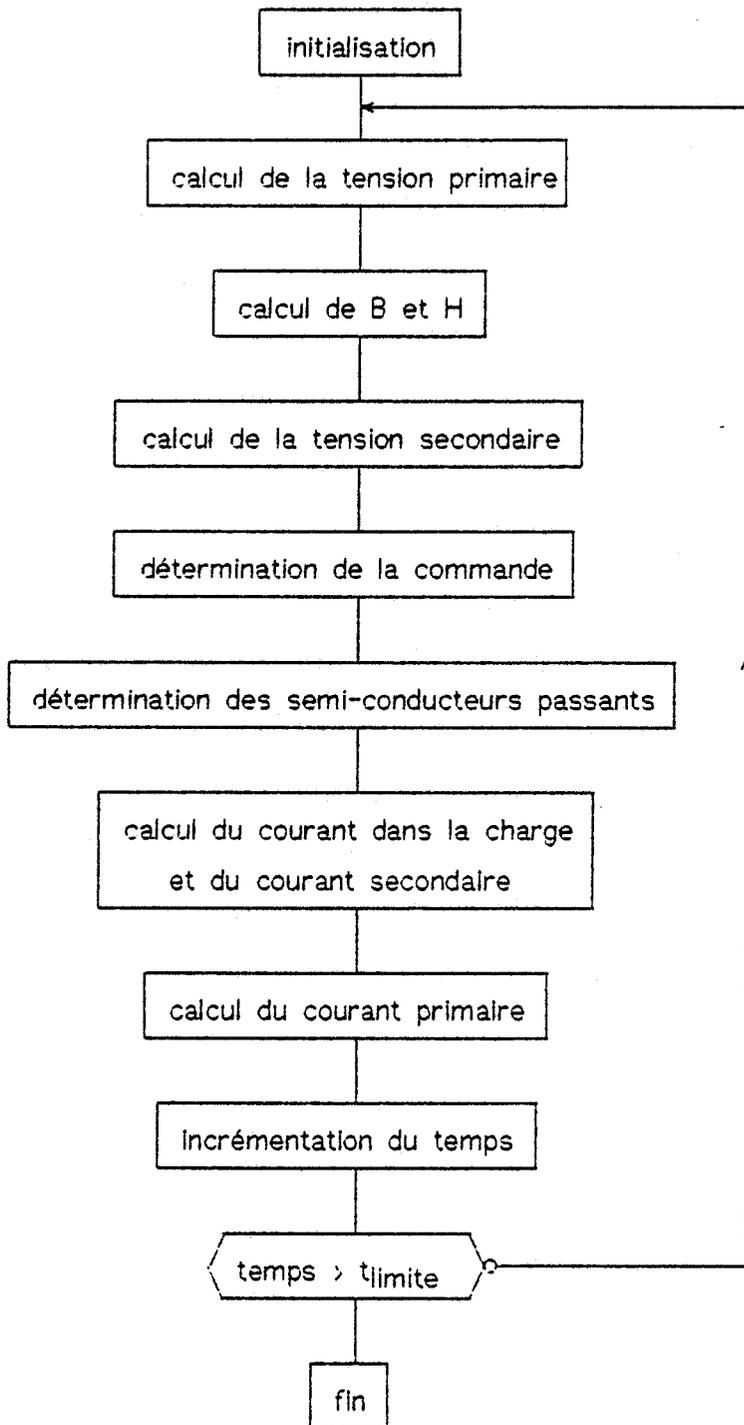


figure 2.8

On calcule d'abord la tension primaire, ce qui permet de connaître l'état magnétique du transformateur (B et H) et la tension secondaire. On détermine ensuite le mot de commande et l'état des semi-conducteurs, ce qui permet d'obtenir la configuration électrique. On calcule ensuite les courants dans la charge et au secondaire du transformateur. Le courant primaire est obtenu en écrivant le théorème d'Ampère (1.5).

3.2 Résultats

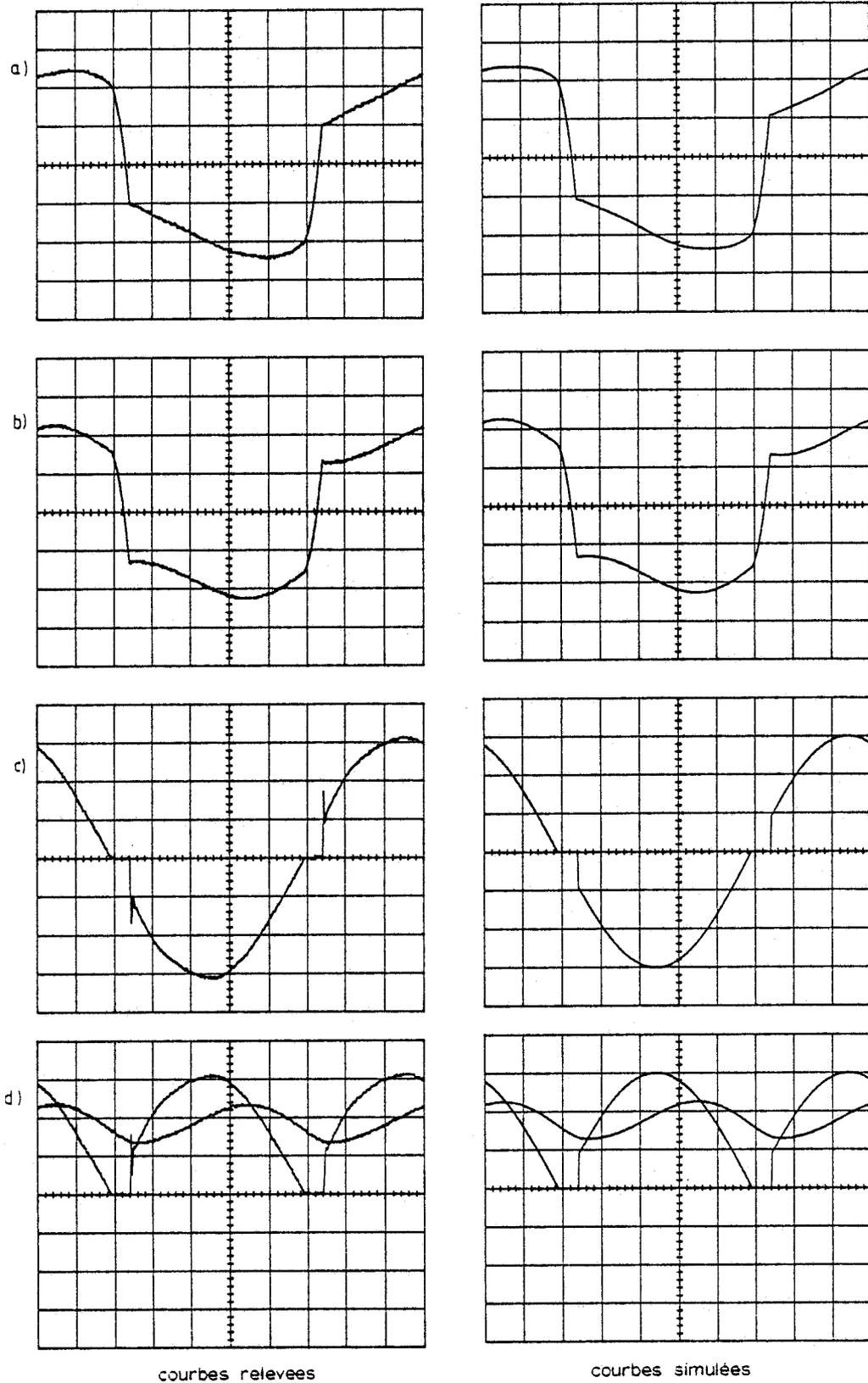
Les courbes des figures 2.9 à 2.11 représentent l'évolution des grandeurs électriques dans le cas du pont complet et du pont mixte.

Dans le cas du pont complet (figure 2.9), le courant i_s ne reste jamais nul et présente une valeur moyenne nulle. Il en résulte que le cycle est décrit de manière symétrique. Le courant primaire est identique au courant secondaire au rapport de transformation et au courant magnétisant près.

Nous avons en outre représenté la tension secondaire, la tension aux bornes de la charge et le courant dans la charge.

Pendant les phases d'empiètement, la tension secondaire s'annule (secondaire en court-circuit). La durée de la phase d'empiètement pour les courbes relevées et les courbes simulées permet de valider a posteriori l'hypothèse faite pour la détermination des inductances de fuites (Ch1, 4.1).

Pour le pont mixte (figures 2.10 et 2.11), lorsqu'on se trouve dans la classe 3 le courant i_s s'annule (phase de roue libre). Le courant primaire ne s'annule pas;

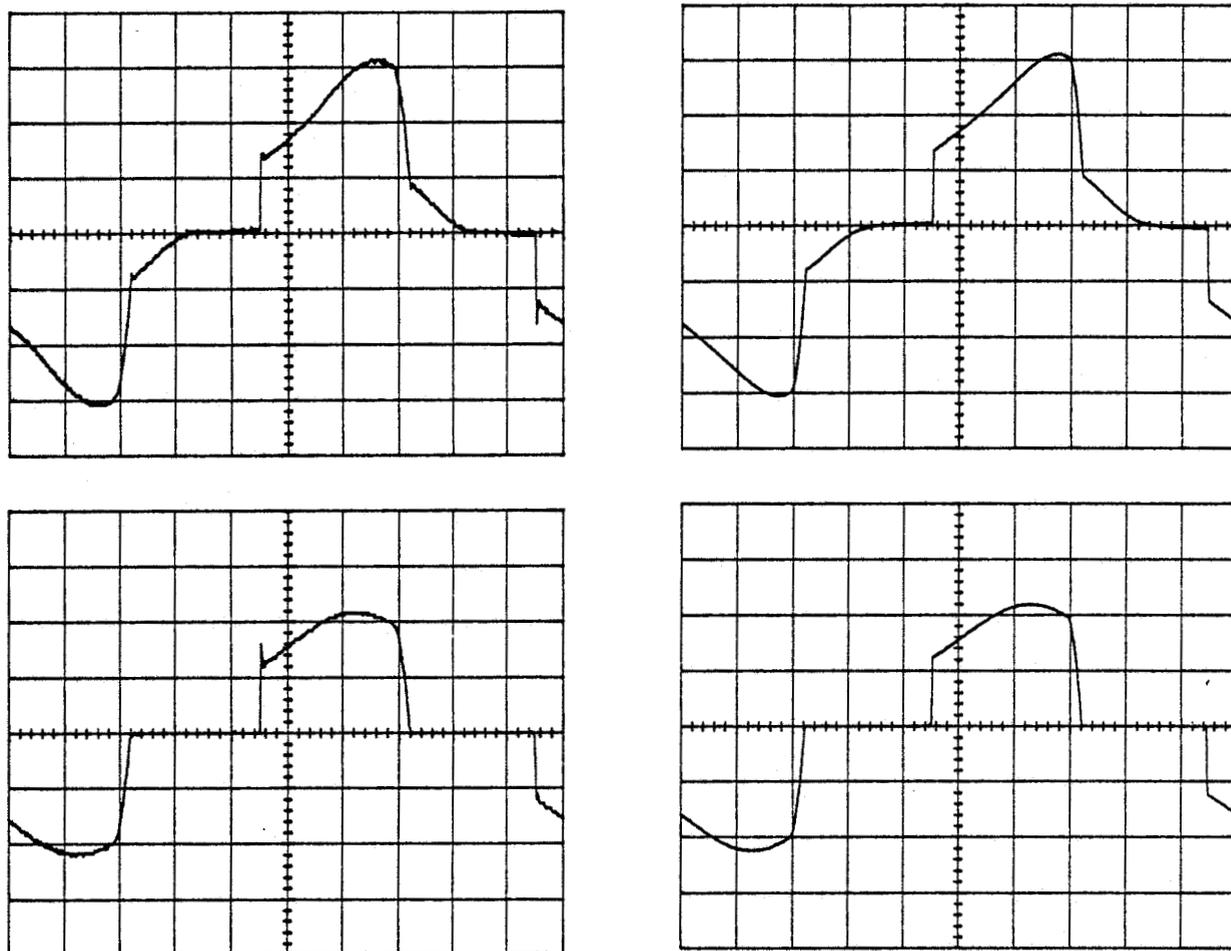


courbes relevees

courbes simulees

figure 2.9 Association transformateur - PD2 complet. Retard à l'amorçage 0°

- | | | |
|-------------------------------|-------|----------|
| a) courant primaire | i_p | 10A/div |
| b) courant secondaire | i_s | 20A /div |
| c) tension à l'entree du pont | u_c | 50V/div |
| d) U4 et R.J4 | | 50V/div |



courbes relevées

courbes simulées

figure 2.10 PD2 mixte. Courants primaire et secondaire. Retard à l'amorçage 92°

a) i_p 5A/div

b) i_s 10A/div

Il devient égal au courant magnétisant, ce qui explique la différence entre l'allure du courant primaire et du courant secondaire.

Néanmoins, le courant secondaire présente une valeur moyenne nulle, pour le pont symétrique ou asymétrique. Ce montage n'entraîne donc pas de saturation du circuit magnétique.

IV Association gradateur - transformateur monophasé /30//31/

4.1 Méthode de simulation

La difficulté résultant de cette configuration (figure 2.12) surgit lorsque les deux thyristors sont bloqués. Le transformateur n'est alors plus alimenté, mais un

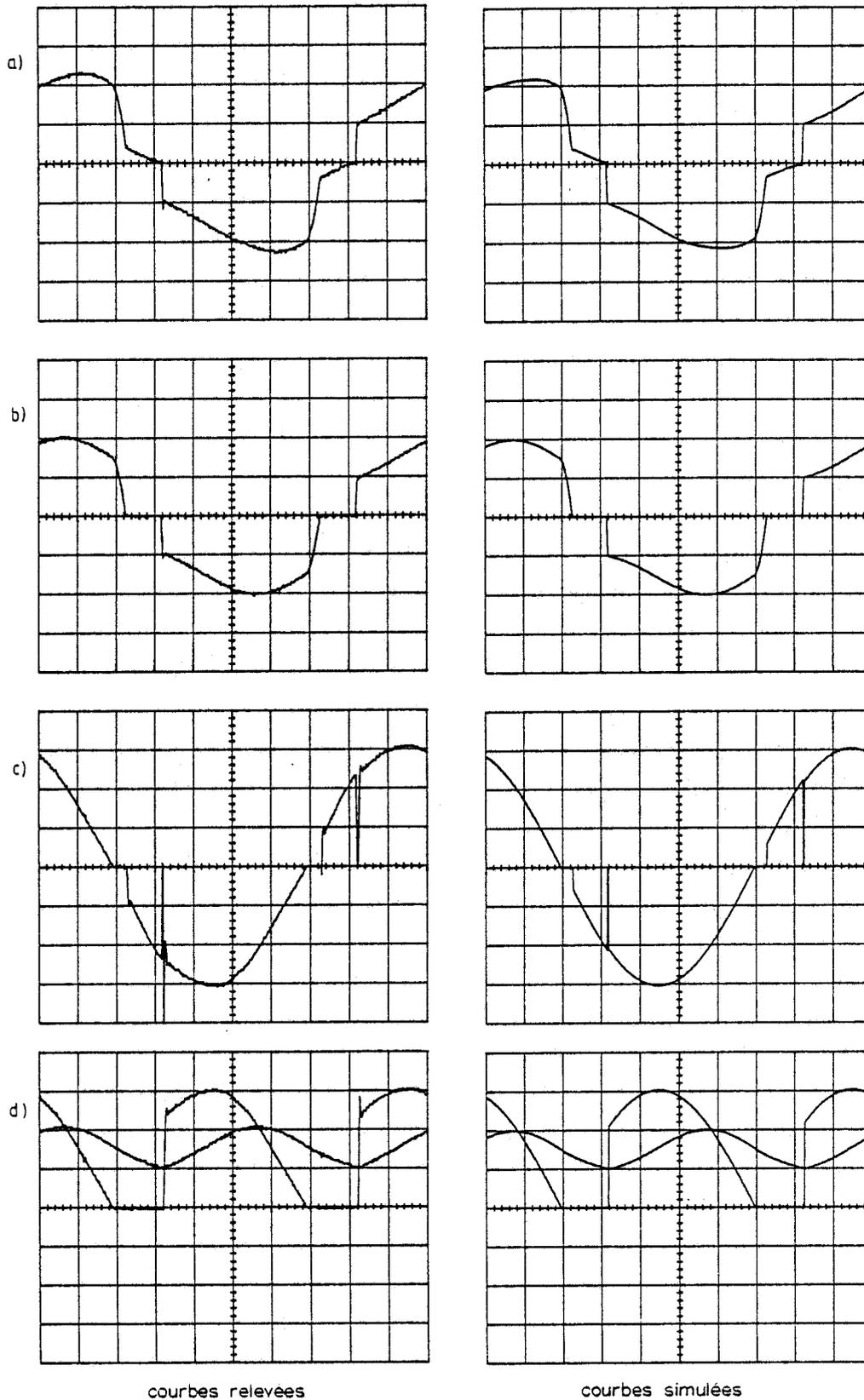


figure 2.11 Association transformateur - PD2 mixte. Retard à l'amorçage 45°

- | | | |
|-------------------------------|-------|----------|
| a) courant primaire | i_p | 10A/div |
| b) courant secondaire | i_s | 20A /div |
| c) tension à l'entrée du pont | u_c | 50V/div |
| d) U_4 et R_{J4} | | 50V/div |

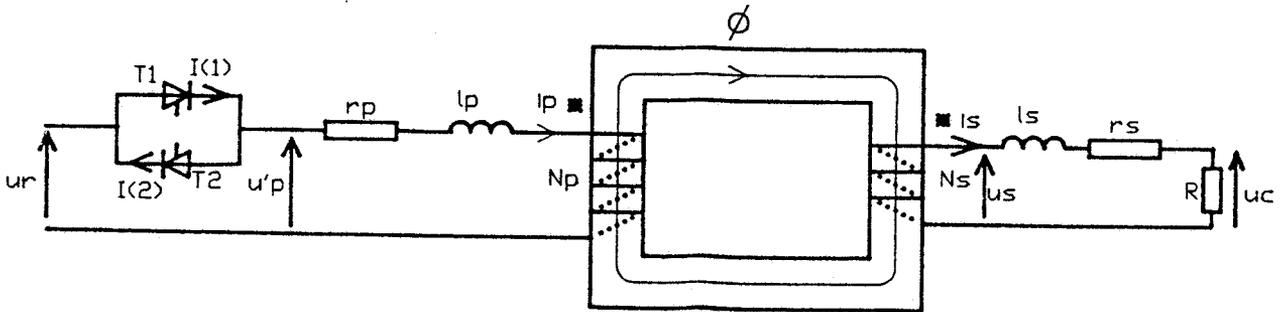


figure 2.12

courant peut circuler au secondaire.

L'état magnétique du transformateur ne peut se déduire que de l'équation secondaire.

Lorsque T1 ou T2 conduit, l'équation

$$u_r = r_p \cdot i_p + l_p \cdot \frac{di_p}{dt} + N_p \cdot \frac{d\phi}{dt} \quad \text{permet de calculer } \frac{dB}{dt} \text{ par}$$

$$\frac{dB}{dt} = \frac{1}{N_p \cdot S} (u_r - r_p \cdot i_p - l_p \cdot \frac{di_p}{dt}) \quad (2.1)$$

Lorsque T1 et T2 sont bloqués, l'équation au secondaire

$$u_c = N_s \cdot \frac{d\phi}{dt} - r_s \cdot i_s - l_s \cdot \frac{di_s}{dt} \quad \text{permet le calcul de } \frac{dB}{dt} \text{ par}$$

$$\frac{dB}{dt} = \frac{-1}{N_s \cdot S} (u_c + r_s \cdot i_s + l_s \cdot \frac{di_s}{dt}) \quad (2.2)$$

Le programme s'organise alors suivant l'organigramme de la figure 2.13

4.2 Résultats

Les courbes des figures 2.14 à 2.16 représentent l'évolution des tensions et courants primaires et secondaires pour trois valeurs du retard à l'amorçage.

On distingue les trois phases de fonctionnement :

- a) T1 conducteur $i_p > 0$
- b) aucun conducteur $i_p = 0$
- c) T2 conducteur $i_p < 0$

Le circuit magnétique emmagasine de l'énergie lors de la phase d'alimenta-

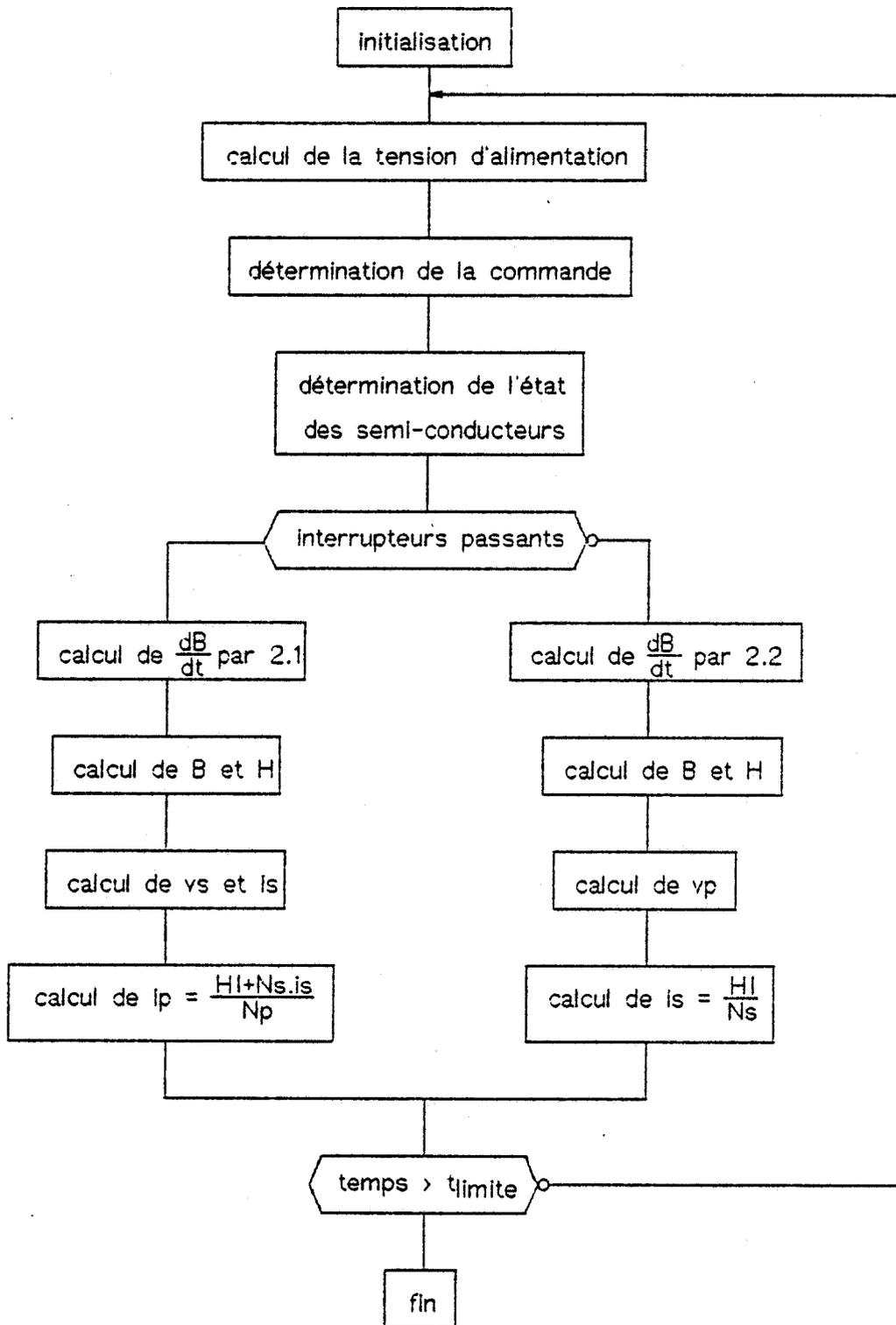
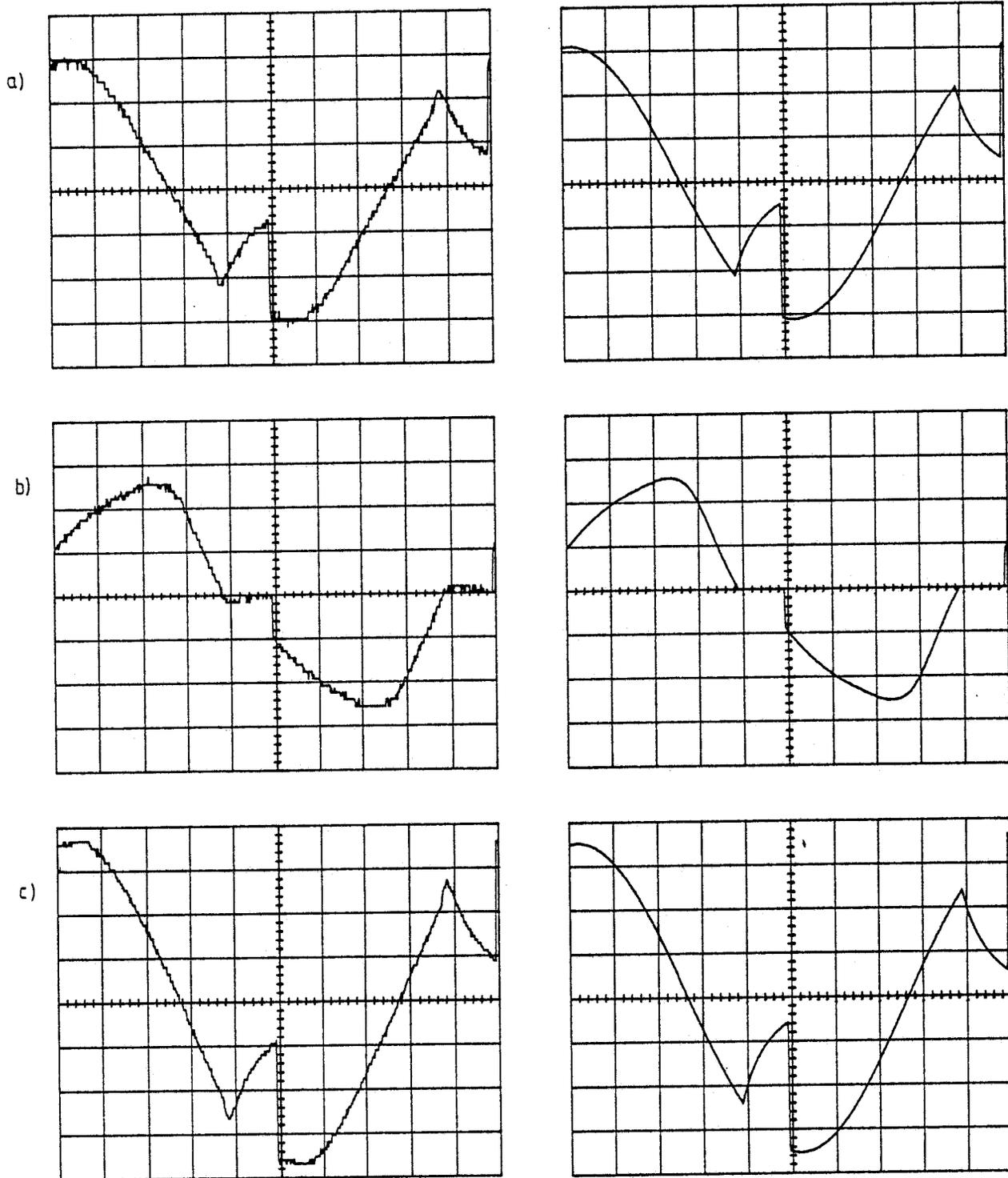


figure 2.13



courbes relevées

courbes simulées

figure 2.14 Association gradateur - transformateur. Retard à l'amorçage 78°

- a) courant secondaire i_s 0,1A/div
- b) courant primaire i_p 0,5A/div
- c) tension aux bornes de l'enroulement primaire u_p 100V/div

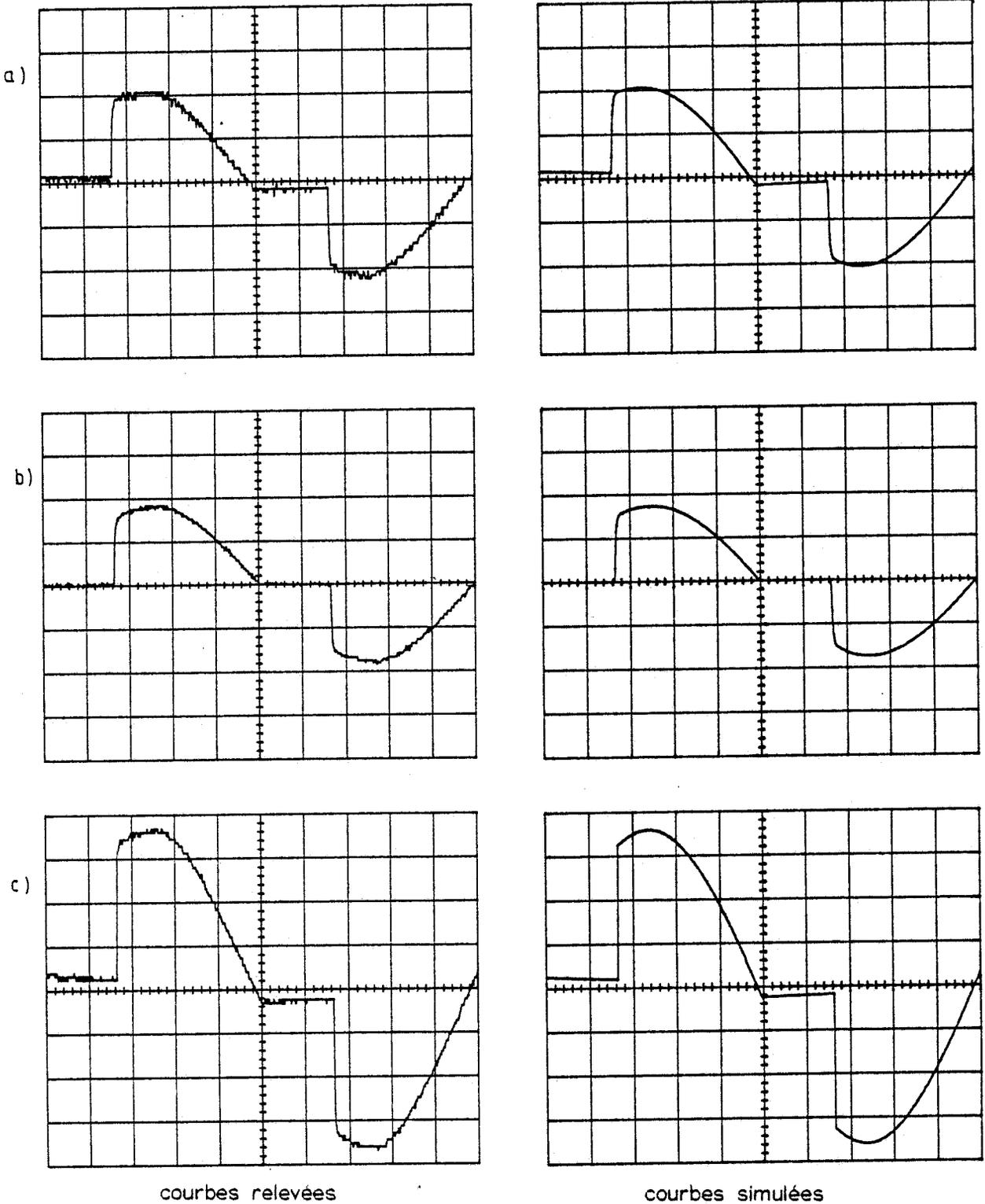
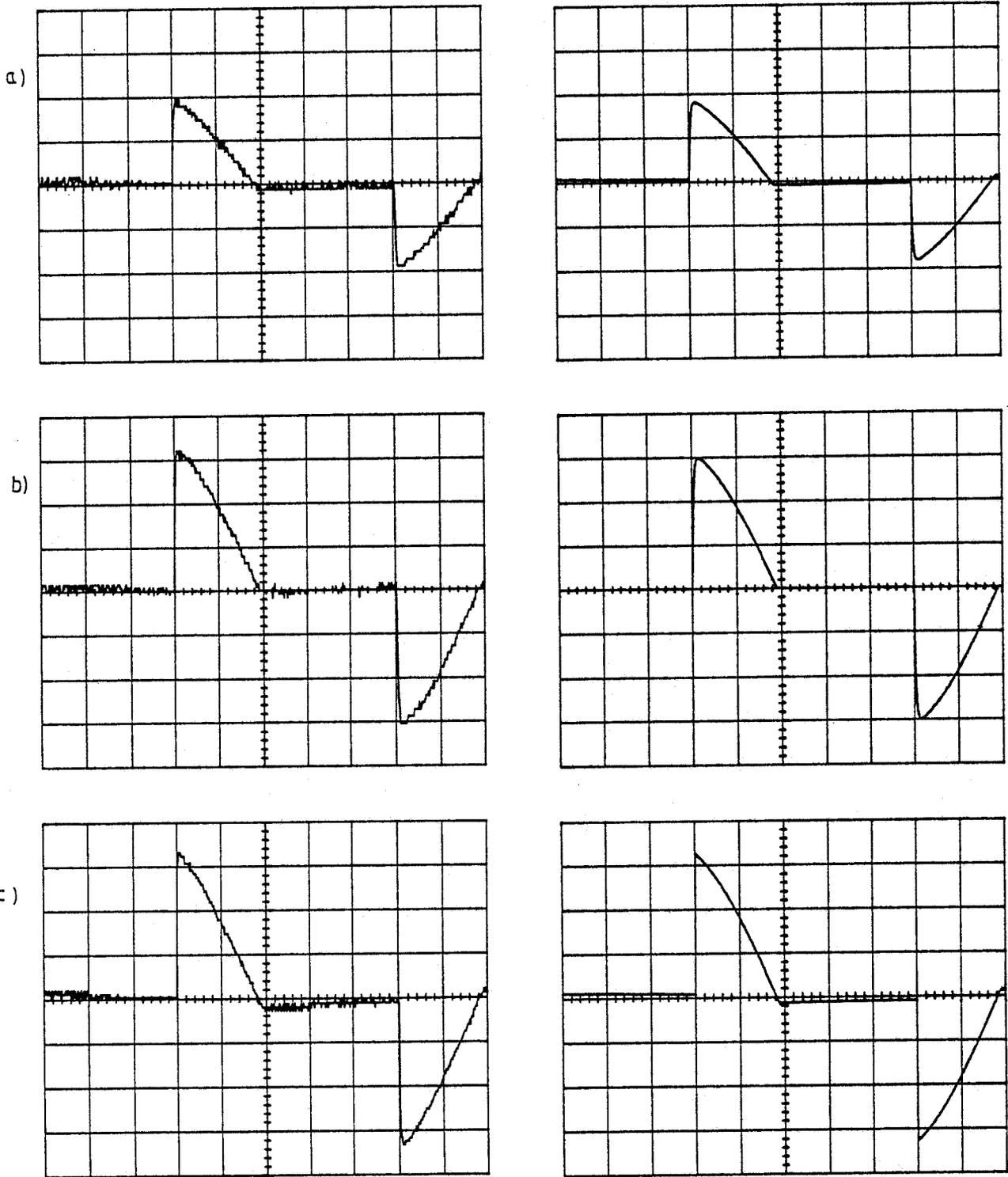


figure 2.15 Association gradateur - transformateur. Retard à l'amorçage 65°

- a) courant secondaire i_s 2,5 A/div
- b) courant primaire i_p 5 A/div
- c) tension aux bornes de l'enroulement primaire u_p 100V/div



courbes relevées

courbes simulées

figure 2.16 Association gradateur - transformateur. Retard à l'amorçage 115 °

a) courant secondaire i_s 2,5 A/div

b) courant primaire i_p 2,5A/div

c) tension aux bornes de l'enroulement primaire u_p 100V/div

tion (T1 ou T2 conducteur). Lors du fonctionnement source déconnectée, le transformateur se décharge progressivement dans la charge. Cette décharge entraîne une variation de flux donc une tension induite au primaire alors que celui-ci est déconnecté.

Les résultats obtenus, que ce soit pour les montages redresseurs ou le montage gradateur permettent d'affirmer que le modèle retenu pour le transformateur monophasé reproduit fidèlement le comportement de celui-ci.

Toutefois, il faut noter que la complexité du programme de simulation ne dépend pas obligatoirement de la complexité du commutateur électronique. Il est en effet plus simple de modéliser l'ensemble transformateur - redresseur que l'ensemble gradateur - transformateur. Nous verrons que cette remarque est encore valable dans le cas des montages triphasés.

CHAPITRE 3

MODELISATION DU TRANSFORMATEUR TRIPHASE

L'étude du transformateur triphasé est généralement menée par l'intermédiaire de schémas équivalents. Lorsqu'on cherche à obtenir les expressions littérales des grandeurs électriques, le schéma équivalent est plus ou moins simplifié et est généralement adapté à l'application envisagée (calcul des courants à vide / 1 // 4 /, calcul des courants en charge / 6 // 7 /, fonctionnement en régime déséquilibré / 32 /, débit sur montage redresseur / 33 /...). Lorsqu'on dispose d'un outil informatique, on peut se permettre de prendre un modèle englobant tous ces phénomènes.

Nous allons reprendre pour le transformateur triphasé la même démarche que précédemment. Nous donnerons d'abord le schéma équivalent au transformateur et préciserons les équations découlant de ce modèle. Nous proposerons ensuite la méthode de simulation pour chaque couplage, puis nous testerons la validité du schéma lors d'une alimentation du transformateur par des tensions sinusoïdales. Pour le transformateur triphasé, il convient d'ajouter une étape supplémentaire concernant les régimes déséquilibrés, que ce soit au niveau de la charge ou de l'alimentation. Cette étape est particulièrement importante, puisque lorsqu'on associe un convertisseur électronique en amont ou en aval du transformateur, celui-ci est soumis à une succession de régimes équilibrés et déséquilibrés.

I. Notations . Hypothèses

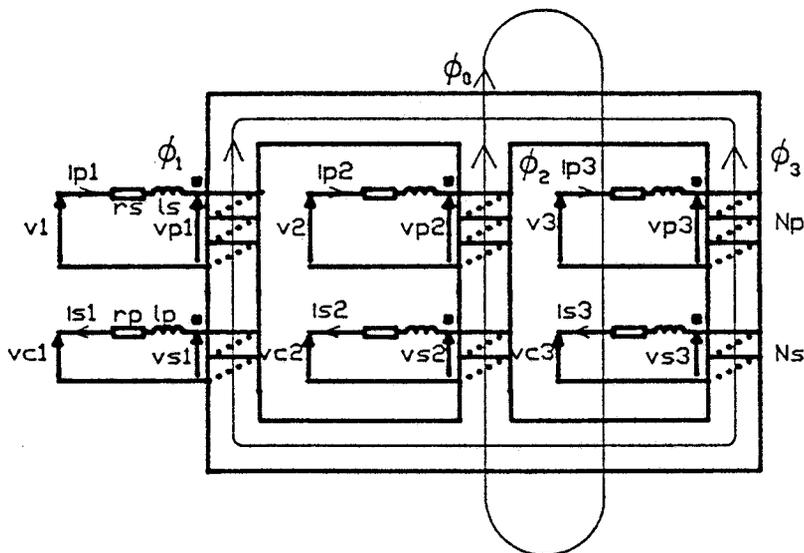


figure 3.1

Comme précédemment, les fuites sont matérialisées par une inductance dite de fuites en série avec chaque enroulement. Nous supposons les enroulements primaires identiques: même nombre de spires N_p , même résistance r_p et même inductance l_p . Ces enroulements sont alimentés par trois tensions v_1, v_2, v_3 . Les enroulements secondaires sont également supposés identiques, même nombre de spires N_s , même résistance r_s et même inductance l_s . Aux bornes des enroulements secondaires apparaissent à vide les tensions vs_1, vs_2, vs_3 et en charge les tensions vc_1, vc_2 et vc_3 . La section du circuit magnétique est supposée constante. On peut toujours se ramener à cette hypothèse. En effet si les culasses présentent une section plus importante, il est possible de les remplacer par un circuit magnétique de même section que les noyaux et présentant la même différence de potentiel magnétique. Les noyaux présentent des longueurs l_1, l_2 et l_3 et sont parcourus par les flux ϕ_1, ϕ_2 et ϕ_3 . La somme de ces flux ϕ_0 se referme dans l'air.

II. Schéma équivalent . Equations.

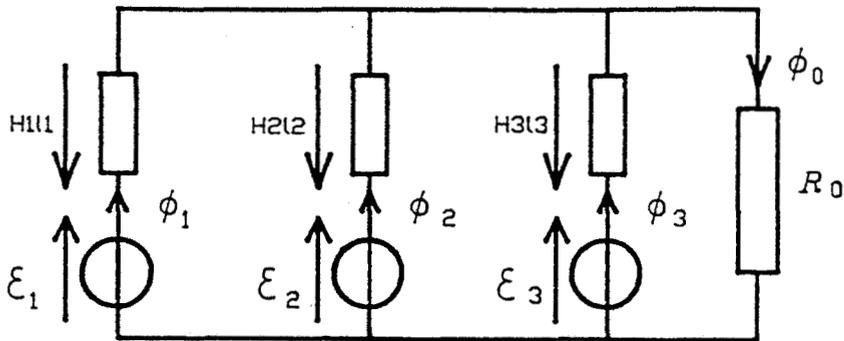


figure 3.2

Le schéma de la figure 3.2 découle du schéma de la figure 3.1. Le système que constitue le transformateur est alors régi par les équations suivantes:

$$v_1 = r_p \cdot i_{p1} + l_p \cdot \frac{di_{p1}}{dt} + N_p \cdot \frac{d\phi_1}{dt} \quad (3.1)$$

$$v_2 = r_p \cdot i_{p2} + l_p \cdot \frac{di_{p2}}{dt} + N_p \cdot \frac{d\phi_2}{dt} \quad (3.2)$$

$$v_3 = r_p \cdot i_{p3} + l_p \cdot \frac{di_{p3}}{dt} + N_p \cdot \frac{d\phi_3}{dt} \quad (3.3)$$

$$N_p \cdot i_{p1} - N_s \cdot i_{s1} - H_1 \cdot l_1 = R_0 \cdot \phi_0 = ddpm \quad (3.4)$$

$$N_p \cdot i_{p2} - N_s \cdot i_{s2} - H_2 \cdot l_2 = ddpm \quad (3.5)$$

$$N_p \cdot i_{p3} - N_s \cdot i_{s3} - H_3 \cdot l_3 = ddpm \quad (3.6)$$

$$\phi_1 + \phi_2 + \phi_3 = \phi_0 \quad (3.7)$$

Les grandeurs H_i et ϕ_i sont reliées par les courbes B_i (H_i) du matériau. Nous préciserons plus loin la méthode utilisée pour les obtenir.

Nous allons maintenant transformer ces équations en vue de leur résolution numérique.

En effectuant la différence deux à deux des trois équations électriques, il vient:

$$\frac{d\phi_{12}}{dt} = \frac{d\phi_1 - d\phi_2}{dt} = \frac{1}{N_p} \cdot (v_1 - v_2 - r_p \cdot (ip_1 - ip_2) - l_p \frac{d}{dt} \cdot (ip_1 - ip_2)) \quad (3.8)$$

$$\frac{d\phi_{23}}{dt} = \frac{d\phi_2 - d\phi_3}{dt} = \frac{1}{N_p} \cdot (v_2 - v_3 - r_p \cdot (ip_2 - ip_3) - l_p \frac{d}{dt} \cdot (ip_2 - ip_3)) \quad (3.9)$$

$$\frac{d\phi_{31}}{dt} = \frac{d\phi_3 - d\phi_1}{dt} = \frac{1}{N_p} \cdot (v_3 - v_1 - r_p \cdot (ip_3 - ip_1) - l_p \frac{d}{dt} \cdot (ip_3 - ip_1)) \quad (3.10)$$

La somme des équations 3.1 à 3.3 permet de calculer $\frac{d\phi_0}{dt} = \frac{d\phi_1}{dt} + \frac{d\phi_2}{dt} + \frac{d\phi_3}{dt}$

$$\frac{d\phi_0}{dt} = \frac{1}{N_p} \cdot (v_1 + v_2 + v_3 - r_p \cdot (ip_1 + ip_2 + ip_3) - l_p \frac{d}{dt} \cdot (ip_1 + ip_2 + ip_3)) \quad (3.11)$$

En combinant les équations 3.8 à 3.11 et compte tenu de 3.7, il vient:

$$\frac{d\phi_1}{dt} = \frac{1}{3} \left(\frac{d\phi_{12}}{dt} - \frac{d\phi_{31}}{dt} + \frac{d\phi_0}{dt} \right) \quad (3.12)$$

$$\frac{d\phi_2}{dt} = \frac{1}{3} \left(\frac{d\phi_{23}}{dt} - \frac{d\phi_{12}}{dt} + \frac{d\phi_0}{dt} \right) \quad (3.13)$$

$$\frac{d\phi_3}{dt} = \frac{1}{3} \left(\frac{d\phi_{31}}{dt} - \frac{d\phi_{23}}{dt} + \frac{d\phi_0}{dt} \right) \quad (3.14)$$

Les courants primaires s'écrivent:

$$ip_1 = \frac{ddpm + H_1 \cdot I_1 + N_s \cdot is_1}{N_p} \quad (3.15)$$

$$ip_2 = \frac{ddpm + H_2 \cdot I_2 + N_s \cdot is_2}{N_p} \quad (3.16)$$

$$ip_3 = \frac{ddpm + H_3 \cdot I_3 + N_s \cdot is_3}{N_p} \quad (3.17)$$

Les équations 3.8 à 3.17 définissent complètement l'état du transformateur. Nous n'avons émis aucune hypothèse ni sur le réseau, ni sur la charge. Nous verrons les modifications à apporter pour les divers couplages dans le paragraphe IV.

III. Identification du transformateur triphasé

Le modèle mathématique du transformateur ayant été choisi, il faut à partir d'essais pratiques déterminer les paramètres de ce modèle.

Certains paramètres ne sont pas directement mesurables. On ne peut les évaluer qu'au prix d'hypothèses. En revanche, d'autres sont accessibles par des essais classiques.

3.1 Détermination des grandeurs électriques

La mesure des résistances est effectuée en continu. La mesure des inductances de fuites comme pour le transformateur monophasé est délicate. Nous avons estimé leur valeur à partir d'un essai en court-circuit et en effectuant les mêmes hypothèses que précédemment.

3.2 Détermination des caractéristiques B(H)

Le relevé de la caractéristique B(H) de chaque noyau est elle aussi délicate. Si on alimente, par exemple, la bobine primaire du premier noyau, figure 3.3, la caractéristique obtenue sera en réalité celle du premier noyau en série avec les noyaux 2, 3 et R_0 en parallèle.

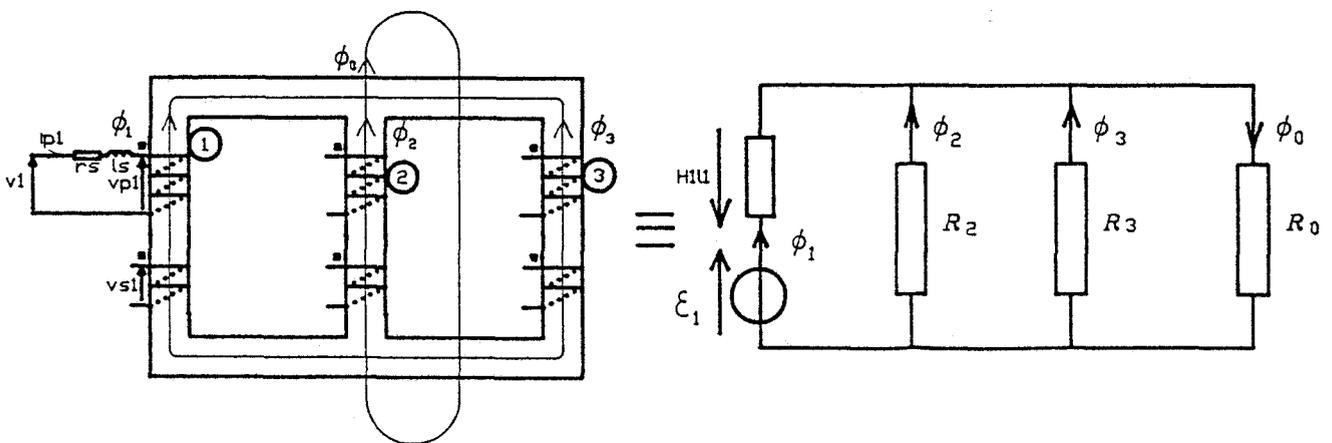


figure 3.3

Néanmoins, la réluctance présentée par les noyaux 2 et 3 est relativement faible, puisque la section est importante. Cette méthode permet d'obtenir une caractéristique B(H) approchée /15/. Pour déterminer la différence de potentiel ddpm, nous avons retenu une méthode proposée par Sabathé /34/. On alimente les bobines primaires des noyaux 1 et 2 par deux tensions v_1 et v_2 en opposition de phase (figure 3.4).

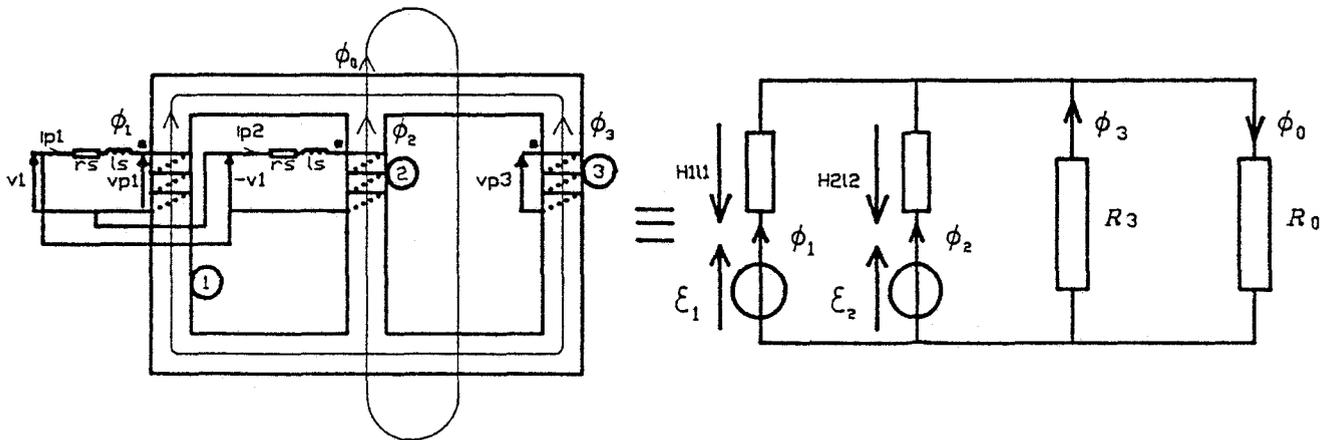


figure 3.4

$$v_1 = r_p \cdot i_{p1} + l_p \cdot \frac{di_{p1}}{dt} + N_p \cdot \frac{d\phi_1}{dt} \quad (3.18)$$

$$v_2 = -v_1 = r_p \cdot i_{p2} + l_p \cdot \frac{di_{p2}}{dt} + N_p \cdot \frac{d\phi_2}{dt} \quad (3.19)$$

En effectuant la somme de ces deux équations, il vient:

$$0 = r_p \cdot (i_{p1} + i_{p2}) + l_p \cdot \frac{d(i_{p1} + i_{p2})}{dt} + N_p \cdot \frac{d(\phi_1 + \phi_2)}{dt} \quad (3.20)$$

Comme $i_{p2} \approx -i_{p1}$ et r_p et $l_p \approx 0$, les quantités $r_p \cdot (i_{p1} + i_{p2})$ et $l_p \cdot \frac{d(i_{p1} + i_{p2})}{dt}$ sont très faibles.

Il en résulte que $\phi_1 + \phi_2$ donc $ddpm = -(R_3 // R_0) \cdot (\phi_1 + \phi_2)$ sont très faibles. La figure 3.5 montre la tension induite aux bornes de la bobine primaire du troisième noyau lorsque la tension v_1 est égale à la tension nominale (220V).

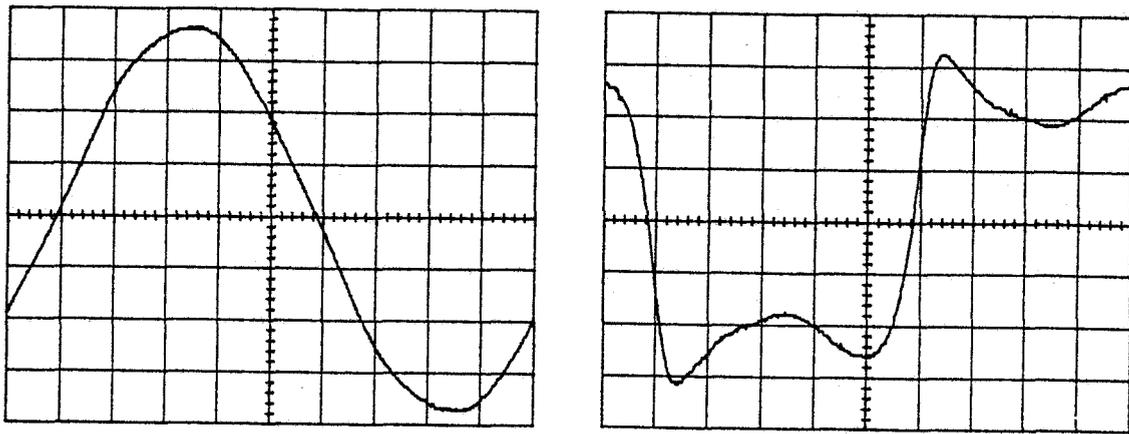


figure 3.5 Essai en opposition

a) v_{p1} 100V/div

b) v_{p3} 1V/div

On peut donc écrire $N_p.i_{p1} - H_1.l_1 \approx 0$.

En relevant le courant i_{p1} et la tension v_{p1} , on obtient la caractéristique $B_1(H_1)$ du premier noyau. On effectue ensuite la même opération pour les noyaux 2 et 3 . On remarque que les caractéristiques $B(H)$ des les noyaux 1 et 3 sont identiques mais différentes de celle du noyau central 2 . (cf annexe 4). Les caractéristiques $B(H)$ sont ensuite approchées par la méthode exposée au chapitre 1.

3.3 Détermination de \mathcal{R}_0

Pour déterminer \mathcal{R}_0 , on connecte en série les enroulements primaires sous une tension v suffisamment faible pour que le courant absorbé i_p soit sinusoïdal.

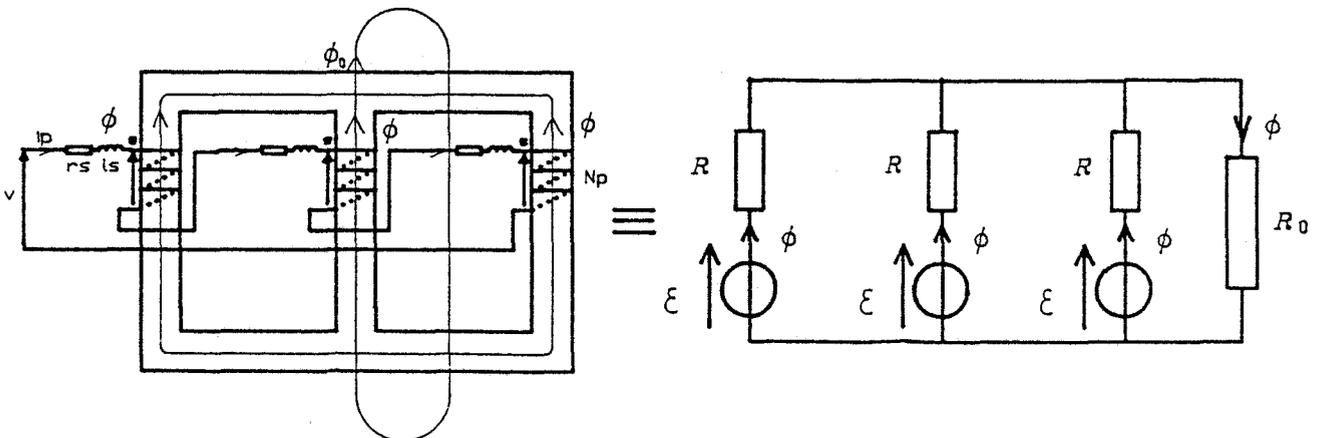


figure 3.6

Puisque les courants sont identiques, on peut supposer que les flux sont peu différents

pour chacun des trois noyaux. Les forces magnétomotrices sont les mêmes pour les trois noyaux. On peut donc écrire:

$$\mathcal{E} - \mathcal{R}_1 \cdot \varphi - 3 \mathcal{R}_0 \varphi = 0$$

$$\mathcal{E} - \mathcal{R}_2 \varphi - 3 \mathcal{R}_0 \varphi = 0$$

$$\mathcal{E} - \mathcal{R}_3 \varphi - 3 \mathcal{R}_0 \varphi = 0$$

En effectuant la somme de ces équations, on obtient $\mathcal{R}_0 = \frac{\mathcal{E}}{3 \varphi} - \frac{\mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2 + \mathcal{R}_3}{9}$

On peut négliger $\frac{\mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2 + \mathcal{R}_3}{9}$ devant \mathcal{R}_0 et écrire $\mathcal{R}_0 \approx \frac{\mathcal{E}}{3 \varphi}$. Les grandeurs

étant sinusoïdales, on peut travailler en valeur efficace et écrire $\mathcal{R}_0 = \frac{N_p \cdot I_p}{3 \varphi}$ (3.21)

IV . Influence du couplage

4.1 Primaire couplé en triangle

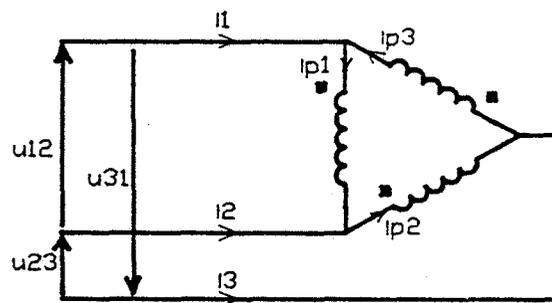


figure 3.7

Les tensions aux bornes des enroulements sont des tensions composées donc des tensions à somme nulle. Il suffit donc de remplacer dans les équations 3.8 à 3.10 v_1, v_2, v_3 par u_{12}, u_{23} et u_{31} . On obtient alors

$$\frac{d \varphi_{12}}{dt} = \frac{1}{N_p} (u_{12} - u_{23} - r_p \cdot (i_{p1} - i_{p2}) - l_p \frac{d}{dt} \cdot (i_{p1} - i_{p2})) \quad (3.22)$$

$$\frac{d \varphi_{23}}{dt} = \frac{1}{N_p} (u_{23} - u_{31} - r_p \cdot (i_{p2} - i_{p3}) - l_p \frac{d}{dt} \cdot (i_{p2} - i_{p3})) \quad (3.23)$$

$$\frac{d\phi_{31}}{dt} = \frac{1}{N_p} (u_{31} - u_{12} - r_p \cdot (i_{p3} - i_{p1}) - l_p \frac{d}{dt} \cdot (i_{p3} - i_{p1})) \quad (3.24)$$

la relation 3.11 se simplifie et s'écrit:

$$\frac{d\phi_0}{dt} = \frac{1}{N_p} \cdot (-r_p \cdot (i_{p1} + i_{p2} + i_{p3}) - l_p \frac{d}{dt} \cdot (i_{p1} + i_{p2} + i_{p3})) \quad (3.25)$$

Les courants en ligne sont eux aussi à somme nulle mais cela n'entraîne aucune conséquence sur les courants i_{p1} qui sont des courants dans les enroulements.

4.2 Primaire couplé en étoile avec neutre

Ce couplage n'entraîne aucune modification des équations. La somme $v_1 + v_2 + v_3$ dépend de la source. Le conducteur neutre permet l'existence d'un courant $I_N = i_{p1} + i_{p2} + i_{p3}$.

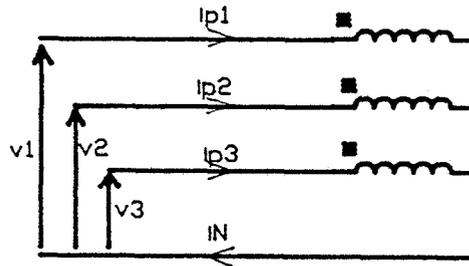


figure 3.8

4.3 Primaire couplé en étoile sans neutre

Ce couplage impose $i_{p1} + i_{p2} + i_{p3} = 0$. De plus les tensions v_1, v_2, v_3 du réseau ne sont pas appliquées directement aux bornes des enroulements puisque le neutre du transformateur n'est pas forcément au potentiel du neutre du réseau.

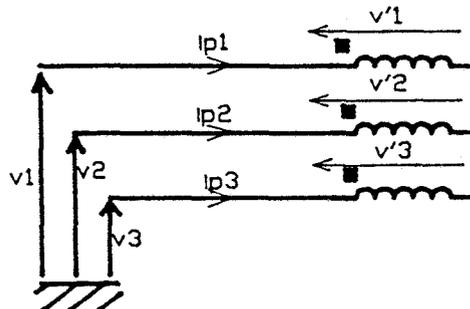


figure 3.9

Il n'est donc plus possible d'écrire les équations 3.1 à 3.3 . En notant v'_j les tensions aux bornes des enroulements il vient:

$$v'_1 = r_p \cdot i_{p1} + l_p \cdot \frac{di_{p1}}{dt} + N_p \cdot \frac{d\phi_1}{dt} \quad (3.26)$$

$$v'_2 = r_p \cdot i_{p2} + l_p \cdot \frac{di_{p2}}{dt} + N_p \cdot \frac{d\phi_2}{dt} \quad (3.27)$$

$$v'_3 = r_p \cdot i_{p3} + l_p \cdot \frac{di_{p3}}{dt} + N_p \cdot \frac{d\phi_3}{dt} \quad (3.28)$$

Néanmoins, on remarque que $v'_1 - v'_2 = v_1 - v_2$, $v'_2 - v'_3 = v_2 - v_3$ et $v'_3 - v'_1 = v_3 - v_1$. En effectuant la différence deux à deux des équations 3.26 à 3.28, on obtient à nouveau les équations 3.8 à 3.10 bien que les tensions v_1 , v_2 et v_3 ne soient pas appliquées directement aux bornes des enroulements.

Par contre, dans la relation 3.11, $v_1 + v_2 + v_3$ doit être remplacé par $v'_1 + v'_2 + v'_3$ et compte tenu du couplage 3.11 devient

$\frac{d\phi_0}{dt} = \frac{1}{dt} (v'_1 + v'_2 + v'_3)$. Il n'est malheureusement pas possible de calculer $\frac{d\phi_0}{dt}$ par cette relation puisque les tensions v'_1 , v'_2 et v'_3 sont inconnues. ϕ_0 peut être obtenu en additionnant les relations 3.4 à 3.7

$$\phi_0 = - \frac{N_s \cdot (i_{s1} + i_{s2} + i_{s3}) + H_1 \cdot l_1 + H_2 \cdot l_2 + H_3 \cdot l_3}{3 R_0} \quad (3.29)$$

C'est cette relation que nous utiliserons dans le cas d'un couplage étoile sans neutre.

4.4 Couplage secondaire

4.4.1 Couplage étoile neutre

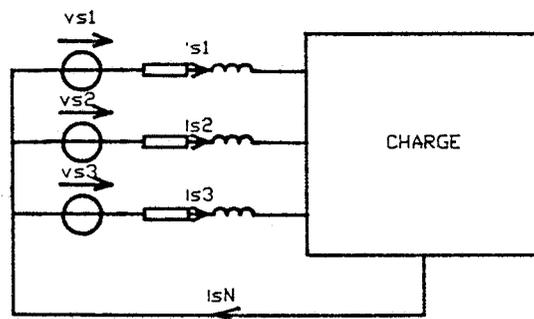


figure 3.10

Le calcul des courants secondaires ne pose pas de difficulté. Il suffit d'écrire la loi des mailles pour chaque enroulement secondaire pour obtenir l'expression de i_{s1} , i_{s2} et i_{s3} en fonction de v_{s1} , v_{s2} , v_{s3} et des caractéristiques de la charge.

4.4.2 Couplage étoile sans neutre

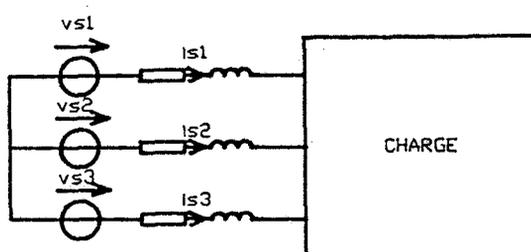


figure 3.11

Ce couplage impose $i_{s1} + i_{s2} + i_{s3} = 0$. On écrit ensuite la loi des mailles:

$$v_{s1} - v_{s2} = f(i_{s1}, i_{s2})$$

$$v_{s2} - v_{s3} = f(i_{s2}, i_{s3})$$

On obtient un système de trois équations indépendantes qui permettent de calculer les trois inconnues i_{s1} , i_{s2} et i_{s3} .

4.4.3 Couplage triangle

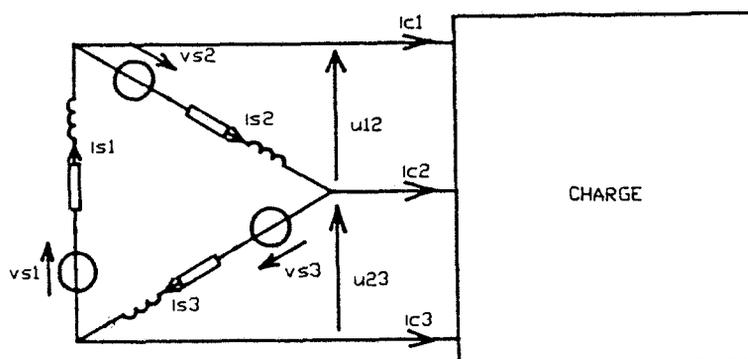


figure 3.12

Les courants ic_1 , ic_2 et ic_3 s'obtiennent de la même manière que les courants is_1 , is_2 et is_3 pour le couplage étoile sans neutre.

Par contre, on ne peut pas obtenir directement les courants dans les enrquements is_1 , is_2 et is_3 à partir des courants en ligne. On peut écrire:

$$is_1 - is_2 = ic_1$$

$$is_2 - is_3 = ic_2$$

Pour trouver les is_i , il faut une troisième équation indépendante des deux autres. Cette équation est obtenue en écrivant la loi des mailles pour le triangle $u_{12} + u_{23} + u_{31} = 0$, ou encore:

$$vs_1 - rs.is_1 - ls. \frac{dis_1}{dt} + vs_2 - rs.is_2 - ls. \frac{dis_2}{dt} + vs_3 - rs.is_3 - ls. \frac{dis_3}{dt} = 0$$

donc
$$Ns. \frac{d\phi_0}{dt} = rs. is_N + ls. \frac{dis_N}{dt} \quad (3.30)$$

avec $is_N = is_1 + is_2 + is_3$

$\frac{d\phi_0}{dt}$ a été calculé précédemment. L'équation 3.30 permet le calcul de is_N . On en

déduit
$$is_1 = \frac{2.ic_1 + ic_2}{3} + \frac{is_N}{3}$$

$$is_2 = \frac{2.ic_2 + ic_3}{3} + \frac{is_N}{3}$$

$$is_3 = \frac{2.ic_3 + ic_1}{3} + \frac{is_N}{3}$$

4.5 Méthode de simulation

La méthode générale de simulation est indépendante du couplage qui modifie uniquement l'expression de $\frac{d\phi_0}{dt}$

L'organigramme de la figure 3.13 précise l'enchainement des différentes phases de calcul et d'exploitation.

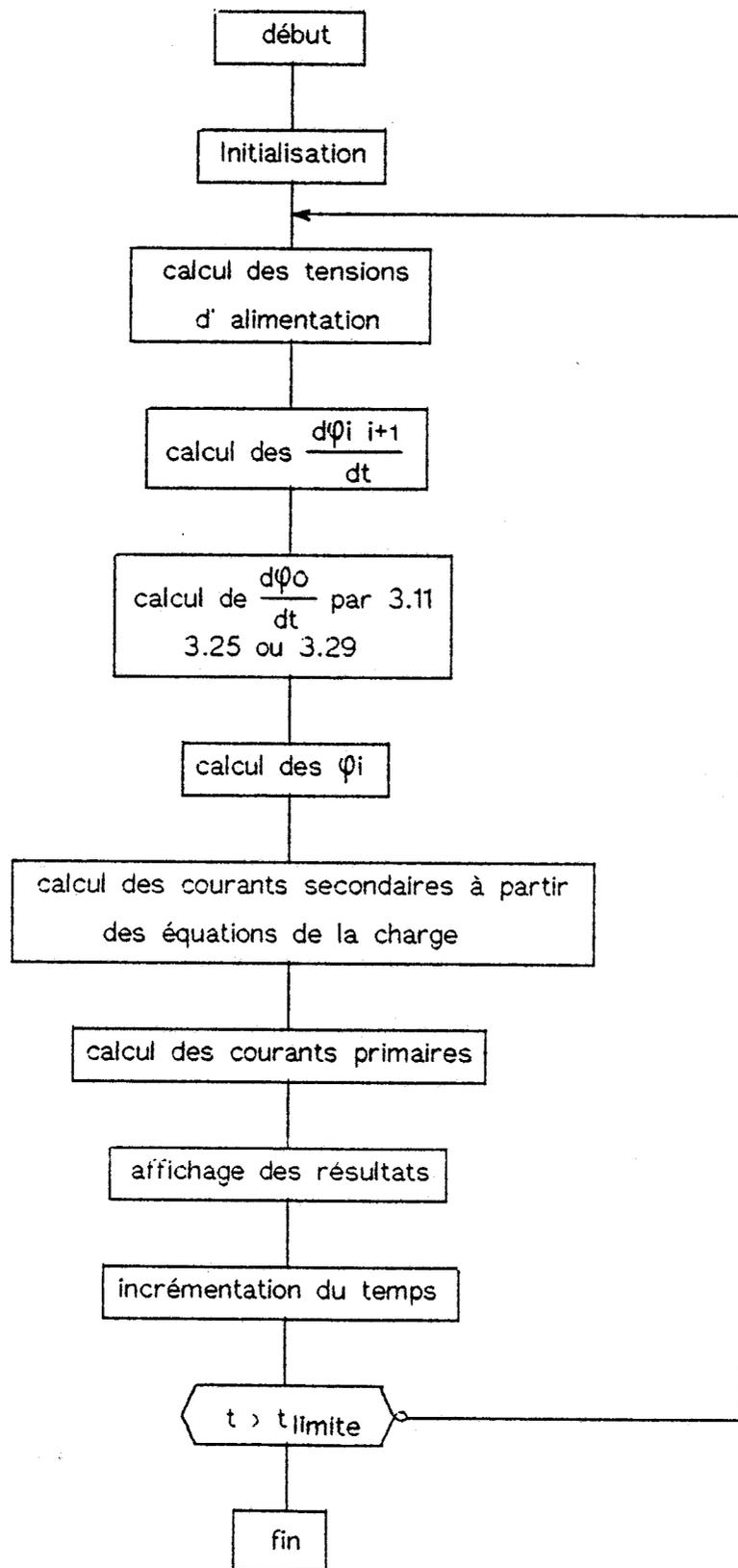


figure 3.13

V. Validation du modèle

Les résultats présentés portent sur un transformateur triphasé dont les caractéristiques principales sont les suivantes:

Puissance apparente nominale :	5 kVA
Tension aux bornes d'un enroulement primaire :	220 V
Tension aux bornes d'un enroulement secondaire :	127 V

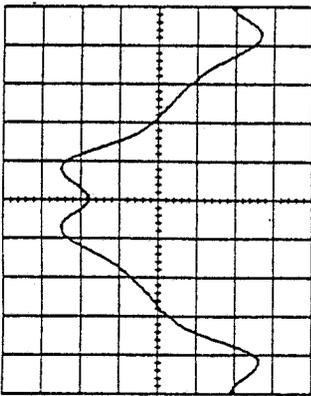
5.1 Fonctionnement à vide

Les courbes 3.14 à 3.22 représentent les courants absorbés à vide pour les trois couplages étudiés (triangle, étoile neutre, étoile sans neutre) et pour trois valeurs de la tension d'alimentation.

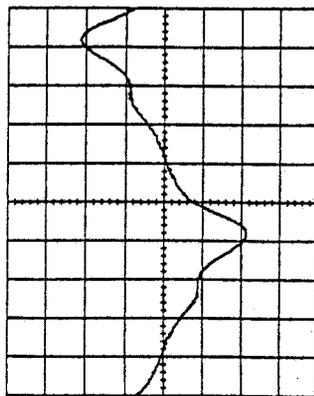
On peut ainsi voir la déformation des courants en fonction de la tension appliquée. Les courants sont d'autant plus déformés que le transformateur est utilisé à une tension supérieure à la tension nominale (figures 3.14 , 3.17 et 3. 20). Pour une tension inférieure à la tension nominale, les courants deviennent plus sinusoïdaux puisque le transformateur est peu saturé (figures 3.16 ,3.19 et 3.22).

Nous avons représenté à la figure 3.23 le spectre des courants i_{p1} pour les couplages triangle, étoile neutre et étoile sans neutre dans des conditions normales de fonctionnement.

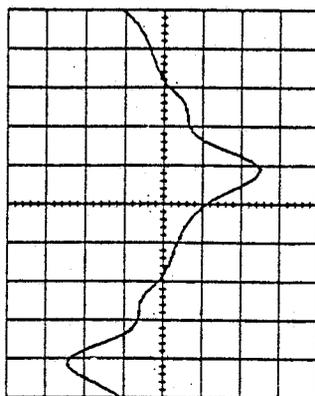
On peut noter, outre la similitude entre les spectres relevés et les spectres simulés la présence d'un harmonique de rang trois. Cet harmonique trois est possible puisque les courants ne sont pas équilibrés sur les trois phases. On retrouve d'ailleurs cet harmonique trois dans le neutre lorsqu'il est connecté (figures 3.17 , 3.18 et 3.19).



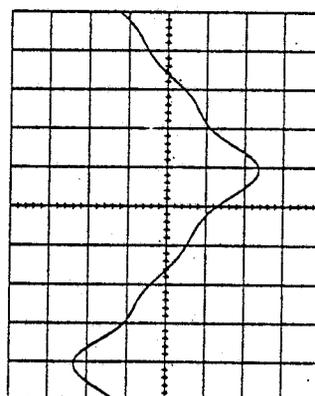
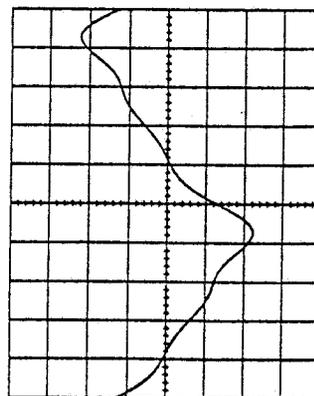
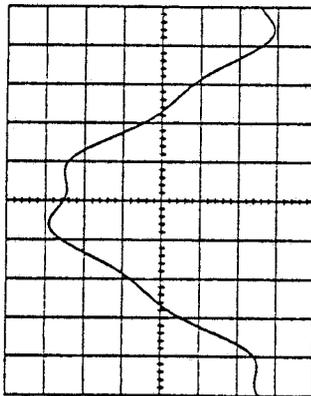
a)



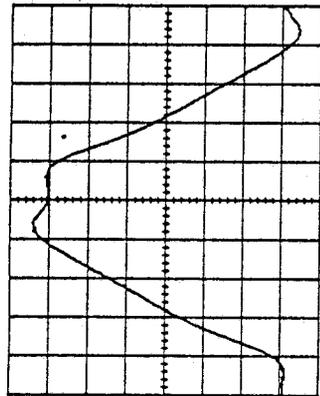
b)



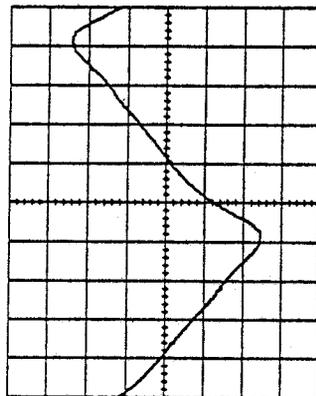
c)



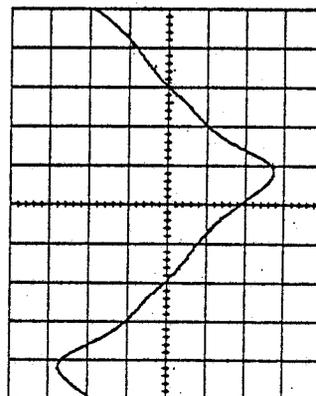
courbes relevées courbes simulées
figure 3.14 Transformateur à vide - Couplage triangle
254V par enroulement - Courants en ligne
a) I₁ b) I₂ c) I₃ 1A/div



d)



b)



c)

courbes relevées courbes simulées
figure 3.15 Transformateur à vide - Couplage triangle
220V par enroulement - Courants en ligne
a) I₁ b) I₂ c) I₃ 0.4A/div

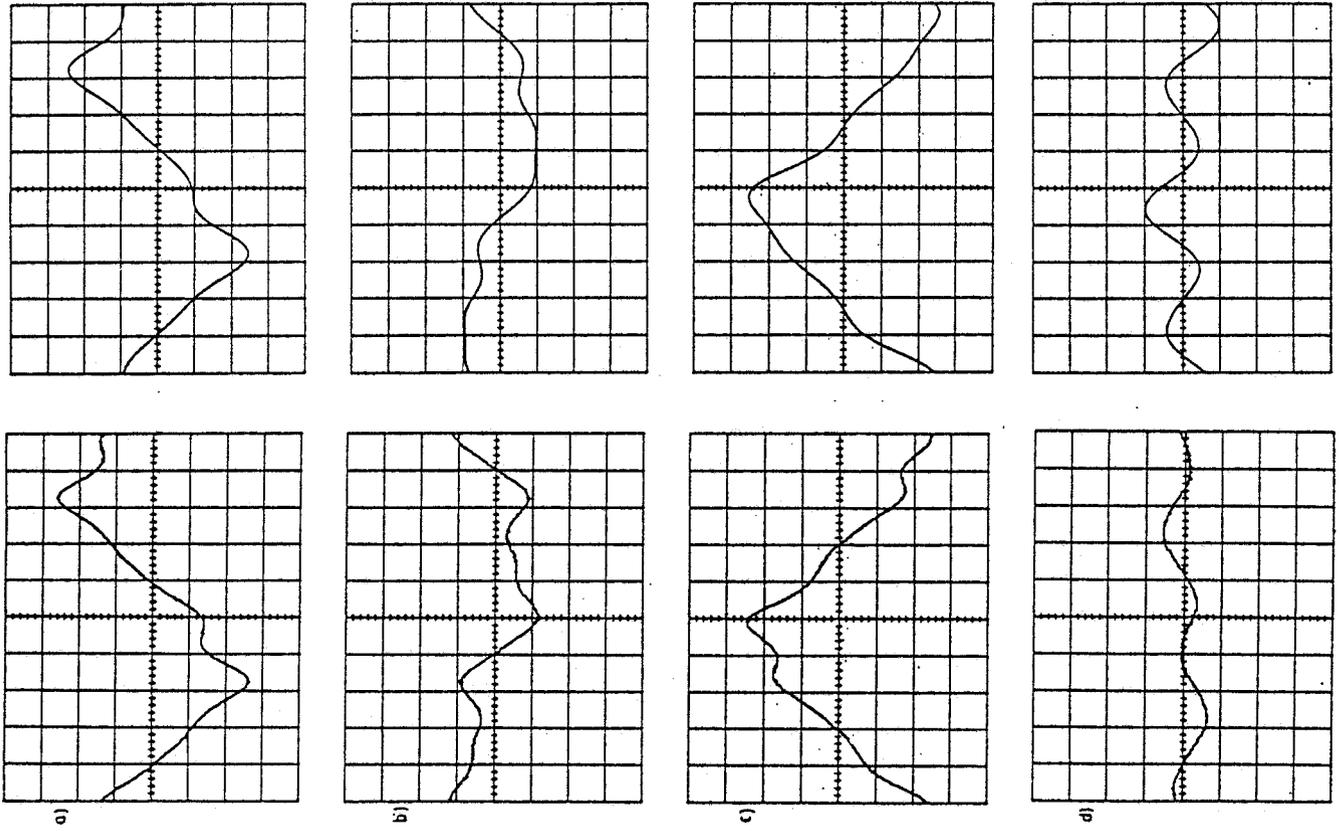


figure 3.17 Transformateur à vide - Couplage étoile neutre
250 V par enroulement
a) I_{P1} b) I_{P2} c) I_{P3} d) I_N 0.5 A/div

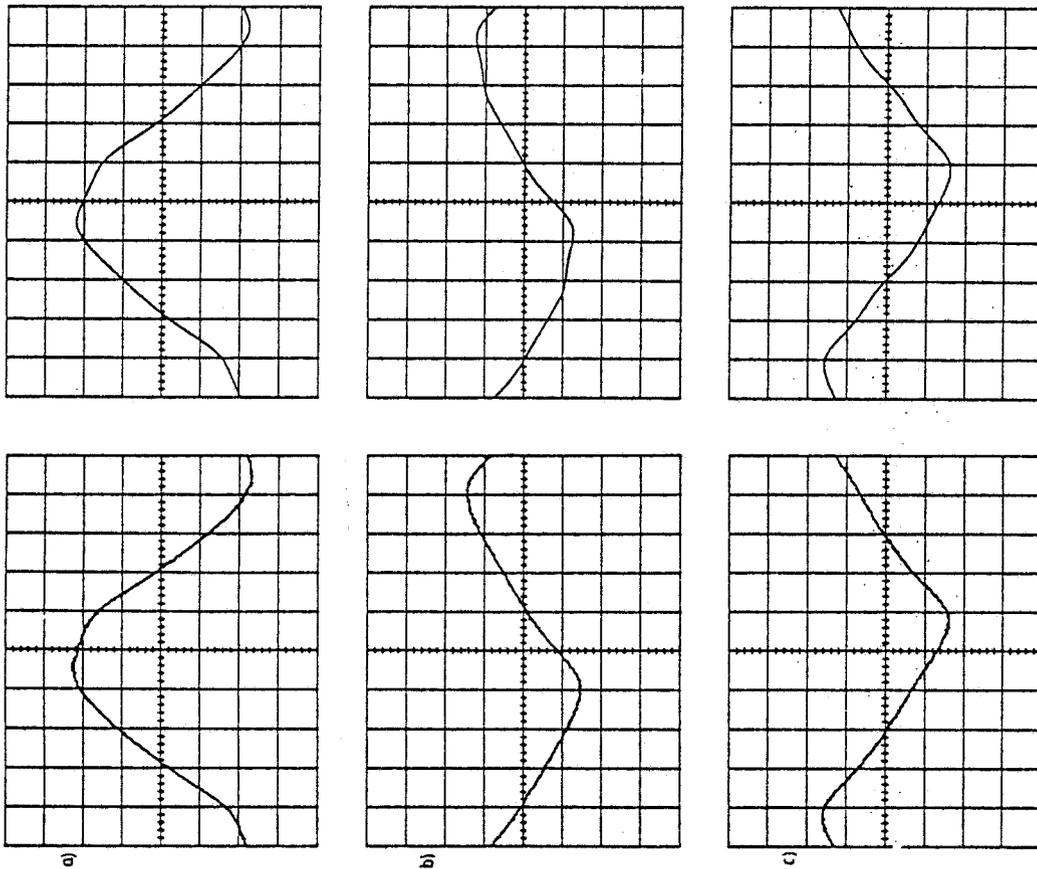
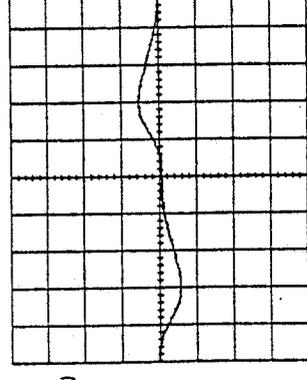
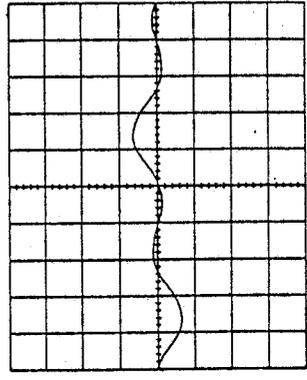
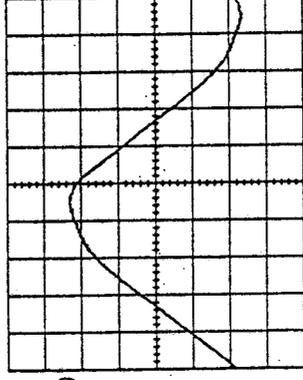
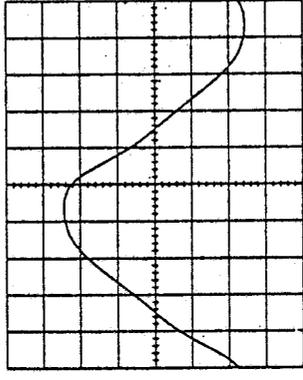
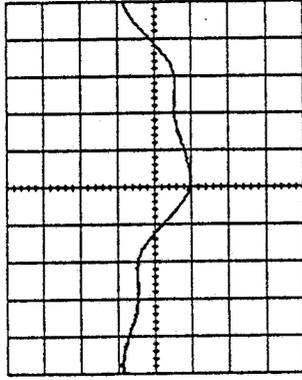
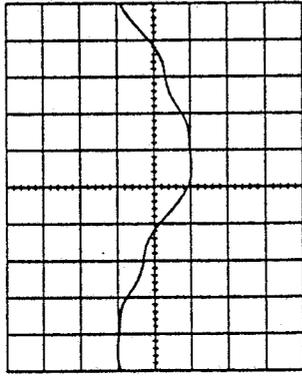
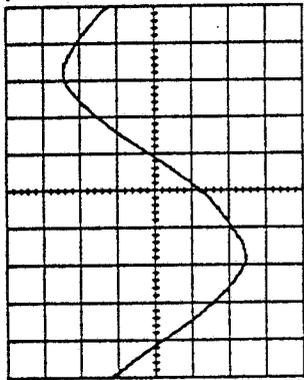
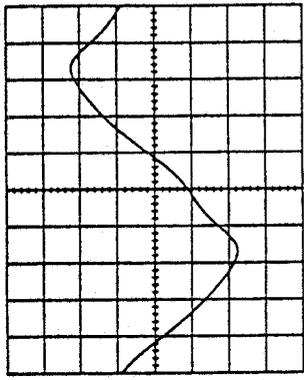


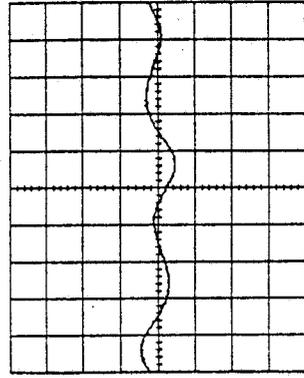
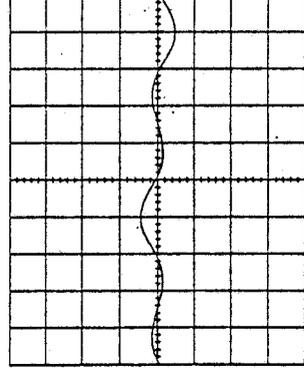
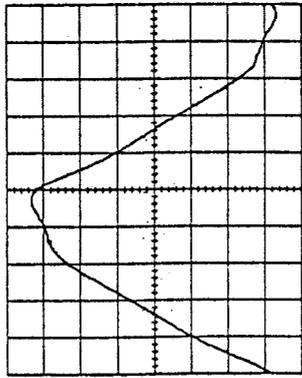
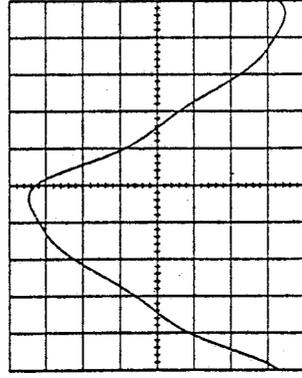
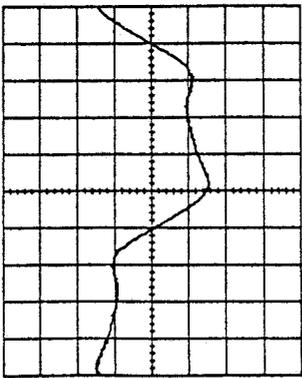
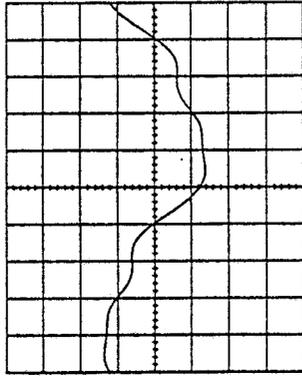
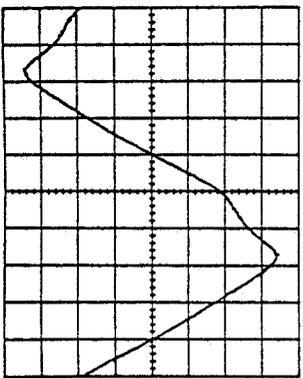
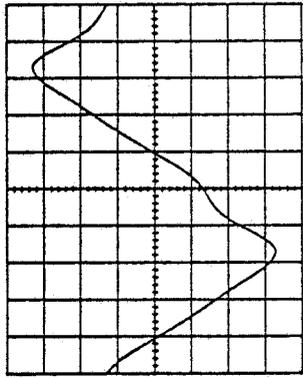
figure 3.16 Transformateur à vide - Couplage triangle
180 V par enroulement - Courants en ligne
a) I_1 b) I_2 c) I_3 0.4 A/div

courbes simulées

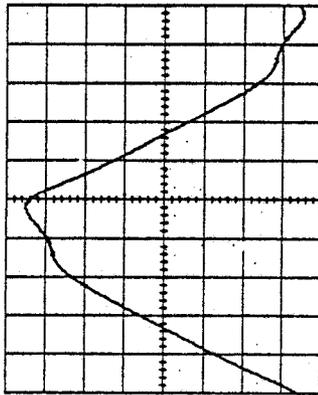
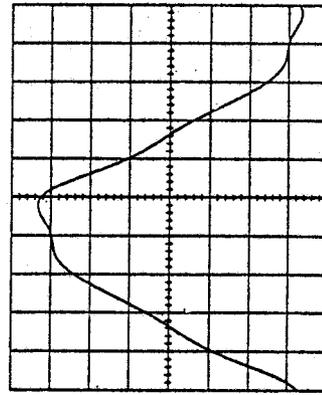
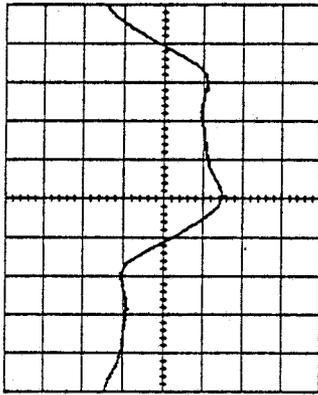
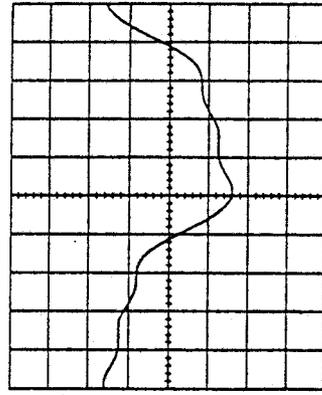
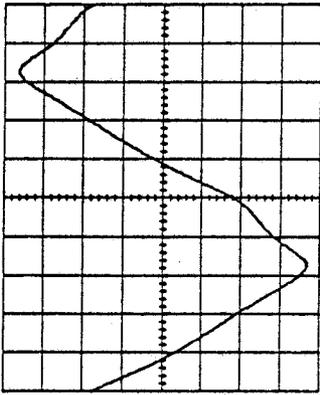
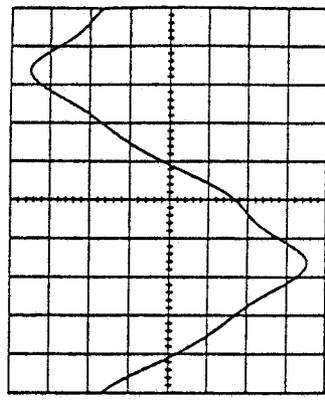
courbes relevées



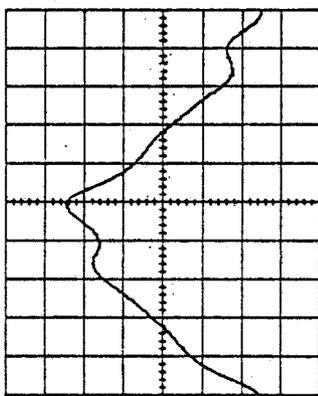
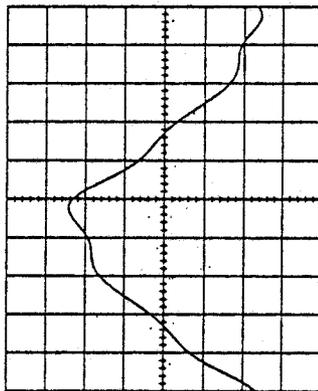
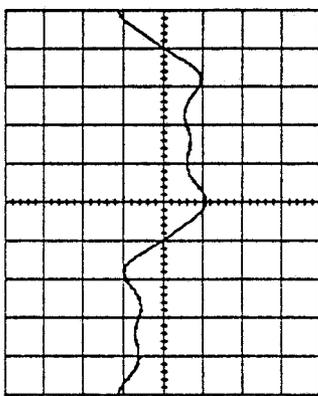
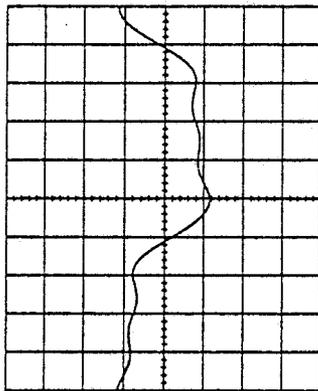
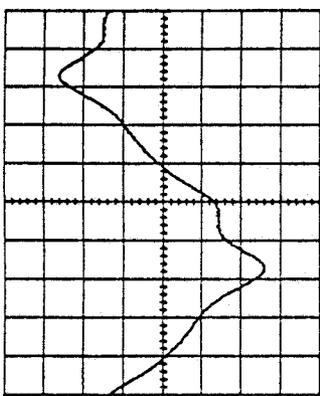
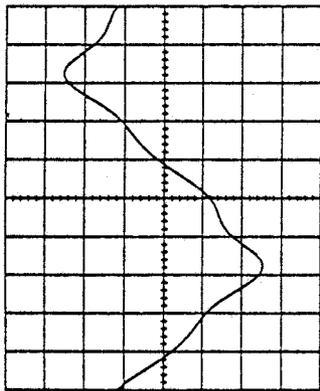
courbes relevées courbes simulées
figure 3.19 Transformateur à vide - Couplage étoile neutre
180 V par enroulement
a) i_{p1} b) i_{p2} c) i_{p3} d) I_N 0,2 A/div



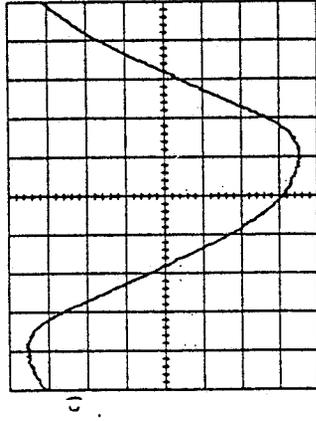
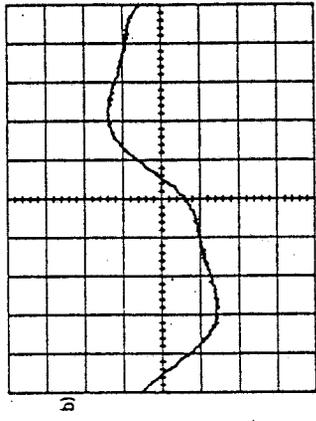
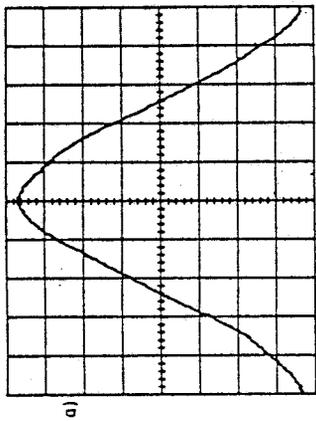
courbes relevées courbes simulées
figure 3.18 Transformateur à vide - Couplage étoile neutre
220 V par enroulement
a) i_{p1} b) i_{p2} c) i_{p3} d) I_N 0,2 A/div



courbes relevées courbes simulées
figure 3.21 Transformateur à vide - Couplage étoile sans neutre
380 V entre phases
a) I_{p1} b) I_{p2} c) I_{p3} 0.2 A/div



courbes relevées courbes simulées
figure 3.20 Transformateur à vide - Couplage étoile sans neutre
433V entre phases
a) I_{p1} b) I_{p2} c) I_{p3} 0.5 A/div



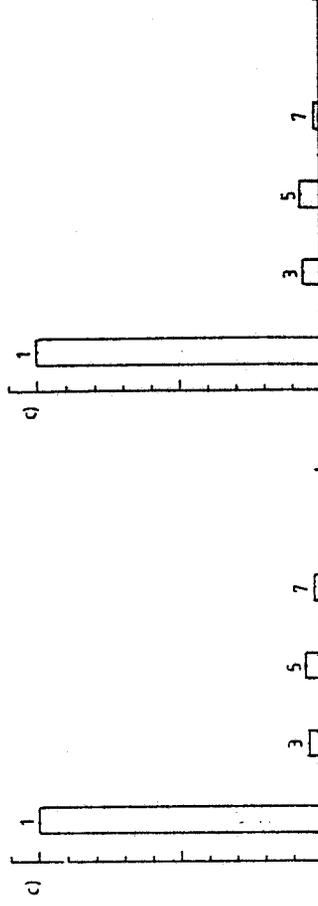
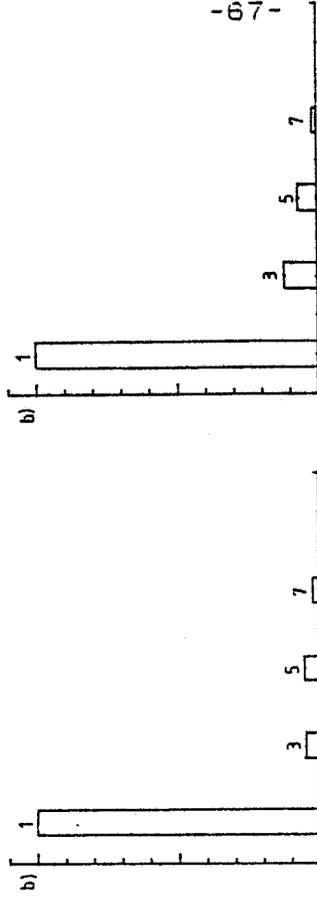
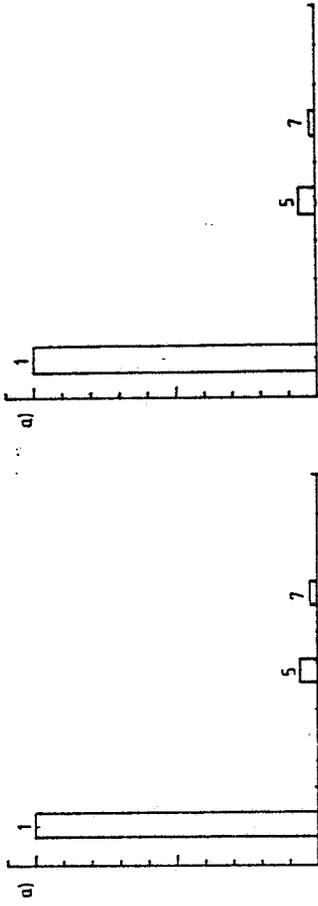
courbes relevées

courbes simulées

figure 3.22 Transformateur à vide - Couplage étoile sans neutre

260 V entre phases

a) i_{p1} b) i_{p2} c) i_{p3} 0,1 A/div



spectres relevés

spectres simulés

figure 3.23 Spectres des courants i_{p1} à vide, 220V par enroulement

a) couplage triangle

b) couplage étoile neutre

c) couplage étoile sans neutre

5.2 Fonctionnement sur charge déséquilibrée

Le fonctionnement sur charge déséquilibrée est illustré sur les figures 3.25 à 3.30 . Une charge purement résistive à été connectée entre la phase 1 et le neutre (figure 3.24 a). Le déséquilibre se reporte plus ou moins sur les diverses phases en fonction du couplage (figures 3.25 à 3.27).

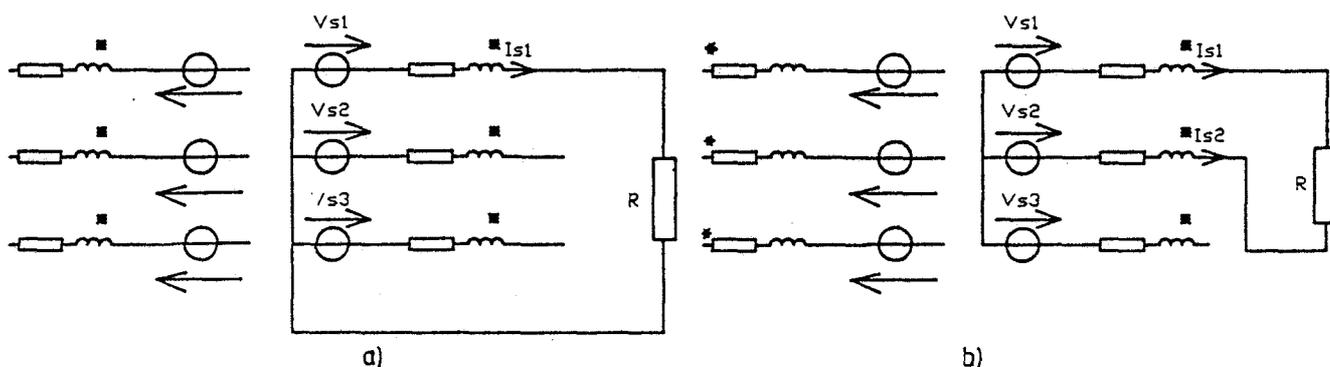


figure 3.24

Lorsque la charge est connectée entre 2 phases (figure 3.24 b), il n'existe pas de courant dans le neutre secondaire. On ne retrouve dans le neutre primaire que le courant absorbé à vide (figure 3.29). Les courants sont donc peu différents pour un couplage étoile avec neutre et un couplage étoile sans neutre (figure 3.29 et 3.30). C'est dans le cas du couplage triangle que le déséquilibre est le moins important au primaire du transformateur(figure 3.28).

De telles connexions se retrouvent lorsque le transformateur débite sur un montage redresseur (P3 figure 3.24 a et PD3 figure 3.24 b).

Les résultats obtenus aussi bien à vide que sur charge déséquilibrée permettent de valider le modèle du transformateur triphasé. Néanmoins, il est nécessaire d'étendre cette étude aux cas des alimentations déséquilibrées rencontrées notamment lorsqu'un convertisseur se trouve en amont du transformateur.

VI. Alimentation monophasée

Nous allons limiter notre étude aux cas des configurations classiques découlant

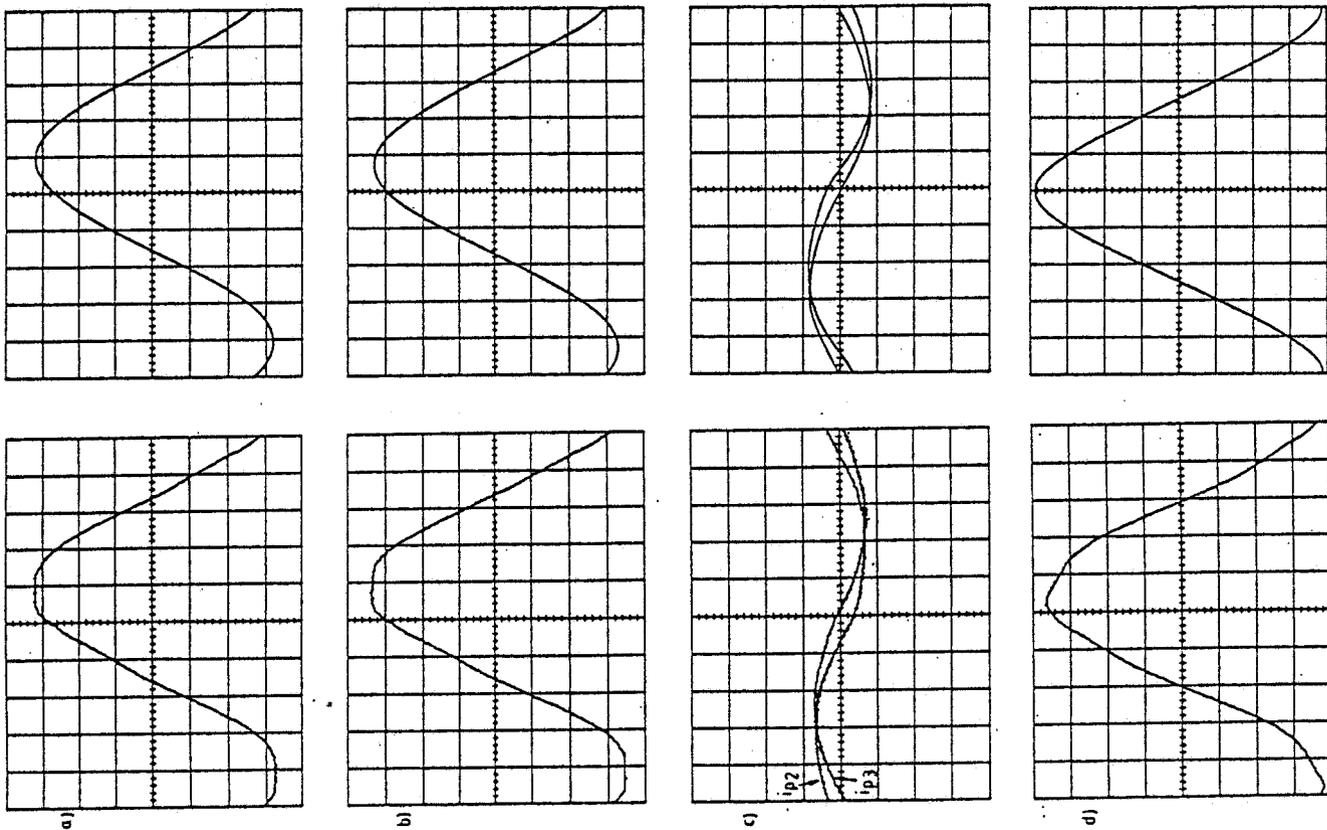


figure 3.26 : courbes relevées courbes simulées
 Transformateur étoile neutre - étoile neutre
 Charge déséquilibrée entre 1 et N
 a) i_1 5A/div b) i_3 2.5A/div c) i_5 et i_6 2A/div
 d) i_7 2A/div

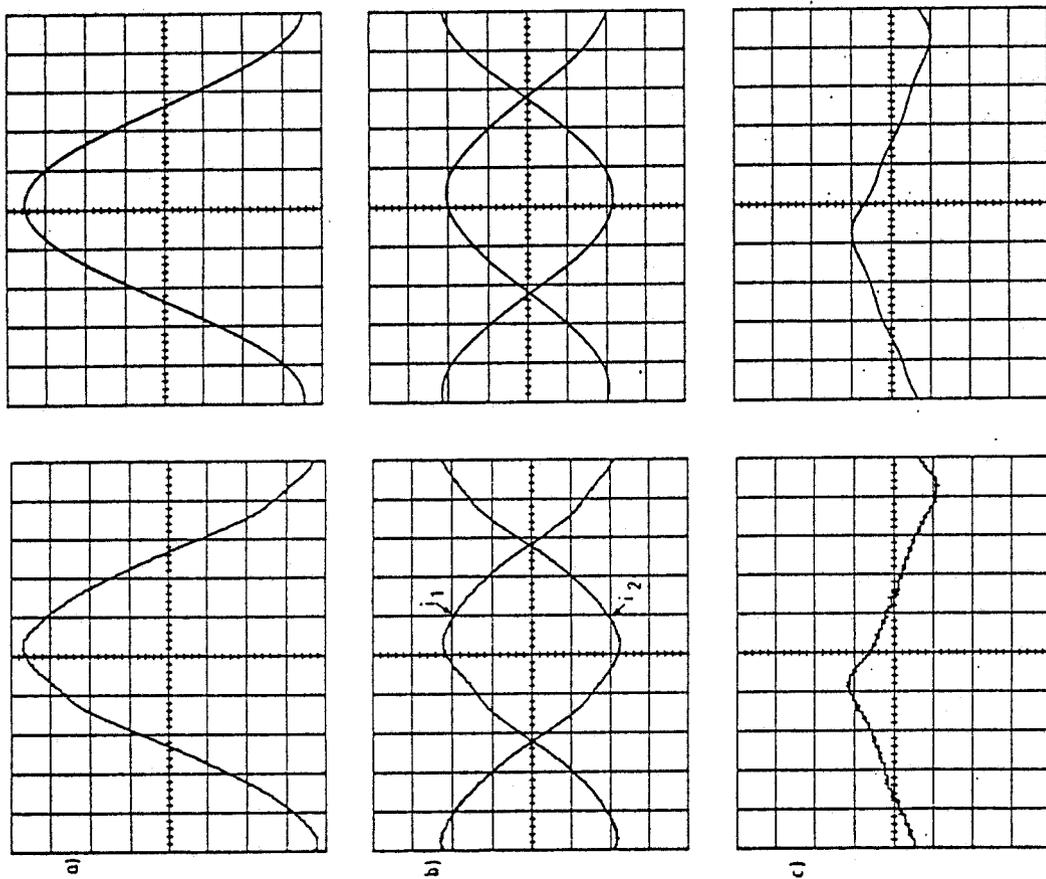
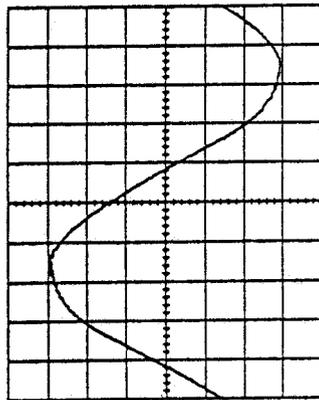
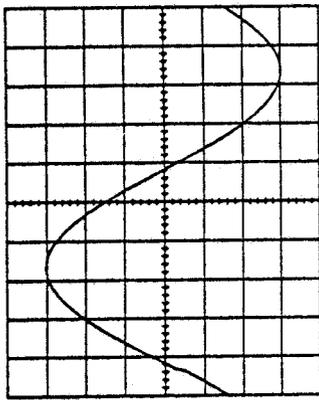
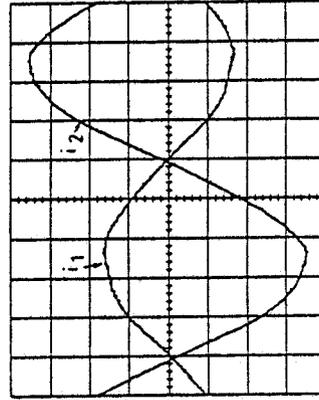
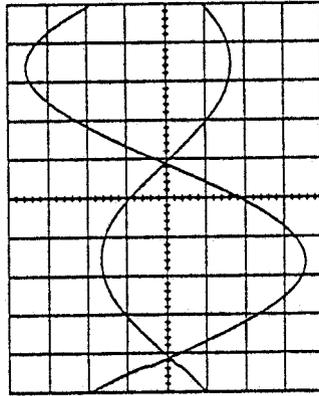


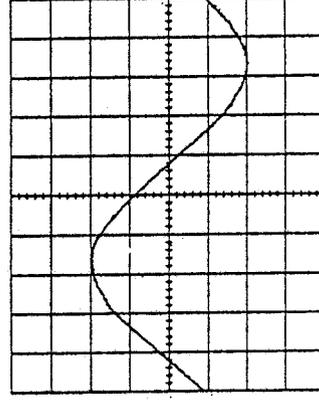
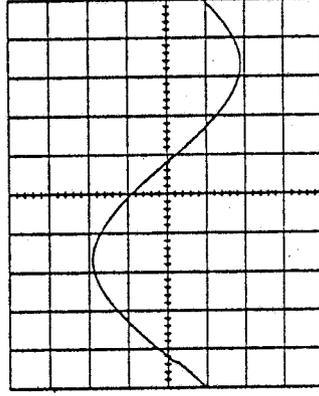
figure 3.25 courbes relevées courbes simulées
 Transformateur triangle-étoile
 Charge déséquilibrée entre 1 et N
 a) i_1 5A/div b) i_3 et i_4 5A/div c) i_5 1A/div



a)



b)



c)

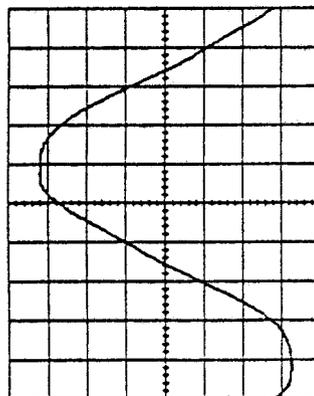
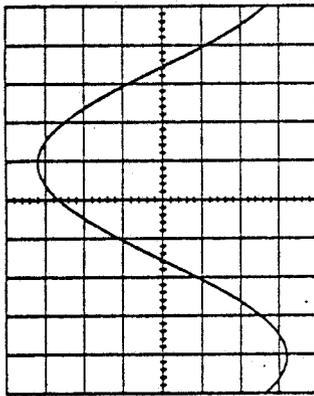
courbes simulées

courbes relevées

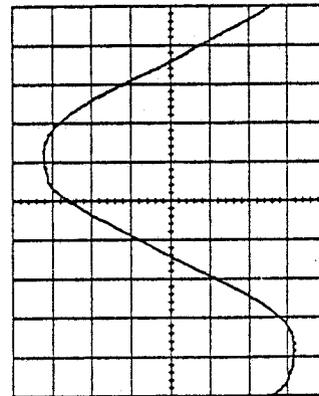
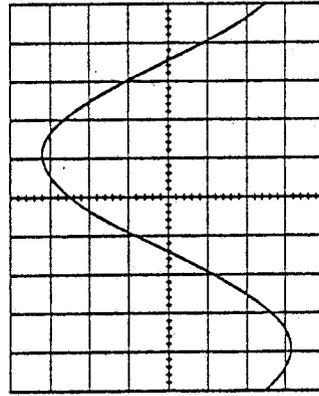
figure 3.26 Transformateur triangle-étoile

Charge déséquilibrée entre 1 et 2

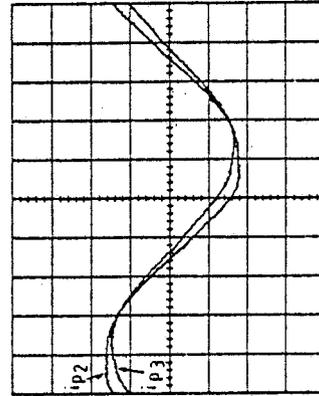
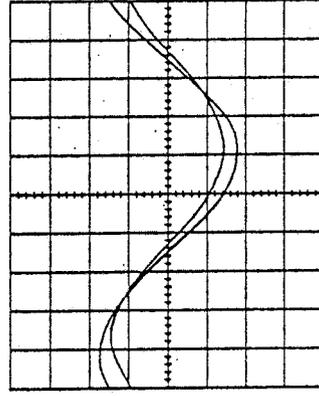
all_{s1} 5A/div b) i₁ et i₂ 5A/div c) i₃ 5A/div



a)



b)



c)

courbes simulées

courbes relevées

figure 3.27 Transformateur étoile sans neutre - étoile neutre

Charge déséquilibrée entre 1 et N

all_{s1} 5A/div b) ip₁ 2A/div c) ip₂ et ip₃ 2A/div

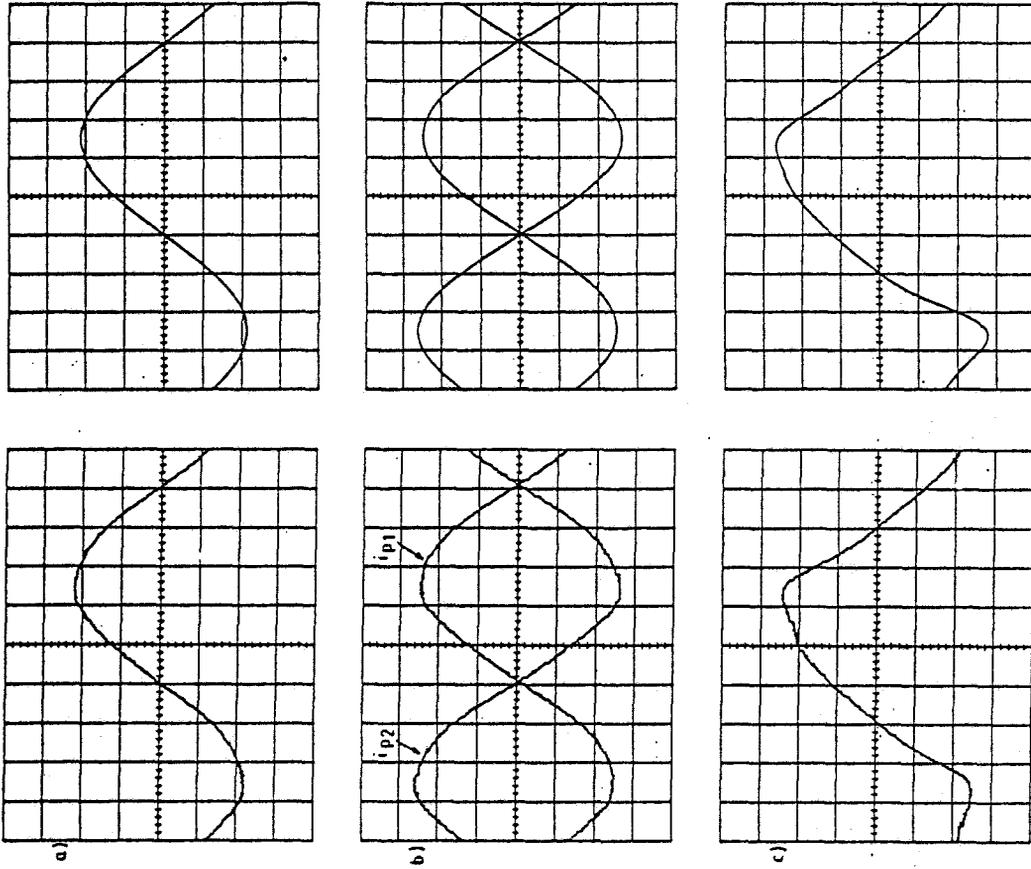


figure 3.30 Transformateur étoile sans neutre - étoile neutre
 Charge déséquilibrée entre 1 et 2
 a) i_{s1} 10A/div b) i_{p1} et i_{p2} 5A/div c) i_{p3} 0,25A/div

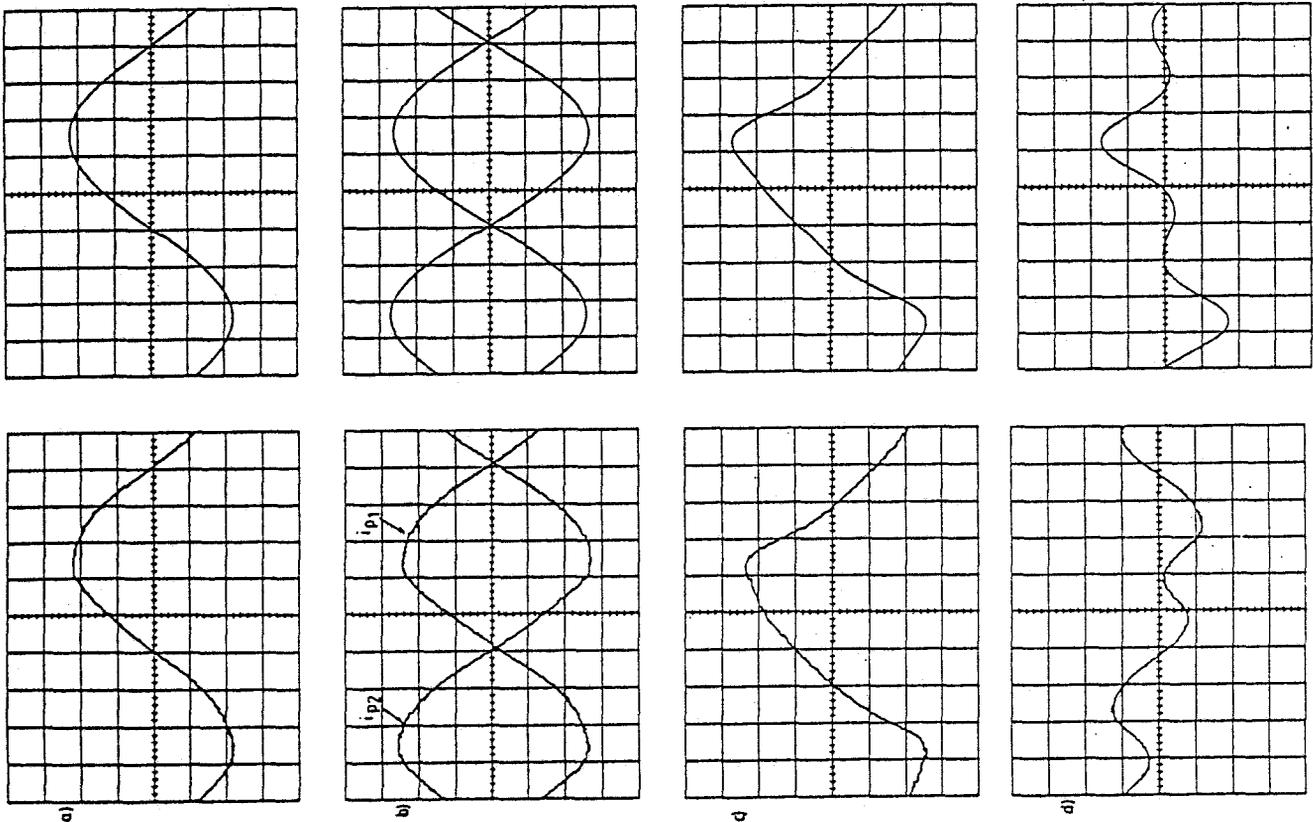


figure 3.29 Transformateur étoile neutre - étoile neutre
 Charge déséquilibrée entre 1 et 2
 a) i_{s1} 10A/div b) i_{p1} et i_{p2} 5A/div
 c) i_{p3} 0,25A/div d) i_N 0,2A

d'une alimentation dite monophasée du transformateur, c'est à dire lorsque la troisième phase est non connectée. Nous retenons la terminologie monophasée puisqu'elle a été abondamment employée pour les onduleurs /35//36//37//38//39/ et les gradateurs /40//41//42/

6.1 Alimentation monophasée lors d'un couplage étoile

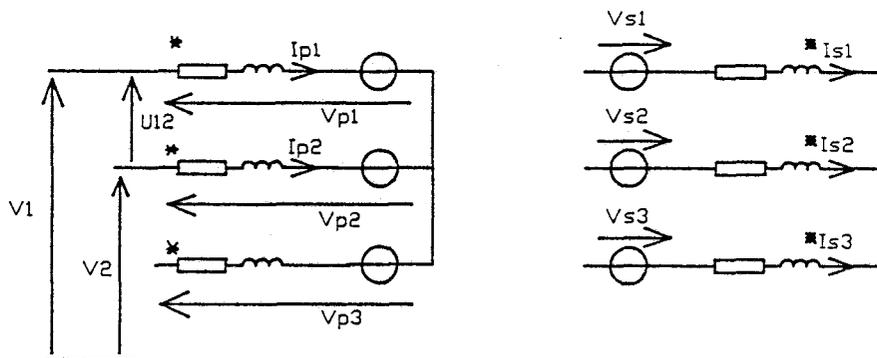


figure 3.31

Dans cette configuration, les tensions appliquées aux bornes de chaque enroulement sont inconnues puisque le potentiel du neutre du transformateur n'est pas fixé. Par contre, la tension appliquée aux bornes de deux enroulements en série est connue.

$$u_{12} = 2 r_p \cdot i_{p1} + 2 l_p \cdot \frac{di_{p1}}{dt} + N_p \frac{d\psi_1}{dt} - N_p \frac{d\psi_2}{dt} \tag{3.31}$$

Cette équation ne permet de calculer que la différence des flux $\psi_1 - \psi_2$. Pour calculer les flux ψ_1, ψ_2, ψ_3 et ψ_0 nous allons procéder par itérations successives.

On estime tout d'abord $\frac{d\psi_1}{dt}$ et $\frac{d\psi_2}{dt}$ en prenant pour $\frac{d\psi_3}{dt}$ et $\frac{d\psi_0}{dt}$ la dernière

valeur calculée:

$$\frac{d\psi_1}{dt} = \frac{1}{2} \left(\frac{d(\psi_1 - \psi_2)}{dt} + \frac{d\psi_0}{dt} - \frac{d\psi_3}{dt} \right) \tag{3.32}$$

$$\frac{d\psi_2}{dt} = \frac{1}{2} \left(- \frac{d(\psi_1 - \psi_2)}{dt} - \frac{d\psi_0}{dt} + \frac{d\psi_3}{dt} \right) \tag{3.33}$$

Pour calculer ψ_3 et ψ_0 on procédera également par itérations successives selon le déroulement suivant (figure 3.32): calcul de $\psi_3, H_3, d\psi_3/dt$ puis ψ_0 .

Les nouvelles valeurs de ψ_3 et ψ_0 permettent de calculer $\frac{d\psi_3}{dt}$ et $\frac{d\psi_0}{dt}$. On reprend ensuite les calculs à partir de l'équation 3.32 jusqu'à obtenir une précision jugée suffisante. Nous nous sommes limités dans notre cas à dix boucles de calcul.

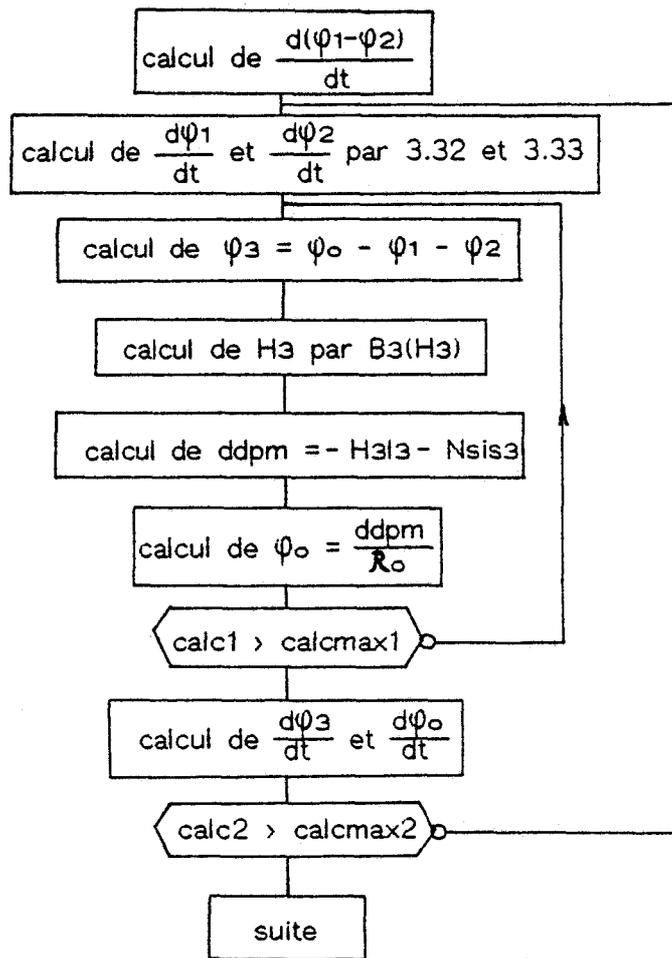


figure 3.32

Nous avons représenté sur la figure 3.35, lors d'un fonctionnement à vide, le courant primaire i_{p1} commun aux enroulements 1 et 2 ainsi que la tension induite aux bornes de la troisième phase. la figure 3.36 montre l'évolution du courant primaire i_{p1} , de la tension v_{p3} et des courants secondaires lors d'un fonctionnement sur charge résistive équilibrée.

6.2 Alimentation monophasée lors d'un couplage triangle

Dans cette configuration, la tension aux bornes d'un enroulement est parfaitement connue. Cette tension est également appliquée aux bornes des deux autres enroulements qui se trouvent alors en série. La difficulté résultant de ce mode d'alimentation

consiste à trouver la répartition des tensions aux bornes de ces enroulements. On ne peut pas traiter les trois bobinages de manière indépendante à cause du couplage magnétique.

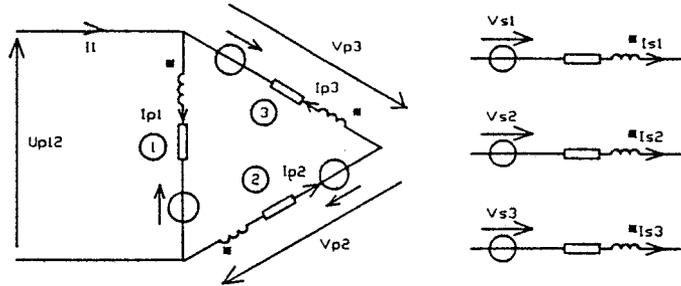


figure 3.33

Après avoir calculé le flux dans le premier noyau, on calcule la somme des flux dans les noyaux (2) et (3).

$$\frac{d(\phi_2 + \phi_3)}{dt} = - \left(u_{12} + 2 \cdot r_p \cdot i_{p2} + 2 \cdot l_p \cdot \frac{d i_{p2}}{dt} \right) \quad (3.34)$$

On estime ensuite $\frac{d\phi_2}{dt}$ à partir des valeurs de $\frac{d\phi_2}{dt}$ et $\frac{d\phi_3}{dt}$ précédentes

$$\frac{d\phi_2}{dt} = \frac{1}{2} \left(\frac{d(\phi_2 + \phi_3)}{dt} + \frac{d\phi_2}{dt} - \frac{d\phi_3}{dt} \right) \quad (3.35)$$

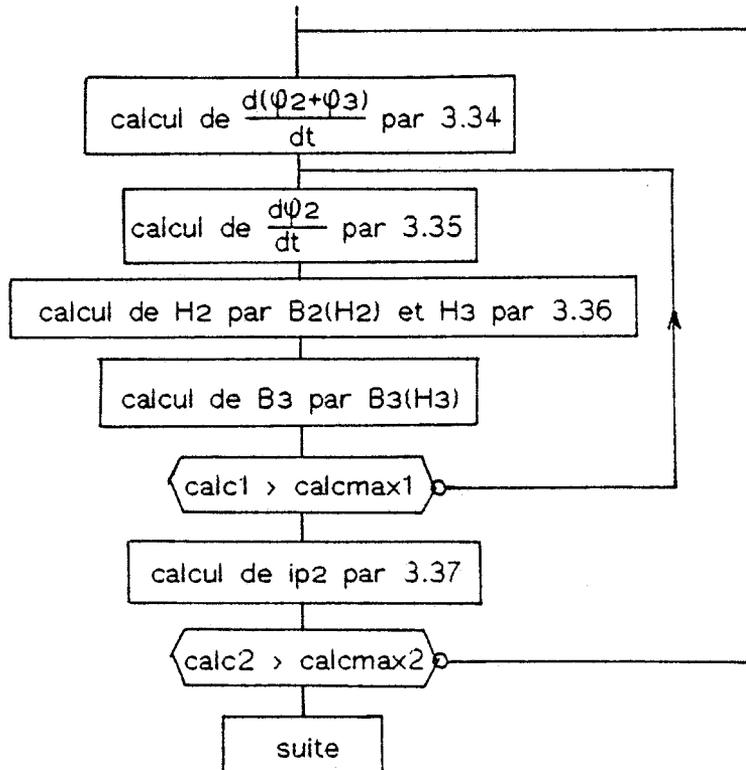


figure 3.34

$$\varphi_2 \text{ nous permet de calculer } H_2 \text{ puis } H_3 = \frac{(H_2.l_2 + N_s.is_2 - N_s.is_3)}{l_3} \quad (3.36)$$

On calcule ensuite B_3 à l'aide de la courbe $B_3(H_3)$. La nouvelle valeur de $\frac{d\varphi_3}{dt}$ est remplacée dans l'équation 3.35.

Comme pour le couplage étoile, plusieurs boucles de calcul sont nécessaires pour obtenir les résultats avec suffisamment de précision.

Le calcul de $\frac{d(\varphi_2 + \varphi_3)}{dt}$ a été effectué dans un premier temps en prenant les valeurs précédentes de i_{p2} . Il est généralement nécessaire de reprendre ce calcul avec la nouvelle valeur de i_{p2} qui tient compte de la différence de potentiel magnétique commune aux trois noyaux et des dernières valeurs de φ_2 et φ_3 :

$$i_{p2} = \frac{(2.ddpm + H_2.l_2 + H_3.l_3 + N_s.(is_2 + is_3))}{2.N_p} \quad (3.37)$$

Cette configuration nécessite donc comme la précédente deux boucles de calcul imbriquées.

Les figures 3.37 et 3.38 comparent les courbes relevées et simulées pour un fonctionnement à vide puis sur charge résistive équilibrée. Pour un fonctionnement en charge, les tensions v_{p2} et v_{p3} sont du même ordre de grandeur, alors qu'à vide la tension v_{p3} est beaucoup plus faible.

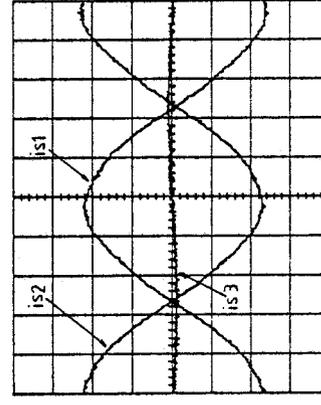
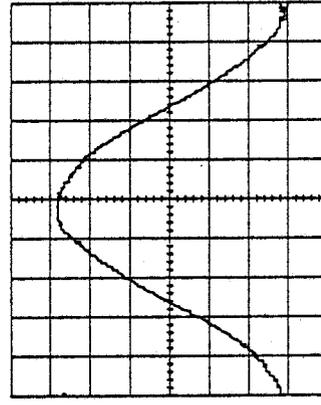
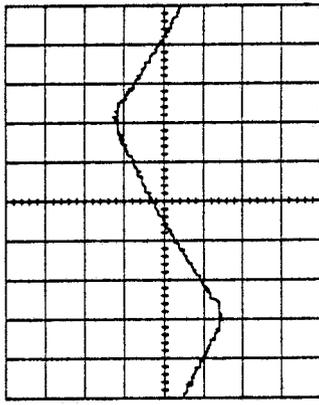
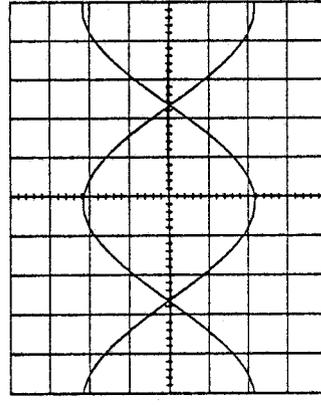
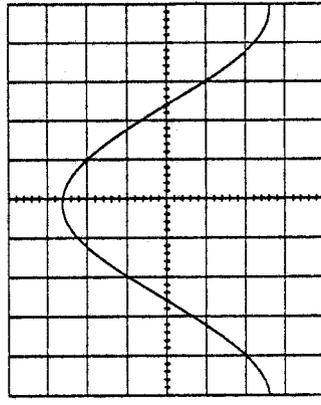
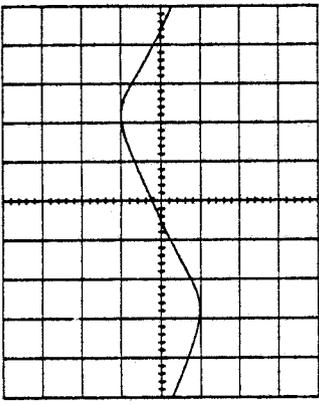
Le cas des alimentations monophasées, que ce soit pour le couplage triangle ou le couplage étoile donne de bons résultats mais il est nécessaire d'effectuer des boucles de calcul supplémentaires. Le temps de calcul augmente donc sensiblement dans les mêmes proportions.

L'ensemble des résultats obtenus pour le transformateur triphasé, que ce soit à vide, sur charge équilibrée ou déséquilibrée, en alimentation monophasée ou triphasée permet d'envisager l'utilisation du modèle dans un environnement comprenant des convertisseurs de l'électronique de puissance.

Nous traiterons d'abord le cas du montage P3 qui impose un couplage étoile neutre au secondaire. Nous retrouverons les cas de fonctionnement à vide et sur charge déséquilibrée connectée entre phase et neutre.

Pour le gradateur triphasé, nous observerons les deux types d'alimentation: monophasée et triphasée.

Pour le PD3 qui fera l'objet du dernier chapitre, nous retrouverons le cas de la charge déséquilibrée connectée entre deux phases.



a)

b)

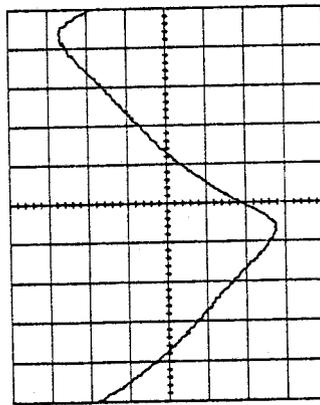
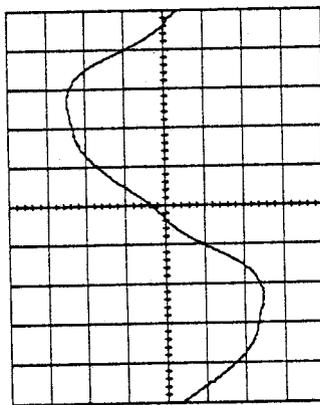
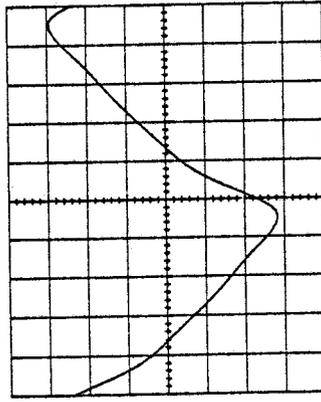
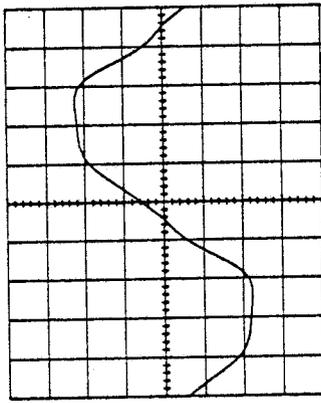
c)

courbes simulées

courbes relevées

figure 3.36 Transformateur étoile - étoile alimenté en monophasé - Phase 3 non connectée U12 = 380V - charge résistive équilibrée

- a) vp3 5 V/div
- b) ip1 2.5A/div
- c) is1,is2,is3 5A/div



a)

b)

courbes simulées

courbes relevées

figure 3.35 Transformateur étoile à vide alimenté en monophasé - Phase 3 non connectée U12 = 380V

- a) vp3 40V/div
- b) ip1 0.1A/div

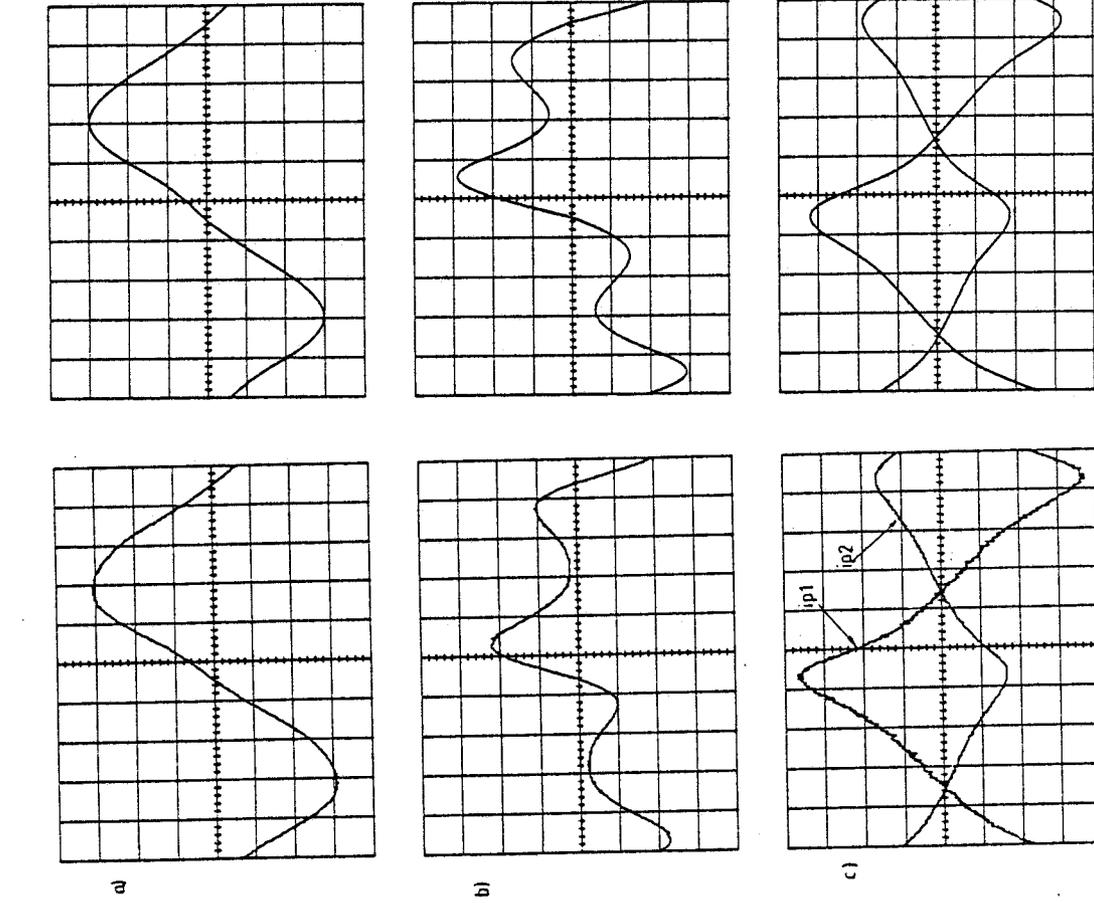


figure 3.37 Transformateur triangle à vide alimenté en monophasé - Phase 3 non connectée

- a) *vp1*
 - b) *vp2*
 - c) *ip1*, *ip2*
- 100V/div
 20V/div
 0,2A/div

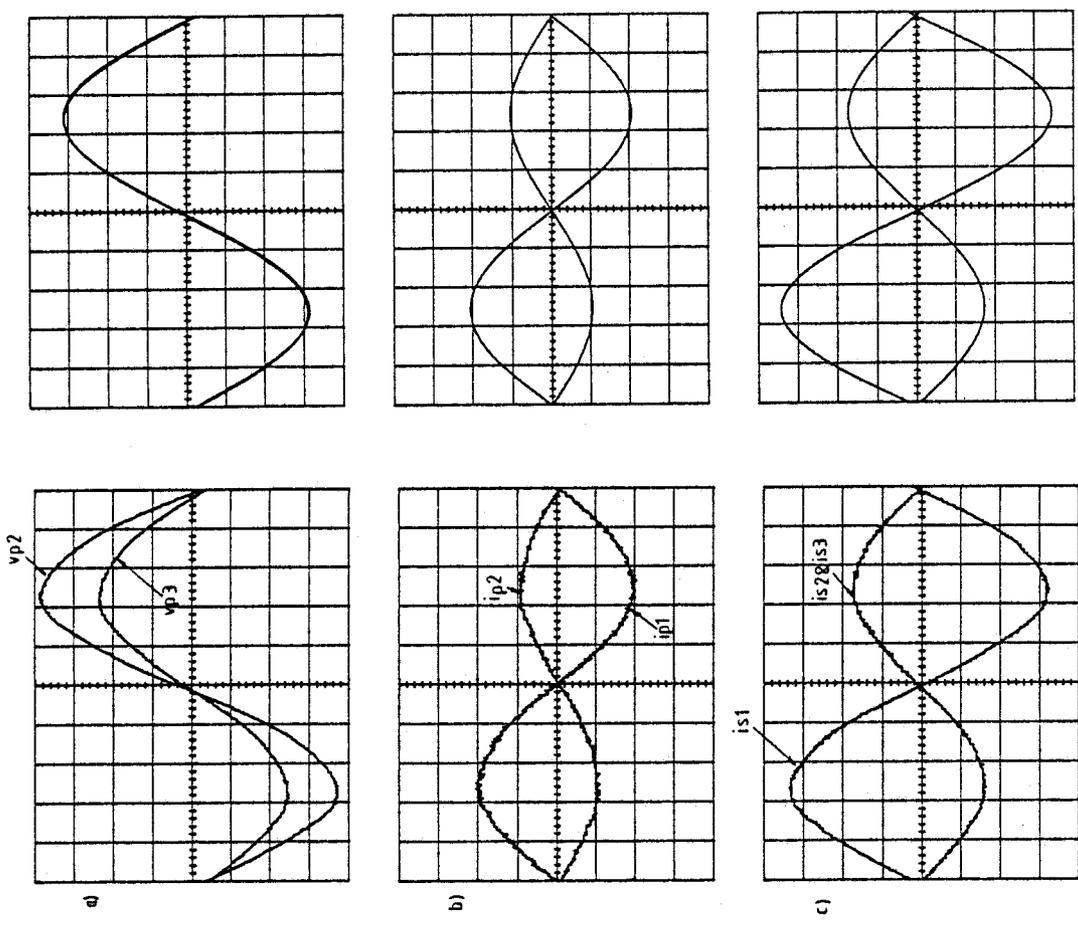


figure 3.38 Transformateur triangle étoile alimenté en monophasé - Phase 3 non connectée - charge résistive équilibrée

- a) *vp1*, *vp2*, *vp3*
 - b) *ip1*, *ip2*
 - c) *is1*, *is2*, *is3*
- 50V/div
 5A/div
 5A/div

CHAPITRE 4

ASSOCIATIONS TRANSFORMATEUR TRIPHASE CONVERTISSEUR ELECTRONIQUE

Nous avons vu, au chapitre précédent, une méthode permettant de simuler le comportement du transformateur triphasé alimenté en triphasé ou en monophasé, débitant sur une charge équilibrée ou déséquilibrée.

Dans ce chapitre, nous allons, dans un premier temps, présenter la méthode de simulation des montages P3 et gradateur triphasé. Après avoir testé la validité de ces modèles, nous étudierons les associations transformateur triphasé-P3 et gradateur -transformateur triphasé.

I. Modèle numérique du montage redresseur triphasé à commutation parallèle:P3

Nous allons reprendre pour ce montage la méthode DESIGN/19/ qui nous permet d'obtenir le graphe et les équations de fonctionnement.

1.1 Montage. Notations

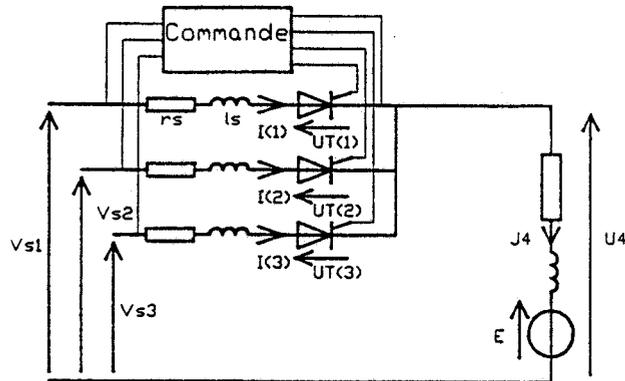


figure 4.1

Nous allons étudier ce montage dans le cas général de la charge RLE. Nous supposons lors de cette étude que les résistances r_s et inductances l_s sont identiques pour les trois phases.

Les semi-conducteurs sont supposés parfaits : le thyristor s'amorce dès que la tension $U_T(i)$ à ses bornes est positive et dès qu'il y a une impulsion $G(i)$ sur sa gâchette. Il se bloque quand le courant $I(i)$ s'annule. La chute de tension à l'état passant et le courant de fuite sont négligés.

Le montage nécessite la présence d'un conducteur neutre. Nous nous placerons dans l'hypothèse de l'existence d'une composante homopolaire de tension.

1.2 Description fonctionnelle

La description fonctionnelle consiste à dénombrer les différentes configurations électriques de ce montage et les diverses possibilités d'évolution d'une configuration vers une autre. Nous écarterons lors de cette étude l'éventualité de la simultanéité de deux événements (amorçage et blocage d'un thyristor). Cette description doit être suffisamment générale pour permettre d'étudier le fonctionnement du montage en toutes circonstances.

Ce montage peut présenter huit configurations électriques distinctes. Comme pour le PD2, il est possible de regrouper certaines étapes en classes. Une étude précédente /27/ a montré qu'il existe quatre classes de fonctionnement correspondant au nombre de thyristors passants.

	thyristors conducteurs	notation
classe 1	aucun thyristor	O
classe 2	TH1, TH2 ou TH3	THK
classe 3	TH1TH2, TH2 TH3 ou TH3 TH1	THK THK+1
classe 4	TH1 TH2 TH3	THK THK+1 THK+2

tableau 4.1

Pour chaque cas, la connaissance de la classe et de l'indice K permet de retrouver la configuration électrique. En outre, on constate que le système ne peut évoluer que d'une classe vers une autre classe. Le graphe de fonctionnement est alors particulièrement simple puisqu'il ne comporte que quatre classes et six transitions.

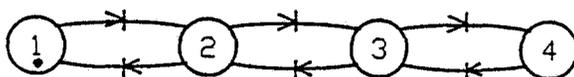


figure 4.2: graphe de fonctionnement du P3

Les tableaux 4.2 et 4.3 explicitent pour chaque classe les équations de fonctionnement et les conditions d'évolution associées au graphe de la figure 4.2.

classe initiale	réceptivité	classe suivante
1	$FT(K)=1 + FT(K+1)=1 + FT(K+2)=1$	2
2	$FT(K+1)=1 + FT(K+2)=1$ $I(K)=0 \checkmark$	3 1
3	$FT(K+2)=1$ $I(K)=0 \checkmark + I(K+1)=0 \checkmark$	4 2

tableau 4.2

Un conflit peut apparaître lorsqu'on se trouve dans la classe 1 ou la classe 2. Si plus d'une réceptivité est vérifiée, il faut choisir parmi les thyristors susceptibles

schema equivalent	courants	tensions
	$I(K) = I(K+1) = I(K+2) = J4 = 0$	$UT(K) = V(K) - E$ $UT(K+1) = V(K+1) - E$ $UT(K+2) = V(K+2) - E$
	$I(K) = \frac{1}{s+L} (V(K) - E - (rs+R) \cdot I(K))$ $I(K+1) = I(K+2) = 0 \quad J4 = I(K)$	$UT(K+1) = V(K+1) - U4$ $UT(K+2) = V(K+2) - U4$
	$\begin{bmatrix} I(K) \\ I(K+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{rsL+RIs+rsL}{Is(Is+2L)} \frac{rsL-RIs}{Is(Is+2L)} \\ \frac{rsL-RIs}{Is(Is+2L)} - \frac{rsL+RIs+rsL}{Is(Is+2L)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I(K) \\ I(K+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{Is+L}{Is(Is+2L)} \frac{-L}{Is+L} \frac{1}{Is+2L} \\ \frac{-L}{Is(Is+2L)} \frac{1}{Is+2L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V(K) \\ V(K+1) \\ E \end{bmatrix}$ $I(K+2) = 0 \quad J4 = I(K) + I(K+1)$	$UT(K+2) = V(K+2) - U4$
	$\begin{bmatrix} I(K) \\ I(K+1) \\ I(K+2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{2rsL+RIs+rsL}{(3L+Is)Is} \frac{-RIs+rsL}{(3L+Is)Is} \frac{rsL-RIs}{(3L+Is)Is} \\ \frac{rsL-RIs}{(3L+Is)Is} - \frac{2rsL+RIs+rsL}{(3L+Is)Is} \frac{rsL-RIs}{(3L+Is)Is} \\ \frac{rsL-RIs}{(3L+Is)Is} \frac{rsL-RIs}{(3L+Is)Is} - \frac{2rsL+RIs+rsL}{(3L+Is)Is} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I(K) \\ I(K+1) \\ I(K+2) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{2L+Is}{Is(3L+Is)} \frac{-L}{Is(3L+Is)} \frac{1}{3L+Is} \\ \frac{-L}{Is(3L+Is)} \frac{2L+Is}{Is(3L+Is)} \frac{1}{3L+Is} \\ \frac{-L}{Is(3L+Is)} \frac{2L+Is}{Is(3L+Is)} \frac{1}{3L+Is} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V(K) \\ V(K+1) \\ V(K+2) \\ E \end{bmatrix}$ $J4 = I(K) + I(K+1) + I(K+2)$	

tableau 4.3

de conduire celui qui va effectivement entrer en conduction. Ce conflit est levé en choisissant parmi les semi-conducteurs concernés celui qui est soumis à la tension la plus élevée.

Le graphe est ensuite implanté sur ordinateur grâce à la méthode DESIGN. On y intègre également la commande des thyristors.

On obtient ainsi un modèle numérique du P3 indépendant de la commande, de la charge et de la source. Nous pourrions donc, par la suite, remplacer les tensions $V(K)$ par les enroulements secondaires du transformateur.

II. Modèle numérique du gradateur triphasé.

Ce montage a déjà été analysé lors d'études précédentes/40//41//43/. Le gradateur triphasé, difficile à étudier par les méthodes classiques, se prête parfaitement à la description fonctionnelle qui débouche sur un graphe de fonctionnement très simple.

2.1 Montage. Notations

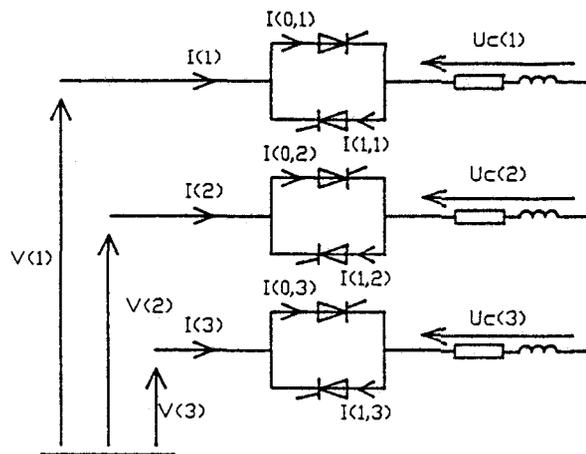


figure 4.3

Nous allons nous intéresser à une charge couplée en étoile. Nous effectuerons pour cette étude les mêmes hypothèses que précédemment concernant les semi-conducteurs. Le neutre de la charge n'est pas relié au réseau, ce qui exclut la possibilité de conduction d'un seul thyristor.

2.2 Description fonctionnelle

Le montage présente 13 configurations électriques distinctes que l'on peut regrouper en trois classes.

classe	Thyristors conducteurs	notation
1	aucun	0
2	TH01-TH12 TH02-TH13 TH03-TH11 TH11-TH02 TH12-TH03 TH13-TH01	THSK-THS+1K+1
3	TH01-TH12-TH13 TH02-TH13-TH11 TH03-TH11-TH12 TH11-TH02-TH03 TH12-TH03-TH01 TH13-TH01-TH02	THSK-THS+1K+1-THS+1K+2

tableau 4.4

Le graphe de la figure 4.4 associé aux tableaux 4.5 et 4.6 précise les différentes possibilités d'évolution, les équations de fonctionnement et les réceptivités quand la charge est constituée de trois résistances inductives identiques.

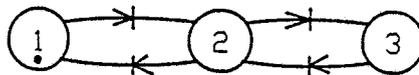


figure 4.4 : graphe de fonctionnement du gradateur triphasé

classe initiale	réceptivité	classe suivante
1	$FT(S,K)=1$ & $FT(S+1,K+1)=1$	2
2	$FT(S+1,K+2)=1 + FT(S,K+2)=1$ $I(S,K)=0 \searrow$	3 1
3	$I(S+1,K+1)=0 \searrow + I(S+1,K+2)=0 \searrow$	2

tableau 4.5

	courants	tensions
	$I(k)=I(k+1)=I(k+2)=0$	$UT(0,k)=\frac{1}{3}(2V(k)-V(k+1)-V(k+2))$ $UT(0,k+1)=\frac{1}{3}(2V(k+1)-V(k+2)-V(k))$ $UT(0,k+2)=\frac{1}{3}(2V(k+2)-V(k)-V(k+1))$
	$i(S,k)=-\frac{R}{L}I(S,k)+(1-2S)\frac{V(k)-V(k+1)}{2}$ $I(S+1,k+1)=-I(S,k)$	$UT(0,k+2)=V(k+2)-\frac{V(k)-V(k+1)}{2}$
	$i(S,k)=-\frac{R}{L}I(S,k)+(1-2S)\frac{2V(k)-V(k+1)-V(k+2)}{3}$ $i(S+1,k+1)=-\frac{R}{L}I(S+1,k+1)+(2S-1)\frac{2V(k+1)-V(k+2)-V(k)}{3}$ $I(S+1,k+2)=I(S,k)-I(S+1,k+1)$	

tableau 4.6

Le cas du gradateur triphasé est un exemple flagrant de l'intérêt de la description fonctionnelle. Ce montage, réputé difficile, ne présente que trois classes de fonctionnement. De plus, les équations et les réceptivités associées au graphe de fonctionnement sont particulièrement simples.

Néanmoins, dans l'application qui nous intéresse, nous ne pourrions pas utiliser tous les résultats de la description fonctionnelle (notamment les équations des tensions et des courants) parce que la charge envisagée présente un couplage magnétique entre les différentes phases. Comme nous le verrons par la suite, il sera nécessaire de réécrire les équations mais le graphe de fonctionnement et les réceptivités restent valables quand la charge est un transformateur triphasé, ce qui n'entraînera finalement que peu de modifications.

III. Association transformateur triphasé-P3

Bien que ce montage soit peu utilisé, il nous permet de tester le modèle dans une configuration très défavorable pour le transformateur : présence d'une composan-

te continue au secondaire.

Cette cascade impose la présence d'un conducteur neutre au secondaire du transformateur. Le secondaire sera donc couplé en étoile. Nous envisagerons les trois couplages possibles au primaire: étoile, étoile neutre et triangle.

3.1 Méthode de simulation

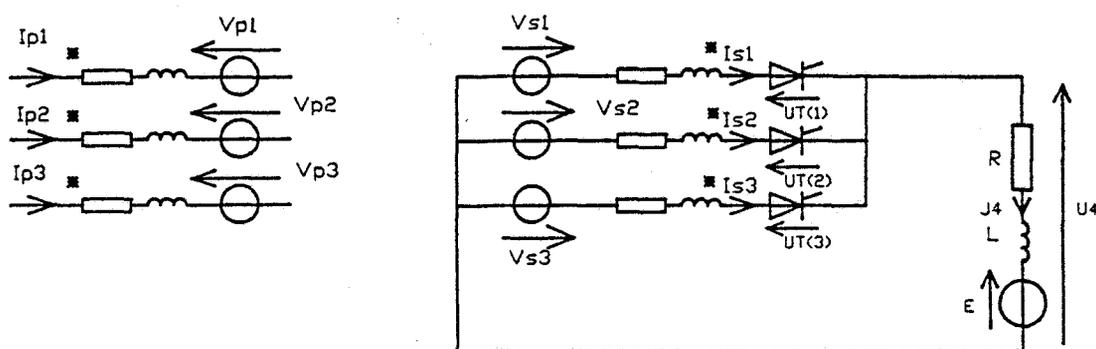


figure 4.5

Nous n'avons pas représenté le couplage primaire sur la figure 4.5. En effet, nous avons vu au chapitre 3 que l'enchaînement des différentes phases de calcul ne dépendait pas du couplage. Il en est de même lorsque l'on place un montage redresseur au secondaire.

La succession des diverses phases de calcul est précisée par l'organigramme de la figure 4.6.

On calcule d'abord les flux ψ_1 , ψ_2 , ψ_3 et ψ_0 par une des expressions 3.11, 3.25 ou 3.29 obtenues au chapitre 3 suivant le couplage retenu: étoile neutre, étoile sans neutre ou triangle.

Les flux ψ_1 , ψ_2 et ψ_3 nous permettent de calculer les tensions induites au secondaire : vs_1 , vs_2 et vs_3 . On détermine ensuite l'état des semi-conducteurs en testant les réceptivités du graphe de fonctionnement (figure 4.2 et tableau 4.3). L'indice K et la classe de fonctionnement définissent alors la configuration électrique du secondaire, ce qui permet de calculer les courants secondaires (tableau 4.2). Le passage du secondaire au primaire s'effectue en résolvant l'équation magnétique (3.15 à 3.17). L'évolution des différentes grandeurs électriques est ainsi obtenue pas à pas.

Le pas de calcul conditionne la précision des résultats. Le choix du pas de calcul est ici fixé par les inductances de fuites secondaires. Il faut en effet que le

pas de calcul soit nettement inférieur à la durée d'empiètement de deux thyristors. Nous avons retenu pour le montage étudié un pas de 0,1°.

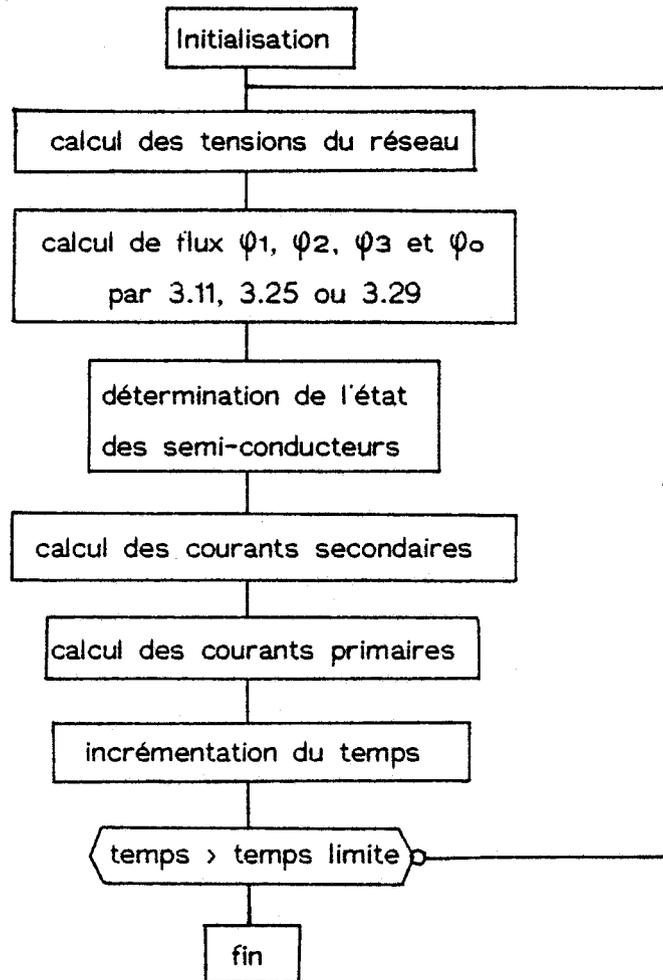


figure 4.6

3.2 Résultats

Les figures 4.7 à 4.9 représentent les différentes grandeurs primaires et secondaires dans le cas où la composante continue est la plus importante, c'est à dire lorsque les thyristors sont commandés avec un retard à l'amorçage nul. Les courants dans les enroulements primaires sont à valeur moyenne nulle pour les mêmes raisons que pour le transformateur monophasé.

Pour obtenir les courants primaires à partir des courants secondaires il faut écrire les équations magnétiques du circuit(3.4 à 3.6). En effectuant la somme de ces equations, on obtient:

$$-H1.I1-H2.I2-H3.I3+ Np(ip1+ip2+ip3) - Ns(is1+is2+is3) = R_o.\phi_o \quad (4.1)$$

En prenant la valeur moyenne de cette équation, on obtient:

$$N_s(I_{s1o} + I_{s2o} + I_{s3o}) = N_s.J_{4o} = - (H_{1o}.I_1 + H_{2o}.I_2 + H_{3o}.I_3) - 3R_o.\varphi_{omoy}$$

Il n'est pas possible de mener plus loin les calculs sous forme littérale sans effectuer d'hypothèses. Si l'on suppose que les trois noyaux possèdent la même réluctance R , on obtient:

$$N_s.J_{4o} = - (3R_o + R).\varphi_{omoy} \quad (4.2)$$

Puisque le courant dans la charge est à valeur moyenne non nulle, il en résulte une valeur moyenne non nulle de φ_o et donc de φ_1 , φ_2 et φ_3 , c'est à dire une saturation du circuit magnétique. On constate néanmoins que la saturation est moins importante que pour un transformateur monophasé puisque la composante continue se répartit sur les trois noyaux.

En notant $\Delta\varphi_o$, ΔI_{pn} et ΔJ_4 les ondulations de ces grandeurs autour des valeurs moyennes, l'équation 4.1 devient:

$$-R(\varphi_{omoy} + \Delta\varphi_o) + N_p.\Delta I_{pn} - N_s.(J_{4o} + \Delta J_4) = 3R_o.(\varphi_{omoy} + \Delta\varphi_o) \quad (4.3)$$

et compte tenu de 4.2
$$N_p.\Delta I_{pn} = N_s.\Delta J_4 + (3R_o + R)\Delta\varphi_{omoy} \quad (4.4)$$

Dans le cas où le neutre est relié, si on néglige les résistances et inductances de fuites primaires, $N_p\left(\frac{d\varphi_1}{dt} + \frac{d\varphi_2}{dt} + \frac{d\varphi_3}{dt}\right) = N_p\frac{d\varphi_o}{dt} = 0$. Le flux homopolaire φ_o est donc constant. L'équation 4.4 s'écrit $N_p.\Delta I_{pn} = N_s.\Delta J_4$

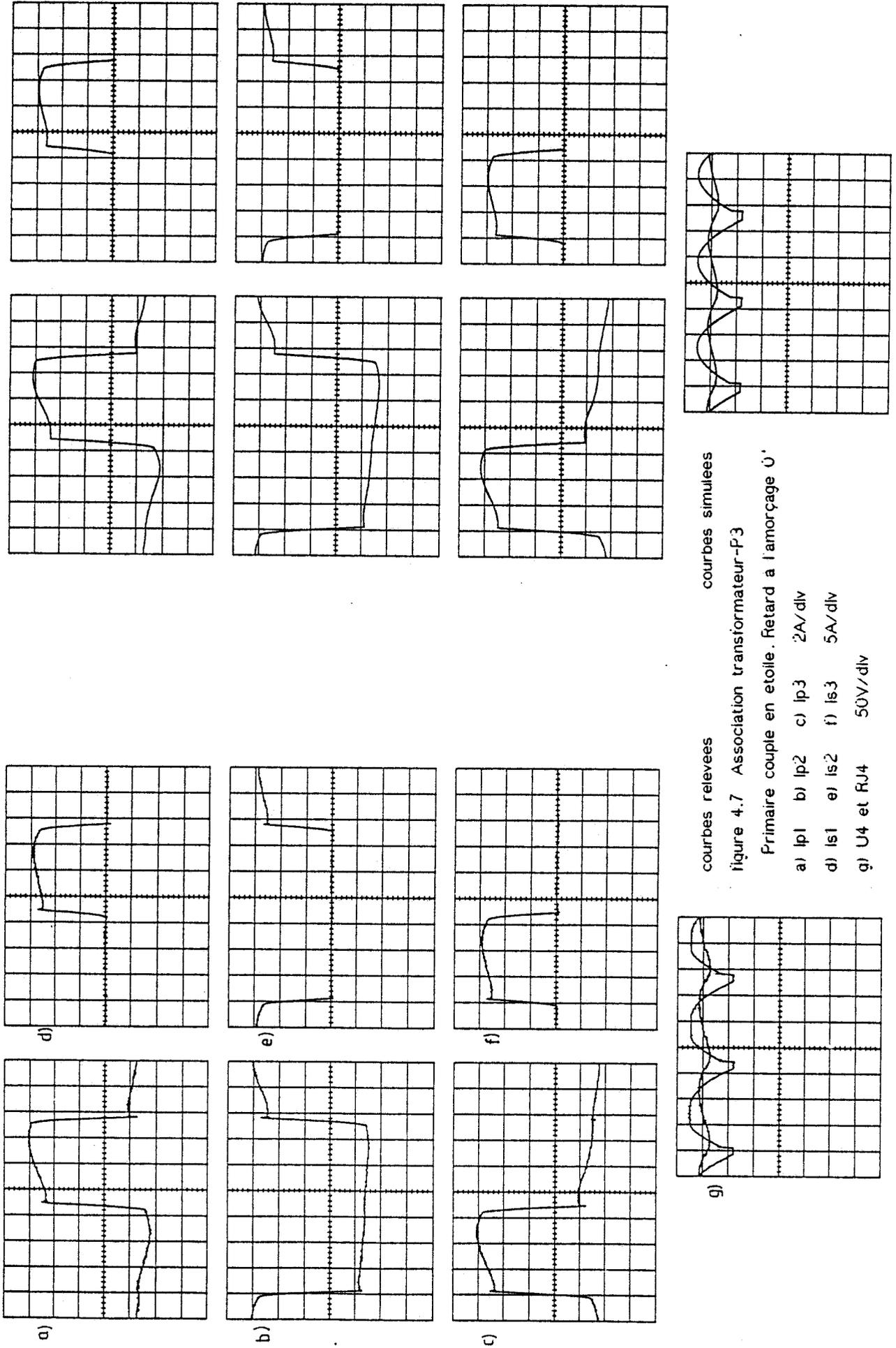
L'ondulation du courant dans la charge se retrouve dans le neutre primaire (figures 4.10 et 4.13). Si le neutre n'est pas relié, $\Delta I_{pn} = 0$ et donc $N_s.\Delta J_4 + (3R_o + R).\Delta\varphi_{omoy} = 0$. L'ondulation du courant dans la charge entraîne une ondulation du flux homopolaire et donc des pertes fer supplémentaires et une ondulation plus importante des courants primaires (figures 4.11 et 4.14).

Par rapport aux méthodes classiques de calcul des courants primaires à partir des courants secondaires, le modèle permet d'affiner les résultats puisque le nombre d'hypothèses simplificatrices est réduit.

Les figures 4.10 à 4.12 montrent l'évolution des courants primaires et secondaires dans le cas où le retard à l'amorçage est de 45° . La conduction est alors continue. La conduction discontinue est illustrée sur les figures 4.13 à 4.15. Sur les figures 4.16 et 4.17 les courants primaires et secondaires sont comparés dans le cas d'un défaut d'impulsion sur le thyristor TH2.

IV. Association gradateur-transformateur triphasé./44//45/

Nous limitons notre étude au cas du gradateur en ligne. Nous étudierons les deux

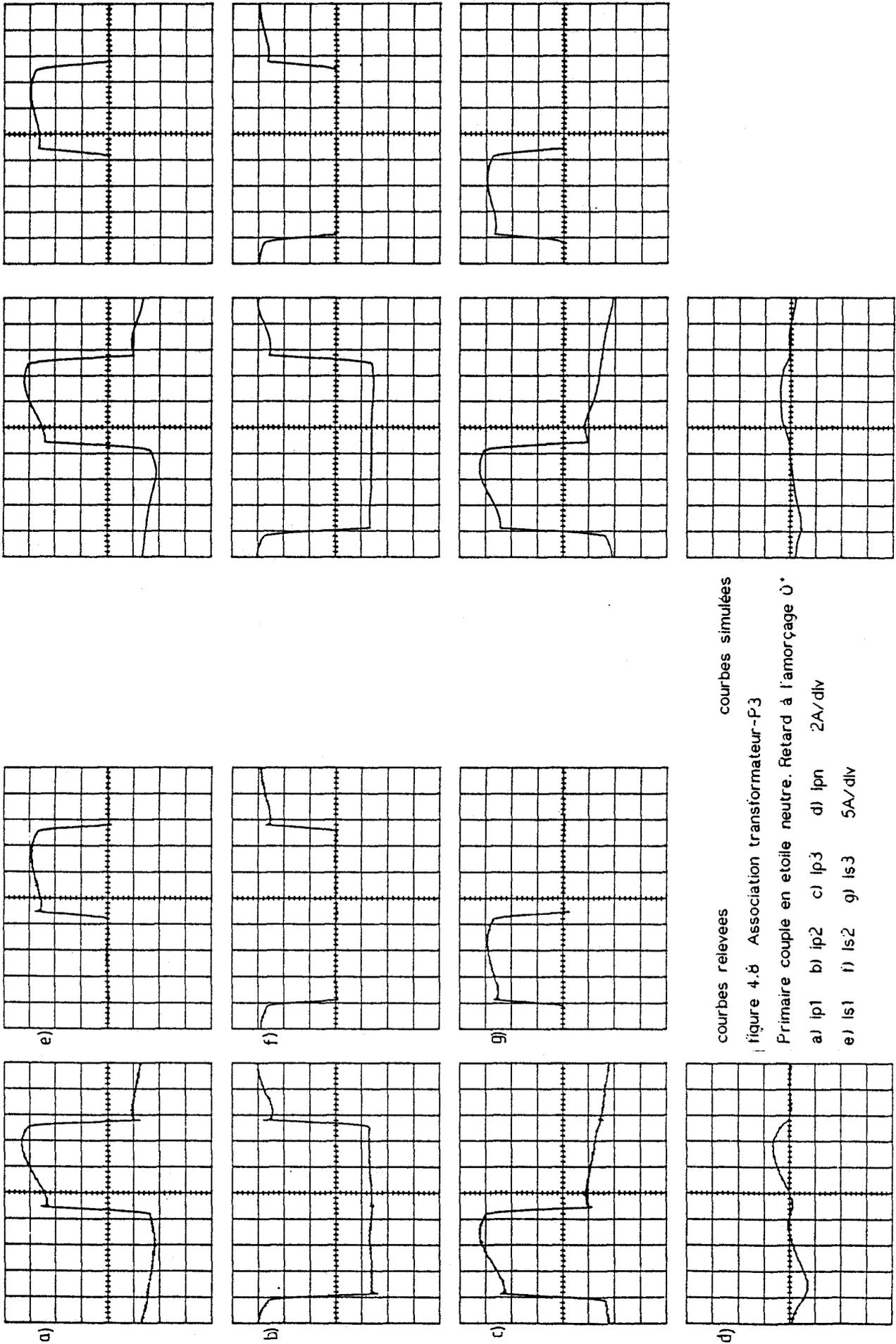


courbes relevees courbes simulees

figure 4.7 Association transformateur-P3

Primaire couple en etoile. Retard a l'amorçage \hat{U}'

- a) Ip1 b) Ip2 c) Ip3 2A/div
- d) Is1 e) Is2 f) Is3 5A/div
- g) U4 et RJ4 50V/div



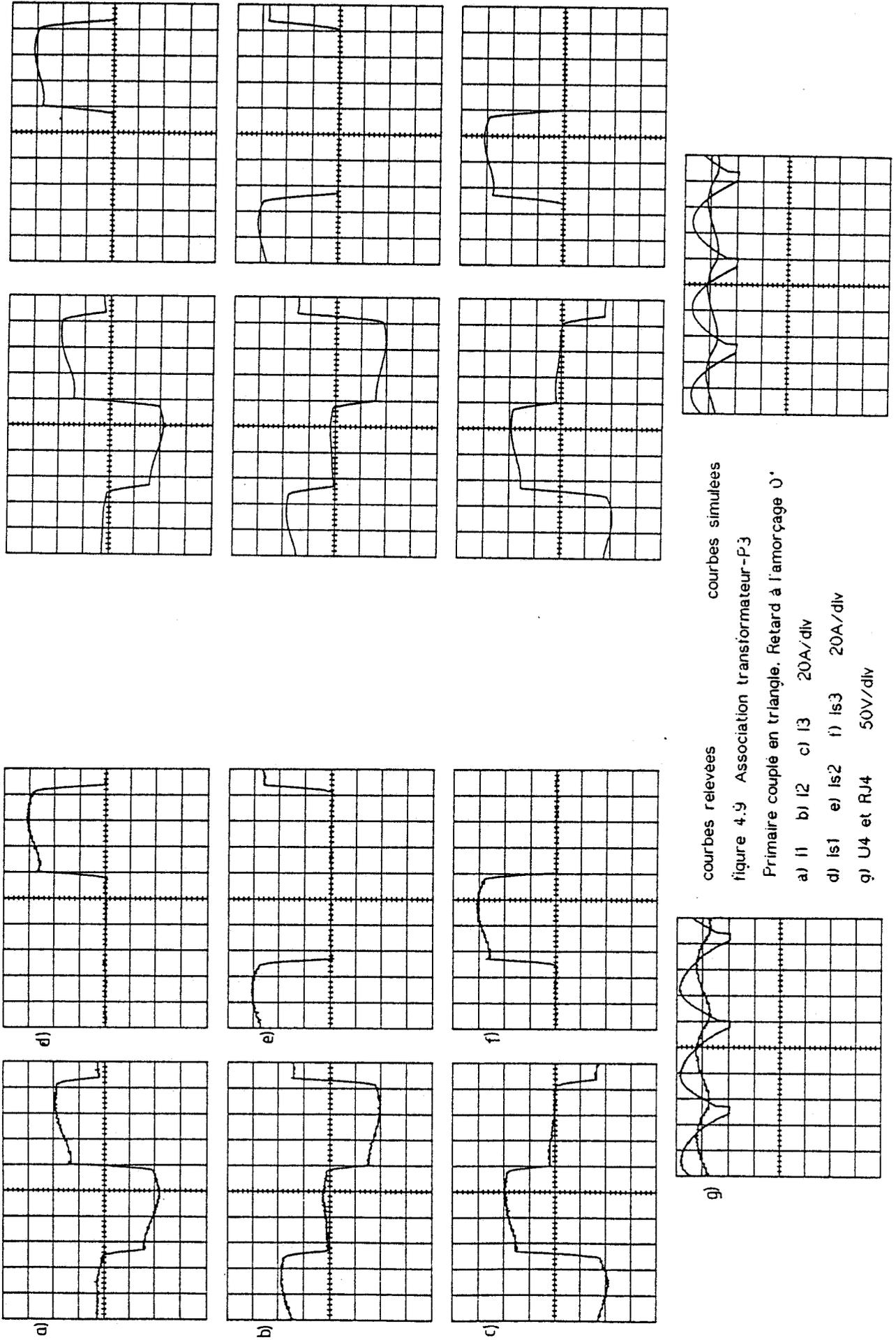
courbes relevées courbes simulées

figure 4.8 Association transformateur-P3

Primaire couple en étoile neutre. Retard à l'amorçage $\hat{0}^{\circ}$

a) ip1 b) ip2 c) ip3 d) ipn 2A/div

e) is1 f) is2 g) is3 5A/div



courbes relevées courbes simulées

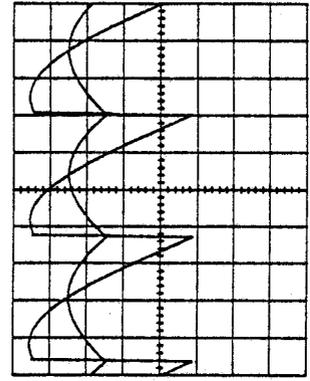
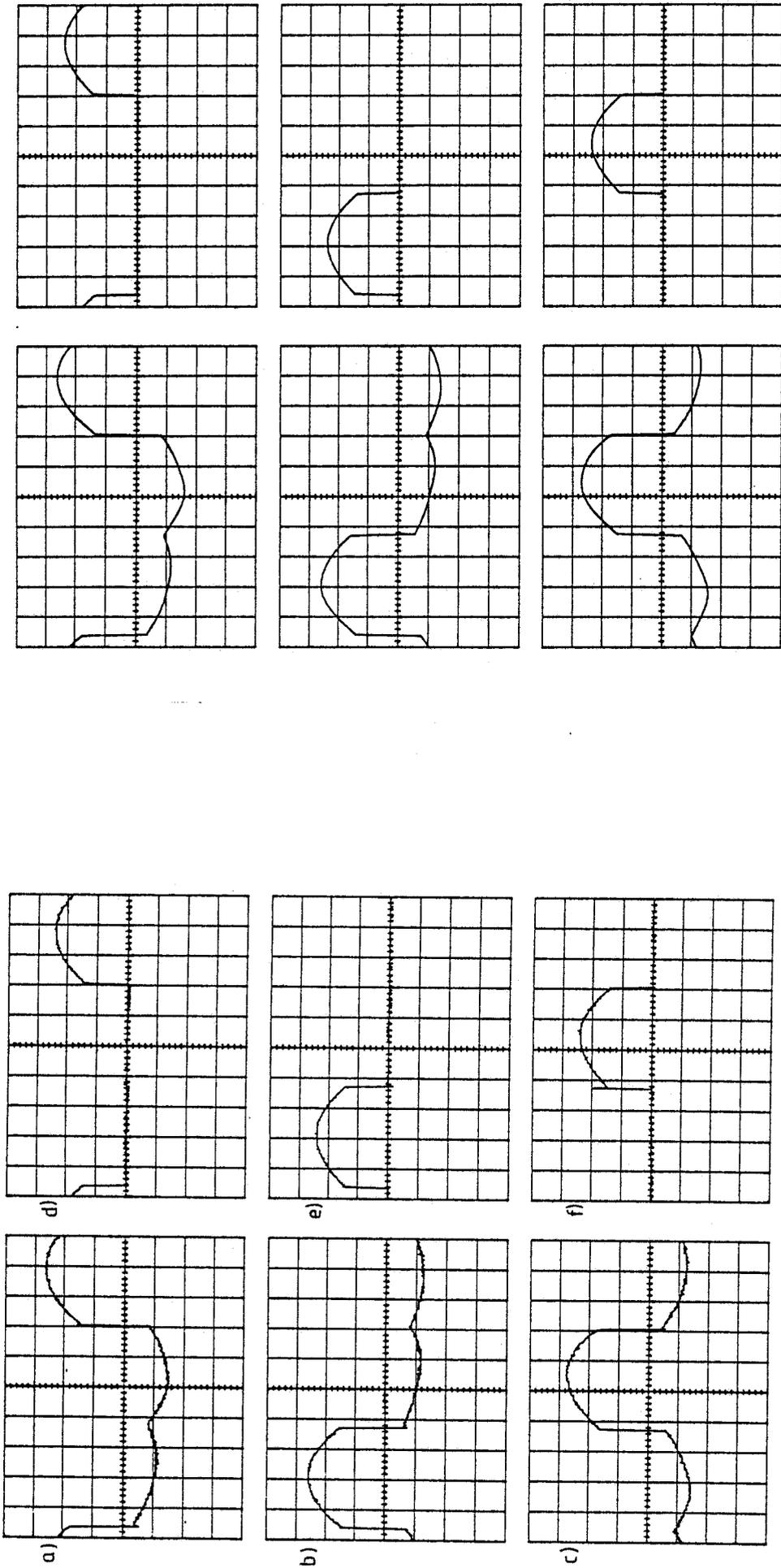
figure 4.9 Association transformateur-P3

Primaire couplé en triangle. Retard à l'amorçage 0°

a) I1 b) I2 c) I3 20A/div

d) Is1 e) Is2 f) Is3 20A/div

g) U4 et RJ4 50V/div



courbes relevées courbes simulées

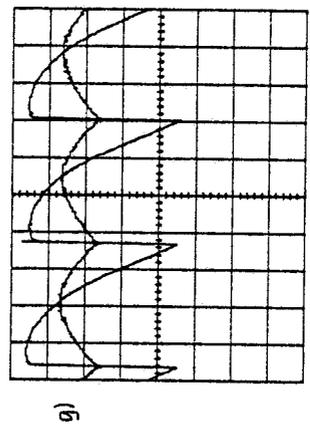
figure 4.10 Association transformateur-P3

Primaire couple en étoile. Retard à l'amorçage 45°

a) Ip1 b) Ip2 c) Ip3 2A/div

d) Is1 e) Is2 f) Is3 5A/div

g) U4 et RU4 50V/div



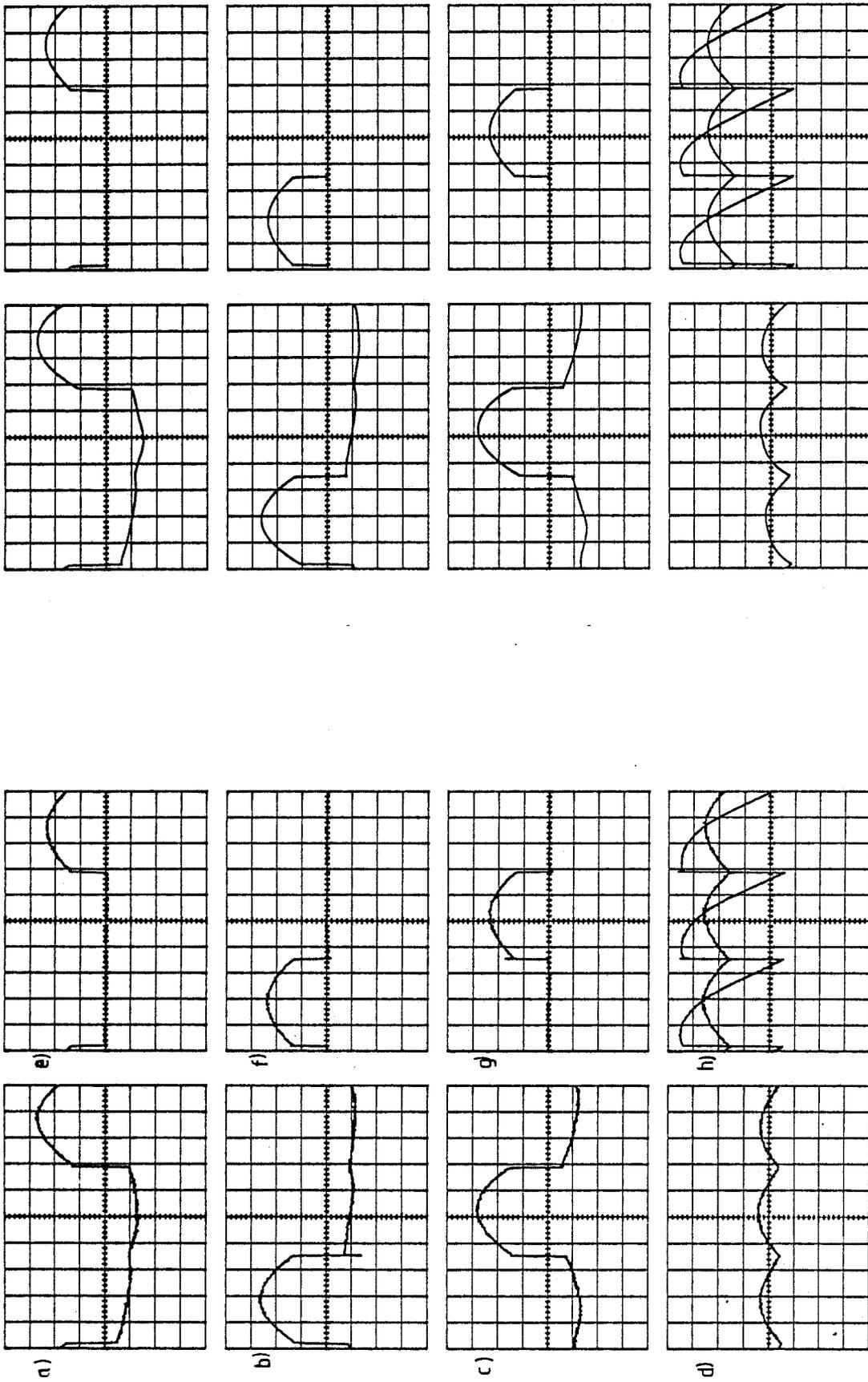
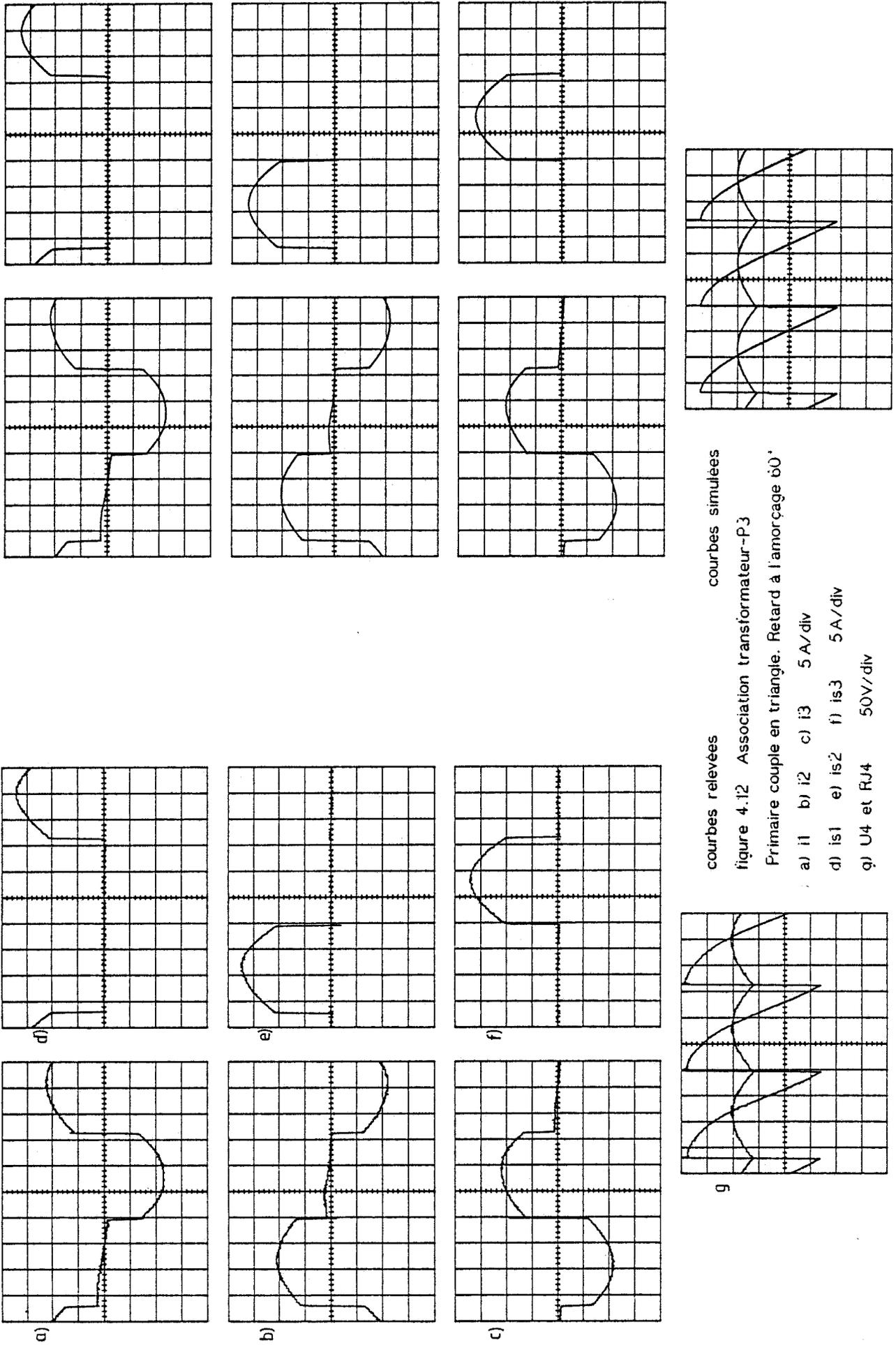


figure 4.11 Association transformateur-P3. Primaire couplé en étoile neutre. Retard à l'amorçage 45°

a) i_{p1} b) i_{p2} c) i_{p3} d) i_{p3} 2A/div
e) i_{s1} f) i_{s2} g) i_{s3} 5A/div h) U4 et RJ4 50V/div



courbes relevées courbes simulées

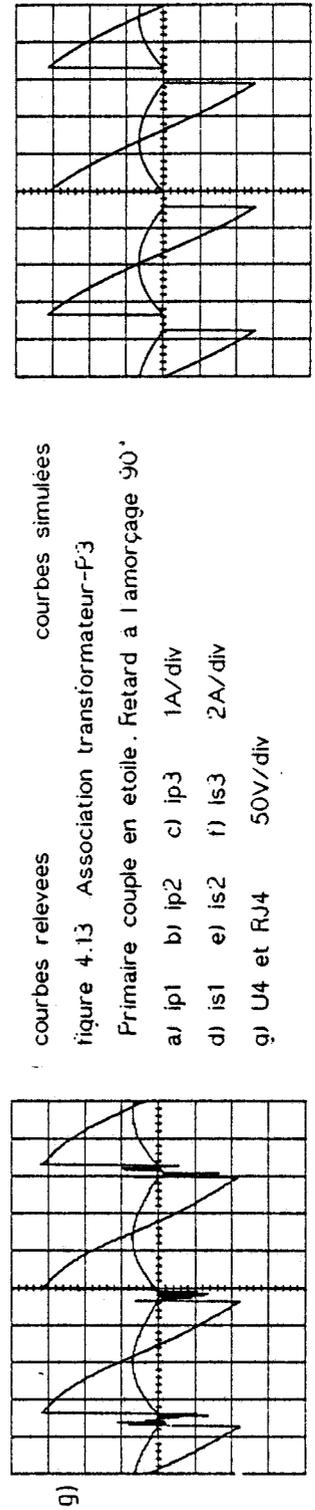
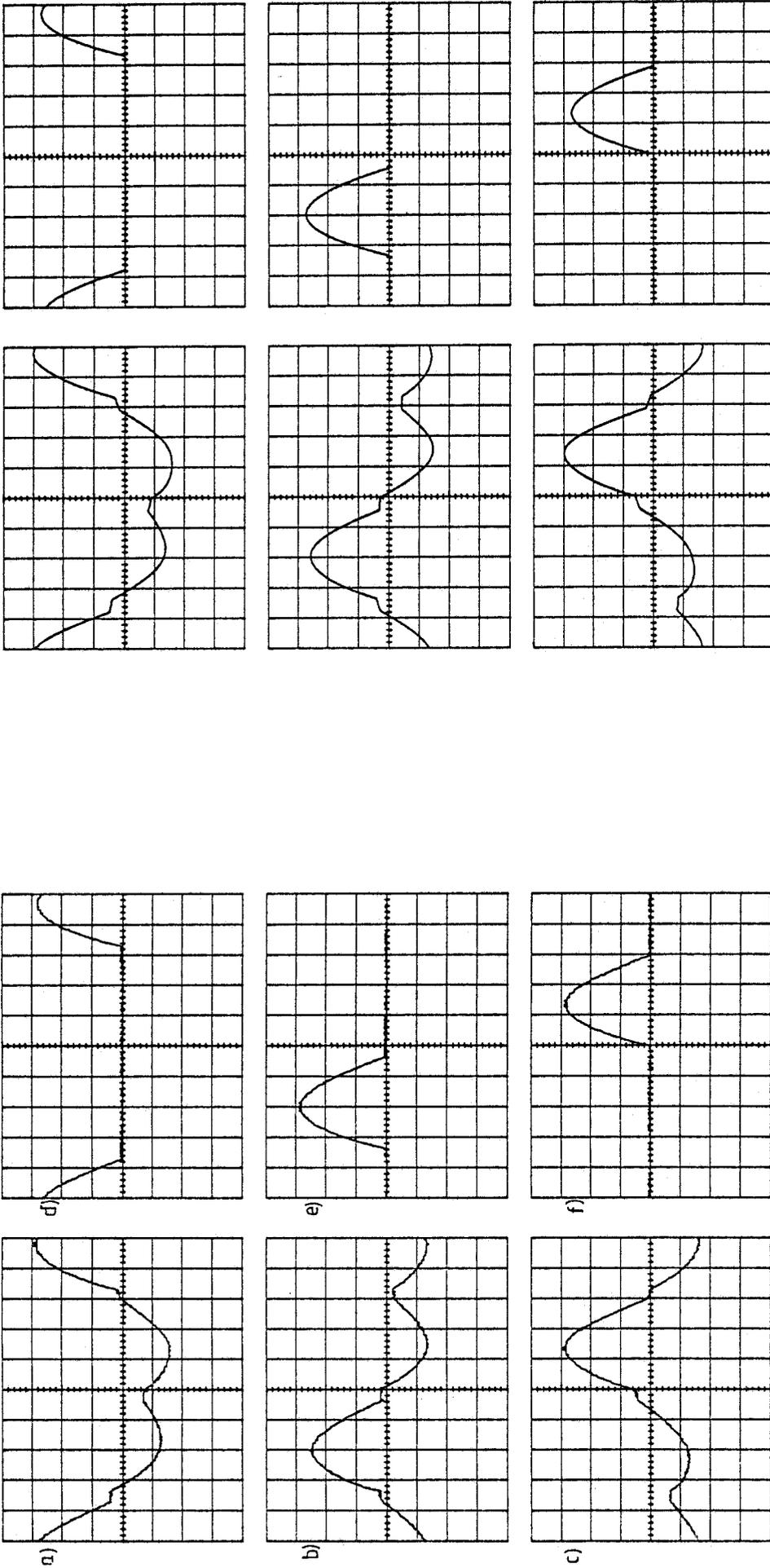
figure 4.12 Association transformateur-P3

Primaire couple en triangle. Retard à l'amorçage $\delta 0'$

a) i1 b) i2 c) i3 5 A/div

d) is1 e) is2 f) is3 5 A/div

g) U4 et RJ4 50V/div



g) courbes relevees courbes simulees

figure 4.13 Association transformateur-F3

Primaire couple en etoile. Retard a l'amorçage 90°.

a) i_{p1} b) i_{p2} c) i_{p3} 1A/div

d) i_{s1} e) i_{s2} f) i_{s3} 2A/div

g) U4 et RJ4 50V/div

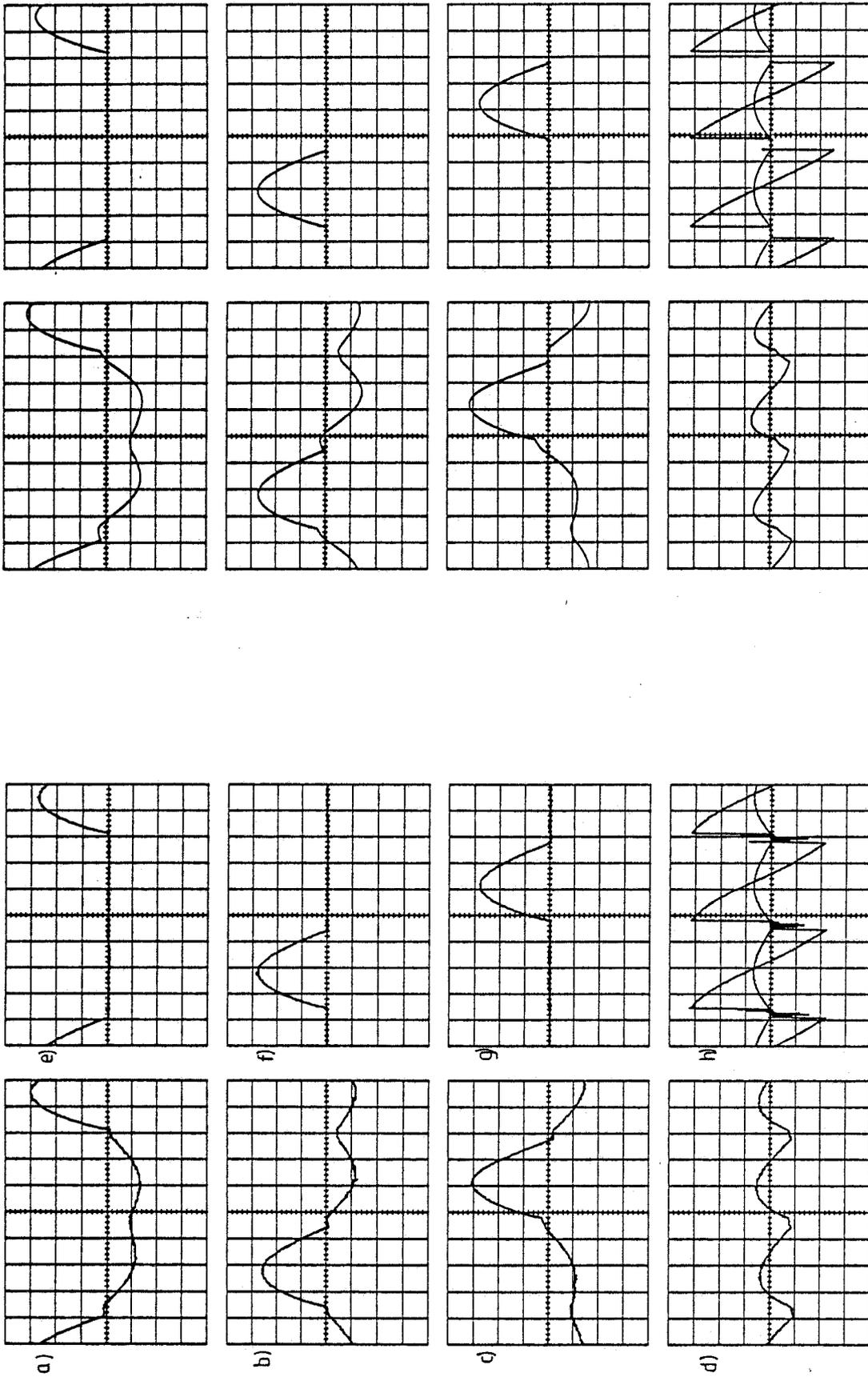
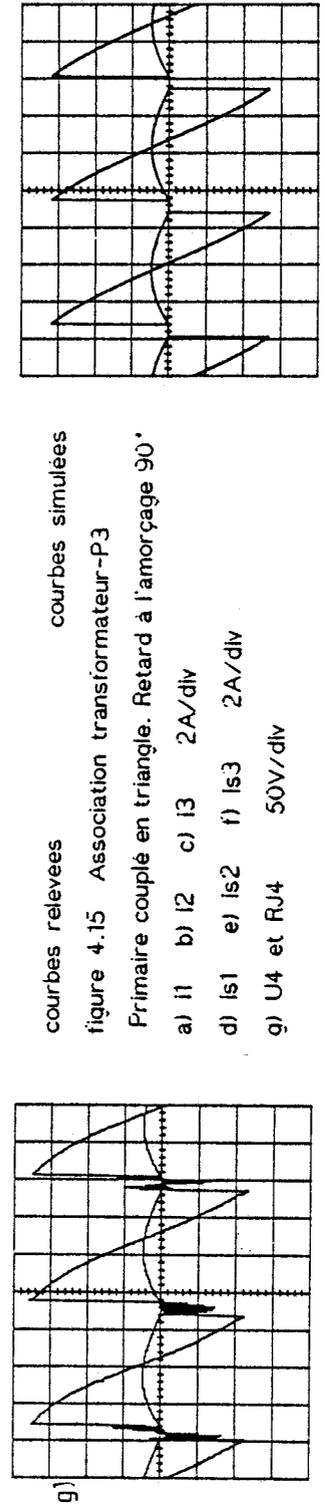
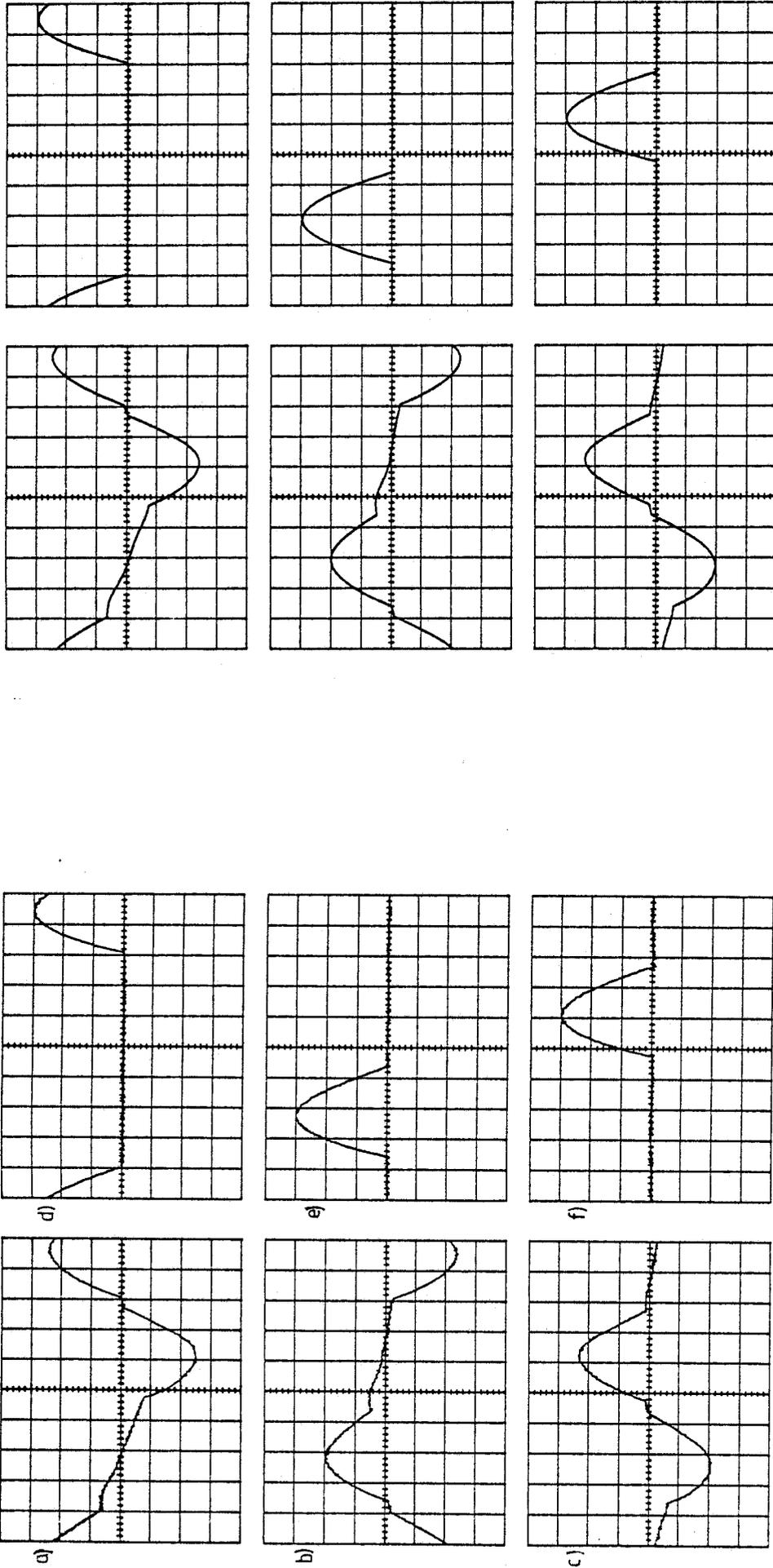


Figure 4.14 Association transformateur-P3. Primaire couplé en étoile neutre. Retard à l'amorçage 90°

a) ip1 b) ip2 c) ip3 d) ipn 1A/div
e) is1 f) is2 g) is3 h) U4 et RJ4 50V/div



courbes relevees courbes simulees

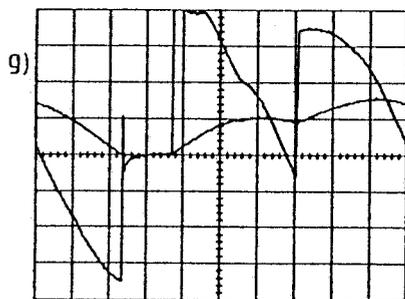
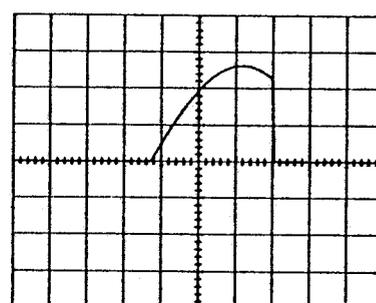
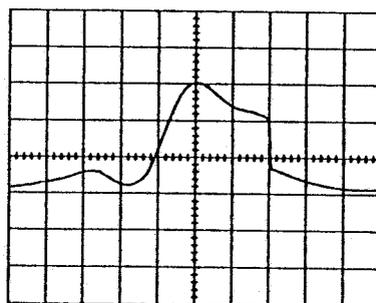
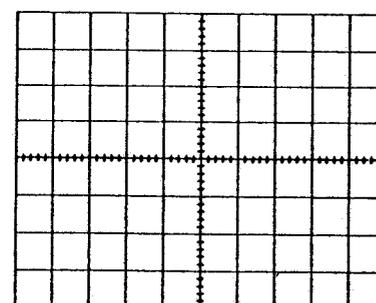
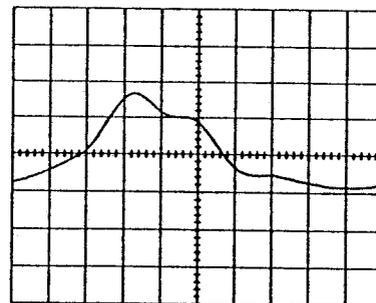
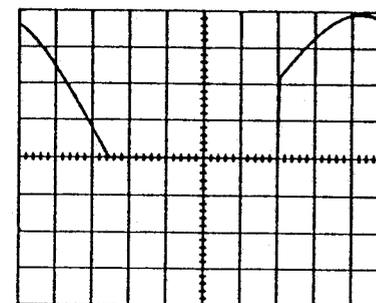
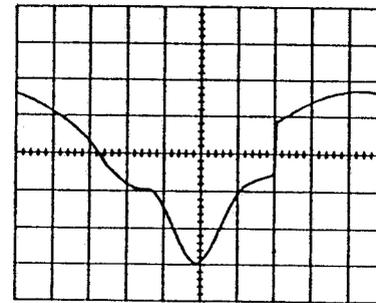
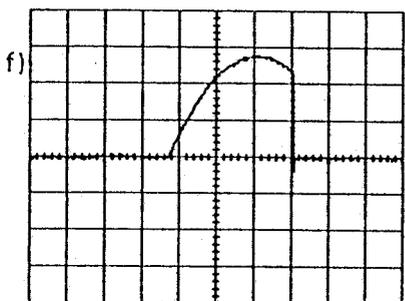
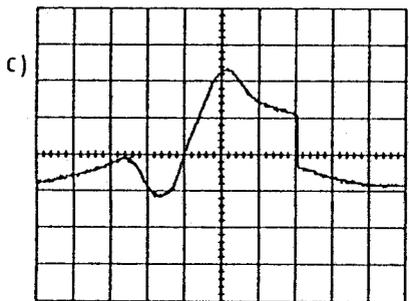
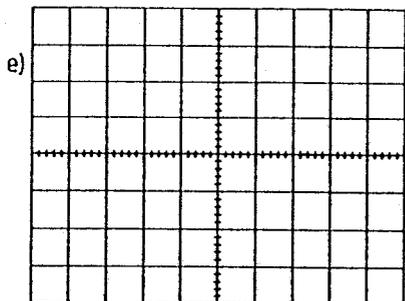
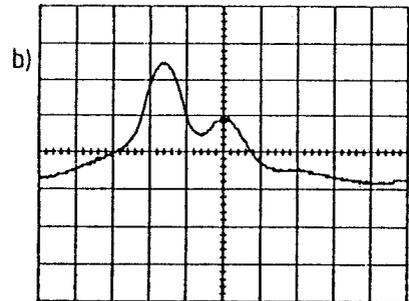
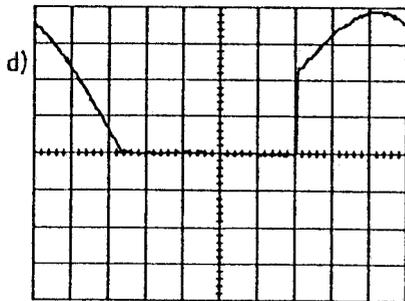
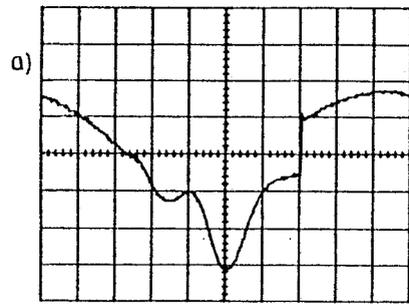
figure 4.15 Association transformateur-P3

Primaire couplé en triangle. Retard à l'amorçage 90°

a) I1 b) I2 c) I3 2A/div

d) Is1 e) Is2 f) Is3 2A/div

g) U4 et RJ4 50V/div



courbes relevées

courbes simulées

figure 4.16 Association transformateur-P3

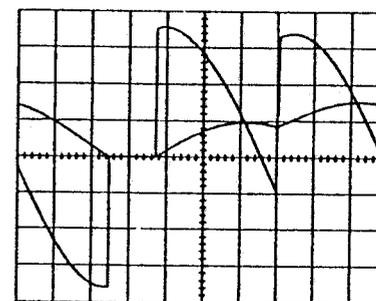
Primaire couple en étoile. Retard à l'amorçage 45°

TH2 non commande

a) i_{p1} b) i_{p2} c) i_{p3} 5A/div

d) i_{s1} e) i_{s2} f) i_{s3} 5A/div

g) U4 et RJ4 50V/div



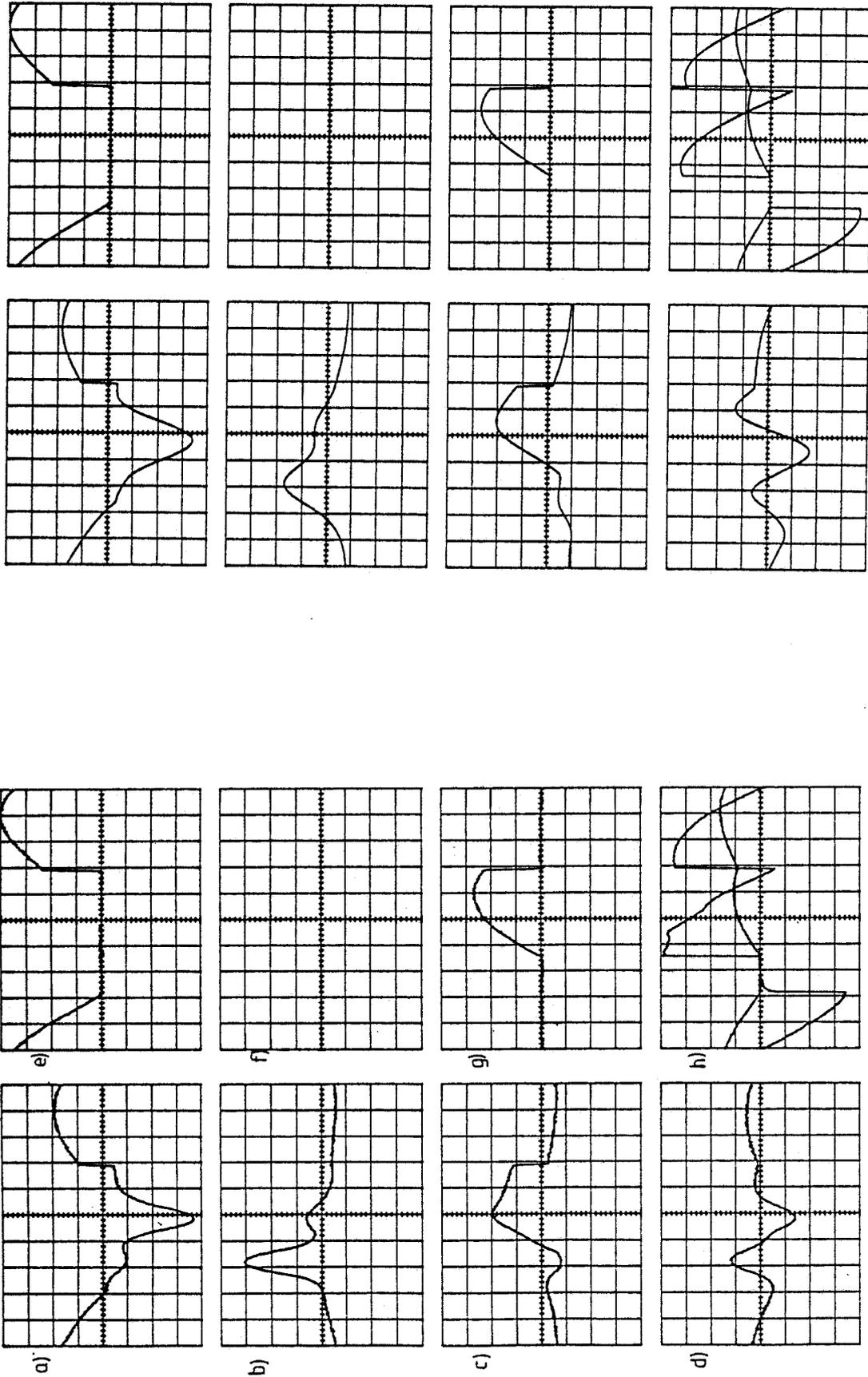


figure 4.17 Association transformateur-P3. Primaire couple en étoile neutre. Retard à l'amorçage 45°
TH2 non commande
a) ip1 b) ip2 c) ip3 d) ipn 5A/div
e) is1 f) is2 g) is3 5A/div h) U4 et Rj4 50V/div



couplages possibles pour le primaire du transformateur : étoile sans neutre et triangle.

4.1 Transformateur couplé en étoile.

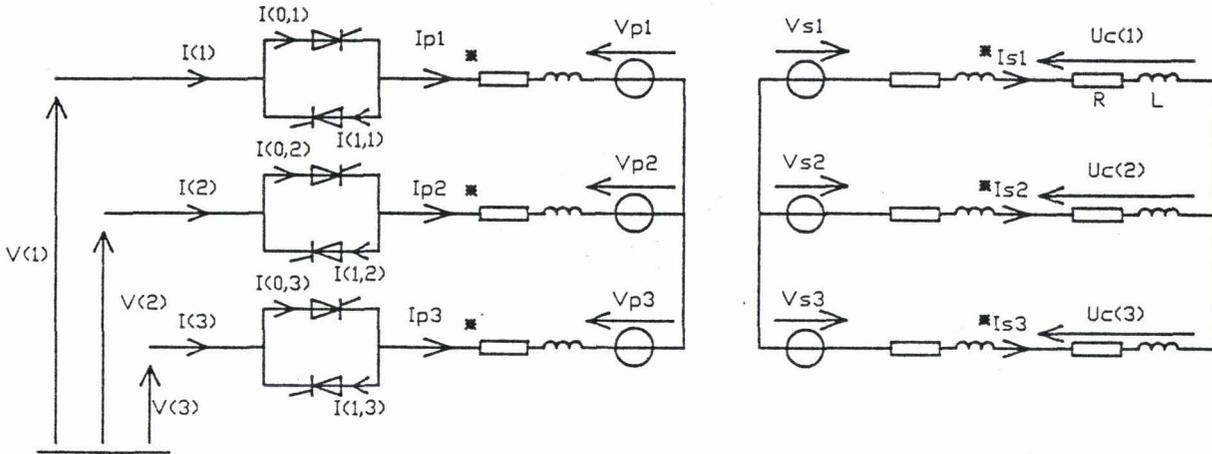


figure 4.18

Pour ce montage, on distingue trois types d'alimentation correspondant aux trois classes de fonctionnement du gradateur :

- transformateur apparemment déconnecté (classe 1: aucun thyristor conducteur)
- transformateur alimenté en monophasé (classe 2: deux thyristors conducteurs)
- transformateur alimenté en triphasé (classe 3: trois thyristors conducteurs)

Nous avons vu au chapitre 3 comment traiter le cas du transformateur triphasé alimenté en triphasé ou en monophasé. On applique l'une ou l'autre des méthodes suivant que l'on se trouve dans la classe 3 ou la classe 2.

Il convient néanmoins d'ajouter au niveau de la classe 2 le calcul de la tension aux bornes des thyristors appartenant à la phase non connectée afin de tester la réceptivité permettant éventuellement d'évoluer vers la classe 3.

La tension $U_T(0,K)$ s'obtient en écrivant la loi des mailles:

$$U_T(0,K) = V(K) - V(K+1) - N_p \frac{d\phi_K}{dt} + N_p \frac{d\phi_{K+1}}{dt} + r_p \cdot i_{pK+1} + l_p \frac{di_{pK+1}}{dt} \quad (4.5)$$

Le courant i_{pK+1} peut s'obtenir à partir de la maille constituée des deux thyristors conducteurs et des phases connectées.

$$r_p \cdot i_{pK+1} + l_p \frac{di_{pK+1}}{dt} = \frac{1}{2} \left(V(K+1) - V(K+2) - N_p \left(\frac{d\phi_{K+1}}{dt} - \frac{d\phi_{K+2}}{dt} \right) \right) \quad (4.6)$$

La tension $U_T(0,K)$ s'exprime donc par

$$U_T(0,K) = V(K) - \frac{V(K+1) - V(K+2)}{2} - N_p \left(\frac{d\phi_K}{dt} - \frac{1}{2} \left(\frac{d\phi_{K+1}}{dt} + \frac{d\phi_{K+2}}{dt} \right) \right) \quad (4.7)$$

Le cas du transformateur non alimenté est à traiter entièrement puisque nous n'avons pas étudié cette configuration au chapitre 3.

Comme pour le transformateur monophasé, le calcul des grandeurs électriques et magnétiques ne peut se déduire que des équations au secondaire.

$$v_{s1} - v_{s2} = r_s (i_{s1} - i_{s2}) + l_s \frac{d(i_{s1} - i_{s2})}{dt} + v_{c1} - v_{c2} \quad (4.8)$$

$$v_{s2} - v_{s3} = r_s (i_{s2} - i_{s3}) + l_s \frac{d(i_{s2} - i_{s3})}{dt} + v_{c2} - v_{c3} = 2 v_{s2} + v_{s1} - N_s \frac{d\phi_o}{dt} \quad (4.9)$$

En combinant 4.8 et 4.9 il vient:

$$3 N_s \frac{d\phi_1}{dt} - N_s \frac{d\phi_o}{dt} = 3 r_s i_{s1} + 3 l_s \frac{di_{s1}}{dt} + 2 v_{c1} - v_{c2} - v_{c3} \quad (4.10)$$

de même

$$3 N_s \frac{d\phi_2}{dt} - N_s \frac{d\phi_o}{dt} = 3 r_s i_{s2} + 3 l_s \frac{di_{s2}}{dt} + 2 v_{c2} - v_{c3} - v_{c1} \quad (4.11)$$

$$3 N_s \frac{d\phi_3}{dt} - N_s \frac{d\phi_o}{dt} = 3 r_s i_{s3} + 3 l_s \frac{di_{s3}}{dt} + 2 v_{c3} - v_{c1} - v_{c2} \quad (4.12)$$

Ces trois équations nous permettent de calculer $\frac{d\phi_1}{dt}$ en prenant pour $\frac{d\phi_o}{dt}$ la valeur obtenue au pas de calcul précédent. On calcule ensuite B_i puis $ddpm$ par

$$ddpm = - \frac{H_{1.1} + H_{2.2} + H_{3.3}}{3} \quad (4.13)$$

Les courants primaires s'obtiennent à partir des équations magnétiques

$$i_{s1} = - \frac{ddpm + H_{1.1}}{N_s} \quad (4.14)$$

$$i_{s2} = - \frac{ddpm + H_{2.2}}{N_s} \quad (4.15)$$

$$i_{s3} = - \frac{ddpm + H_{3.3}}{N_s} \quad (4.16)$$

Les tensions induites aux bornes des enroulements primaires s'obtiennent par

$$v_{p1} = N_p \frac{d\phi_1}{dt}, \quad v_{p2} = \frac{d\phi_2}{dt} \quad \text{et} \quad v_{p3} = \frac{d\phi_3}{dt}$$

Dans cette configuration, il nous faut également préciser l'expression des tensions aux bornes des thyristors qui diffèrent de celles du gradateur sur charge RL puisque les trois phases sont le siège de tensions induites.

La tension aux bornes de l'interrupteur O,K s'écrit

$$U_T(O,K) = 2V(K) - V(K+1) - V(K+2) + \frac{N_s}{3} \left(-2 \frac{d\phi_K}{dt} + \frac{d\phi_{K+1}}{dt} + \frac{d\phi_{K+2}}{dt} \right) \quad (4.17)$$

Le graphe de fonctionnement (figure 4.4) et les réceptivités (tableau 4.5) restent valables dans le cas où la charge comprend un transformateur. L'organigramme précisant l'enchaînement des phases de calcul est représenté sur la figure 4.19.

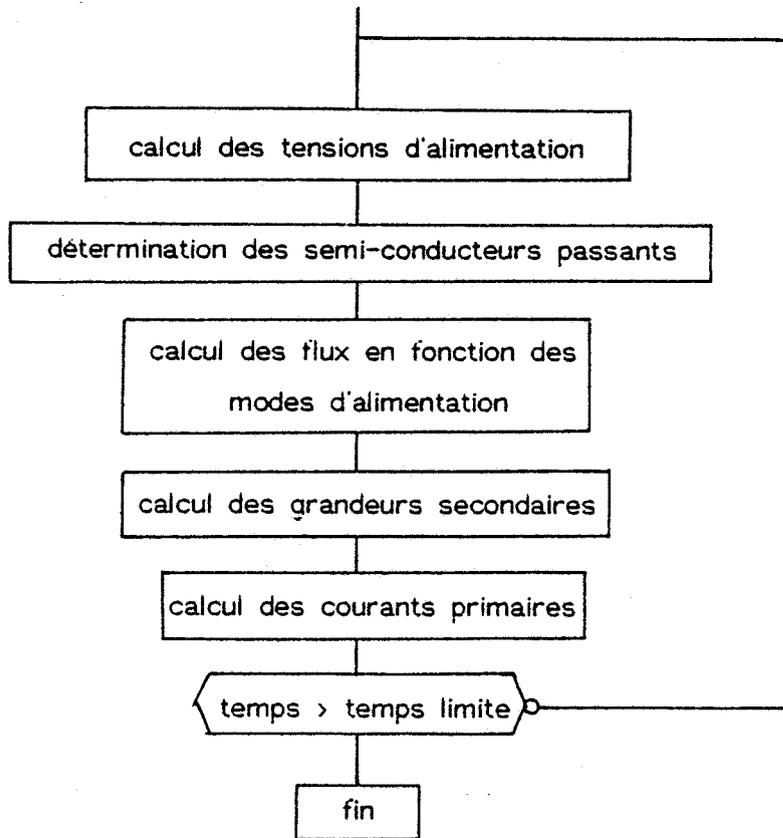


figure 4.19

On peut remarquer que l'enchaînement des phases de calcul est identique à celui proposé pour l'association gradateur-transformateur monophasé. La seule différence est que l'on distingue trois types d'alimentation en triphasé contre deux en monophasé.

4.2 Transformateur couplé en triangle

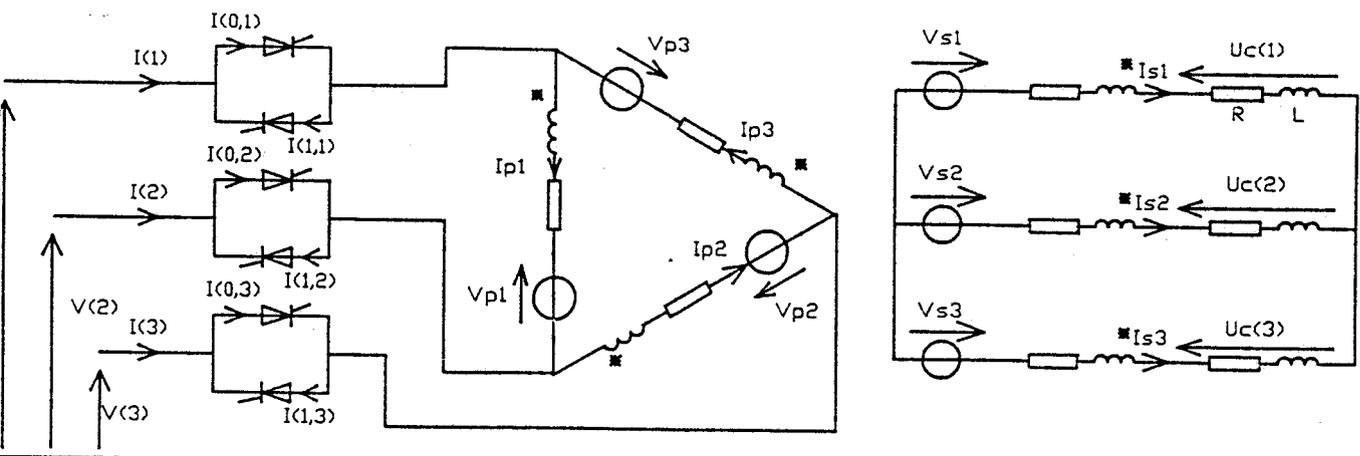


figure 4.20

Seul est modifié le couplage du transformateur. Le gradateur est quant à lui toujours inséré dans les fils de ligne.

Nous retrouvons pour ce couplage les trois types d'alimentation précédents. L'organisation de la simulation de ce montage est identique à la précédente (figure 4.19). Nous allons simplement préciser les modifications résultant de ce couplage.

Dans la classe 2, l'expression des tensions aux bornes des thyristors appartenant à la phase non connectée s'écrit:

$$U_T(0,K) = U(K,K+1) - r_p \cdot i_{pK} - l_p \frac{di_{pK}}{dt} - N_p \frac{d\phi_K}{dt} \quad (4.18)$$

Pour le calcul des courants et tensions aux bornes des enroulements, il suffit de se reporter au chapitre 3 (§ 6.2).

Dans la classe 1, il faut modifier également l'expression de la tension aux bornes des thyristors bloqués:

$$U_T(0,K) = \frac{1}{3} \left(2 U(K,K+1) + U(K+1,K+2) - N_p \left(2 \frac{d\phi_K}{dt} + \frac{d\phi_{K+1}}{dt} - \frac{d\phi_0}{dt} \right) \right) \quad (4.19)$$

Pour calculer les tensions induites au primaire lorsque aucun thyristor ne conduit, on reprend les équations 4.8 à 4.16 en modifiant uniquement l'expression de $ddpm$ puisqu'un courant peut circuler dans les enroulements primaires.

$$ddpm = \frac{-(H1.I1 + H2.I2 + H3.I3 - N_p(ip1 + ip2 + ip3))}{3}$$

4.3 Secondaire couplé en triangle

Nous avons précisé au chapitre 3 les équations régissant ce couplage (figure 3.12). Il nous reste toutefois à expliciter ces équations lorsque le primaire est déconnecté (classe 1).

$$v_{c13} = N_s \frac{d\phi_1}{dt} - r_s \cdot i_{s1} - l_s \frac{di_{s1}}{dt}$$

$$v_{c21} = N_s \frac{d\phi_2}{dt} - r_s \cdot i_{s1} - l_s \frac{di_{s2}}{dt}$$

$$v_{c32} = N_s \frac{d\phi_3}{dt} - r_s \cdot i_{s1} - l_s \frac{di_{s3}}{dt}$$

Ces trois équations permettent de calculer ϕ_1 , ϕ_2 et ϕ_3 . L'expression de $ddpm$ devient pour ce couplage:

$$ddpm = \frac{-(H1.I1 + H2.I2 + H3.I3 + N_s(ip1 + ip2 + ip3))}{3}$$

On peut ensuite calculer les courants primaires et les courants en ligne au secondaire.

4.4 Résultats

Nous avons représenté sur les figures 4.21 à 4.26 les résultats obtenus pour les deux couplages envisagés: étoile triangle et triangle étoile. Nous nous sommes placés dans le cas d'une faible charge pour faire apparaître les différences entre ce montage et le gradateur classique.

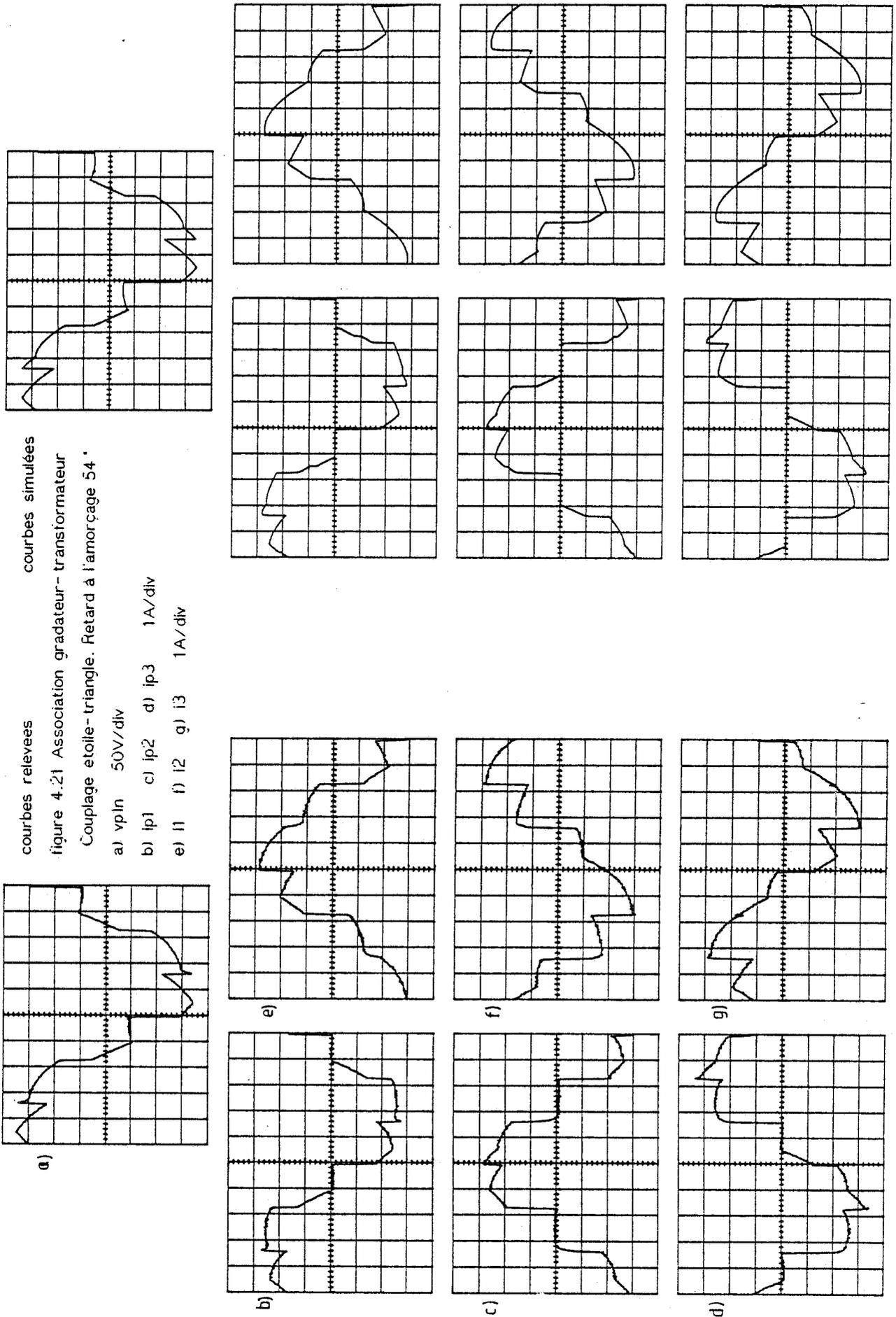
On remarque que la présence du transformateur entraîne des courants différents dans les trois phases. Lors du passage en alimentation monophasée, on retrouve une tension non nulle aux bornes de l'enroulement déconnecté. Lorsque tous les thyristors sont bloqués (figures 4.23 et 4.26), les tensions induites au primaire sont relativement faibles puisque ce genre de fonctionnement est obtenu pour un retard à l'amorçage important.

Nous avons également cherché à préciser les limites de validité du modèle. Nous nous sommes placés dans le cas d'une très faible charge (figure 4.27). On peut noter quelques légères différences notamment au niveau des courants primaires. Ces différences peuvent se justifier par la présence de réseaux RC sur les thyristors et par un courant de maintien important (250 mA). Ces paramètres ne sont pas pris en compte dans le modèle puisqu'on a supposé les thyristors parfaits. Nous nous sommes placés dans le cas de la charge déséquilibrée (figure 4.28) où les résultats sont tout à fait satisfaisants.

Les résultats obtenus dans ce chapitre permettent de valider le modèle du transformateur triphasé placé dans un environnement comprenant des convertisseurs de l'électronique de puissance.

Sans remettre en cause les résultats obtenus sous forme analytique concernant le transformateur triphasé associé au P3 ou au gradateur, le modèle précédent permet d'affiner les résultats et de tenir compte de phénomènes (dissymétrie, hystérésis, saturation) qu'il serait impossible de prendre en considération par les méthodes classiques.

En outre le modèle proposé se prête bien à une association avec le convertisseur décrit par la méthode DESIGN et permet d'envisager l'utilisation de ce modèle dans une chaîne de conversion plus complexe faisant intervenir par exemple plusieurs convertisseurs ou des boucles de régulation.



courbes relevees

courbes simulees

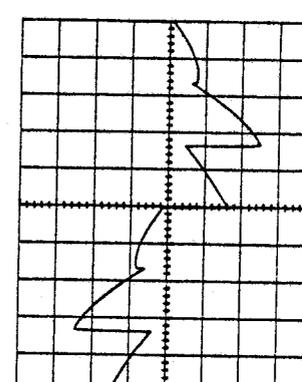
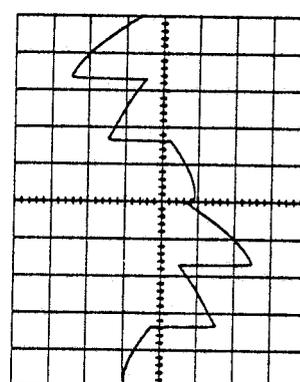
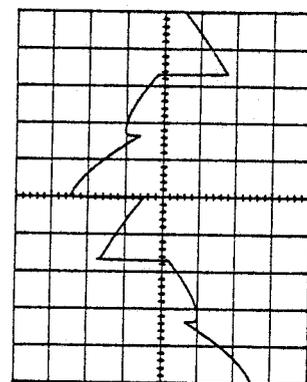
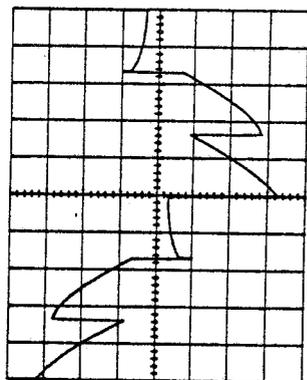
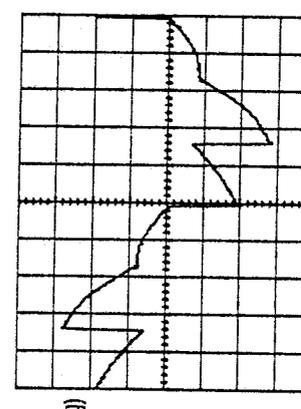
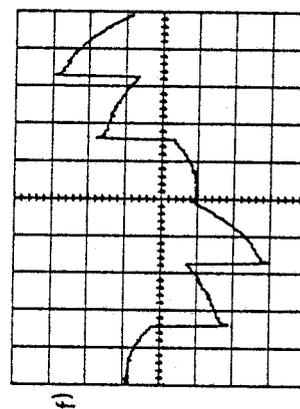
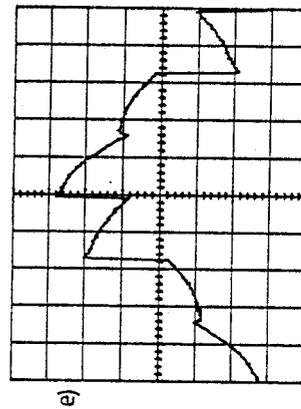
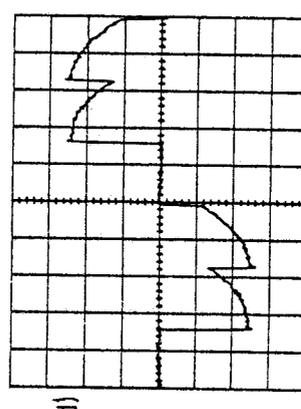
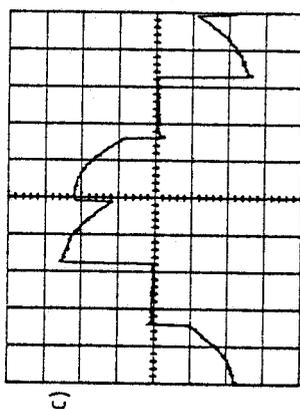
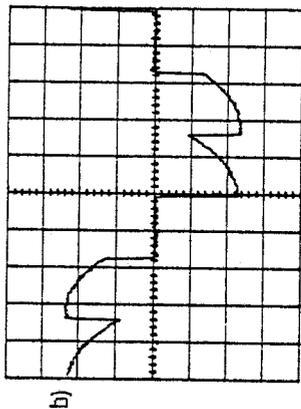
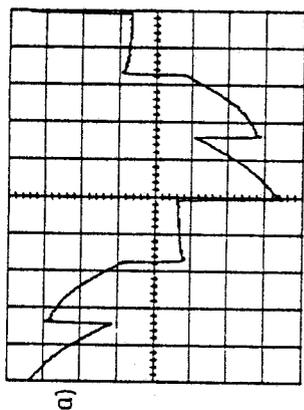
figure 4.21 Association gradateur - transformateur

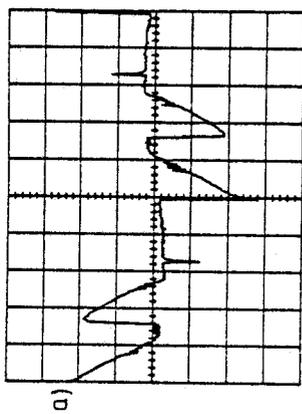
Couplage etoile-triangle. Retard à l'amorçage 54°

- a) v_{p1n} 50V/div
- b) i_{p1} c) i_{p2} d) i_{p3} 1A/div
- e) i_1 f) i_2 g) i_3 1A/div

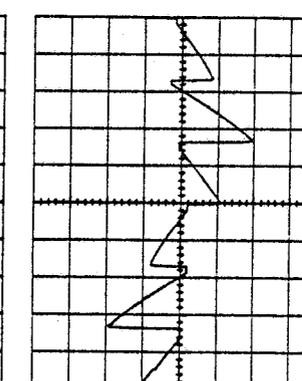
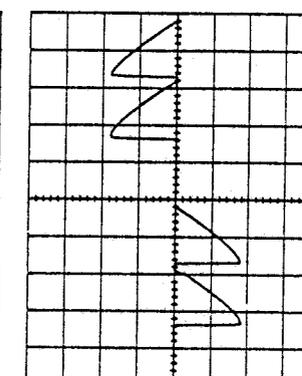
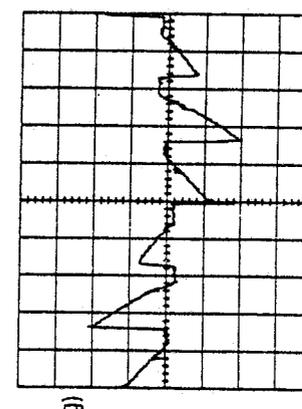
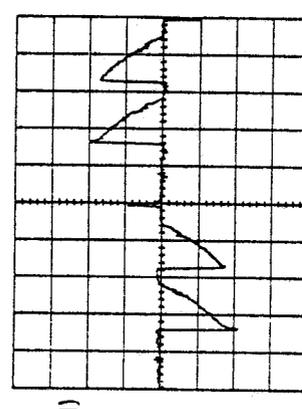
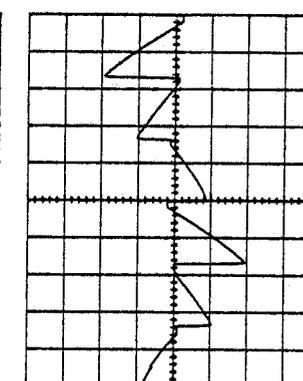
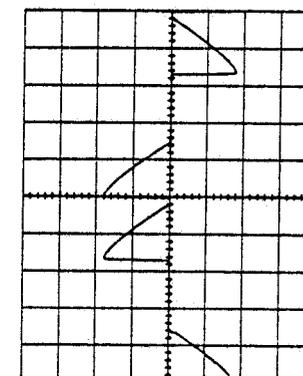
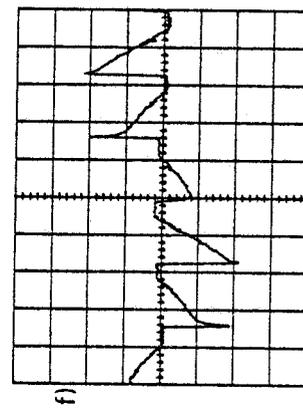
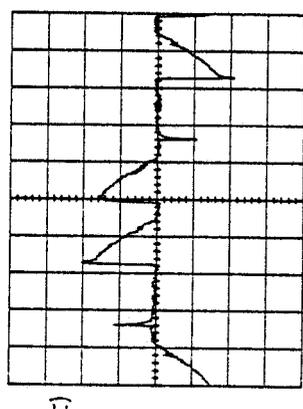
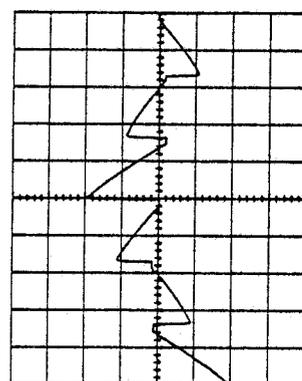
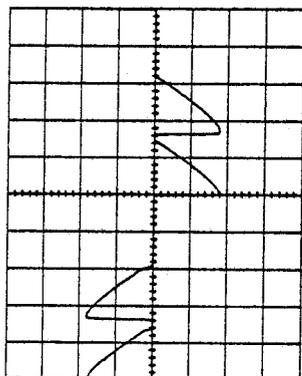
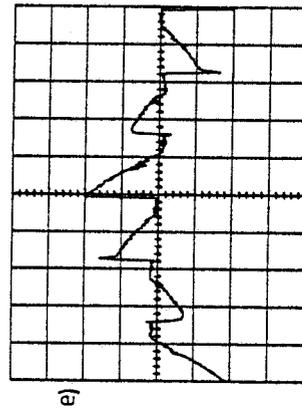
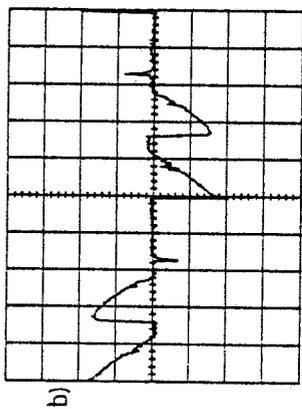
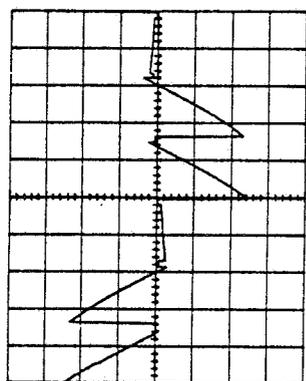
courbes relevées courbes simulées
figure 4.22 Association gradateur - transformateur
Couplage étoile-triangle. Retard à l'amorçage θ_2'

- a) vp/In 50V/div
- b) Ip1 c) Ip2 d) Ip3 1A/div
- e) I1 f) I2 g) I3 1A/div



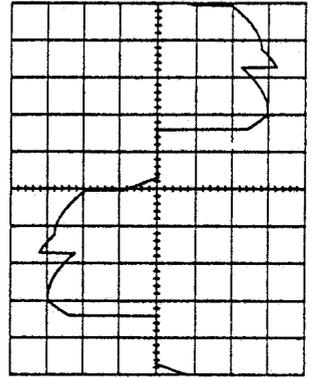
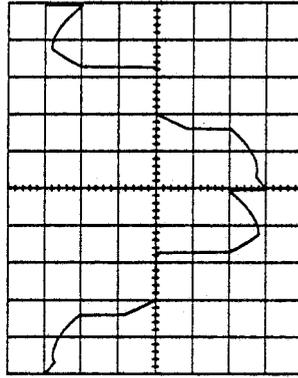
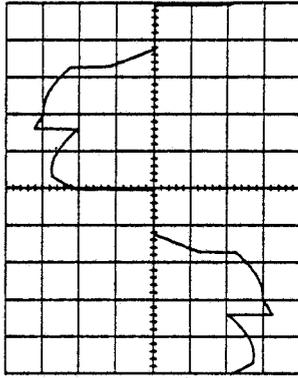
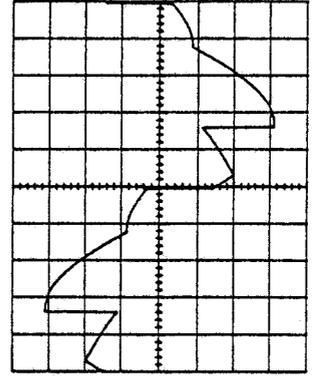
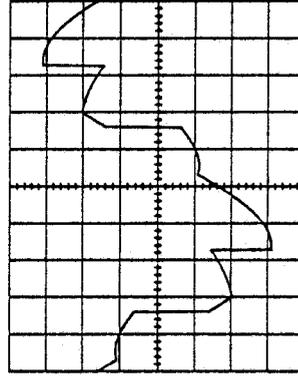
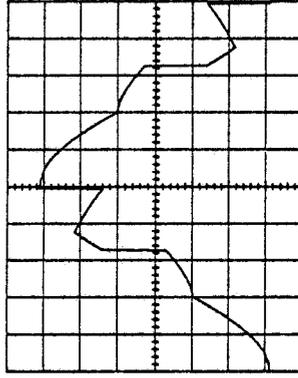
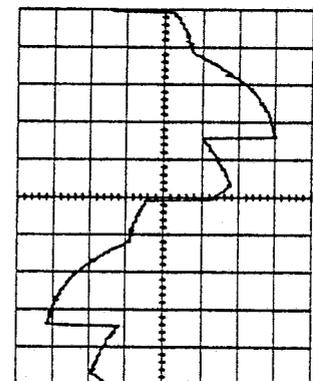
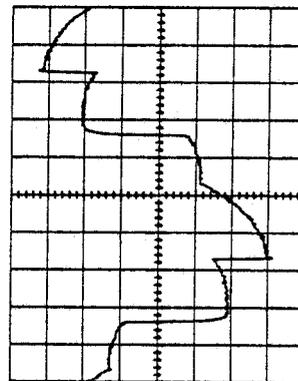
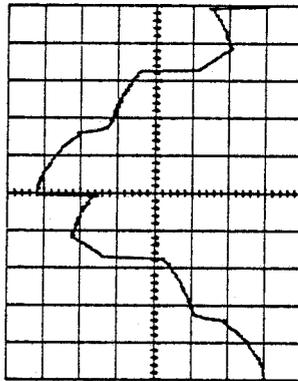
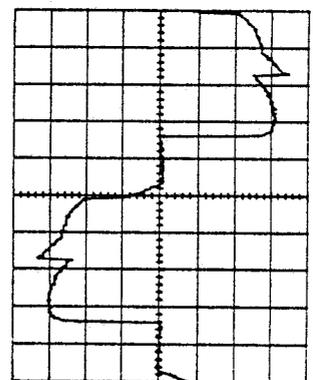
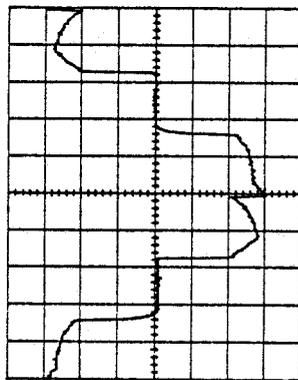
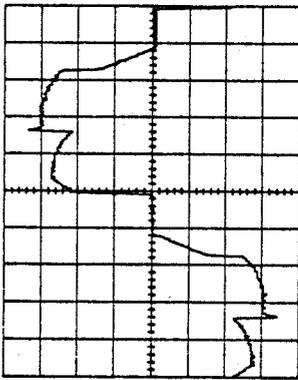
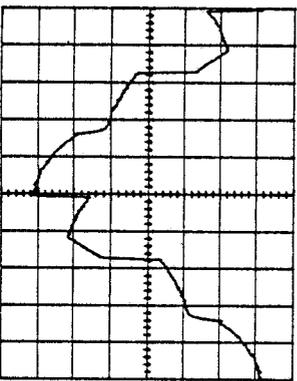


courbes relevées courbes simulées
figure 4.23 Association gradateur - transformateur
Couplage étoile - triangle. Retard à l'amorçage 110°
a) vp1n 50V/div
b) lp1 c) lp2 d) lp3 1A/div
e) l1 f) l2 g) l3 1A/div



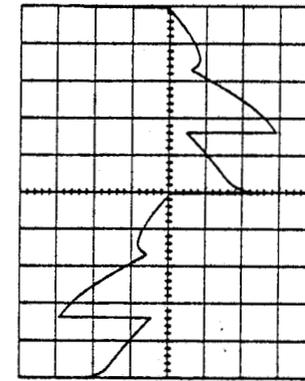
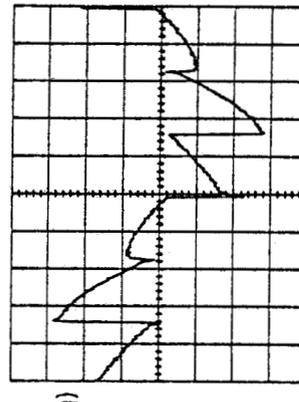
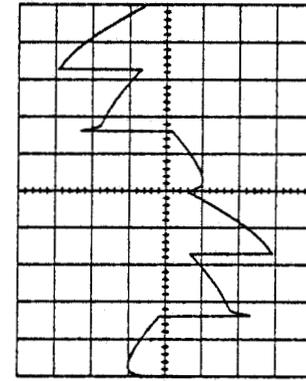
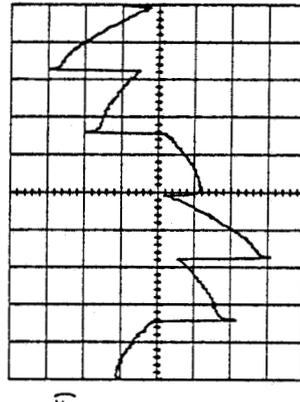
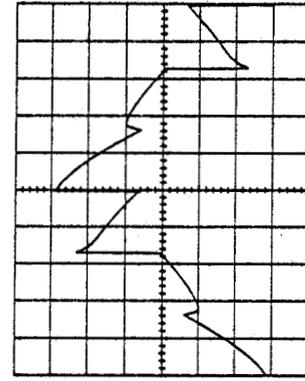
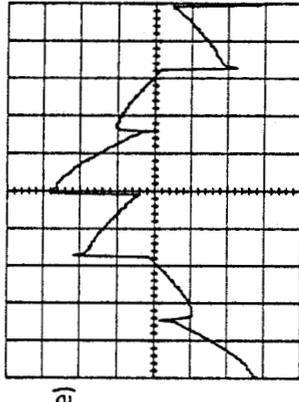
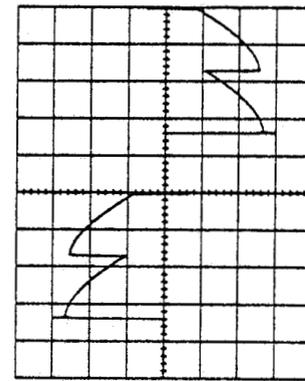
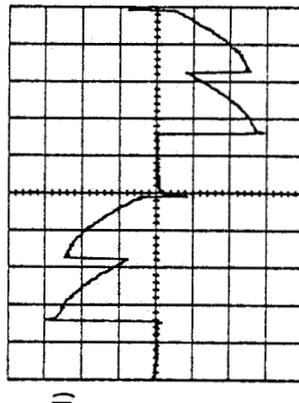
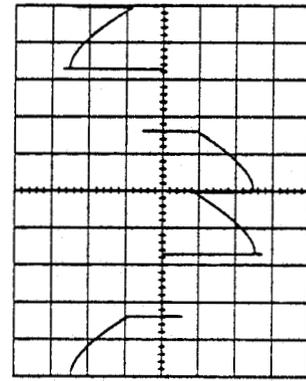
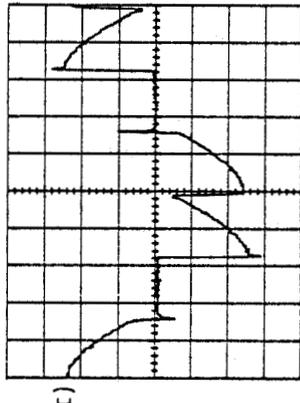
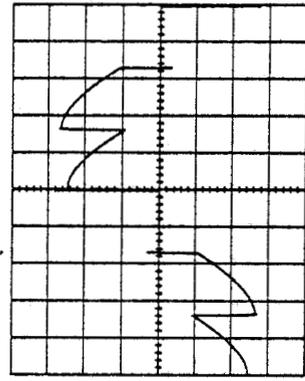
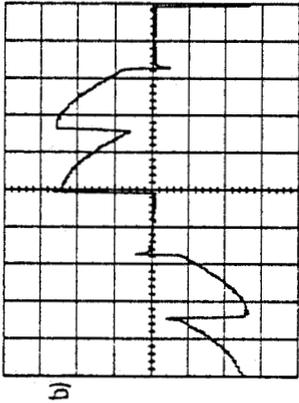
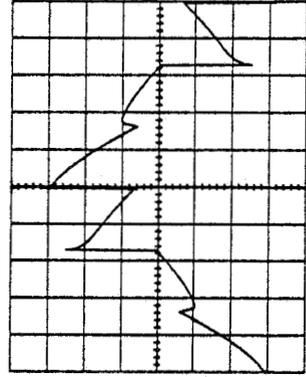
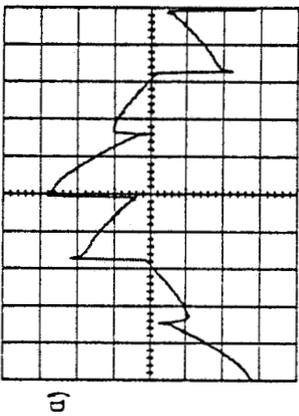
courbes relevees courbes simulees
figure 4.24 Association gradateur - transformateur
Couplage triangle-etoile. Retard a l'amorçage 60°

- a) up21 100 V/div
- b) I1 c) I2 d) I3 1 A/div
- e) Is1 f) Is2 g) Is3 1 A/div



courbes relevees courbes simulees
figure 4.25 Association gradateur-transformateur
Couplage triangle-etoile. Retard a l'amorçage 92°

- a) up21 100 V/div
- b) I1 c) i2 d) I3 1 A/div
- e) Is1 f) Is2 g) Is3 1 A/div



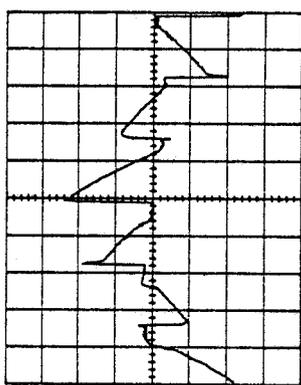
courbes relevees courbes simulees
figure 4.26 Association gradateur-transformateur

Couplage triangle-étoile. Retard à l'amorçage 107°.

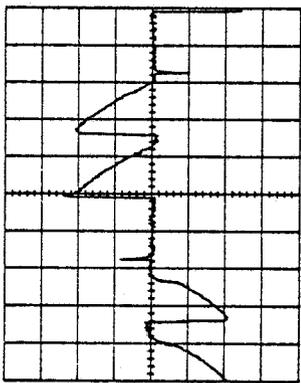
a) up21 100 V/div

b) i1 c) i2 d) i3 1 A/div

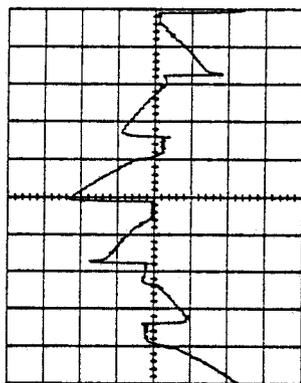
e) is1 f) is2 g) is3 1 A/div



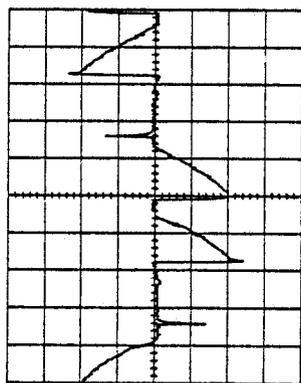
a)



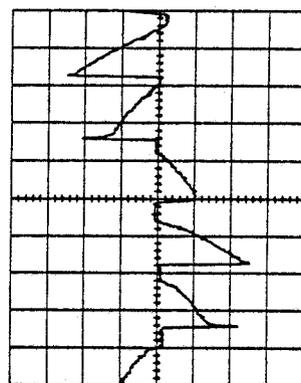
b)



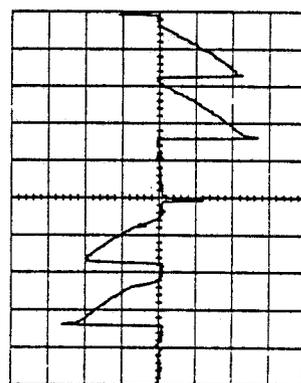
e)



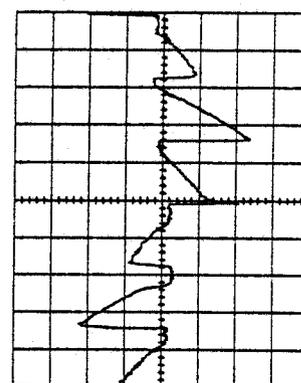
c)



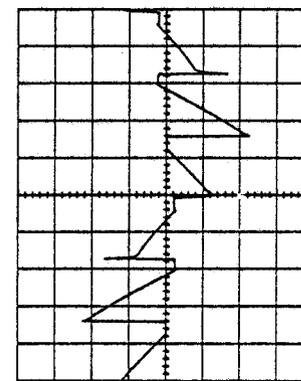
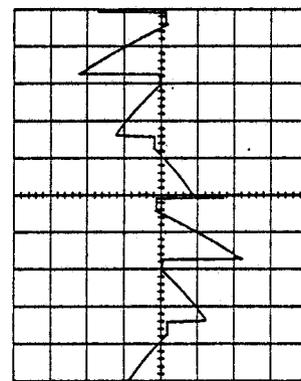
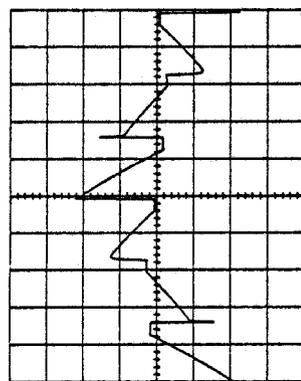
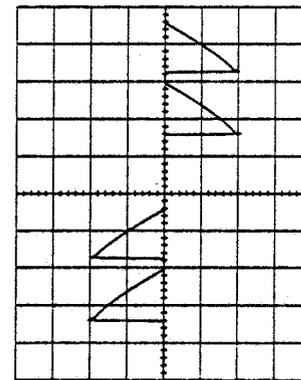
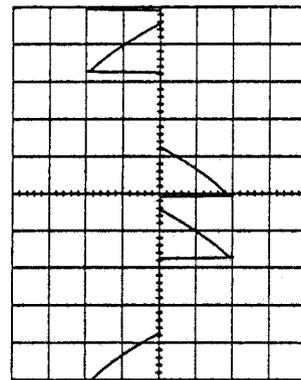
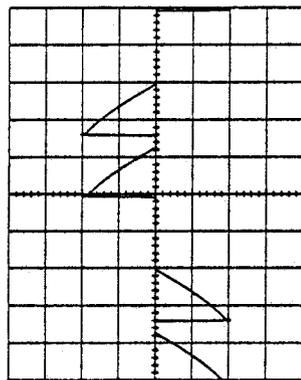
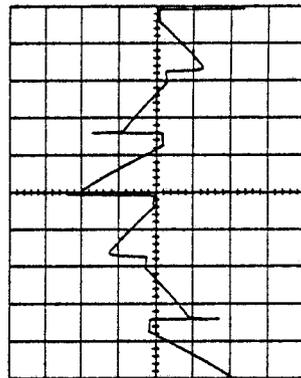
f)

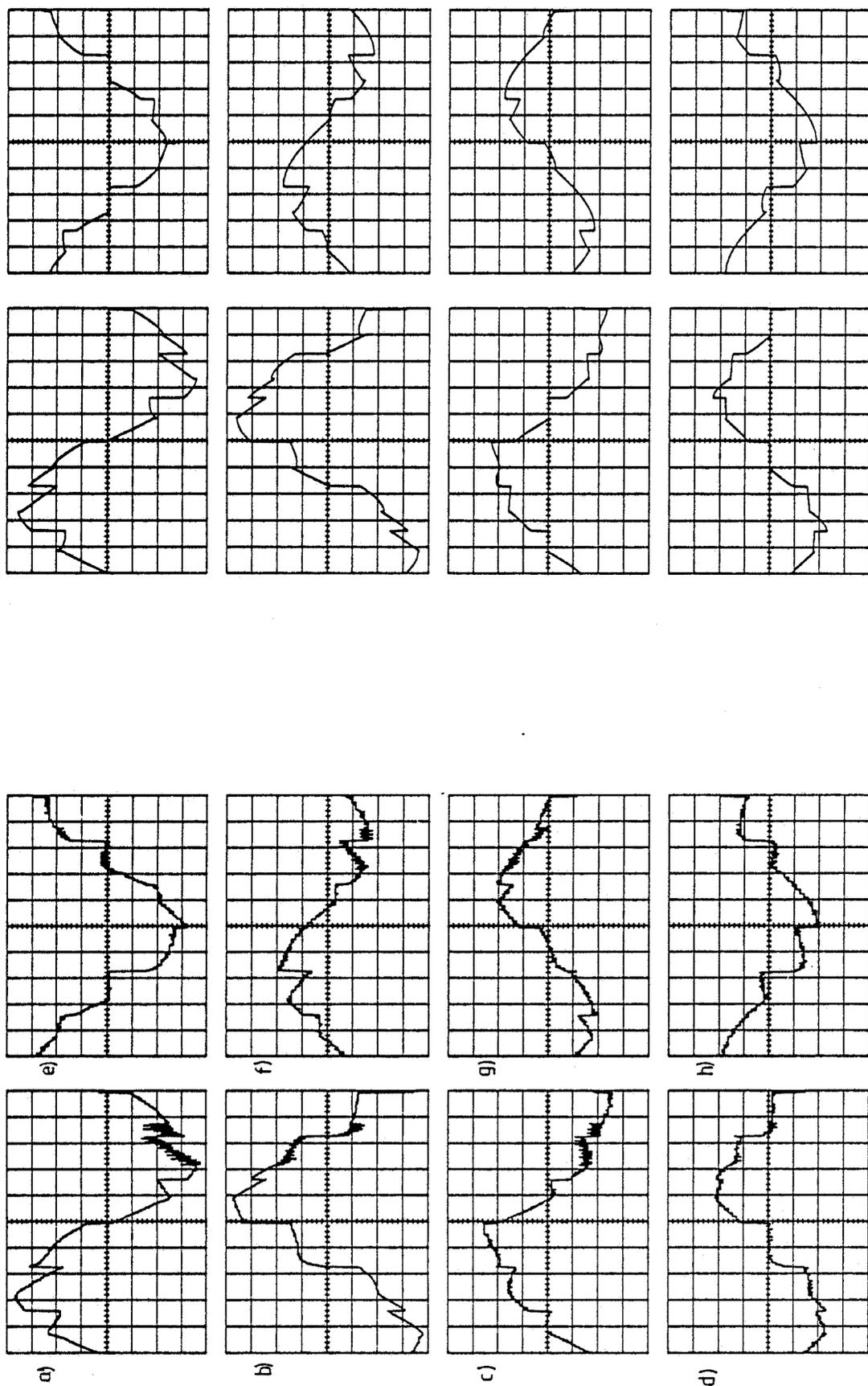


d)



g)





courbes relevées

courbes simulees

figure 4.27 Association gradateur- transformateur Couplage étoile- triangle. Retard à l'amorçage 54°

- a) vp1n b) vp2n 50V/div
- c) ip1 d) ip2 e) ip3 0.5A/div
- f) i1 g) i2 h) i3 0.5A/div

courbes relevees

courbes simulees

figure 4.28 Association gradateur - transformateur

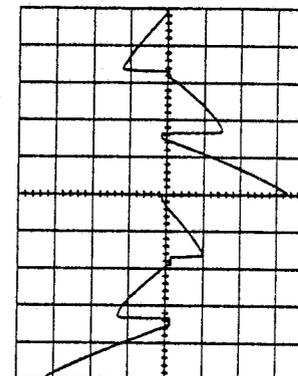
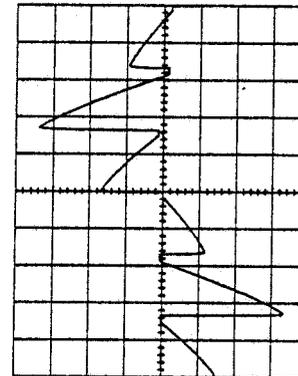
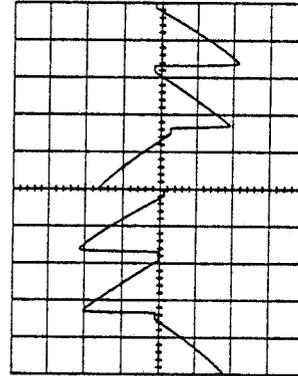
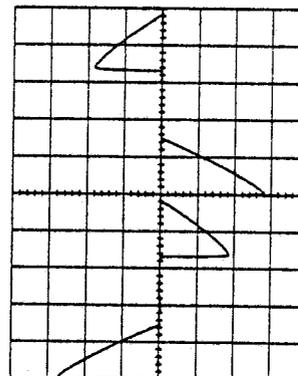
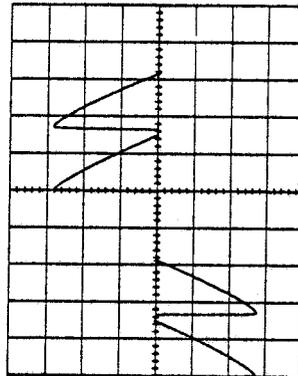
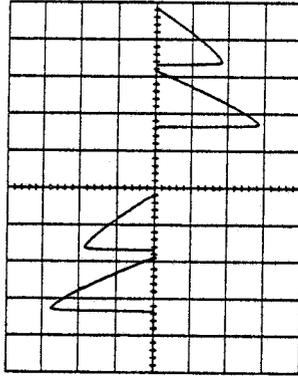
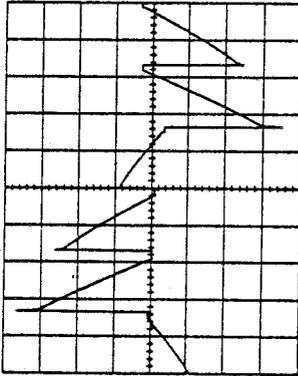
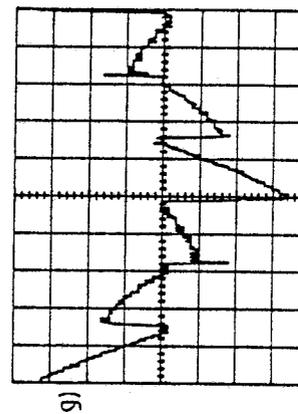
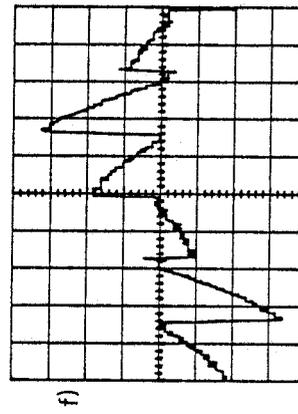
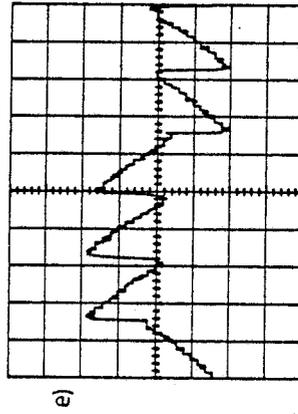
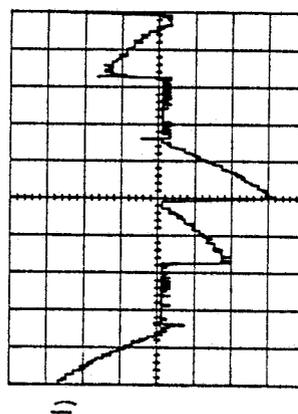
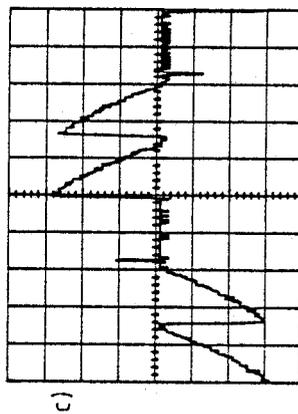
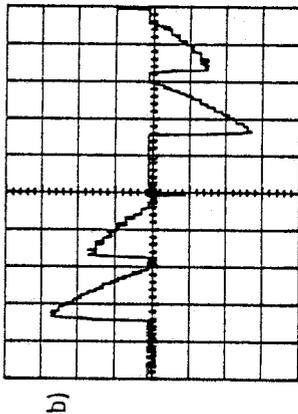
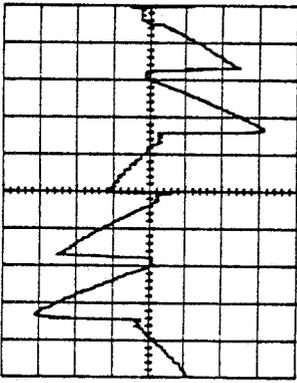
Couplage etoile-triangle. Retard a l'amorçage 102°

charge desequilibree R1=36Ω R2=R3=14Ω

a) vpIn 50V/div

b) Ip1 c) Ip2 d) Ip3 2A/div

e) I1 f) I2 g) I3 2A/div



CHAPITRE 5

ASSOCIATION TRANSFORMATEUR TRIPHASE-PD3

Nous avons étudié au chapitre précédent le transformateur associé au P3 puis au gradateur. L'intérêt était de tester le modèle du transformateur triphasé proposé au chapitre 3 dans des conditions peu favorables à une bonne utilisation du transformateur: composante continue au secondaire, alimentations monophasées. Ces cas extrêmes de fonctionnement ayant été traités, nous pouvons maintenant nous intéresser à une application plus répandue parce que moins contraignante pour le transformateur: cascade transformateur triphasé-PD3.

Contrairement à ce que nous avons vu au chapitre précédent, les difficultés viendront moins de l'association des deux modèles que du convertisseur électronique. En effet, le transformateur est toujours alimenté en triphasé et les courants secondaires sont à valeur moyenne nulle. Par contre, le PD3 est difficile à décrire complètement parce que le nombre de configurations est élevé (50) et les transitions entre ces étapes nécessitent une étude approfondie. Aussi, consacrerons nous une part importante de ce chapitre à l'obtention d'un modèle réaliste du PD3 avant d'aborder son association au transformateur triphasé.

1. Modèle numérique du PD3

L'objet de cette étude est de présenter un modèle numérique du montage redresseur en pont triphasé permettant de prévoir et d'analyser le comportement de ce montage aussi bien en fonctionnement normal qu'en régime troublé(défaut de commande par exemple).

L'établissement du modèle passe par une modélisation complète du montage basée sur l'analyse de son comportement et plus particulièrement des commutations. Les différentes configurations électriques sont répertoriées puis regroupées en classes. Le graphe de fonctionnement est ensuite élaboré en tenant compte de toutes les commutations possibles.

1.1 Montage. Notations. Hypothèses

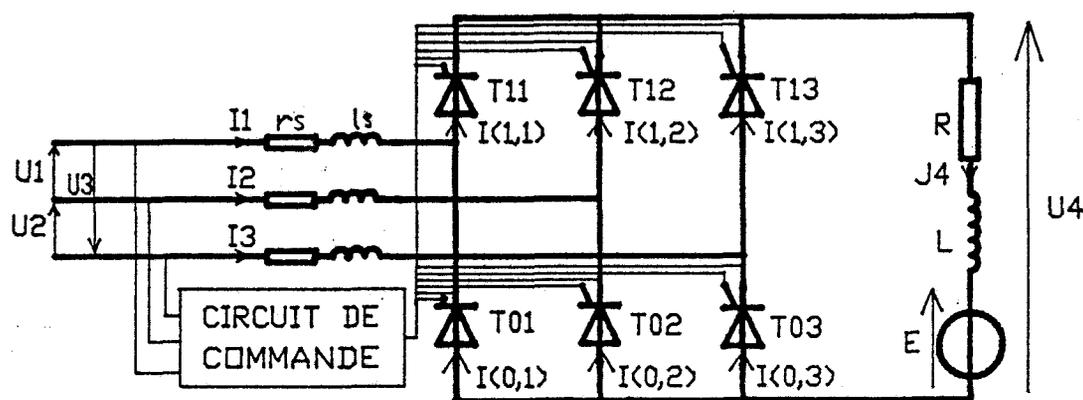


figure 5.1

Sur la figure 5.1, r_s et l_s représentent les résistances et inductances de ligne supposées identiques pour les trois phases.

Chaque thyristor est défini par deux indices: $s \in \{0,1\} = \{\text{inférieur, supérieur}\}$ et $k \in \{1,2,3\}$ indice de bras. La tension aux bornes de chaque thyristor est notée $U_T(S,K)$, le courant qui le traverse $I(S,K)$. Les éléments redresseurs sont supposés parfaits: le thyristor s'amorce dès que la tension à ses bornes est positive et dès qu'il y a une impulsion sur sa gâchette. Il se bloque dès que le courant qui le traverse s'annule. La chute de tension à l'état passant et le courant de fuite sont négligés. Chaque thyristor est commandé par une impulsion $G(S,K)$ sur sa gâchette. $G(S,K)$ vaut 1 en présence d'impulsion et vaut 0 sinon. Ces impulsions sont générées par le circuit de commande synchronisé sur le réseau.

1.2 Analyse du fonctionnement /27//46//47/

1.2.1 Description fonctionnelle

Pour arriver aux configurations qui apparaissent dans un convertisseur à 6 in-

interrupteurs, il convient de retenir parmi les $2^6 = 64$ combinaisons possibles, celles qui correspondent aux connexions physiquement réalisables. Pour ce montage 50 configurations ont été retenues. Les conditions d'évolution sont recensées en éliminant les impossibilités et en évitant les a priori. Nous avons retenu comme hypothèse la non-simultanéité de deux événements (amorçage et blocage d'un thyristor. Il est néanmoins possible d'observer l'amorçage ou le blocage simultané de deux éléments). Un graphe représentant les 50 configurations serait énorme et peu exploitable. Pour réduire ce graphe, on regroupe ces 50 configurations en 11 classes de fonctionnement (tableau 5.1). Une configuration est alors définie par le numéro de classe et les valeurs de S et K.

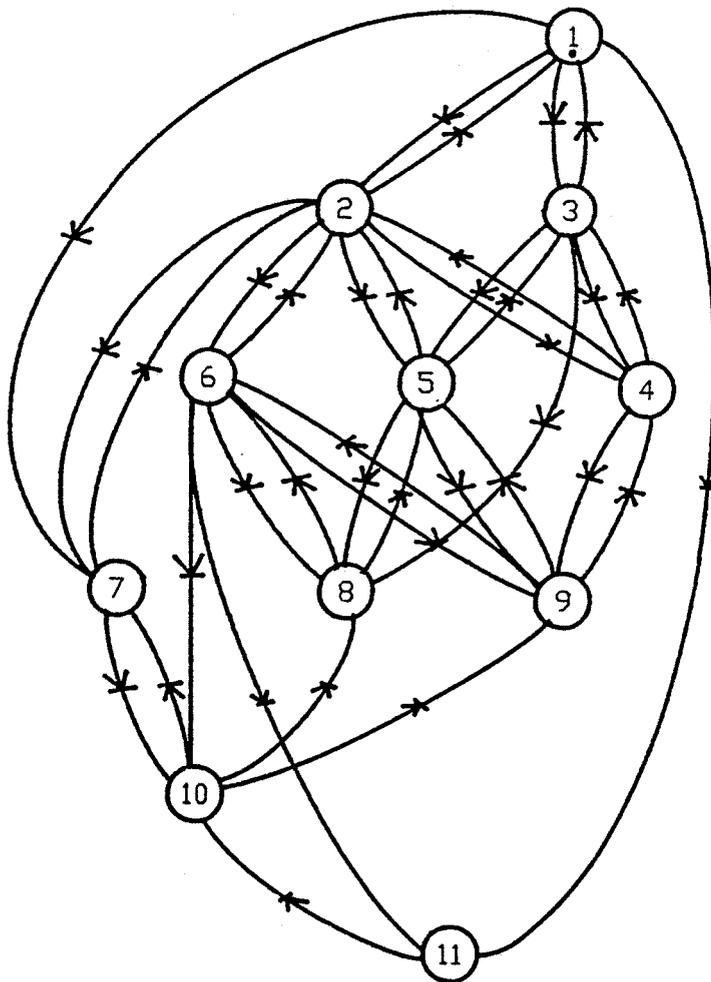


figure 5.2 Graphe de fonctionnement réduit

Le graphe de fonctionnement réduit (figure 5.2) décrit toutes les possibilités

Classe	éléments conducteurs	nombre de configurations	Notation condensée	Nombre d'éléments conducteurs
1	Aucun	1	----	0
2	T01 T12 T02 T13 T03 T11 T11 T02 T12 T03 T13 T01	6	TSK-TS+1K+1	2
3	T01 T11 T02 T12 T03 T13	3	TSK-TS+1K	2
4	T01 T11 T12 T02 T12 T13 T03 T13 T11 T11 T01 T02 T12 T02 T03 T13 T03 T01	6	TSK-TS+1K-TS+1K+1	3
5	T01 T11 T02 T02 T12 T03 T03 T13 T01 T11 T01 T12 T12 T02 T13 T13 T03 T11	6	TSK-TS+1K-TSK+1	3
6	T01 T12 T03 T02 T13 T01 T03 T11 T02 T11 T02 T13 T12 T03 T11 T13 T01 T12	6	TSK-TS+1K+1-TSK+2	3
7	T01 T11 T02 T12 T02 T12 T03 T13 T03 T13 T01 T11	3	TSK-TS+1K-TSK+1-TS+1K+1	4
8	T01 T11 T12 T03 T02 T12 T13 T01 T03 T13 T11 T02 T11 T01 T02 T13 T12 T02 T03 T11 T13 T03 T01 T12	6	TSK-TS+1K-TS+1K+1-TSK+2	4
9	T01 T11 T12 T13 T02 T12 T13 T11 T03 T13 T11 T02 T11 T01 T02 T03 T12 T02 T03 T01 T13 T03 T01 T02	6	TSK-TS+1K-TS+1K+1-TS+1K+2	4
10	T01 T11 T02 T12 T13 T02 T12 T03 T13 T11 T03 T13 T01 T11 T12 T11 T01 T12 T02 T03 T12 T02 T13 T03 T01 T13 T03 T11 T01 T02	6	TSK-TS+1K-TSK+1-TS+1K+1-TS+1K+2	5
11	T01 T11 T02 T12 T03 T13	1	TSK-TS+1K-TSK+1-TS+1K+1-TSK+2-TS+1K+2	6

tableau 5.1

d'enchaînement des configurations. Les réceptivités associées à ce graphe sont précisées dans le tableau 5.2.

Classe initiale	Réceptivité	classe suivante
1	$FT(S,K)=1 \ \& \ FT(S+1,K+1)=1$	2
	$FT(S,K)=1 \ \& \ FT(S+1,K)=1$	3
	$FT(S,K)=1 \ \& \ FT(S+1,K+1)=1 \ \& \ FT(S,K+1)=1 \ \& \ FT(S+1,K)=1$	7
	$FT(S,K)=1 \ \& \ FT(S+1,K+1)=1 \ \& \ FT(S,K+2)=1 \ \& \ FT(S,K+1)=1 \ \& \ FT(S+1,K)=1 \ \& \ FT(S+1,K+2)=1$	11
2	$I(S,K) = 0 \ \vee$	1
	$FT(S+1,K)=1$	4
	$FT(S,K+1)=1$	5
	$FT(S,K+2)=1$	6
3	$I(S,K) = 0 \ \vee$	1
	$FT(S+1,K+1)=1$	4
	$FT(S,K+1)=1$	5
	$(FT(S,K+1)=1 \ \& \ FT(S+1,K+2)=1) \ + \ (FT(S+1,K+1)=1 \ \& \ FT(S,K+2)=1)$	8
4	$I(S+1,K) = 0 \ \vee$	2
	$I(S+1,K+1) = 0 \ \vee$	3
	$FT(S,K+2)=1$	8
	$FT(S+1,K+2)=1$	9
5	$I(S,K+1) = 0 \ \vee$	2
	$I(S,K) = 0 \ \vee$	3
	$FT(S+1,K+2)=1$	8
	$FT(S,K+2)=1$	9

6	$I(S,K)=0 \vee + I(S,K+2)=\vee$	6
	$FT(S+1,K)=1 + FT(S+1,K+2)=1$	8
	$FT(S,K+1)=1$	9
	$(FT(S+1,K)=1 \ \& \ FT(S,K+1)=1)+(FT(S+1,K)=1 \ \& \ FT(S+1,K+2)=1)+(FT(S,K+1)=1 \ \& \ FT(S+1,K+2)=1)$	10
	$FT(S+1,K)=1 \ \& \ FT(S,K+1)=1 \ \& \ FT(S+1,K+2)=1$	11
7	$I(S,K)=0 \vee + I(S,K+1)=0 \vee$	2
	$FT(S,K+2)=1$	10
8	$I(S,K+2)=0 \vee$	4
	$I(S+1,K+1)=0 \vee$	5
	$I(S,K)=0 \vee + I(S+1,K)=0 \vee$	6
9	$I(S+1,K+2)=0 \vee$	4
	$I(S+1,K+1)=0 \vee$	5
	$I(S+1,K)=0 \vee$	6
10	$I(S+1,K+2)=0 \vee$	7
	$I(S+1,K)=0 \vee + I(S+1,K+1)=0 \vee$	8
	$I(S,K)=0 \vee + I(S,K+1)=0 \vee$	9
11	$I(S,K)=0 \vee + I(S+1,K)=0 \vee + I(S,K+1)=0 \vee + I(S+1,K+1)=0 \vee + I(S,K+2)=0 \vee + I(S+1,K+2)=0 \vee$	10

tableau 5.2

Le réseau de Pétri est un graphe d'état (une seule place marquée). Il est nécessaire de connaître pour chaque classe la valeur de tous les courants et tensions, afin de choisir la configuration du montage à l'instant suivant.

1.2.2 Equations de fonctionnement

Pour toutes les classes, la tension aux bornes de la charge s'écrit:

$$U_4 = R.J_4 + L.\overset{\circ}{J}_4 + E$$

Pour chaque configuration, nous donnons dans le tableau 5.3, le schéma équivalent, les courants choisis comme variables d'état lors de la résolution des équations, l'expression des autres courants et la tension aux bornes des interrupteurs bloqués.

schema equivalent	Equations	Autres courants	tensions
			$U_T(S,K) = (2S-1) \frac{U(K) - U(K+2)}{3} - \frac{U_4}{2}$
	$i(S,K) = \frac{2rs+R}{2s+L} i(S,K) + \frac{(2S-1)}{2s+L} U(K) - \frac{E}{2s+L}$	$i(S+1,K+1) = i(S,K)$ $J_4 = i(S,K)$	$U_T(S,K) = U_T(S+1,K) = -U_4$ $U_T(S,K+2) = (1-2S) \left(U(K+1) + \frac{U(K)}{2} \right) - \frac{U_4}{2}$ $U_T(S+1,K+2) = (2S-1) \left(U(K+1) + \frac{U(K)}{2} \right) - \frac{U_4}{2}$
	$i(S,K) = -\frac{R}{L} i(S,K) - \frac{E}{L}$	$i(S+1,K) = i(S,K)$ $J_4 = i(S,K)$	$U_T(S,K+1) = (1-2S)U(K)$ $U_T(S+1,K+1) = (2S-1)U(K)$ $U_T(S,K+2) = (2S-1)U(K+2)$ $U_T(S+1,K+2) = (1-2S)U(K+2)$
	$\begin{bmatrix} i(S,K) \\ i(S+1,K+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{rs}{ls} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i(S,K) \\ i(S+1,K+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{2S-1}{2s} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U(K) \\ E \end{bmatrix}$	$i(S+1,K) = i(S,K) - i(S+1,K+1)$ $J_4 = i(S,K)$	$U_T(S,K+1) = -U_4$ $U_T(S,K+2) = (1-2S) \left(U(K+1) + \frac{U(K)}{2} \right)$ $U_T(S+1,K+2) = (2S-1) \left(U(K+1) + \frac{U(K)}{2} \right)$
	$\begin{bmatrix} i(S,K) \\ i(S+1,K+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{rs}{ls} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i(S,K) \\ i(S+1,K+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{2S-1}{2s} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U(K) \\ E \end{bmatrix}$	$i(S,K+1) = i(S+1,K+1) - i(S,K)$ $J_4 = i(S+1,K+1)$	$U_T(S+1,K) = -U_4$ $U_T(S,K+2) = (1-2S) \left(U(K+1) + \frac{U(K)}{2} \right)$ $U_T(S+1,K+2) = (2S-1) \left(U(K+1) + \frac{U(K)}{2} \right)$
	$\begin{bmatrix} i(S,K) \\ i(S+1,K+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{rs}{ls} & -\frac{Rls-rsL}{ls(3ls+2L)} \\ 0 & -\frac{2R+3rs}{3ls+2L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i(S,K) \\ i(S+1,K+1) \end{bmatrix} + \frac{1}{3ls+2L} \begin{bmatrix} \frac{(2ls+L)(2S-1)}{ls} & \frac{(ls+L)(2S-1)}{ls} & -1 \\ 2S-1 & 1-2S & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U(K) \\ U(K+1) \\ E \end{bmatrix}$	$i(S,K+2) = i(S+1,K+1) - i(S,K)$ $J_4 = i(S+1,K+1)$	$U_T(S+1,K) = U_T(S,K+1) = U_T(S+1,K+2) = -U_4$

	$\begin{bmatrix} \overset{\circ}{i}(S,K) \\ \overset{\circ}{i}(S+1,K+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{sL}+Ri_s}{2i_{sL}} & \frac{r_{sL}-Ri_s}{2i_{sL}} \\ \frac{r_{sL}-Ri_s}{2i_{sL}} & -\frac{r_{sL}+Ri_s}{2i_{sL}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i(S,K) \\ i(S+1,K+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{2S-1}{4i_s} & -\frac{1}{4i_s} \\ \frac{1-2S}{4i_s} & \frac{1}{4i_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U(K) \\ E \end{bmatrix}$	$\begin{aligned} i(S,K) &= i(S,K+1) \\ i(S+1,K+1) &= i(S,K) \\ J_4 &= i(S,K) + i(S,K+1) \end{aligned}$	$\begin{aligned} UT(S,K+2) &= (1-2S)U(K+1) + \frac{U(K)}{2} \\ UT(S+1,K+2) &= (2S-1)U(K+1) + \frac{U(K)}{2} \end{aligned}$
	$\begin{bmatrix} \overset{\circ}{i}(S,K) \\ \overset{\circ}{i}(S+1,K+1) \\ \overset{\circ}{i}(S,K+2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & \frac{r_{sL}-Ri_s}{i_{sL}} \\ 0 & -\frac{r_s}{i_s} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_s}{i_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i(S,K) \\ i(S+1,K+1) \\ i(S,K+2) \end{bmatrix} + \frac{1}{3i_s} \begin{bmatrix} 2S-1 & 2(2S-1) & 1 \\ 2S-1 & 1-2S & 0 \\ 1-2S & 2(1-2S) & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U(K) \\ U(K+1) \\ E \end{bmatrix}$	$\begin{aligned} i(S+1,K) &= i(S,K) + i(S,K+2) - i(S+1,K+1) \\ J_4 &= i(S,K) + i(S,K+2) \end{aligned}$	$UT(S,K+1) = UT(S+1,K+2) = -U_4$
	$\begin{bmatrix} \overset{\circ}{i}(S,K) \\ \overset{\circ}{i}(S+1,K+1) \\ \overset{\circ}{i}(S+1,K+2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_s}{i_s} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_s}{i_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i(S,K) \\ i(S+1,K+1) \\ i(S+1,K+2) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L} \\ \frac{2S-1}{3i_s} & \frac{1-2S}{3i_s} & 0 \\ \frac{2S-1}{3i_s} & \frac{2(2S-1)}{3i_s} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U(K) \\ U(K+1) \\ E \end{bmatrix}$	$\begin{aligned} i(S+1,K) &= i(S,K) - i(S+1,K+2) - i(S+1,K+1) \\ J_4 &= i(S,K) \end{aligned}$	$UT(S,K+1) = UT(S,K+2) = -U_4$
	$\begin{bmatrix} \overset{\circ}{i}(S,K) \\ \overset{\circ}{i}(S,K+1) \\ \overset{\circ}{i}(S+1,K+2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{sL}+Ri_s}{2i_{sL}} & \frac{r_{sL}-Ri_s}{2i_{sL}} & 0 \\ \frac{r_{sL}-Ri_s}{2i_{sL}} & -\frac{r_{sL}+Ri_s}{2i_{sL}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_s}{i_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i(S,K) \\ i(S,K+1) \\ i(S+1,K+2) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{2S-1}{4i_s} & 0 & -\frac{1}{2L} \\ \frac{1-2S}{4i_s} & 0 & -\frac{1}{2L} \\ \frac{2S-1}{3i_s} & \frac{2(2S-1)}{3i_s} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U(K) \\ U(K+1) \\ E \end{bmatrix}$	$\begin{aligned} i(S+1,K) &= i(S,K+1) + \frac{i(S+1,K+2)}{2} \\ i(S+1,K+1) &= i(S,K) - \frac{i(S+1,K+2)}{2} \end{aligned}$	$UT(S,K+2) = -U_4$
	$\begin{bmatrix} \overset{\circ}{i}(S,K) \\ \overset{\circ}{i}(S,K+1) \\ \overset{\circ}{i}(S,K+2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{Ri_s+2r_{sL}}{3i_{sL}} & \frac{r_{sL}-Ri_s}{3i_{sL}} & \frac{r_{sL}-Ri_s}{3i_{sL}} \\ \frac{r_{sL}-Ri_s}{3i_{sL}} & -\frac{Ri_s+2r_{sL}}{3i_{sL}} & \frac{r_{sL}-Ri_s}{3i_{sL}} \\ \frac{r_{sL}-Ri_s}{3i_{sL}} & \frac{r_{sL}-Ri_s}{3i_{sL}} & -\frac{Ri_s+2r_{sL}}{3i_{sL}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i(S,K) \\ i(S,K+1) \\ i(S,K+2) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{2S-1}{3i_s} & \frac{2S-1}{6i_s} & \frac{1}{3L} \\ \frac{1-2S}{6i_s} & \frac{2S-1}{6i_s} & \frac{1}{3L} \\ \frac{1-2S}{6i_s} & \frac{1-2S}{6i_s} & \frac{1}{3L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U(K) \\ U(K+1) \\ E \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i(S+1,K) \\ i(S+1,K+1) \\ i(S+1,K+2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{2}{3} \\ \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \\ \frac{2}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i(S,K) \\ i(S,K+1) \\ i(S,K+2) \end{bmatrix}$	

1.2.3 Conditions d'évolution

En analysant le graphe de fonctionnement réduit, on remarque que pour une classe donnée, le pointeur peut généralement évoluer vers plusieurs classes. La difficulté vient du fait que plusieurs conditions d'évolution peuvent être validées simultanément. Il faut donc, pour lever l'ambiguïté, établir une relation d'ordre entre les diverses possibilités d'évolution alors que cette hiérarchie n'intervient pas sur le graphe.

On regarde d'abord si un courant s'annule, sinon, on cherche parmi les tensions aux bornes des interrupteurs commandés la plus positive ou le couple de tensions les plus élevées qui aiguille le pointeur vers la classe suivante.

1.3 Cas de la classe 1

1.3.1 Position du problème

Dans la classe 1 (aucun élément conducteur), la tension aux bornes des interrupteurs est donnée par $UT(S,K) = (2S-1) \frac{U(K)-U(K+2)}{3} - \frac{U4}{2}$. Cette expression a été obtenue en supposant que tous les interrupteurs présentent la même impédance, très élevée par rapport aux autres impédances du montage. Pour sortir de la classe 1, il faut qu'il y ait deux interrupteurs à tension positive commandés. Traçons la tension aux bornes des interrupteurs dans le cas du PD3 à diodes sur charge RE en conduction discontinue. Lorsque deux diodes conduisent, la tension aux bornes des autres s'écrit:

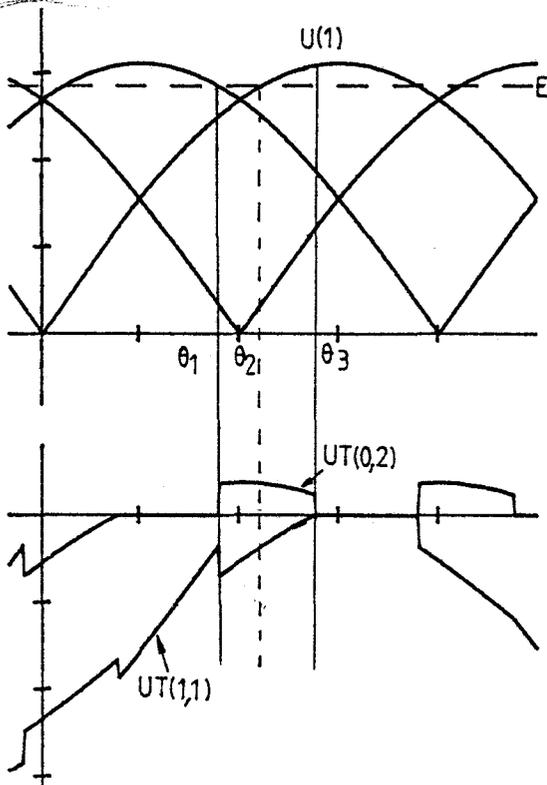


figure 5.3

$$UT(S,K+1) = UT(S+1,K) = -U4$$

$$UT(S,K+2) = (1-2S)(U(K+1) + \frac{U(K)}{2}) - \frac{U4}{2} \quad (5.1)$$

$$UT(S+1,K+2) = (2S-1)(U(K+1) + \frac{U(K)}{2}) - \frac{U4}{2}$$

En $\vartheta = \vartheta_1^-$, D02 et D03 conduisent. A $\vartheta = \vartheta_1$, le courant dans la charge s'annule et les deux diodes se bloquent.

Tous les interrupteurs sont bloqués. On calcule $UT(0,2)$ et $UT(1,1)$ grâce à la formule générale de la classe 1.

$$UT(0,2) = \frac{U(1)-U(2)}{3} - \frac{U4}{2}$$

$$UT(1,1) = \frac{U(1)-U(3)}{3} - \frac{U4}{2}$$

Le tracé de ces tensions (figure 5.3) amène deux remarques:

- La tension aux bornes de la diode D02 est positive.

- La mise en conduction de D11 et D02 se produit lorsque les deux tensions sont positives c'est à dire en $\vartheta = \vartheta_3$.

En pratique (figure 5.7), la tension aux bornes de D02 reste nulle et la tension aux bornes de D11 devient positive en ϑ_2 et non ϑ_3 .

Ces deux remarques nous obligent à remettre en question, dans certaines configurations, l'hypothèse de calcul des tensions aux bornes des interrupteurs bloqués: impédances identiques et très élevées.

1.3.2 Calcul des tensions aux bornes des interrupteurs bloqués.



figure 5.4

Nous avons idéalisé les caractéristiques des semi-conducteurs en leur associant un modèle binaire: $i > 0, v = 0$ et $v < 0, i = 0$, c'est-à-dire $r = 0$ et $r \rightarrow \infty$ correspondant aux états passant et bloqué (figure 5.4).

Dans le cas du PD3 en conduction discontinue, cette hypothèse associée aux conditions de mise en conduction des diodes (deux tensions positives) entraîne une tension positive aux bornes d'une seule diode.

Pour éviter cet aléa, nous associerons à la diode D dont la tension aux bornes devient positive, une résistance nulle alors que celle-ci est bloquée. Dans le schéma équivalent au montage, la diode D alors assimilée à une connexion, modifie le calcul des tensions aux bornes des autres diodes (figure 5.5).

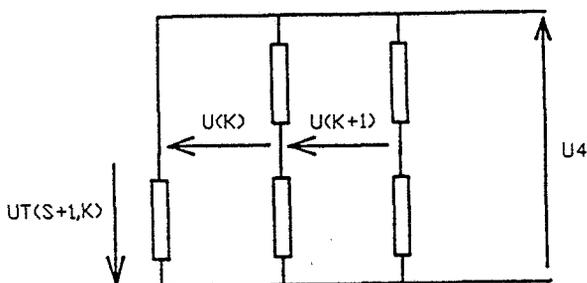


figure 5.5

$$\begin{aligned}
 &U_T(S,K) = 0 \\
 &-U_T(S+1,K) = U_4 \\
 &U_T(S,K+1) = (1-2S)U(K) \\
 &U_T(S+1,K+1) = (2S-1)U(K) - U_4 \quad (5.2) \\
 &U_T(S,K+2) = (2S-1)U(K+2) \\
 &U_T(S+1,K+2) = (1-2S)U(K+2) - U_4
 \end{aligned}$$

L'évolution de la classe 1 vers une autre classe est alors obtenue par la procédure suivante (figure 5.6).

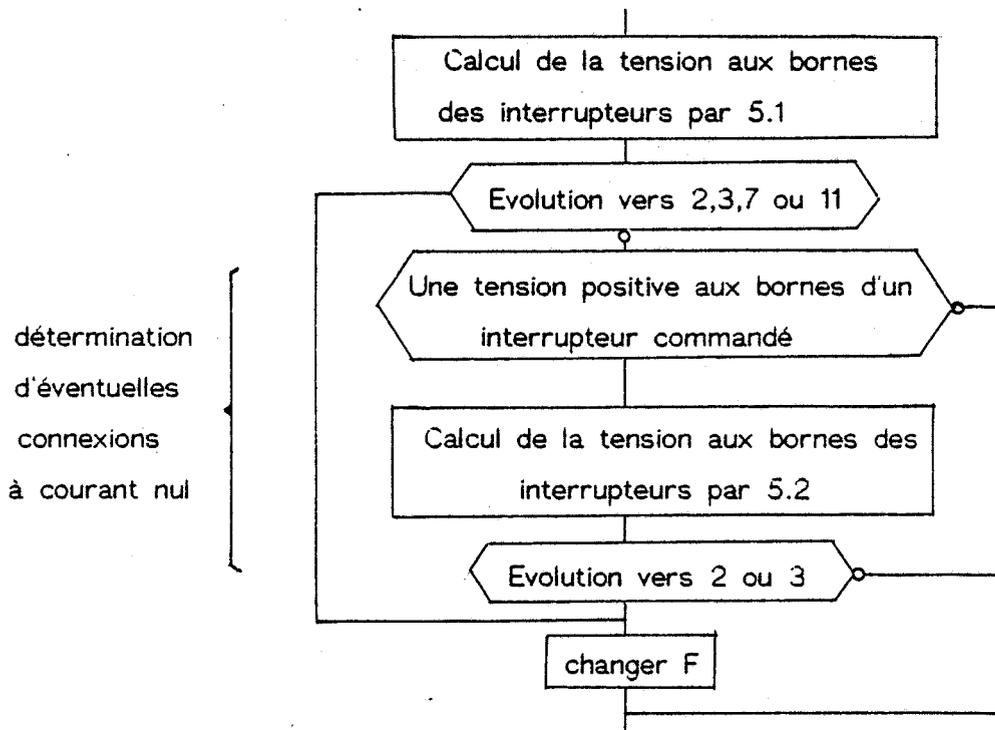


figure 5.6

L'application de cette méthode au PD3 sur charge RE en conduction discontinue donne les résultats présentés à la figure 5.7.

La tension aux bornes de la diode D01 ainsi que la tension aux bornes de la charge sont conformes aux résultats expérimentaux.

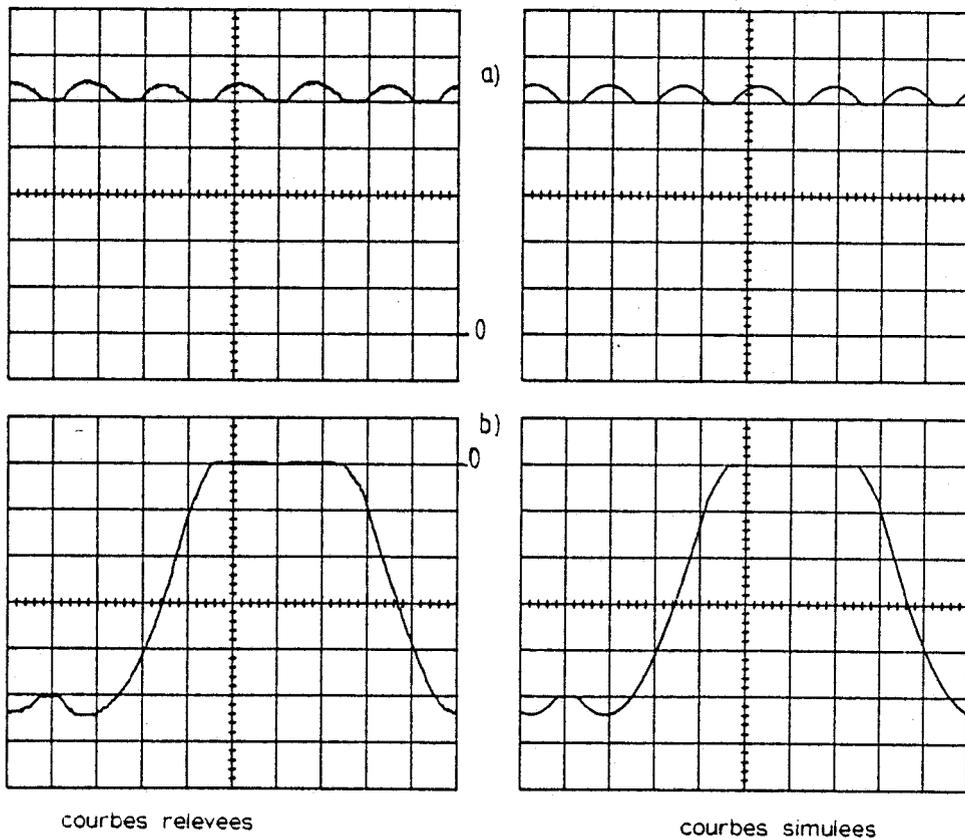
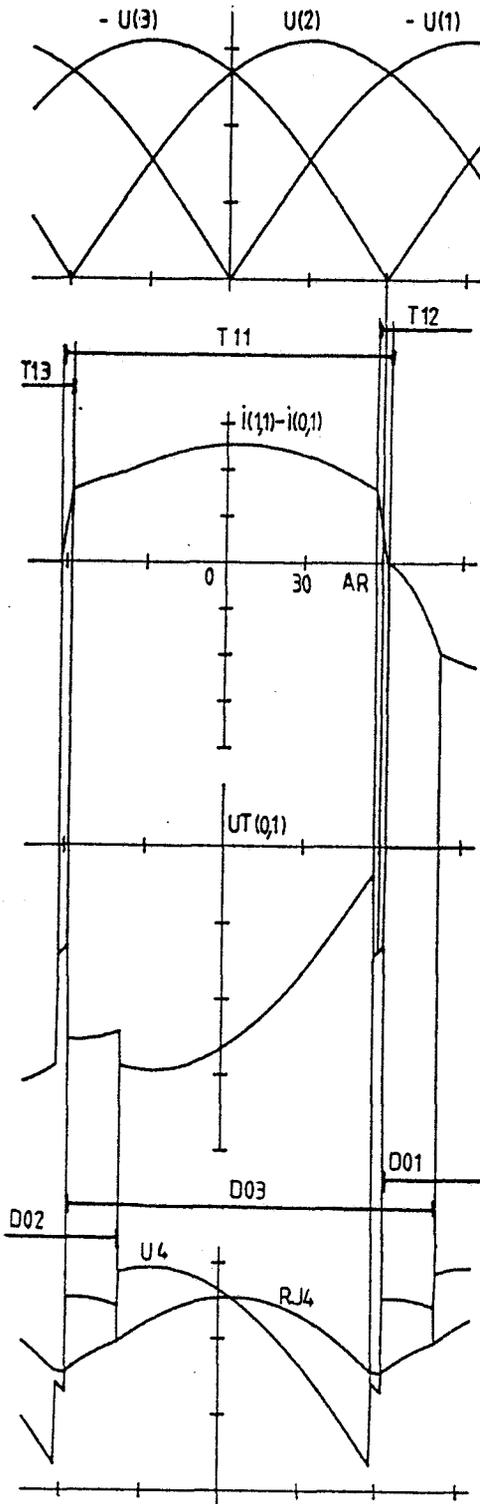


figure 5.7 PD3 sur charge RE a) U4 10V/div b) UT(0.1) 10V/div

1.4 Modifications

Nous avons écarté, lors de l'élaboration du graphe, la possibilité de simultanéité de deux événements. Cette hypothèse semble logique lorsqu'on étudie le montage en tenant compte des inductances du réseau (phénomène d'empiétement). Or il est possible d'observer des commutations instantanées malgré la présence d'inductances de ligne. Prenons le cas du PD3 mixte où le retard à l'amoçage est légèrement inférieur à 60° .



Nous prendrons comme origine des phases le passage par zéro par valeur croissante de $-U(1)$, instant de commutation naturelle de $T12$. $T11$ et $D03$ conduisent. La tension aux bornes de la charge est alors $U_4 \approx -U(3)$. En $\vartheta = AR < 60^\circ$, $T12$ reçoit une impulsion sur sa gâchette et se met à conduire car la tension à ses bornes ($-U(1)$) est positive. $T11$, $T12$ et $D03$ conduisent donc simultanément. Si on applique les règles classiques de mise en conduction des diodes/48/, $D01$ devrait se mettre à conduire dès que $-U(3)$ s'annule, c'est à dire en $\vartheta = 60^\circ$. Or, $U_{T(0,1)} = -U_4 < 0$. $D01$ ne peut donc pas entrer en conduction. Dès que le courant dans $T11$ s'annule, celui-ci se bloque et la tension aux bornes de $D01$ devient $U(3)$ qui est positive. La diode $D01$ s'amorce donc instantanément dès que $T11$ se bloque.

Une commutation de même nature se reproduit deux autres fois par période: $T12-D02$ et $T13-D03$.

On observe donc le passage d'une configuration à trois semi-conducteurs passants $T11, T12$ et $D03$ vers une configuration à trois semi-conducteurs $T12, D03$ et $D01$, donc le passage instantané de la classe 6 vers la classe 6.

figure 5.8

La transition mise en évidence ne figure pas sur le graphe de fonctionnement. Sur ce graphe, le passage de la classe 6 à la classe 6 ne peut pas se faire instantanément mais uniquement à travers une autre classe. Pour l'exemple envisagé, on aurait les transitions $6 \rightarrow 2 \rightarrow 6$. Lorsque le pointeur arrive en 2, la tension aux bornes de D01 devient positive, mais cette information n'est prise en compte qu'au pas de calcul suivant.

Pour éliminer cet aléa, on introduit dans le programme, lors d'un changement de classe, un test permettant de connaître l'état du système à l'instant suivant.

Pour notre exemple, lors du passage de la classe 6 vers la classe 2, les conditions d'évolution vers une autre classe sont testées immédiatement en prenant la précaution de mémoriser l'état du système et d'inhiber le temps. Si une réceptivité est vérifiée, on change le pointeur F avant de reprendre le programme principal. Ce test est réalisé par le sous-programme Inhib qui s'organise de la manière suivante (figure 5.9):

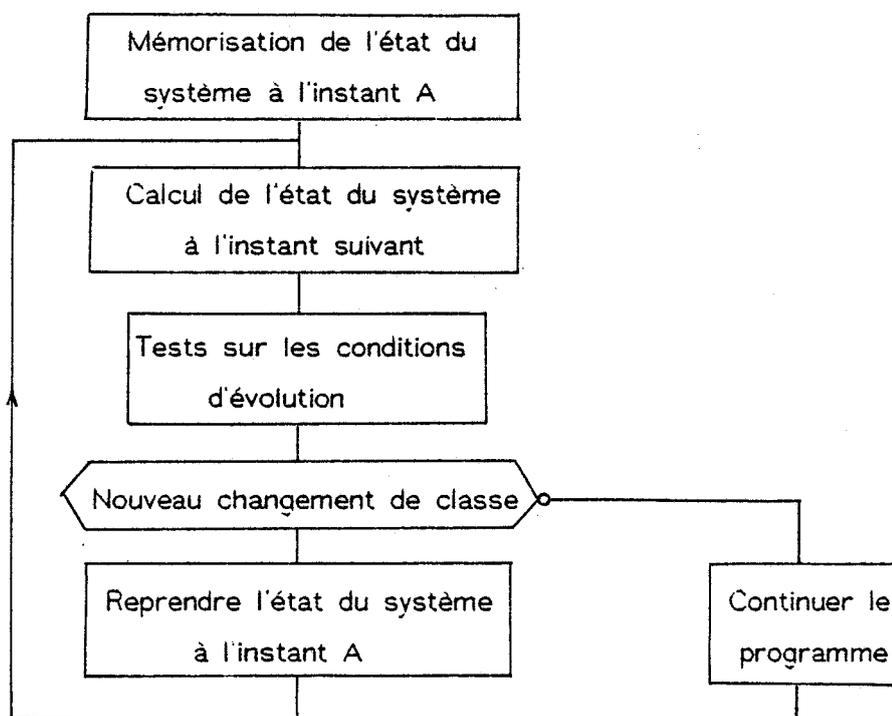


figure 5.9

L'accès au sous programme Inhib est effectué systématiquement dès qu'une transition est validée. Cette série de tests supplémentaires permet de s'assurer de la classe suivante et évite ainsi au pointeur de rester dans une configuration pendant un seul pas de calcul.

La figure 5.10 montre les résultats obtenus dans le cas du PD3 mixte dont les

thyristors sont commandés avec un retard à l'amorçage de 57° . Nous avons représenté le courant dans la phase 1, la tension aux bornes de la diode D01, la tension aux bornes de la charge et le courant dans la charge.

Les figures 5.12 à 5.15 illustrent d'autres exemples correspondant au PD3 mixte et au PD3 tout thyristors.

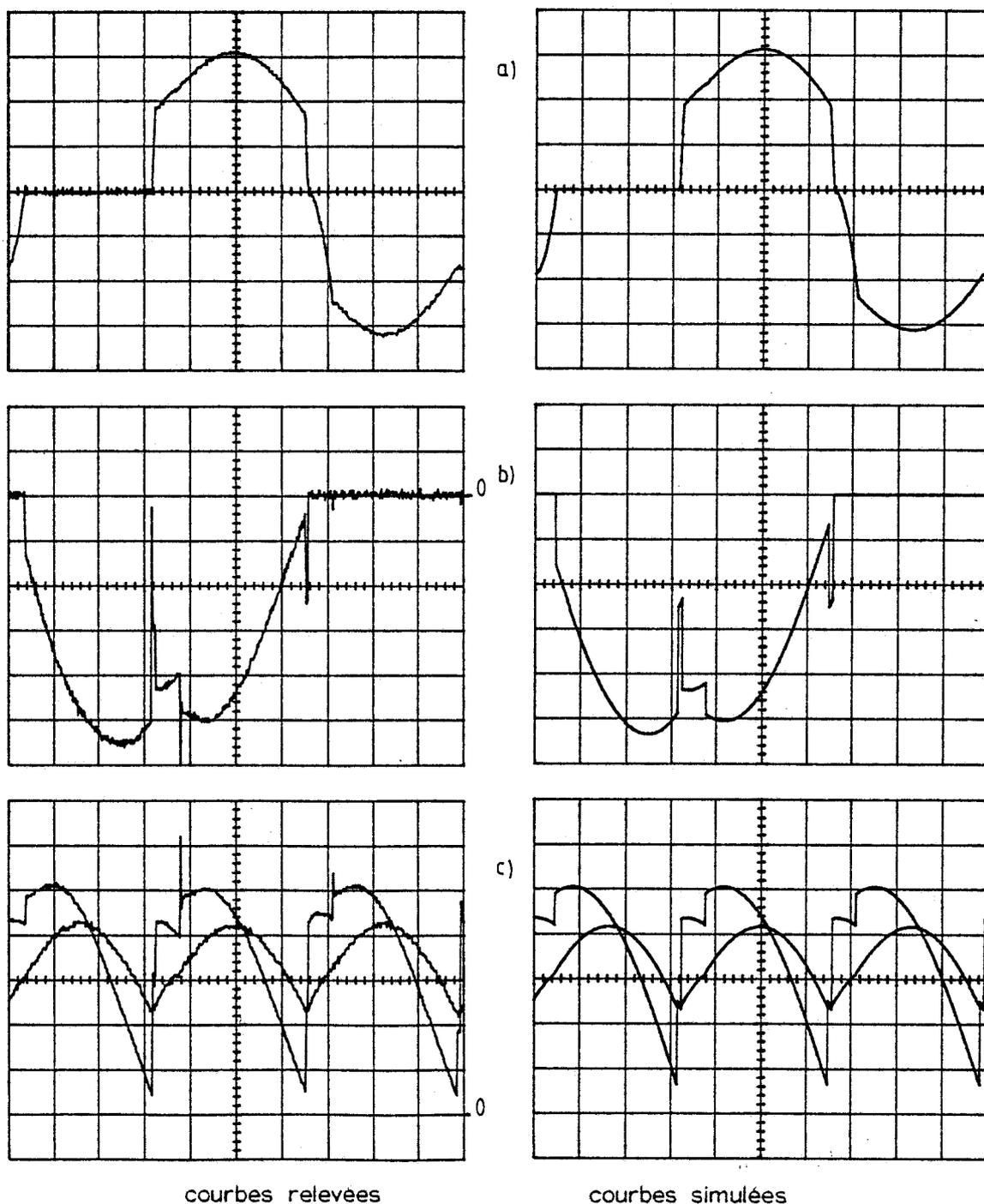


figure 5.10 PD3 mixte sur charge RL

a) i_1 1A/div b) $U_T(0.1)$ 20V/div c) U_4 et RJ_4 20V/div

La ressemblance entre les courbes relevées et les courbes simulées montre l'efficacité de la méthode et du modèle correspondant, à la fois pour la simulation du fonctionnement et l'analyse de certaines commutations.

II. Association transformateur triphasé-PD3 /49//50//51/

Nous ne nous étendrons pas sur l'association des deux modèles en vue de la simulation globale du transformateur associé au PD3 puisque la méthode générale est rigoureusement identique à l'association transformateur triphasé P3 étudiée au chapitre précédent (figure 4.6).

Nous avons représenté sur les figures 5.12 à 5.15 l'évolution des grandeurs primaires et secondaires dans le cas d'un couplage triangle-étoile (figure 5.11).

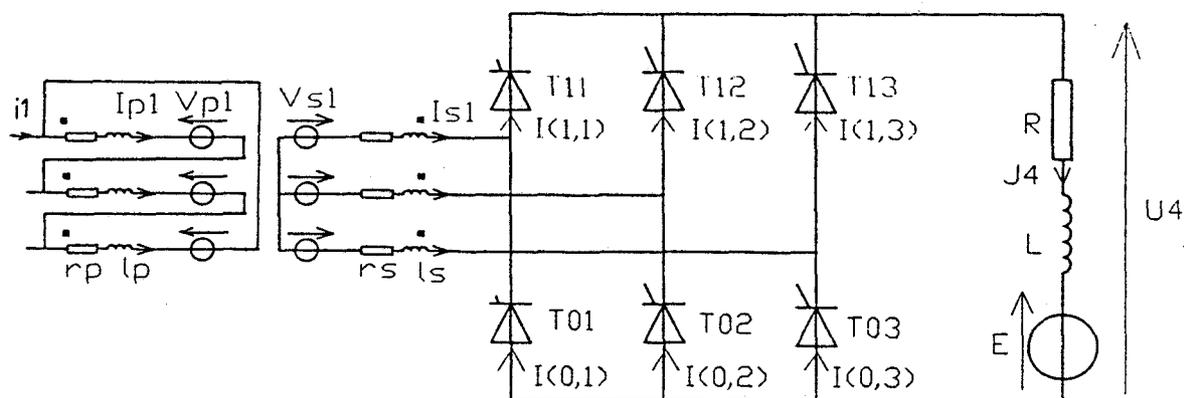


figure 5.11

Les courants secondaires sont déterminés à partir de la configuration électrique résultant des semi-conducteurs passants. Les courants secondaires sont à valeur moyenne nulle et leur somme est nulle.

Le passage des courants secondaires aux courants dans les enroulements primaires s'effectue en résolvant les équations magnétiques (3.4 à 3.6)

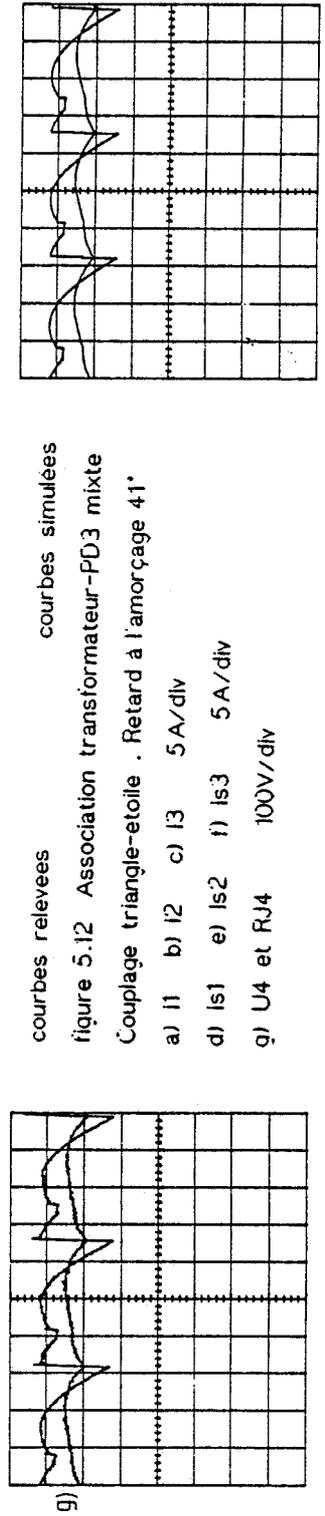
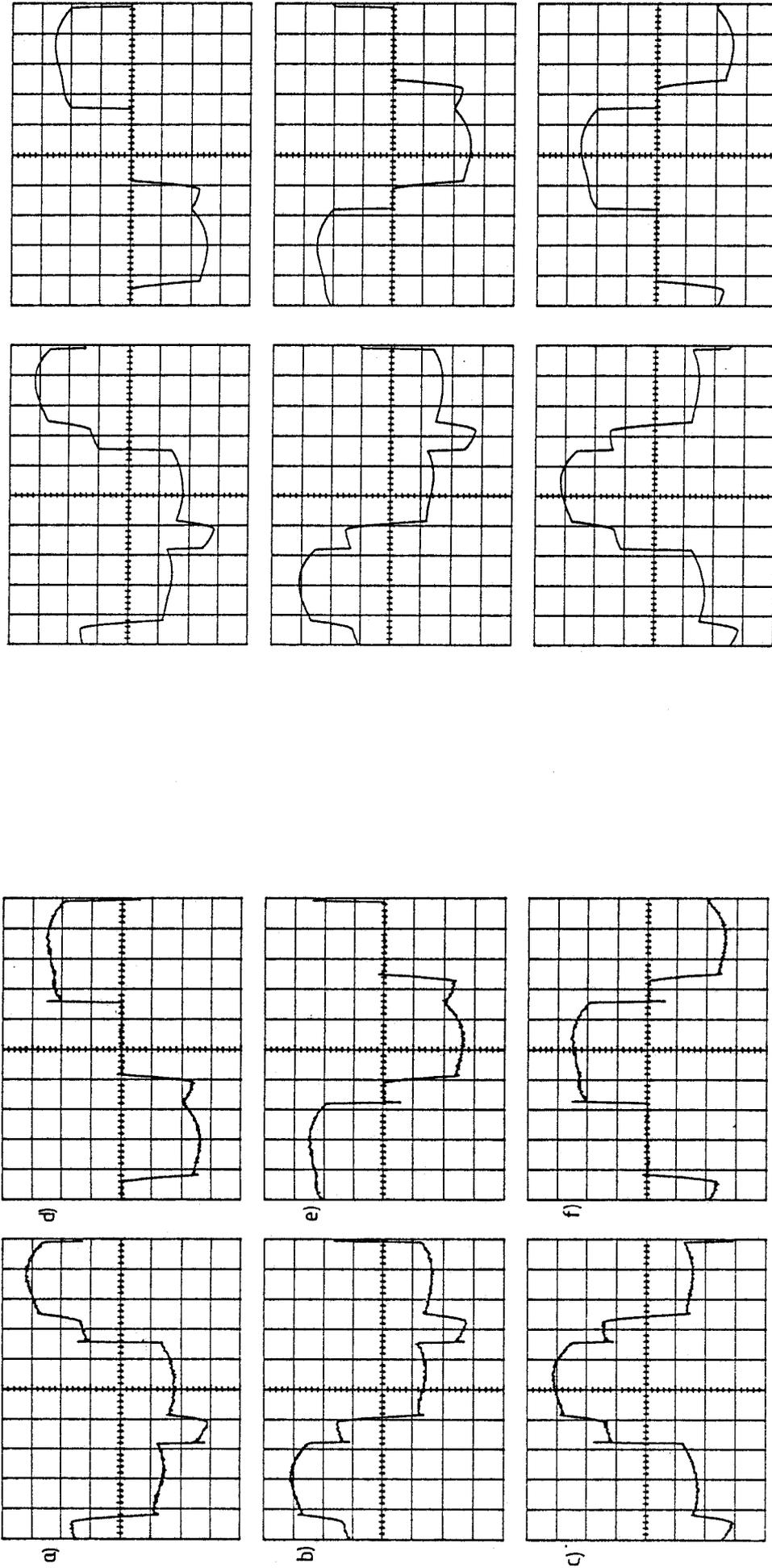
L'avantage de la modélisation du transformateur est que l'on tient compte lors de la résolution des équations magnétiques des caractéristiques $B(H)$ de chaque noyau et donc des dissymétries. Cela se traduit au niveau des résultats par des courants non identiques sur les trois phases primaires. Ces différences sont d'autant plus sensibles que le transformateur est faiblement chargé. Dans ces conditions, le courant magnétisant

et le courant secondaire ramené au primaire sont du même ordre de grandeur.

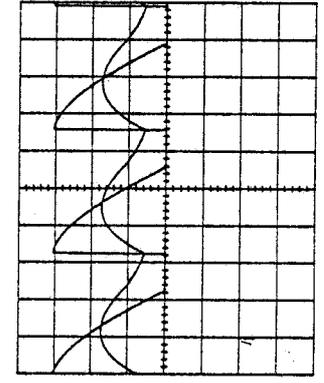
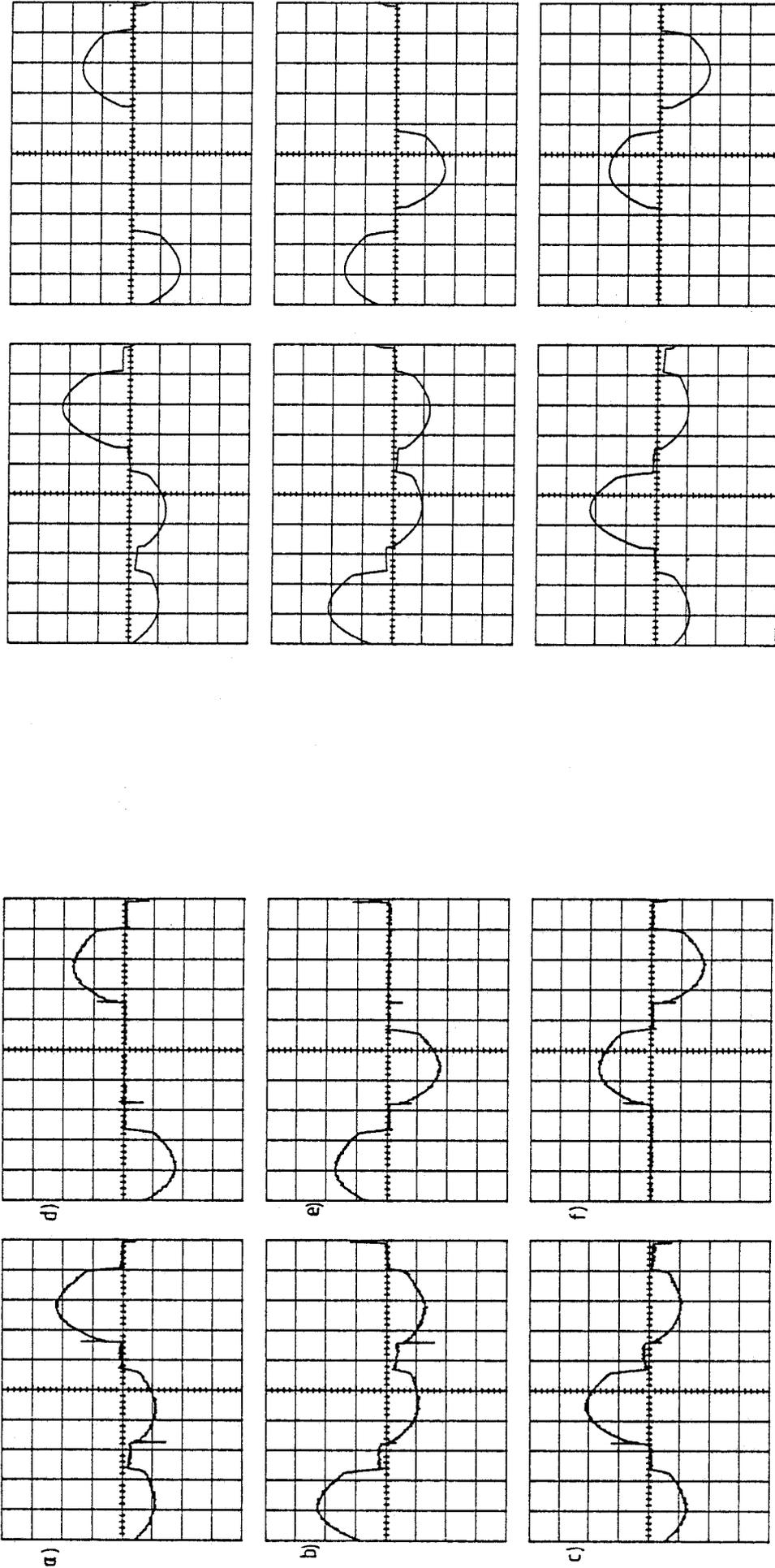
Néanmoins, les cycles sont décrits de manière symétrique car les courants secondaires sont à valeur moyenne nulle. Le déséquilibre des courants est donc moins marqué que dans le cas du P3. Le modèle permet par rapport aux méthodes classiques / 52 // 53 // 54 / d'affiner les résultats et d'obtenir des courbes simulées très proches des courbes expérimentales.

L'ensemble des résultats obtenus dans ce chapitre montre l'intérêt du modèle global pour la description des différents régimes de fonctionnement de la cascade transformateur triphasé-PD3. Cette modélisation apporte une amélioration dans la précision des grandeurs primaires et secondaires d'autant plus sensible que l'on se trouve à faible charge et permet également une aide à l'analyse et au comportement du montage qu'il est possible d'exploiter à des fins pédagogiques.

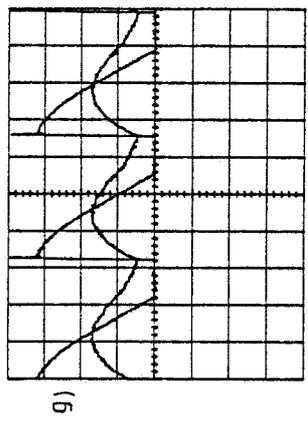
En outre, l'association des deux modèles ne pose pas de problèmes particuliers puisqu'elle se limite pratiquement à une juxtaposition des deux programmes. On peut donc chercher à améliorer l'une ou l'autre des deux parties sans que cela n'entraîne de modification profonde du programme initial.

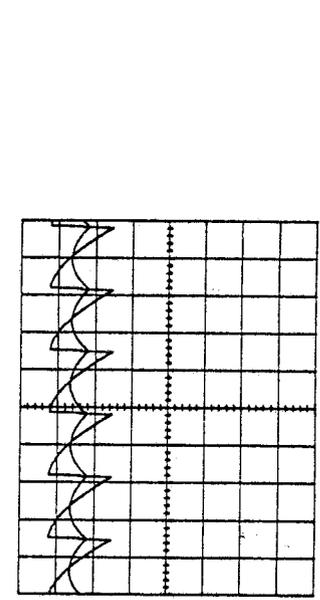
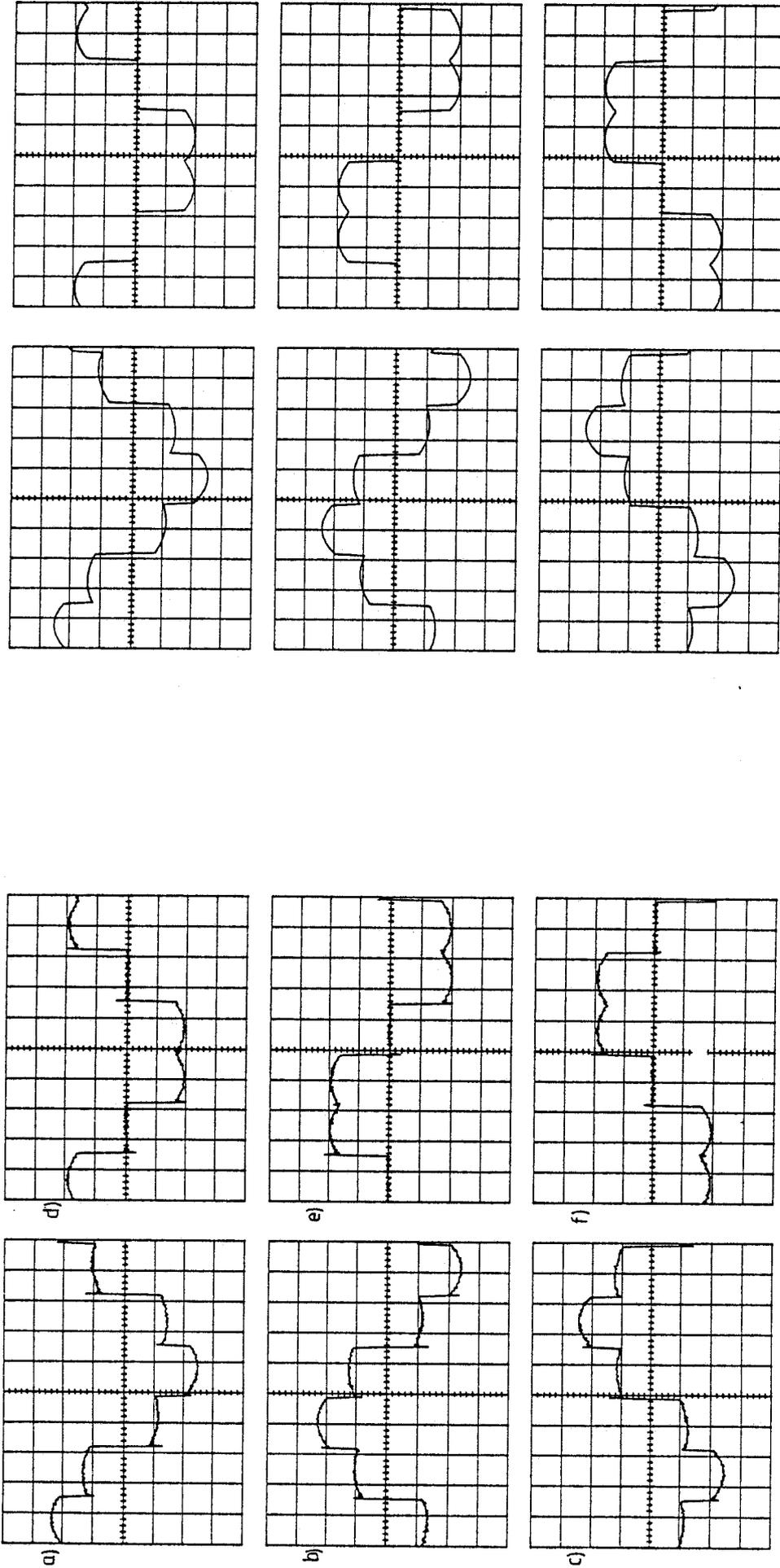


courbes relevees courbes simulees
 figure 5.12 Association transformateur-PD3 mixte
 Couplage triangle-etoile . Retard à l'amorçage 41°
 a) I1 b) I2 c) I3 5 A/div
 d) Is1 e) Is2 f) Is3 5 A/div
 g) U4 et RJ4 100V/div



courbes relevées courbes simulées
 figure 5.13 Association transformateur-PD3 mixte
 Couplage triangle-étoile . Retard à l'amorçage 103°
 a) I1 b) I2 c) I3 5 A/div
 d) Is1 e) Is2 f) Is3 5 A/div
 g) U4 et RJ4 100V/div





courbes relevees courbes simulees

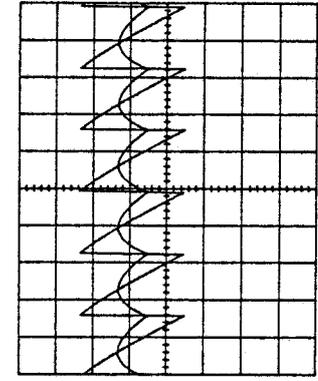
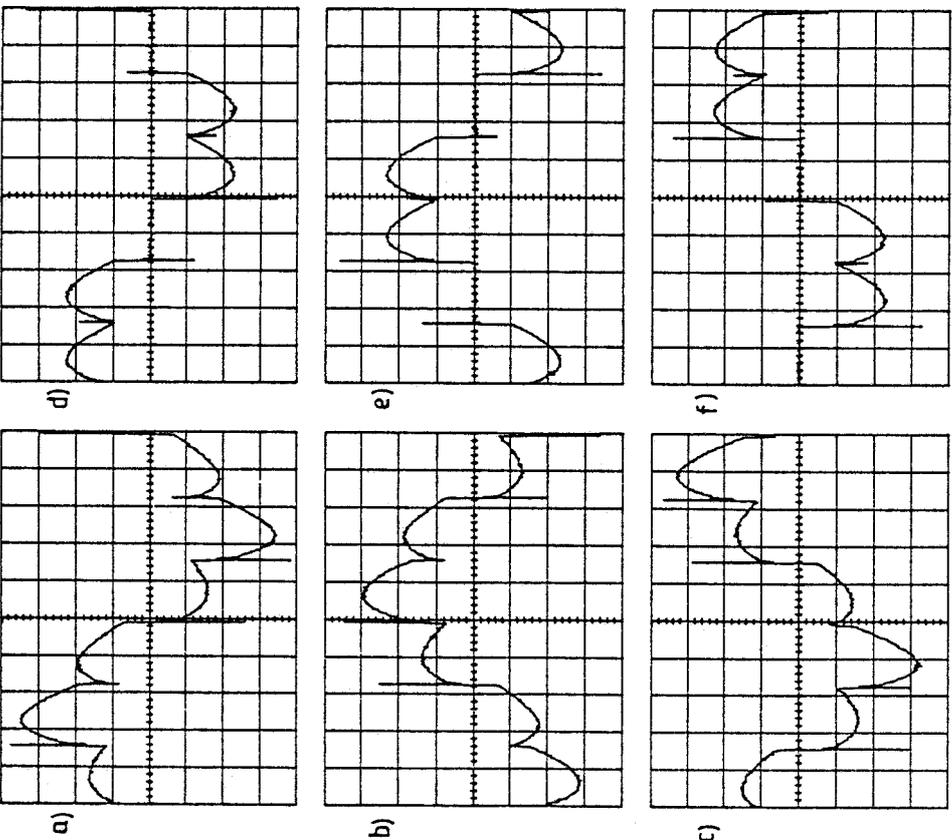
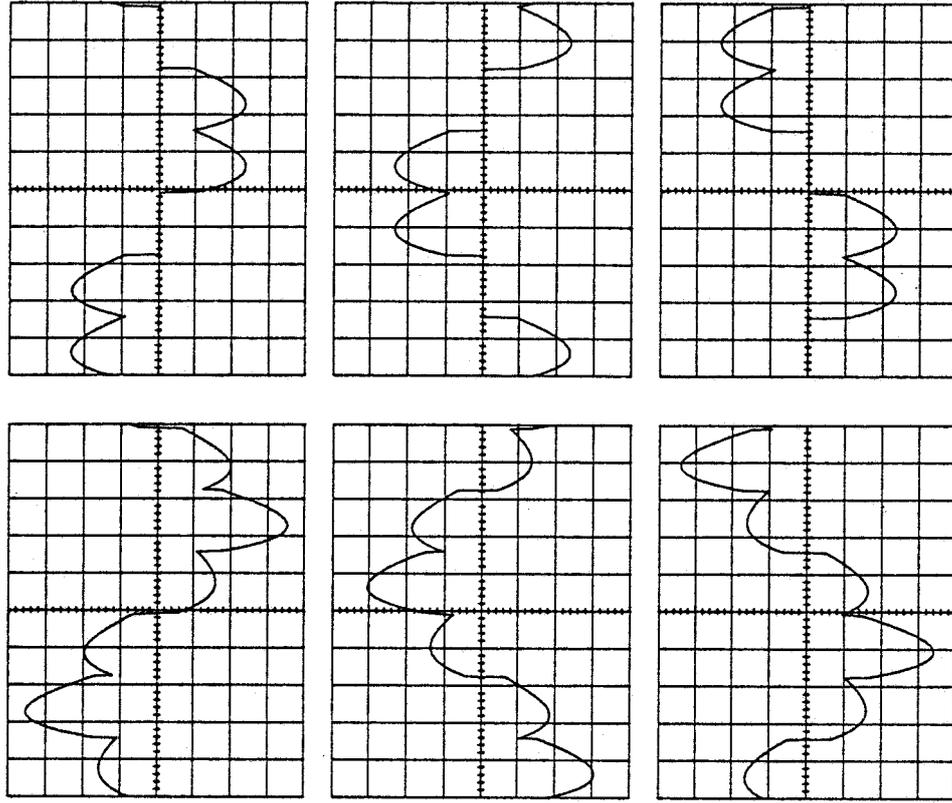
figure 5.14 Association transformateur-PDJ complet

Couplage triangle-etoile . Retard a l'amorçage 35°

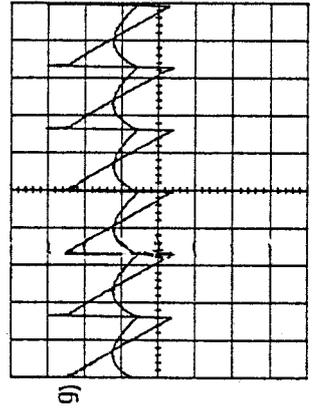
a) I1 b) I2 c) I3 5 A/div

d) Is1 e) Is2 f) Is3 5 A/div

g) U4 et RJ4 100V/div



courbes relevees courbes simulees
figure 5.15 Association transformateur-PD3 complet
Couplage triangle-etoile . Retard a l'amorçage 74.
a) i_1 b) i_2 c) i_3 5 A/div
d) i_{s1} e) i_{s2} f) i_{s3} 5 A/div
g) U4 et RJ4 100V/div



CONCLUSION

Notre travail s'inscrit dans le prolongement d'études portant sur la modélisation des convertisseurs de l'électronique de puissance. Son but est d'élargir le domaine de simulation des systèmes électrotechniques en proposant un modèle numérique d'un élément très souvent présent dans les chaînes de conversion: le transformateur.

Le transformateur est un système complexe à étudier à cause des phénomènes non linéaires dont il est le siège. Cet obstacle a pour conséquence une simplification souvent excessive des équations du transformateur entraînant des résultats dont le domaine de validité est restreint. Ces simplifications ne peuvent se justifier que dans le cadre de recherche de solutions analytiques (et donc approchées) des phénomènes.

L'outil informatique permet de développer des modèles prenant en compte l'hystérésis et la saturation du circuit magnétique. Nous avons proposé une formulation mathématique de ces phénomènes puis une méthode de résolution numérique des équations dans le cas d'une maille magnétique unique : modèle du transformateur monophasé.

Nous avons ensuite élargi notre étude au cas des circuits magnétiques à plusieurs mailles magnétiques (transformateur triphasé) et nous avons proposé une mé-

thode d'identification. La méthode de résolution a été précisée pour les divers couplages primaires et secondaires, et pour différents types d'alimentation (triphasee ou monophasée) et de charge (équilibrée ou déséquilibrée).

Les modèles de simulation globaux transformateur-redresseur ou gradateur-transformateur s'obtiennent par assemblage des modèles partiels de chaque sous-ensemble : transformateur, convertisseur, commande.

Les résultats de la simulation confrontés aux courbes expérimentales montrent l'intérêt du modèle pour l'étude des chaînes de conversion : plus grande précision dans la connaissance des grandeurs électriques et domaine de validité accru.

Enfin, la structure modulaire du modèle lui confère des qualités de flexibilité qui peuvent être mises à profit pour étudier d'autres types de transformateurs (transformateur à 4 ou 5 colonnes, à plusieurs enroulements secondaires etc...) associés à d'autres types de convertisseurs (onduleur, alimentation à découpage).

ANNEXE 1

PROGRAMME DE CALCUL DES COEFFICIENTS DU CYCLE

```

10 ! .....
20 ! *
30 ! *   *   PROGRAMME DE CALCUL DES COEFFICIENTS DU CYCLE   *   *
40 ! *
50 ! .....
60 !
70 ! .....CARACTERISTIQUES DU TRANSFORMATEUR
80 Np=180          !NOMBRE DE SPIRES
90 Sect=3.76E-3    !SECTION DU CIRCUIT MAGNETIQUE
100 L=.72          !LONGUEUR DU CIRCUIT MAGNETIQUE
110 Fr=50          !FREQUENCE D'ALIMENTATION
120 Vm=220*SQR(2)*Fr/50 !TENSION D'ALIMENTATION
130 Rp=3.2         !RESISTANCE DU PRIMAIRE
140 Lp=1.9E-4      !INDUCTANCE DU PRIMAIRE
150 Ip=0           !COURANT PRIMAIRE
160 Jp=0           !COURANT A L'INSTANT PRECEDENT
170 B=+0.          !CHAMP MAGNETIQUE INITIAL
180 Db=0           !DERIVEE DU CHAMP MAGNETIQUE
190 H=0            !EXCITATION
200 ! .....INITIALISATION DES GRAPHIQUES
210 Ech=360
220 Bmax=1.5
230 Hmax=500
240 Imax=400
250 VImax=320
260 ! .....INITIALISATION DES CALCULS
270 DEG
280 Pin=.5         !P AS DE CALCUL
290 P=Pin
300 Amst=85        !ANGLE DE MISE SOUS TENSION
310 Surfi=0        !INITIALISATION VALEUR MOYENNE
320 Surfi2=0       !INITIALISATION VALEUR EFFICACE
330 ! .....(CH=1:---->CALCUL DES COEFFICIENTS DU CYCLE)
340 ! .....(CH=0:---->CALCUL DU COURANT PRIMAIRE)
350 Ch=0
360 IF Ch=1 THEN
370     GOSUB Calcoefcyc
380     GOTO 480
390 END IF
400 Bsat=1.3
410 Hsat=440
420 Al=28
430 C=85
440 D=15.6
450 E=46.85
460 B0=1.77E-2
470 Esat=Hsat/Bsat^7
480 Bc1=1.1
490 Bb=B
500 A=P
510 Sa=0
520 GOSUB Axes
530 Synb0=2
540 ! .....PROGRAMME PRINCIPAL.....
550 A=A+P
560 Sa=Sa+P

```

```

570 IF A>=Ech THEN
580     A=A-Ech
590     Am=Am-Ech
600     An=An-Ech
610     Ba=Ba-Ech
620     GCLEAR
630     GOSUB Axes
640     END IF
650 IF Sa>=360 THEN
660     Imoy=Surfi/360          !VALEUR MOYENNE DE IP
670     Ieff=SQR(Surfi2/360)   !VALEUR EFFICACE DE IP
680     PRINT "IPmoyen=";Imoy,"IPEfficace=";Ieff
690     Sa=Sa-360
700     Surfi=0
710     Surfi2=0
720     END IF
730 Surfi=Surfi+Ip*P
740 Surfi2=Surfi2+Ip^2*P
750 V1=Vm*SIN(A+Amst)
760 Db=(V1-Rp*Ip-Lp*(Ip-Jp)/P*360*Fr)/Sect/Np
770 IF SGN(Db)<>Sgnb0 THEN GOSUB Changealpha
780 B=B+Db*P/360/Fr
790 IF ABS(B)>Bsat THEN Saturé
800 IF Db>=0 THEN
810     Al=MIN(((1-A1)*(B-Br1))/(Bc1-Br1)+A1),1)
820     H=A1+C*((B-Bsat)/A1+Bsat)+D*((B-Bsat)/A1+Bsat)^3+E*((B-Bsat)/
830     1+Bsat-B0)^7
840     GOTO 920
850 END IF
860 IF Db<0 THEN
870     Al=MIN(((1-A1)*(Br2-B)/(Br2+Bc1)+A1),1)
880     H=-A1+C*((B+Bsat)/A1-Bsat)+D*((B+Bsat)/A1-Bsat)^3+E*((B+Bsat)/
890     A1-Bsat+B0)^7
900 END IF
910 Saturé: !
920 H=Esat*B^7
930 Jp=Ip
940 Ip=H*L/Np
950 GOSUB Courbes
960 GOTO 550
970 ! .....FIN DE PROGRAMME PRINCIPAL.....
980 Courbes: !
990 VIEWPORT 0,150,0,100
1000 WINDOW -Hmax,+Hmax,-Bmax,Bmax
1010 PEN 4
1020 MOVE Bh,Bb
1030 DRAW H,B
1040 Bh=H
1050 Bb=B
1060 RETURN
1070 Axes: !
1080 GCLEAR
1090 GRAPHICS ON
1100 PEN 2
1110 VIEWPORT 0,150,0,100
1120 WINDOW -Hmax,Hmax,-Bmax,Bmax
1130 AXES 100,.1,0,0,2;5

```

```

1130 LINE TYPE 4
1140 GRID 100..1
1150 LINE TYPE 1
1160 GRID 200..5
1170 LINE TYPE 1
1180 FRAME
1190 PEN 3
1200 MOVE A1,-.03
1210 DRAW A1,+.03
1220 MOVE -A1,-.03
1230 DRAW -A1,+.03
1240 MOVE Hsat,Bsat-.03
1250 DRAW Hsat,Bsat+.03
1260 MOVE -Hsat,-Bsat-.03
1270 DRAW -Hsat,-Bsat+.03
1280 MOVE H1,B1-.03
1290 DRAW H1,B1+.03
1300 MOVE -H1,-B1-.03
1310 DRAW -H1,-B1+.03
1320 PEN 4
1330 RETURN
1340 Changealpha:1
1350 Sgnb0=SGN(Db)
1360 IF B>Bsat THEN
1370     Br1=Bsat
1380     Hr1=Hsat
1390     A11=1
1400     RETURN
1410     END IF
1420 IF B<-Bsat THEN
1430     Br1=-Bsat
1440     Hr1=-Hsat
1450     A11=1
1460     RETURN
1470     END IF
1480 IF Db>=0 THEN
1490     Hr1=H
1500     Br1=B
1510     Bm1=(ABS((Hr1-A1)/E)^(1/7))*SGN(Br1)
1520     FOR Calc=1 TO 50
1530     Bm1=Bm1-(+A1+C*Bm1+D*Bm1^3+E*(Bm1-B0)^7-Hr1)/(C+3*
D*Bm1^2+7*E*(Bm1-B0)^6)
1540     NEXT Calc
1550     A11=(Bsat-B)/(Bsat-Bm1)
1560     A11=MIN(A11,1)
1570     GOTO 1690
1580     END IF
1590 IF Db<0 THEN
1600     Hr2=H
1610     Br2=B
1620     Bm2=(ABS((Hr2+A1)/E)^(1/7))*SGN(Br2)
1630     FOR Calc=1 TO 50
1640     Bm2=Bm2-(-A1+C*Bm2+D*Bm2^3+E*(Bm2+B0)^7-Hr2)/(C+3*
D*Bm2^2+7*E*(Bm2+B0)^6)
1650     NEXT Calc
1660     A11=(Bsat+B)/(Bsat+Bm2)
1670     A11=MIN(A11,1)
1680     END IF
1690 RETURN

```

```

1700! *****
1710! ***** SOUS PROGRAMME DE CALCUL DES COEFFICIENTS DU CYCLE
1720! *****
1730 Calcoefcyc:1
1740
1750 PRINT CHR$(12) ! ENTREE DES DONNEES
1760 PRINT TABXY(15,6),"LARGEUR DU CYCLE EN A/m:....."
1770 INPUT A1
1780 PRINT TABXY(55,6),A1
1790 PRINT TABXY(15,8),"PENTE A L'ORIGINE EN T/(A/m):....."
1800 INPUT C
1810 PRINT TABXY(55,8),C
1820 PRINT TABXY(20,10),"POINT DE SATURATION"
1830 PRINT TABXY(15,11),"EXCITATION EN A/m:....."
1840 INPUT Hsat
1850 PRINT TABXY(55,11),Hsat
1860 PRINT TABXY(15,13),"CHAMP EN T:....."
1870 INPUT Bsat
1880 PRINT TABXY(55,13),Bsat
1890 PRINT TABXY(20,15),"AUTRE POINT DE LA COURBE"
1900 PRINT TABXY(15,16),"EXCITATION EN A/m:....."
1910 INPUT H1
1920 PRINT TABXY(55,16),H1
1930 PRINT TABXY(15,18),"CHAMP EN T:....."
1940 INPUT B1
1950 PRINT TABXY(55,18),B1
1960 B0=0
1970 E=50
1980 A1=A1/2
1990
2000 ! CALCUL DES COEFFICIENTS
2010 FOR N=1 TO 50
2020     D=H1-A1-C-E*(B1-B0)^7
2030     F=-((Hsat-A1-C*Bsat-D*Bsat^3)/(-Hsat-A1+C*Bsat+D*Bsat^3))
2040     F=F^(1/7)
2050     B0=(1-F)/(1+F)*Bsat
2060     E=(Hsat-A1-C*Bsat-D*Bsat^3)/(Bsat-B0)^7
2070     NEXT N
2080     Esat=Hsat/Bsat^7
2090
2100 PRINT CHR$(12) !AFFICHAGE DES RESULTATS
2110 PRINT TABXY(20,10),"H=A1+C*B+D*B^3+E*(B-B0)^7"
2120 PRINT TABXY(25,11),"AVEC"
2130 PRINT TABXY(22,12),"A1=";A1
2140 PRINT TABXY(22,13),"C=";C
2150 PRINT TABXY(22,14),"D=";D
2160 PRINT TABXY(22,15),"E=";E
2170 PRINT TABXY(22,16),"B0=";B0
2180 PRINT TABXY(18,17),"ET H=ESAT*B^7 AVEC"
2190 PRINT TABXY(22,18),"ESAT=";Esat
2200 GOSUB Axes
2210 PAUSE
2220 PRINT CHR$(12)
2230 Ch=0
2240 RETURN
2240 END

```

ANNEXE 2

PROGRAMME DE SIMULATION TRANSFORMATEUR-PD2

```

10 .....
20 .....
30 .....
40 .....
50 .....
60 .....
70 .....
80 .....
90 .....
100 .....
110 .....
120 .....
130 .....
140 .....
150 .....
160 .....
170 .....
180 .....
190 .....
200 .....
210 .....
220 .....
230 .....
240 .....
250 .....
260 .....
270 .....
280 .....
290 .....
300 .....
310 .....
320 .....
330 .....
340 .....
350 .....
360 .....
370 .....
380 .....
390 .....
400 .....
410 .....
420 .....
430 .....
440 .....
450 .....
460 .....
470 .....
480 .....
490 .....
500 .....
510 .....
520 .....
530 .....
540 .....
550 .....
560 .....
570 .....
580 .....
590 .....
600 .....
610 .....
620 .....
630 .....
640 .....
650 .....
660 .....
670 .....
680 .....
690 .....
700 .....
710 .....
720 .....

```

```

730 MAT Ac= (0)
740 Ps=0
750 Sa=0
760 Sa=Sa+P
770 IF A>=Ech THEN
780   A=A-Ech
790   Am=Am-Ech
800   An=An-Ech
810   Ba=Ba-Ech
820   GCLEAR
830   GOSUB Axes
840   END IF
850 IF Sa>=360 THEN
860   Imoy=Surfi/360
870   Ieff=SQR(Surfi2/360)
880   PRINT "IPmoyen=";Imoy," IFefficace=";Ieff
890   Sa=Sa-360
900   Surfi=0
910   Surfi2=0
920   END IF
930   Surfi=Surfi+Ip*P
940   Surfi2=Surfi2+Ip^2*P
950   Vp=Vm*SIN(ArAmst)
960   IF F<>Fc THEN
970     Fc=F
980     PRINT F,S,K
990     END IF
1000   Db1=(Vp-Rp*Ip-Lp*(Ip-Jp))/P*360*Fr)/Sect/Np
1010   GOSUB Transformateur
1020   ON C GOSUB Tc1,Tc2,Tc3
1030   ON C GOSUB Ec1,Ec2,Ec3
1040   ON D GOSUB Id1,Id2,Id3
1050   ON D GOSUB Ed1,Ed2,Ed3
1060   ON F GOSUB Tf1,Tf2,Tf3,Tf4,Tf5
1070   GOSUB Inductance
1080   ON L GOSUB Ef1,Ef2,Ef3,Ef4,Ef5
1090   Vs=E2-Rs*Is-Ls*(Is-Ist)/P*18000
1100   J41=J4
1110   Is1=Is
1120   Jp=Ip
1130   Ip=(H1*Lon+Ns*Is)/Np
1140   GOSUB Courbes
1150   GOSUB Stock
1160   GOTO 710
1170 .....
1180 .....
1190 .....
1200 .....
1210 .....
1220 .....
1230 .....
1240 .....
1250 .....
1260 .....
1270 .....
1280 .....
1290 .....
1300 .....
1310 .....
1320 .....
1330 .....
1340 .....
1350 .....
1360 .....
1370 .....
1380 .....
1390 .....
1400 .....
1410 .....
1420 .....

```

*****FIN DE PROGRAMME PRINCIPAL*****
 *****SOUS-PROGRAMMES TRANSFORMATEUR*****

INITIALISATION DES GRAPHIQUES
 INITIALISATION VALEUR EFFICACE
 INITIALISATION VALEUR MOYENNE
 IPAS DE CALCUL

INITIALISATION DES CALCULS
 Sgnb0=2
 GOSUB Changealpha
 PROGRAMME PRINCIPAL
 A=+P
 Surfi1=Surfi1+Ip*P


```

3850 RETURN
3860 IF 6(2*S+K)=1 AND 6(2*S+K)=1 THEN 2930
3870 IF U(2*S+K) < 0 THEN
3880 S=3-K
3890 S=0
3900 RETURN
3910 RETURN
3920 F=3
3930 END IF
3940 IF U(2*S+K) < 0 THEN
3950 S=0
3960 F=3
3970 RETURN
3980 END IF
3990 RETURN
4000 Tf2: IF I(2*S+K) < 0 THEN
4010 F=1
4020 RETURN
4030 END IF
4040 RETURN
4050 U(2*S+K)=-U4
4060 IF U(2*S+K) < 0 THEN RETURN
4070 IF 6(2*S+K)=1 THEN 3120
4080 IF 6(2*S+K)=1 THEN
4090 F=4
4100 RETURN
4110 END IF
4120 RETURN
4130 IF 6(2*S+K)=1 THEN
4140 F=5
4150 RETURN
4160 END IF
4170 S=1-S
4180 K=3-R
4190 F=4
4200 RETURN
4210 RETURN
4220 Tf3: IF I(2*S+K) < 0 THEN
4230 G=1
4240 RETURN
4250 END
4260 RETURN
4270 U(2*S+K)=E2*(2*S-1)*(3-2*K)
4280 U(2*S+K)=E2*(1-2*S)*(3-2*K)
4290 IF U(2*S+K) < 0 THEN 3350
4300 IF 6(2*S+K)=1 THEN
4310 F=4
4320 RETURN
4330 END IF
4340 RETURN
4350 IF 6(2*S+K)=1 THEN
4360 S=1-S
4370 F=4
4380 RETURN
4390 END IF
4400 RETURN
4410 Tf4: IF I(2*S+K) < 0 THEN
4420 F=2
4430 RETURN
4440 END IF
4450 RETURN
4460 IF I(2*S+K) < 0 THEN
4470 S=0
4480 F=5
4490 RETURN
4500 END IF
4510 RETURN
4520 Tf5: IF I(2*S+K) < 0 THEN
4530 K=3-K
4540 F=2
4550

```

```

3560 RETURN
3570 END IF
3580 IF I(2*S+K) < 0 THEN
3590 F=2
3600 RETURN
3610 END IF
3620 RETURN
3630 I ***** CLASSES DE FONCTIONNEMENT *****
3640 I *****
3650 Ef1: I *****
3660 J0=0
3670 I(1)=0
3680 I(2)=0
3690 I(3)=0
3700 I(4)=0
3710 J4=0
3720 U4=Fem
3730 RETURN
3740 RETURN
3750 Ef2: J0=I(2*S+K)
3760 I(2*S+K)=I(2*S+K)+P/18000*(2*S-1)*E2*(3-2*K)/(Ls+L)-(Rs+R)/(Ls+L)*I(2*
3770 S+K)-Fem/(Ls+L)
3780 I(2*S+K)=I(2*S+K)
3790 J4=I(2*S+K)
3800 I(2*S+K)=0
3810 I(2*S+K)=0
3820 U4=Fem+R+J4+L*(J4-J0)/P*18000
3830 Is=(2*S-1)*(3-2*K)*I(2*S+K)
3840 RETURN
3850 Ef3: J0=I(2*S+K)
3860 I(2*S+K)=I(2*S+K)+P/18000*(-R/L*I(2*S+K)-Fem/L)
3870 I(2*S+K)=I(2*S+K)
3880 J4=I(2*S+K)
3890 I(2*S+K)=0
3900 I(2*S+K)=0
3910 I(2*S+K)=0
3920 Is=0
3930 U4=0
3940 RETURN
3950 Ef4: J0=I(2*S+K)
3960 I(2*S+K)=I(2*S+K)+P/18000*(-R/L*I(2*S+K)-Fem/L)
3970 I(2*S+K)=I(2*S+K)
3980 I(2*S+K)=I(2*S+K)+P/18000*(-Rs/Ls+I(2*S+K)+(2*S-1)/Ls*E2*(3-2*K))
3990 I(2*S+K)=I(2*S+K)-I(2*S+K)
4000 J4=I(2*S+K)
4010 Is=(2*S-1)*(3-2*K)*I(2*S+K)-I(2*S+K)
4020 I(2*S+K)=0
4030 U4=0
4040 RETURN
4050 Ef5: J0=I(2*S+K)+I(2*S+K)
4060 I(2*S+K)=I(2*S+K)+P/18000*(-Rs+L-RsLs)/2/Ls/L*(2*S+K)+(Rs+L-RsLs)/2/L
4070 5/L*I(2*S+K)+(2*S-1)*E2*(3-2*K)/2/Ls-Fem/2/L)
4080 I(2*S+K)=I(2*S+K)+P/18000*(+RsLs)/2/Ls/L*(2*S+K)+(-RsLs)/2/L
4090 2/L*I(2*S+K)+(1-2*S)*E2*(3-2*K)/2/Ls-Fem/2/L)
4100 I(2*S+K)=I(2*S+K)
4110 J4=I(2*S+K)+I(2*S+K)
4120 Is=(I(2*S+K)-I(2*S+K))*(2*S-1)*(3-2*K)
4130 U4=0
4140 RETURN
4150 Indices:
4160 S1=1-S
4170 K1=3-K
4180 RETURN
4190 I *****
4200 I ***** SOUS-PROGRAMMES EXPLOITATION *****
4210 Courbes: I *****
4220 VIEWPORT 0,150,65,100
4230 WINDOW 0,Ech,-Vpmax,Vpmax
4240 PEN 4
4250 MOVE Ba,By1
4260 DRAW A,Vp

```

```

4270 MOVE Ba,B1
4280 DRAW A,I,P5
4290 VIEWPORT 0,150,33,64
4300 WINDOW 0,Ech,-V2max,V2max
4310 PEN 5
4320 MOVE Ba,B12
4330 DRAW A,I5*R
4340 MOVE Ba,B13
4350 DRAW A,I3*R
4360 MOVE Ba,Bu2
4370 DRAW A,V5
4380 VIEWPORT 0,150,0,32
4390 WINDOW 0,Ech,-V2max,V2max
4400 PEN 3
4410 MOVE Ba,Bu4
4420 DRAW A,U4
4430 MOVE Ba,B14
4440 DRAW A,J4*R
4450 PEN 7
4460 Ba=A
4470 B1=I0*5
4480 Bu4=U4
4490 B12=I5*R
4500 B13=I3*R
4510 B14=I4*R
4520 B1=U0
4530 Bu2=U0
4540 Bu4=U0
4550 RETURN
4560
4570 Axes:1
4580 GCLEAR
4590 GRAPHICS ON
4600 PEN 2
4610 VIEWPORT 0,150,65,100
4620 WINDOW 0,Ech,-Vpmax,Vpmax
4630 AXES 90,10,0,0,4,5
4640 LINE TYPE 4
4650 GRID 360,100
4660 LINE TYPE 1
4670 FRAME
4680 VIEWPORT 0,150,33,64
4690 WINDOW 0,Ech,-V2max,V2max
4700 AXES 90,10,0,0,4,5
4710 GRID 360,50
4720 LINE TYPE 1
4730 FRAME
4740 VIEWPORT 0,150,0,32
4750 WINDOW 0,Ech,-V2max,V2max
4760 AXES 36,10,0,0,4,5
4770 LINE TYPE 4
4780 GRID 360,50
4790 LINE TYPE 1
4800 FRAME
4810 PEN 4
4820 RETURN
4830
4840 Stock:1
4850 Ps=Pst+1
4860 Ac(1,Ps)=J4
4870 Ac(2,Ps)=U4
4880 Ac(3,Ps)=I5
4890 Ac(4,Ps)=I(1)
4900 Ac(5,Ps)=I
4910 Ac(6,Ps)=U2
4920 Ac(7,Ps)=R
4930 Ps=P5
4940 RETURN
4950 END

```

ANNEXE 3

PROGRAMME DE SIMULATION GRADATEUR-TRANSFORMATEUR MONOPHASE

```

680 Iptmoy=Surfip1/Ech
690 PRINT Iptmoy
700 IF ABS(Iptmoy)>.1 THEN THEN
710 GOSUB Stofich
720 PRINT "J-AI FINI"
730 GOTO 3340
740 END IF
750
760
770
780
790
800
810
820
830
840
850
860
870
880 Vp=Vp*SIN(A+Amst)
890 ON D GOSUB Td1,Td2,Td3
900 ON D GOSUB Pd1,Pd2,Pd3
910 ON C GOSUB Tc1,Tc2,Tc3
920 ON C GOSUB Pc1,Pc2,Pc3
930 ON F GOSUB Tf1,Tf2,Tf3
940 ON F GOSUB Ef1,Ef2,Ef3
950 GOSUB Transformateurs
960 ON F GOSUB Rf1,Rf2,Rf3
970 GOSUB Courbes
980 GOSUB Stock
990 Vp1=Vp
1000 GOTO 650
1010 *****F IN DE PROGRAMME PRINCIPAL*****
1020 *****SOUS-PROGRAMMES TRANSFORMATEUR*****
1030 *****
1040 Transformateur: I
1050 IF SGN(Db1)>Sgnb01 THEN GOSUB Changealpal
1060 BI=B1+Db1*P/360/FC
1070 IF ABS(BI)>Bsat THEN HI=Esat*B1^7
1080 END IF
1090
1100 IF Db1>=0 THEN
1110 HI=MIN(((1-A111)*(B1-Br11))/(Bc11-Br11)+A111),1)
1120 HI=A1+C1*((B1-Bsat)/(A11+Bsat))+D1*((B1-Bsat)/(A11+Bsat))^7
1130 GOTO 1190
1140 END IF
1150 IF Db1<0 THEN
1160 HI=MIN(((1-A111)*(Br21-B1))/(Br21-Bc21)+A111),1)
1170 HI=A1+C1*((B1+Bsat)/(A11+Bsat))+D1*((B1+Bsat)/(A11+Bsat))^7
1180 END IF
1190 Vs=Ns*Db1*Sect
1200 Vp1=Db1*Np*Sect+Rp*Ip+Lp*(Ip-J1)/P*18000
1210 RETURN
1220 Changealpal: I
1230 Sgnb01=SGN(Db1)
1240 IF B1>Bsat THEN
1250 Bc21=Bsat
1260 Hr21=Hsat
1270 A11=1
1280 RETURN
1290 END IF
1300 IF B1<=-Bsat THEN
1310 Br11=-Bsat
1320 Hr11=-Hsat
1330 A11=1
1340 RETURN

```

```

10 *****
20 *****
30 *****
40 *****
50 *****
60 *****
70 *****
80 OPTION BASE 1
90 DIM G(2),Ac1(720),Ac2(720),Ac3(720)
100 *****CARACTERISTIQUES DU TRANSFORMATEUR ET DE LA CHARGE*****
110 Np=115
120 Ns=193
130 Lon=1.05
140 Sect=4.5E-3
150 Fr=50
160 Vm=127*SQR(2)*Fr/50
170 Amst=170
180 Rp=44
190 Rq=5
200 Lp=5.E-4
210 Rr=1
220 Lr=2.E-3
230 Ip=0
240 J1=0
250 B1=+0.
260 Db1=0.
270 H1=0
280 Ar=115
290 At=50
300 *****INITIALISATION DES POINTEURS DE GRAPHE*****
310 F=1
320 C=1
330 D=1
340 I=1
350 A1=28
360 C1=65
370 D1=12.6
380 E1=48.85
390 B01=1.77E-2
400 Bsat=1.3
410 Hsat=440
420 Esat=Hsat/Bsat^7
430 Bc11=1.1
440 Bc11=Bc11
450 Bc21=-Bc11
460 I=1
470 Bb=B1
480 Compl=9
490 Compl=9
500 Ech=560
510 Bmax=1.5
520 Bmax=1200
530 Imax=10
540 Imax=10
550 Vmax=200
560 Imnt=1.E-5
570 Ps=0
580 GOSUB Axes
590 I=1
600 P= .05
610 G=-P
620 Sg0=2
630 GOSUB Changealpal
640 I=1
650 A=ArP
660 Surfip1=Surfip1+I*P
670 IF A>Ech THEN

```

680 *****ASSOCIATION GRADATEUR-TRANSFORMATEUR MONOPHASE *****
690 *****
700 *****
710 *****
720 *****
730 *****
740 *****
750 *****
760 *****
770 *****
780 *****
790 *****
800 *****
810 *****
820 *****
830 *****
840 *****
850 *****
860 *****
870 *****
880 *****
890 *****
900 *****
910 *****
920 *****
930 *****
940 *****
950 *****
960 *****
970 *****
980 *****
990 *****

```

1350 IF Db1 >= 0 THEN
1360   Hf11=HI
1370   Br11=BI
1380   Bm11=(ABS((Hr11-A1)/E1)^(1/7))+SGN(Br11)
1390   FOR Calc=1 TO 50
1400     Bm11=Bm11-(-A1+C1*Bm11+D1*Bm11^3+E1*(Bm11-B01))^7-
1410     ((C1+3*D1*Bm11^2+7*E1*(Bm11-B01)^6)
1420     NEXT Calc
1430     A111=(Bsat-B1)/(Bsat-Bm11)
1440     A111=MIN(A111,1)
1450     GOTO 1580
1460   END IF
1470 IF Db1 < 0 THEN
1480   Hc21=HI
1490   Br21=BI
1500   Bm21=(ABS((Hr21+A1)/E1)^(1/7))+SGN(Br21)
1510   FOR Calc=1 TO 50
1520     Bm21=Bm21-(-A1+C1*Bm21+D1*Bm21^3+E1*(Bm21+B01))^7-
1530     ((C1+3*D1*Bm21^2+7*E1*(Bm21+B01)^6)
1540     NEXT Calc
1550     A111=(Bsat+B1)/(Bsat+Bm21)
1560     A111=MIN(A111,1)
1570     GOTO 1580
1580   END IF
1590 RETURN
1600 *****
1610 *****SOUS-PROGRAMMES GRADATEUR*****
1620 Tf1:1 *****TRANSITIONS*****
1630 U11=Up+Np*Sect*Ob1
1640 IF U11 > 0 AND G(2)=1 THEN
1650   F=2
1660   RETURN
1670   END IF
1680 IF U11 < 0 AND G(1)=1 THEN
1690   F=3
1700   RETURN
1710   END IF
1720 Tf2:1
1730 IF Ip <= 0 THEN
1740   F=1
1750   RETURN
1760   END IF
1770 RETURN
1780 Tf3:1
1790 IF Ip >= 0 THEN
1800   F=1
1810   RETURN
1820   END IF
1830 RETURN
1840 Ef1:1
1850 Db1=((Rs+R)*Is+Ls*(Is-J2)/P+360*Fr)/Sect/Ns
1860 Ip=0
1870 RETURN
1880 Ef2:1
1890 Db1=((Vp-Rp*Ip-Lp*(Ip-J1)/P+360*Fr)/Sect/Np+1.00
1900 RETURN
1910 Ef3:1
1920 Db1=((Vp-Rp*Ip-Lp*(Ip-J1)/P+360*Fr)/Sect/Np+1.00
1930 RETURN
1940 *****SOUS-PROGRAMMES COMMANDE*****
1950 *****TRANSITIONS*****
1960 Tf1:1
1970 IF Vp < 2 AND Vp <= Vp1 THEN
1980   an=AtAr
1990   Compt1=Compt1+1
2000
2010

```

```

2020 D=2
2030 Aa=AtAr+At
2040 END IF
2050 RETURN
2060 Id2:1
2070 IF A > An THEN
2080   D=3
2090   END IF
2100 RETURN
2110 Id3:1
2120 IF A > As THEN
2130   D=1
2140   END IF
2150 RETURN
2160 Tc1:1
2170 IF Vp > -2 AND Vp < 2 AND Vp > Vp1 THEN
2180   Bn=AtAr
2190   Bs=AtAr+At
2200   C=2
2210   END IF
2220 RETURN
2230 Tc2:1
2240 IF A > Bn THEN
2250   C=3
2260   END IF
2270 RETURN
2280 Tc3:1
2290 IF A > Bs THEN
2300   C=1
2310   END IF
2320 RETURN
2330 Pd1:1 *****ETAPES*****
2340 G(1)=0
2350 RETURN
2360 Pd2:1
2370 G(1)=0
2380 RETURN
2390 Pd3:1
2400 G(1)=1
2410 RETURN
2420 G(2)=0
2430 RETURN
2440 G(2)=0
2450 RETURN
2460 G(2)=0
2470 RETURN
2480 G(2)=1
2490 RETURN
2500 G(2)=1
2510 RETURN
2520 Rf1:1 *****CALCUL DES COURANTS PRIMAIRE ET SECONDAIRE*****
2530 J2=Is
2540 Is=HI*Lon/Ns
2550 Ip=0
2560 RETURN
2570 Rf2:1
2580 J2=Is
2590 Is=Is+((Us-(Rs+R)*Is)/Ls)*P/18000
2600 J1=Ip
2610 Ip=(HI*Lon+Ns*Is)/Np
2620 RETURN
2630 *****SOUS-PROGRAMMES EXPLOITATION*****
2640 Courbes:1
2650
2660
2670
2680

```

```

2690 IF Compt1>=10 THEN
2700   Compt1=0
2710   VIEWPORT 0,150,51,100
2720   WINDOW -Hmax,Hmax,-Bmax,Bmax
2730   PEN 4
2740   MOVE Bh,Bb
2750   DRAW H1,B1
2760   Bb=B1
2770   Bb=H1
2780   VIEWPORT 0,150,11,50
2790   WINDOW 0,Ech,-Imax,Imax
2800   PEN 5
2810   MOVE Ba,Bip1
2820   DRAW A,Ip
2830   PEN 4
2840   MOVE Ba,Bis1
2850   DRAW A,Is*Imax/Imaxs
2860   MOVE Ba,Bvpl
2870   DRAW A,Vpl*Imax/Vmax
2880   Ba=A
2890   Bip1=Ip
2900   Bis1=Is*Imax/Imaxs
2910   END IF
2920   RETURN
2930   Axes:1
2940   GCLEAR
2950   GRAPHICS ON
2960   PEN 6
2970   VIEWPORT 0,150,51,100
2980   WINDOW -Hmax,Hmax,-Bmax,Bmax
2990   AXES 100,1,0,0,5,5
3000   LINE TYPE 4
3010   GRID 200,5
3020   LINE TYPE 1
3030   VIEWPORT 0,150,11,50
3040   WINDOW 0,Ech,-Imax,Imax
3050   AXES 36,Imax/4,0,0,3,4
3060   LINE TYPE 4
3070   GRID 36,Imax/4
3080   FRAME
3090   LINE TYPE 1
3100   PEN 4
3110   RETURN
3120   Stock:1
3130   Compt=Compt1
3140   IF Compt>=10 THEN
3150     Compt=0
3160     Ps=Ps+1
3170     Ac1(Ps)=Ip
3180     Ac2(Ps)=Is
3190     Ac3(Ps)=Vpl
3200     END IF
3210   RETURN
3220   Stofich:1
3230   ASSIGN @Fichier TO "FTRSFICH61:702,1"
3240   OUTPUT @Fichier;Ac1(*)
3250   ASSIGN @Fichier TO "FTRSFICH62:702,1"
3260   OUTPUT @Fichier;Ac2(*)
3270   ASSIGN @Fichier TO "*"
3280   OUTPUT @Fichier TO "*"
3290   ASSIGN @Fichier TO "*"
3300   OUTPUT @Fichier TO "*"
3310   ASSIGN @Fichier TO "*"
3320   OUTPUT @Fichier;Ac3(*)
3330   RETURN
3340   END

```

ANNEXE 4

IDENTIFICATION DU TRANSFORMATEUR TRIPHASE

Pour identifier le transformateur triphasé, il est nécessaire de tracer la caractéristique $B(H)$ de chaque noyau. Pour obtenir ces caractéristiques, nous avons réalisé un essai en opposition qui consiste à appliquer deux tensions en opposition de phase sur deux enroulements primaires (1 et 2 par exemple - figure 3.4).

Dans ces conditions, le flux circulant dans le troisième noyau est négligeable car la tension induite aux bornes des enroulements portés par ce noyau est très faible (figure 3.5). Les courants absorbés par les enroulements 1 et 2 correspondent alors à l'excitation H de ces noyaux. En effet,

$$H_{1.l1} - N_p . i_{p1} = \frac{d\phi_{pm}}{dt} \approx 0$$

$$H_{2.l2} - N_p . i_{p2} = \frac{d\phi_{pm}}{dt} \approx 0$$

On relève donc les courants primaires ainsi que les tensions induites au secondaire (figure A4.1) pour une tension d'alimentation supérieure à la tension nominale (254V).

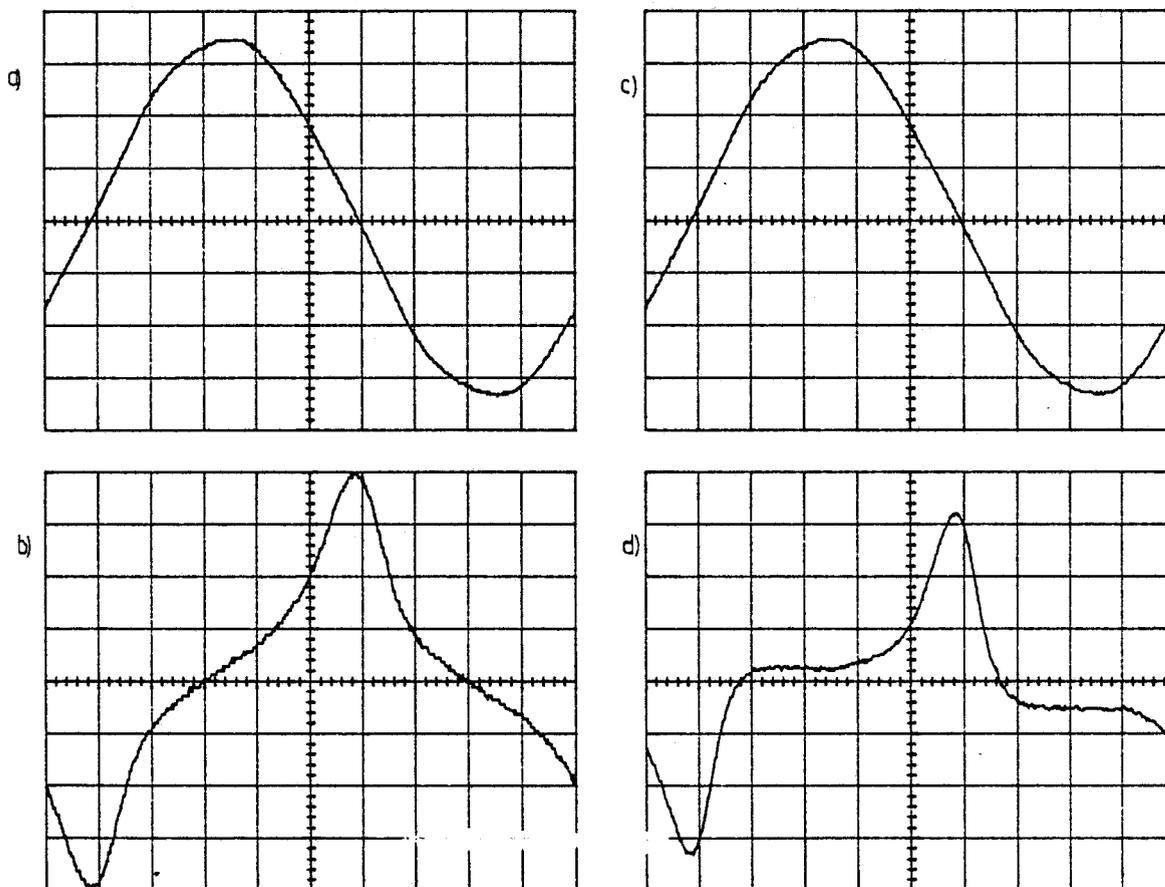


figure A4.1 Essai en opposition

- | | | | |
|-------------|---------|-------------|-----------|
| a) V_{s1} | 40V/div | b) i_{p1} | 0,25A/div |
| c) V_{s2} | 40V/div | d) i_{p2} | 0,1A/div |

Les courants primaires permettent de calculer H compte tenu de la faible valeur de d_{p1}

$$H1 = \frac{Np.ip1}{l1} \quad , \quad H2 = \frac{Np.ip2}{l2}$$

Les tensions secondaires permettent de calculer ψ_1 et ψ_2 par intégration numérique de V_{s1} et V_{s2} . On obtient alors les courbes $B(H)$ représentées sur les figures A4.2a et A4.3a.

On calcule ensuite les coefficients de chaque cycle par la méthode proposée au chapitre 1 et en annexe 1. Nous avons tracé sur les figures A4.2b et A4.3b les cycles simulés à fréquence variable dont les coefficients ont pour valeur:

noyau 1	a=28	c=85	d=15,6	e=46,8	$Bo=1,77.10^{-2}$	Esat=70,1
noyau 2	a=26	c=0,05	d=-5,58	e=34,5	$Bo=2,22.10^{-2}$	Esat=32,8

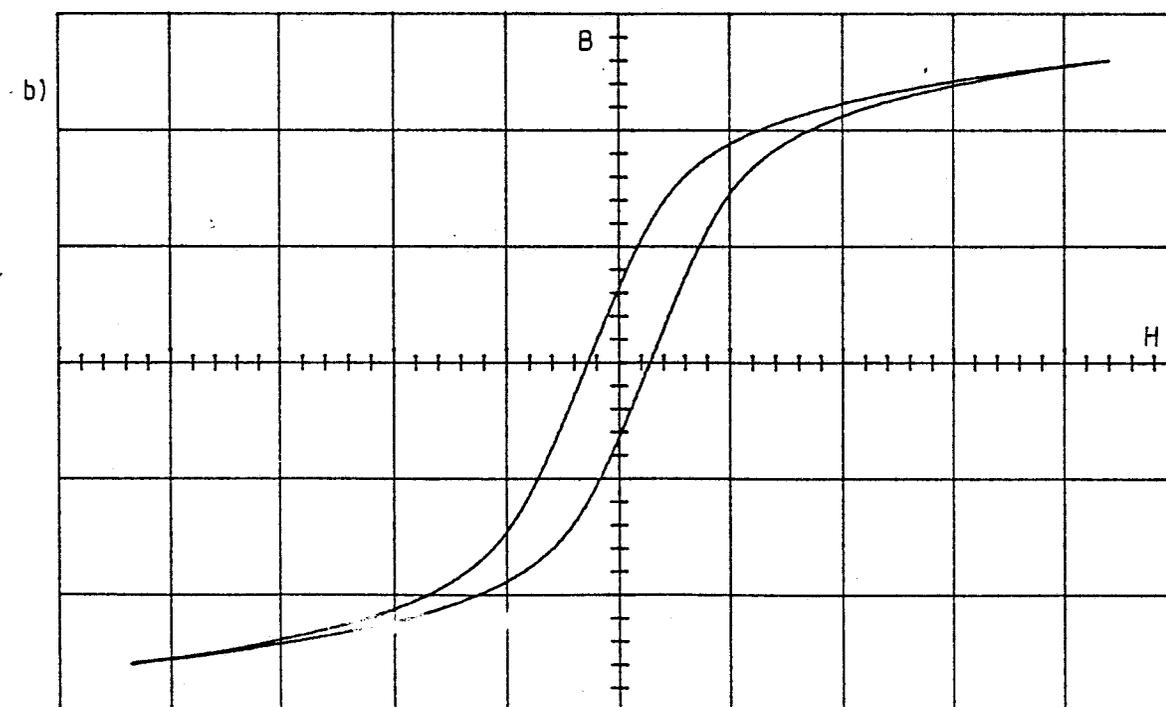
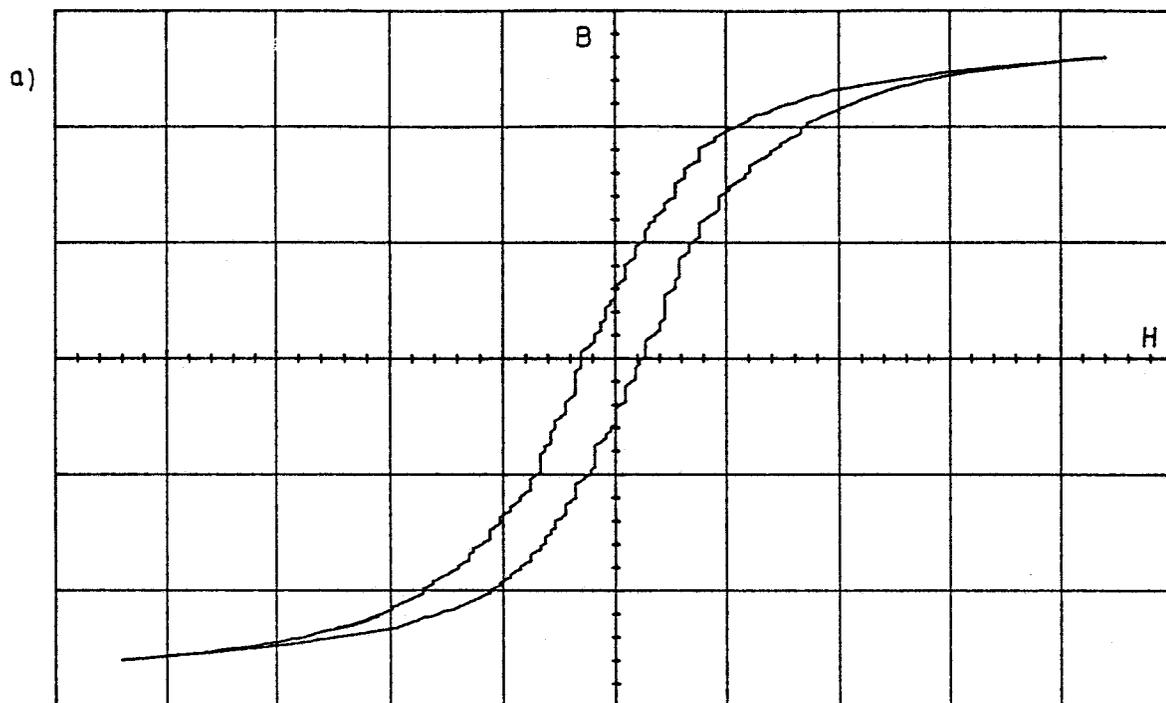


figure A4.2 Courbes $B(H)$ des noyaux 1 et 3. a) courbe expérimentale
b) courbe simulée échelles $H: 100A/m / div$ $B: 0.2T/div$

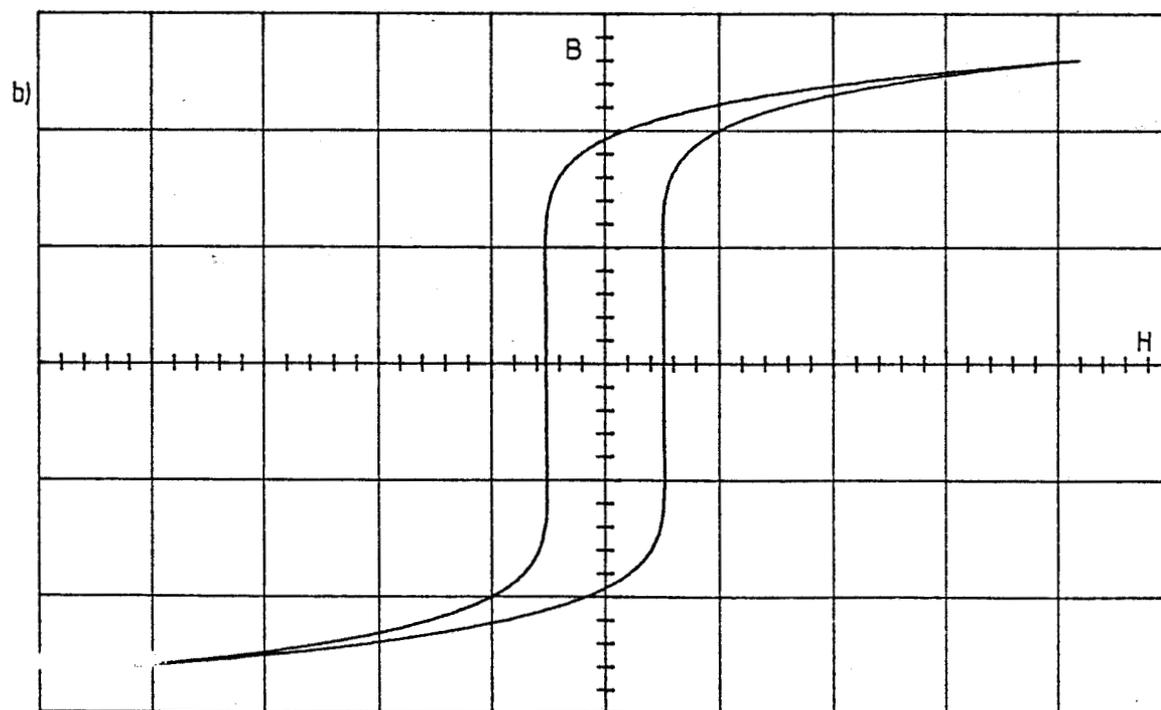
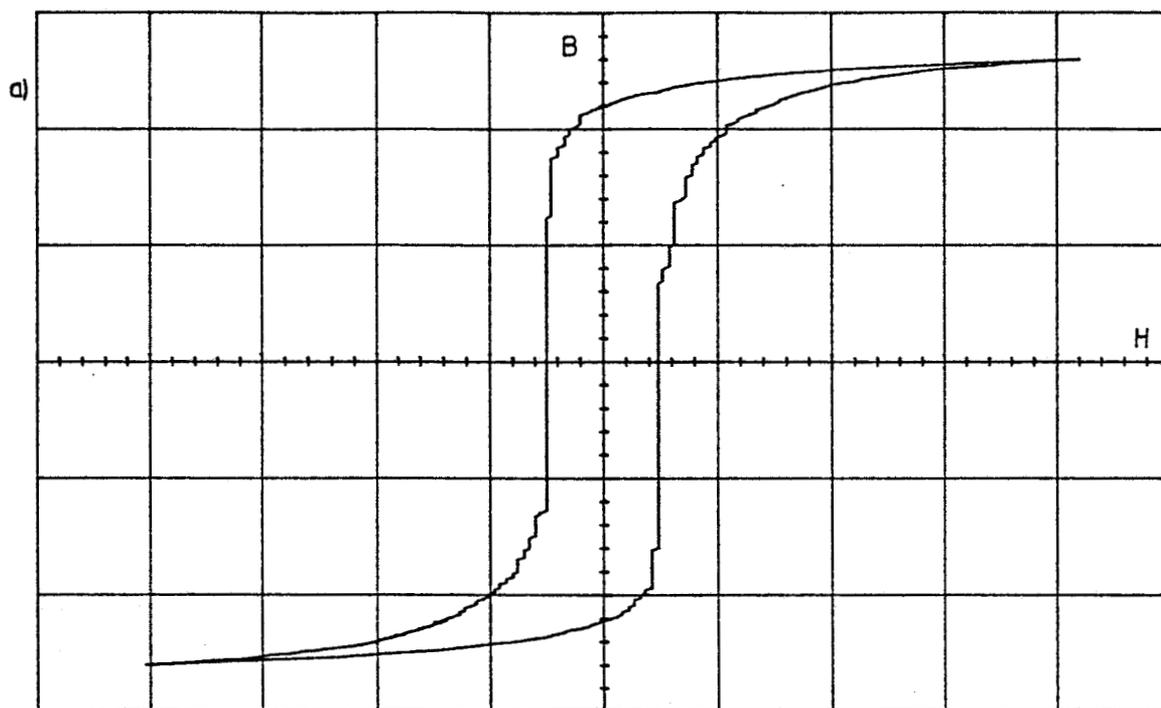


figure A4.3 Courbe $B(H)$ du noyau 2 . a) courbe experimentale
b) courbe simulee echelles $H: 50A/m / div$ $B: 0.2T/div$

BIBLIOGRAPHIE

- /1/ A.GUILBERT
Circuits magnetiques a flux alternatif. Transformateurs. Theorie, fonctionnement et calcul.
Editions Eyrolles 1973
- /2/ F. CAHEN
Electrotechnique. Tome 3. Machines a courant continu. Transformateurs.
Gauthiers villard 1964
- /3/ J. CHATELAIN
Machines electriques. Tome 1.
Dunod 1983
- /4/ G. SEGUIER F. NOTELET
Electrotechnique industrielle.
Technique et documentation 1977
- /5/ SWINGEDAUW
Le courant alternatif. Tome 2
Cours d'electrotechnique
- /6/ A. DENIS
Le transformateur
Bulletin de l'union des physiciens. Decembre 1988

- /7/ J.L. DALMASSO
Cours d'électrotechnique. Tome 2
Belin 1984
- /8/ P. BRISSONEAU
Materiaux magnetiques en electrotechnique
Bulletin de liaison des professeurs de T.S. en E.E.A n°24 Janvier 1984
- /9/ P. BRISSONEAU
L'importance des matériaux magnetiques en électrotechnique.
Journées Electrotechnique 88 ENS Cachan
- /10/ P. FLEURY J.P. MATHIEU
Electrostatique. Courant continu. Magnetisme.
Eyrolles 1967
- /11/ C. MAIZIERES F. LHOTE et G. MANESSE
Simulation d'une bobine à noyau de fer à cycle d'hystérésis rectan-
gulaire au moyen d'un calculateur analogique.
C.R Acad Sc t.256 p 4378-4380 mai 1963
- /12/ J. FRAME N. MOHAN and T LIU
Hysteresis modeling in an electro-magnetic transients programm.
IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems Septembre 1982
- /13/ F. ZAHER A.SHOBEIR
Analog simulation of the magnetic hysteresis.
IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems Mai 1983
- /14/ Y.SAITO H SAOTOME S SAYONO and T.YAMAMURA
Modelling of non linear inductor exhibiting hysteresis loop and its ap-
plication to the single phase parallel inverter
IEE Transactions on Magnetic Vol MAG 19 n°5 September 1983

- /15/ G. LEDEE
Sur l'association convertisseur statique-transformateur. Modélisation
dynamique. Optimisation pour un fonctionnement réversible.
Thèse de doctorat Lille Décembre 1986.
- /16/ G. MEUNIER J. CHAVANNE J.M. DEDULLE
Modélisation des phénomènes magnétostatiques non linéaires.
Journées E.E.A Grenoble 1989
- /17/ N. BURAIIS et G. GRELLET
Modélisation numérique des pertes fer dans les circuits magnétiques
des machines électriques.
R.G.E. Octobre 1982
- /18/ S. CASORIA M.GAVRILOVIC et XUAN-DAI DO
A model of a transformer core hysteresis for digital simulation of
electromagnetic transients in power system.
IMACS TC1 IEEE 1987
- /19/ G.MANESSE JP.HAUTIER et JM. TOULOTTE
Conception simultanée des parties opératives et commande des ensembles
de conversion électromécaniques. Méthode de conception DESIGN
Convention automatique 1986
- /20/ G.LEDEE et G.MANESSE
Sur la simulation du transformateur monophasé placé dans une chaîne
de conversion statique.
- /21/ A.LEBOUC S.ALLANO F.BONNAFOUS
Éléments nouveaux dans la modélisation des pertes dans les machines
électriques.
Journées Electrotechnique 88 ENS CACHAN
- /22/ JP FERRIEUX F.FOREST
Alimentations à découpage. Convertisseurs à résonance.
Masson 1987

- /23/ R. DOLBACHAN
Alimentation à découpage. Calculez vous-mêmes vos composants actifs
Electronique de puissance n°7
- /24/ WT. MCLYMANN et A.WAGNER
Conception des inductances H.F à noyau ferrite ou permalloy
Electronique de puissance n°17
- /25/ G. MANESSE et C. MAIZIERES
Sur la description fonctionnelle des convertisseurs statiques. Application
aux montages redresseurs.
CR Acad Sc Paris t 295 Série II p 963-966 (1982)
- /26/ G MANESSE et C. MAIZIERES
Description fonctionnelle par GRAFCET de montages redresseurs.
ITET n°244 p 33
- /27/ F. LEPLUS
Modèle numérique pour l'étude des régimes troublés dans les montages
redresseurs
Rapport DEA Lille 1987
- /28/ M.J. NIENIEWSKI and R.S. MARLEAU
Mathematical modeling of a digital current control loop for electrical
drives.
IEEE Transactions on industrial electronics February 1987
- /29/ S. PALANICHAMY V. SUBBIAH
Analysis of an inductance estimation for half controlled thyristors
converters.
IEEE Transactions on industrial electronics February 1987
- /30/ A. YAIR
Steady state analysis of single phase transformer coupled loads controlled
by a bidirectionnal ac switch
IEEE Transactions on industry applications Mars/Avril 1986

- /31/ A. YAIR
Steady state analysis of a two branch resistance inductance parallel circuit controlled by a bidirectionnal ac switch.
IEEE Transactions on industry applications Mars/Avril 1986
- /32/ Etude de fonctionnements d'un transformateur triphasé.
Epreuve B Agégation de physique appliquée 1983
- /33/ H. BUHLER
Electronique de puissance
Dunod 1981
- /34/ JP SABATHE
Courants harmoniques engendrés par les transformateurs triphasés.
RGE Février 1973
- /35/ P. DUMON
Sur la conduite d'un entrainement d'ascenseur par machine asynchrone et onduleur à transistors.
Thèse de docteur-ingénieur Lille novembre 1987
- /36/ B. WATTRELOS
Sur la modélisation et le contrôle d'une machine synchrone autopilotée alimentée par onduleur de tension
Mémoire d'ingénieur CNAM Lille 1987
- /37/ JP HAUTIER
Sur la description fonctionnelle et la simulation numérique d'un onduleur à transistors. Application au contrôle de la dynamique d'une machine asynchrone
Thèse de docteur-ingénieur Lille Mai 1984
- /38/ P. LIENART
Sur la commande rapprochée d'une cascade réversible de deux convertisseurs statiques. Modélisation et réalisation.
Thèse de doctorat Lille Mars 1989

- /39/ P. MARSEILLE
Modèle numérique pour l'étude des régimes troublés dans les onduleurs.
Rapport de DEA Lille 1987
- /40/ B. FRANCE
Sur la modélisation globale de l'association gradateur triphasé- machine
asynchrone. Application à la conception de commandes pour basses vitesses.
Thèse de docteur-ingénieur Lille
- /41/ G. MANESSE JP. HAUTIER B. BOUCHER
Sur la commande optimale du déplacement d'une charge suspendue
entraînée par moteur asynchrone et gradateur.
Colloque d'Automatique appliquée SEE Nice Mai 1984
- /42/ B. BOUCHER
Commande optimale du déplacement d'une charge suspendue entraînée
par moteur asynchrone et gradateur.
Mémoire CNAM Lille 1984
- /43/ C. ROMBAUT
Etude des gradateurs triphasés et d'autres convertisseurs alternatif-
alternatif fonctionnant en commutation naturelle.
Thèse de doctorat d'état . Lille 1979
- /44/ JL COCQUERELLE
Associations en triphase gradateur-transformateur-résistances.
Electronique de puissance n°27 et 28
- /45/ G. SEGUIER C.ROMBAUT R. BAUSIERE
Les convertisseurs de l'électronique de puissance. Tome 2. La conversion
alternatif-alternatif.
Technique et documentation 1986.

- /46/ G. MANESSE
Sur une analyse fonctionnelle des groupements d'interrupteurs statiques.
Extension à la modélisation des convertisseurs dans leur environnement
de contrôle et de puissance.
Thèse de doctorat d'état Lille Avril 1987
- /47/ B. SEURE
Description fonctionnelle et simulation numérique d'un variateur de vitesse
quatre quadrants pour moteur à courant continu.
Rapport de DEA Lille 1984
- /48/ G. SEGUIER
Les convertisseurs de l'électronique de puissance. Tome 1. La conversion
alternatif-continu.
Technique et documentation 1984.
- /49/ F. KAZEMI
Contribution à l'étude des harmoniques des courants primaires des
montages redresseurs triphasés.
Thèse de docteur-ingénieur Lille Mars 1981
- /50/ H. SCHOORENS
Contribution à l'étude des montages redresseurs. Application au pont
triphase mixte
Thèse de docteur-ingénieur Lille Novembre 1970
- /51/ S.W.H. DE HAAN
Analysis of the effect of source voltage fluctuations on the power factor
in three phase controlled rectifiers.
IEEE Transactions on industry applications March/April 1986
- /52/ J. FERNANDO SILVA
Thyristor current source control by real time simulation. a successful
test against existing technics.
EPE 1986

- /53/ R. SZCZESNY and P. GRUSZCZYNSKI
Modelling and simulation of converter system.
EPE 1986
- /54/ M. GROTZBACH T. STRASSER L. LORENZ
Line side harmonics of three phase current controlled rectifiers in
continuous and discontinuous operation mode.
EPE 1986

TABLE DES MATIERES

	page
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1: MODELISATION DU TRANSFORMATEUR MONOPHASE	4
I. Equations du transformateur	5
1.1 Notations . Conventions de signe	5
1.2 Equations	5
II. Courbes B(H) . Cycle d'hystérésis	7
2.1 Relevé de la courbe B(H)	7
2.2 Equation des cycles	8
2.2.1 Présentation des différentes méthodes	8
2.2.2 Méthode retenue	9
III. Méthode de simulation	13
IV. Validation du modèle	15
4.1 Détermination des résistances des enroulements et des induc- tances de fuites	15
4.2 Courants à vide	16
4.3 Régime transitoire lors de la mise sous tension	16
4.4 Courant secondaire présentant une composante continue	17
V. Amélioration du modèle. Prise en compte de la fréquence	22
5.1 Déformation du cycle avec la fréquence.	26
5.2 Evolution de Hc en fonction de f	27
5.3 Modèle amélioré	27
CHAPITRE 2: ASSOCIATIONS TRANSFORMATEUR MONOPHASE- CONVER- TISSEUR ELECTRONIQUE	30
I Modèle numérique du PD2	30
1.1 Méthode d'analyse et de description	30
1.2 Description fonctionnelle	31
1.3 Implantation du graphe	35
II. Modèle numérique du gradateur monophasé	36

III. Association transformateur monophasé - montage redresseur	37
3.1 Méthode de simulation	37
3.2 Résultats	39
IV Association gradateur - transformateur monophasé	41
4.1 Méthode de simulation	41
4.2 Résultats	43
CHAPITRE 3: MODELISATION DU TRANSFORMATEUR TRIPHASE	49
I. Notations . Hypothèses	50
II. Schéma équivalent . Equations.	51
III. Identification du transformateur triphasé	53
3.1 Détermination des grandeurs électriques	53
3.2 Détermination des caractéristiques B(H)	53
3.3 Détermination de R_0	55
IV . Influence du couplage	56
4.1 Primaire couplé en triangle	56
4.2 Primaire couplé en étoile avec neutre	57
4.3 Primaire couplé en étoile sans neutre	57
4.4 Couplage secondaire	58
4.4.1 Couplage étoile neutre	58
4.4.2 Couplage étoile sans neutre	59
4.4.3 Couplage triangle	59
4.5 Méthode de simulation	60
V. Validation du modèle	62
5.1 Fonctionnement à vide	62
5.2 Fonctionnement sur charge déséquilibrée	68
VI. Alimentation monophasée	68
6.1 Alimentation monophasée lors d'un couplage étoile	72
6.2 Alimentation monophasée lors d'un couplage triangle	73
CHAPITRE 4: ASSOCIATIONS TRANSFORMATEUR TRIPHASE - CONVER- TISSEUR ELECTRONIQUE	78
I. Modèle numérique du montage redresseur triphasé à commutation parallèle:P3	78



1.1 Montage. Notations	79
1.2 Description fonctionnelle	79
II. Modèle numérique du gradateur triphasé.	82
2.1 Montage. Notations	82
2.2 Description fonctionnelle	82
III. Association transformateur triphasé-P3	84
3.1 Méthode de simulation	85
3.2 Résultats	86
IV. Association gradateur-transformateur triphasé.	87
4.1 Transformateur couplé en étoile.	99
4.2 Transformateur couplé en triangle	101
4.3 Secondaire couplé en triangle	102
4.4 Résultats	103
CHAPITRE 5: ASSOCIATION TRANSFORMATEUR TRIPHASE-PD3	112
I. Modèle numérique du PD3	112
1.1 Montage. Notations. Hypothèses	113
1.2 Analyse du fonctionnement	113
1.2.1 Description fonctionnelle	113
1.2.2 Equations de fonctionnement	117
1.2.3 Conditions d'évolution	120
1.3 Cas de la classe 1	120
1.3.1 Position du problème	120
1.3.2 Calcul des tensions aux bornes des interrupteurs bloqués.	121
1.4 Modifications	123
II. Association transformateur triphasé-PD3	126
CONCLUSION	132
ANNEXE 1: Programme de calcul des coefficients du cycle	134
ANNEXE 2: Programme de simulation transformateur-PD2	137
ANNEXE 3: Programme de simulation gradateur-transformateur monophasé	142
ANNEXE 4: Identification du transformateur triphasé	146
TABLE DES MATIERES	159