

N° d'ordre : 596

50 376
1 990
176

6 9 7 4 1

50376
1990
176

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE

POUR OBTENIR LE TITRE DE

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : GENIE ELECTRIQUE

par

Philippe LE MOIGNE

Ingénieur I.D.N.



GRADATEUR TRIPHASE A QUATRE THYRISTORS

Soutenu le 19 Octobre 1990 devant la Commission d'Examen

G. SEGUIER	Président
H. FOCH	Rapporteur
J. PERARD	Examineur
C. ROMBAUT	Examineur
R. BAUSIERE	Examineur
J. BONAL	Examineur
M. LE BITOUX	Examineur

AVANT-PROPOS

Les travaux de Recherche, présentés dans ce mémoire, ont été menés dans le Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de l'I.D.N. (L.E.E.P.-I.D.N.) dirigé par Monsieur le Professeur C. ROMBAUT

Nous tenons à remercier plus particulièrement Monsieur M. LE BITOUX, Ingénieur de Recherche E.D.F., qui est à l'origine du thème développé dans ce mémoire.

Nous tenons à exprimer toute notre reconnaissance à Monsieur le Professeur C. ROMBAUT qui, par ses conseils, ses encouragements et son enthousiasme, nous a permis d'orienter et de mener à bien les travaux entrepris dans un contexte favorable.

Nous remercions très vivement Monsieur le Professeur G. SEGUIER qui nous a fait l'honneur de présider le jury auquel nous soumettons ce mémoire.

Nous sommes très honorés que Monsieur le Professeur H. FOCH, de l'I.N.P. Toulouse, ait accepté de juger ce mémoire et nous lui en sommes vivement reconnaissants.

Nos remerciements vont également à Monsieur le Professeur J. PERARD de l'I.N.P. Grenoble, qui nous a fait l'honneur de participer à ce jury.

Nous sommes également très honorés de la présence de Monsieur le Professeur G. BAUSIERE.

Nous remercions Monsieur J. BONAL, Directeur Scientifique de JEUMONT SCHNEIDER INDUSTRIE, qui a bien voulu examiner ce mémoire et participer au jury.

Nous sommes reconnaissants envers Monsieur A. CASTELAIN, Monsieur S. GORA et tous les membres du Département Génie Electrique de l'I.D.N. pour leur aide au cours de nos travaux de Recherche.

Enfin, nous remercions très vivement Madame A. PENNEQUIN qui a assuré avec sérieux, compétence et célérité, la frappe et la mise en page du présent mémoire.

INTRODUCTION

INTRODUCTION

Les gradateurs, convertisseurs directs permettant la conversion alternatif-alternatif, constituent une famille particulière parmi l'ensemble des changeurs directs de fréquence. En effet, le nombre d'entrées est égal au nombre de sorties et il n'existe qu'une liaison bidirectionnelle en tension et en courant reliant chaque entrée à la sortie correspondante. Ils permettent, à partir d'une source de tension alternative de fréquence et valeur efficace fixes, d'alimenter un récepteur sous une tension variable à la fréquence de la source.

En général, les semi-conducteurs mis en oeuvre dans ce type de convertisseur sont des thyristors ou des diodes. Ils fonctionnent toujours en commutation naturelle. Celle-ci peut être de deux types :

- libre ou spontanée : le courant s'annule de lui-même lors de son passage par zéro
- assistée : c'est l'amorçage d'un autre semi-conducteur qui, par application d'une tension négative aux bornes du thyristor, force le courant à s'annuler.

Il n'est donc pas nécessaire d'ajouter de circuits d'aide à la commutation et c'est cette particularité qui en fait des convertisseurs très attractifs : ils sont très simples à mettre en oeuvre.

Deux types de commande peuvent être envisagés :

- variation par l'angle de phase : on retarde d'un certain angle noté ψ l'entrée en conduction des thyristors d'une phase par rapport à la tension simple correspondante pour chaque demi-alternance [1]
- trains d'ondes : le système fonctionne en interrupteur statique. Au cours d'un cycle constitué d'un nombre entier de périodes de la source, on distingue deux phases. La charge est déconnectée de la source pendant un certain nombre de périodes, puis est alimentée durant les périodes du cycle restantes [2], [3], [4].

Les deux modes de commande permettent un réglage de la puissance fournie à la charge par variation soit de l'angle ψ , soit du rapport cyclique. Ce réglage est discret dans le cas de la commande par trains d'ondes. Il est parfois intéressant d'associer les deux modes de commande. Le passage de la phase de déconnexion du récepteur à la phase pleine onde est rendu progressif au moyen d'une variation d'angle de phase.

Les premières études dans ce domaine ont porté sur des structures monophasées commandées par angle de phase, puis ont été étendues à des structures triphasées. En dehors du cas où le récepteur est résistif, l'obtention des caractéristiques usuelles nécessite une étude analytique relativement complexe [5], [6], [7]. Heureusement, les nombreuses structures symétriques triphasées peuvent être classifiées en 3 catégories [8] :

- le groupement en triangle de 3 gradateurs monophasés
- le gradateur tout thyristor
- le gradateur mixte (chaque interrupteur est constitué d'une diode et d'un thyristor en anti-parallèle).

De plus, avec un récepteur linéaire équilibré, le fonctionnement du convertisseur n'est pas modifié par le couplage du récepteur [9].

La puissance électrique qui transite par l'ensemble des gradateurs est très importante, mais les domaines d'applications industrielles sont relativement restreints. L'application à la variation de vitesse des moteurs asynchrones par réduction de la tension d'alimentation ne présente d'intérêt que dans quelques cas particuliers. Le rendement de la conversion est très bas et ce procédé conduit au déclassement des machines électriques [10], [11], [12], [13], [14].

Ils sont, en revanche, largement utilisés pour effectuer une compensation d'énergie réactive. Des batteries de condensateurs de capacité supérieure à celle nécessaire pour compenser l'énergie réactive qui transite par ce réseau, sont connectées en permanence sur celui-ci. Un ensemble gradateur triphasé inductances vient régler en permanence le transit d'énergie réactive [15], [16], [17], [18].

Mais la principale application au niveau de la puissance transitée reste de loin, le chauffage électrique.

Dans le cas où on désire obtenir de très hautes ou très basses tensions variables aux bornes de la charge, il est nécessaire d'introduire un transformateur entre le gradateur et la charge [19], [20], [21]. Si on désire obtenir une tension continue variable, il suffit d'insérer un redresseur entre le transformateur et la charge [22], [23]. Ces diverses structures ont été étudiées dans le cas d'une commande par variation de l'angle de phase et pour divers couplages des enroulements du transformateur, permettant ainsi de choisir la structure la plus appropriée pour l'application désirée.

Quelle que soit la structure utilisée, le gradateur, comme tout convertisseur, est à l'origine de perturbations sur le réseau [24], [25], [26], [27], [28], [29].

Commandé par angle de phase, il absorbe de l'énergie réactive, quelle que soit la nature du récepteur. De plus, le découpage de l'onde de courant génère des harmoniques à l'origine de la déformation de l'onde de tension de la source.

Commandé par trains d'ondes, il produit une fluctuation du niveau de tension de la source impliquant des phénomènes gênants, tel le "flicker".

Il est tout de même possible, par diverses stratégies, de réduire les effets nocifs de ces convertisseurs sur le réseau. Ainsi la mise en parallèle de gradateurs, l'entrelacement des commandes, l'utilisation de G.T.O., l'adjonction de condensateurs conduisent à l'amélioration de leurs performances [30], [31].

L'ensemble des études sur les gradateurs triphasés a porté sur des structures symétriques, alimentant des récepteurs équilibrés ou déséquilibrés [32]. Il est possible cependant de contrôler les courants absorbés par la charge en ne commandant que deux phases sur les trois disponibles [33]. Pour cela, il suffit de supprimer les deux thyristors d'une même phase. On obtient alors un convertisseur composé uniquement de 4 thyristors, appelé "gradateur économique", dont l'étude fait l'objet de ce mémoire.

Dans le chapitre I, nous avons présenté l'analyse du fonctionnement et les performances de ce gradateur commandé par variation symétrique de l'angle de phase alimentant des récepteurs résistifs, puis résistants et inductifs. Cette étude a permis la détermination des effets de la dissymétrie de la structure sur le fonctionnement du système.

Connaissant ses défauts, nous avons cherché, dans le chapitre II, à améliorer ses performances par action sur la charge puis sur la commande.

La même structure a ensuite été étudiée dans le cas d'une commande par trains d'ondes (chapitre III). Nous avons ainsi pu comparer, pour les deux modes de commande, ses performances par rapport au gradateur classique à 6 thyristors dont il dérive naturellement.

Les résultats obtenus, en accord avec une expérience industrielle pragmatique, nous ont amené à nous intéresser plus particulièrement à la commande par trains d'ondes. C'est l'insertion d'un transformateur entre le gradateur et les résistances qui pose problème pour ce type de commande. Dans le chapitre IV, nous avons présenté les types de problèmes rencontrés et proposé les stratégies de commande à adopter.

Enfin dans le dernier chapitre, nous limitant à l'application essentielle des gradateurs, nous proposons une étude comparative des perturbations engendrées par ces convertisseurs pour les deux types de commande. On détermine ainsi, dans ce contexte particulier, le type de commande à utiliser.

CHAPITRE I

ETUDE DU GRADATEUR ECONOMIQUE COMMANDE PAR VARIATION SYMETRIQUE DE L'ANGLE DE PHASE

CHAPITRE I

ETUDE DU GRADATEUR ECONOMIQUE COMMANDE PAR VARIATION SYMETRIQUE DE L'ANGLE DE PHASE

Le gradateur "économique" est constitué de 4 thyristors connectés par paires anti-parallèles, dans 2 fils de phase reliant une source de tension triphasée à un récepteur (figure 1.1). Comparé à un gradateur classique, il permet de réaliser l'économie des 2 thyristors habituellement insérés dans la troisième phase. Avec une commande symétrique, la dissymétrie du montage entraîne un déséquilibre structurel du courant dans les phases, mais autorise globalement le réglage de puissance. En effet l'absence de conducteur neutre rend nulle à chaque instant la somme des courants absorbés et le réglage du courant dans la phase directement connectée est directement lié à celui des deux phases commandées. Cette structure "économique" peut donc être envisagée, mais il est nécessaire d'analyser son fonctionnement pour évaluer ses performances et pouvoir le comparer aux structures "gradateur" classiques.

Les thyristors du gradateur fonctionnant en commutation naturelle, leurs instants d'extinction dépendent du type de récepteur sur lequel le gradateur débite. L'analyse du fonctionnement sera réalisée sur un récepteur équilibré purement résistif, ce qui correspond à l'utilisation prévisible de la structure, puis sur récepteur résistif et inductif.

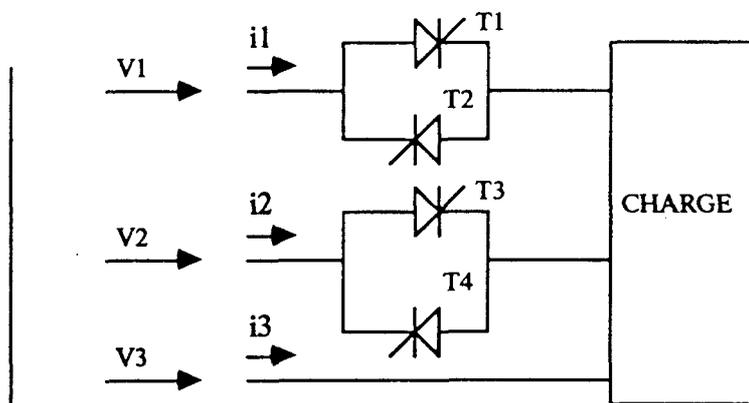


Figure 1.1

I - DEBIT SUR RECEPTEUR PUREMENT RESISTANT

1. HYPOTHESES ET NOTATIONS

Le récepteur est formé de trois résistances égales de valeur R couplées en étoile. Le schéma de la figure 1.2 indique les notations utilisées.

Les tensions simples de la source de valeur efficace V ont pour expression :

$$v_1 = V \sqrt{2} \sin \theta$$

$$v_2 = V \sqrt{2} \sin (\theta - 2\pi / 3)$$

$$v_3 = V \sqrt{2} \sin (\theta - 4\pi / 3)$$

avec

$\theta = \omega t$, ω étant la pulsation de la source.

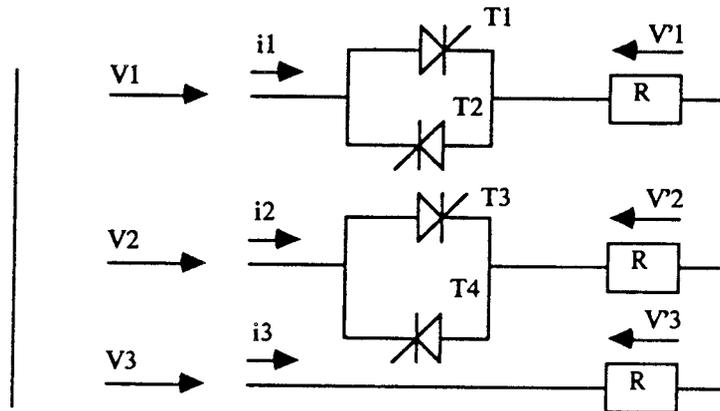


Figure 1.2

Avec une commande symétrique, les thyristors T₁ et T₃ sont amorcés avec un retard angulaire ψ par rapport à l'instant où les tensions simples correspondantes commencent à devenir positives.

T₁ est donc amorcé pour $\theta = \psi$ et T₃ quand θ atteint $2\pi / 3 + \psi$. Les thyristors connectés en antiparallèle sur T₁ et T₃ sont amorcés avec une demi-période de retard sur ceux-ci afin d'obtenir l'identité, au signe près des alternances positive et négative des 3 courants et par là interdire la génération d'harmoniques pairs. T₂ est donc amorcé pour $\theta = \pi + \psi$ et T₄ pour $\theta = \pi + \psi + 2\pi / 3$.

Avec ce type de commande, il suffit d'analyser le fonctionnement sur une demi-période. On étudiera le fonctionnement depuis l'instant d'enclenchement du thyristor T₁ pour $\theta = \psi$ jusqu'à celui d'enclenchement du thyristor T₂ pour $\theta = \pi + \psi$.

2. ANALYSE DU FONCTIONNEMENT

La structure du convertisseur, n'autorise au cours du fonctionnement que 4 topologies possibles, notées A, B, C, D.

* Topologie A

- Les trois bornes de la source sont reliées aux trois bornes du récepteur. Les thyristors passants sont T₁ ou T₂ et T₃ ou T₄. C'est le régime à deux thyristors simultanément conducteurs. Le point neutre de la source est alors équipotentiel à celui du récepteur. On a alors :

$$i_1 = \frac{v'_1}{R} = \frac{V\sqrt{2}}{R} \sin \theta$$

$$i_2 = \frac{v'_2}{R} = \frac{V\sqrt{2}}{R} \sin (\theta - 2\pi / 3)$$

$$i_3 = \frac{v'_3}{R} = \frac{V\sqrt{2}}{R} \sin (\theta - 4\pi / 3)$$

et les tensions aux bornes des thyristors sont nulles.

* Topologie B

- La première phase du récepteur est déconnectée de la source et c'est la seule. T₁ et T₂ sont bloqués alors que T₃ ou T₄ sont passants.

On a donc :

$$i_1 = 0$$

$$i_2 = -i_3 ; \quad v'_2 = Ri_2 = -Ri_3 = -v'_3 = (v_2 - v_3) / 2$$

$$i_2 = -\frac{V\sqrt{3}}{R\sqrt{2}} \cos \theta \quad ; \quad i_3 = \frac{V\sqrt{3}}{R\sqrt{2}} \cos \theta$$

La tension aux bornes des thyristors bloqués est :

$$v_{T_1} = -v_{T_2} = v_1 - v_2 + v'_2 = \frac{3}{2} v_1$$

*** Topologie C**

- La deuxième phase du récepteur est déconnectée de la source et c'est la seule. T₃ et T₄ sont bloqués alors que T₁ ou T₂ sont passants.

On a alors :

$$i_2 = 0$$

$$i_1 = -i_3 \quad ; \quad v'_1 = Ri_1 = -Ri_3 = -v'_3 = (v_1 - v_3) / 2$$

$$i_1 = \frac{V\sqrt{3}}{R\sqrt{2}} \sin(\theta - \pi/6) \quad ; \quad i_3 = -\frac{V\sqrt{3}}{R\sqrt{2}} \sin(\theta - \pi/6)$$

La tension aux bornes des thyristors bloqués est :

$$v_{T_3} = -v_{T_4} = v_2 - v_3 + v'_3 = \frac{3}{2} v_2$$

*** Topologie D**

- Deux phases du récepteur sont déconnectées de la source, tous les thyristors sont bloqués et tous les courants sont nuls.

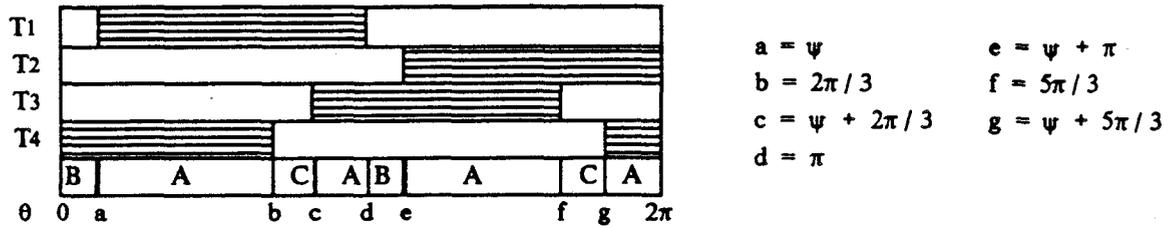
$$i_1 = i_2 = i_3 = 0 \quad v'_1 = v'_2 = v'_3 = 0$$

Les tensions aux bornes des thyristors bloqués sont parfaitement définies :

$$v_{T_1} = -v_{T_2} = v_1 - v_3 \quad ; \quad v_{T_3} = -v_{T_4} = v_2 - v_3$$

Lorsque le retard à l'amorçage croît de 0 à $7\pi/6$, cinq modes de fonctionnement se succèdent caractérisés par la séquence des topologies rencontrées pendant la demi-période qui va de ψ à $\pi + \psi$.

2.1. Premier mode de fonctionnement A-C-A-B $0 < \psi < \pi / 3$



Mode n°1 : Séquence A-C-A-B

La topologie du montage étant du type B, l'entrée en conduction du thyristor T_1 le fait passer en topologie du type A. Cet état est maintenu jusqu'à l'extinction naturelle du courant dans l'un des thyristors. Le premier à s'éteindre est T_4 , à l'instant où $\theta = 2\pi / 3$ car :

$$i_2 = \frac{V\sqrt{2}}{R} \sin(\theta - 2\pi / 3)$$

On passe alors en topologie C jusqu'à l'enclenchement de T_3 pour $\theta = \psi + 2\pi / 3$, ce qui conduit à nouveau à la topologie A. Celle-ci cesse à son tour quand T_1 s'éteint pour $\theta = \pi$ puisque $i_1 = V\sqrt{2} \sin \theta$. On trouve alors une topologie de type B jusqu'à l'enclenchement de T_2 pour $\theta = \pi + \psi$. En résumé pour :

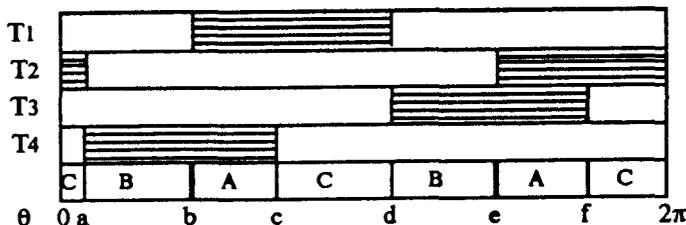
- $\theta \in (\psi, 2\pi / 3)$ topologie A
- $\theta \in (2\pi / 3, \psi + 2\pi / 3)$ topologie C
- $\theta \in (\psi + 2\pi / 3, \pi)$ topologie A
- $\theta \in (\pi, \pi + \psi)$ topologie B

Ce mode de fonctionnement cesse quand le retard à l'amorçage est tel que le thyristor T_1 se bloque spontanément avant que l'on amorce T_3 , soit quand $\psi + 2\pi / 3 = \pi$ c'est-à-dire $\psi = \pi / 3$.

On a représenté sur la planche 1(*), les formes d'ondes des tensions v'_1, v'_2, v'_3 aux bornes des 3 récepteurs pour $\psi = \pi / 6$, ainsi que les tensions aux bornes des thyristors T_1 et T_3 .

* Toutes les formes d'ondes relatives aux différents modes ont été regroupées à la fin du paragraphe, page 18

2.2. Deuxième mode de fonctionnement A-C-B $\pi/3 < \psi < \pi/2$



$$\begin{aligned} a &= \psi - \pi/3 & d &= \psi + 2\pi/3 \\ b &= \psi & e &= \psi + \pi \\ c &= 2\pi/3 & f &= 5\pi/3 \end{aligned}$$

Mode n°2 : Séquence A-C-B

A l'enclenchement de T₁, T₄ étant passant, on passe des topologies B à A jusqu'à l'extinction de T₄ pour $\theta = 2\pi/3$. La topologie C obtenue est interrompue par la mise en conduction de T₃ pour $\theta = \psi + 2\pi/3 > \pi$ puisque ψ est supérieur à $\pi/3$. L'entrée en conduction de T₃ entraîne le blocage de T₁ car le courant i_1 qui tendrait à s'installer aurait pour expression $i_1 = V\sqrt{2}/R \sin \theta$ et serait donc négatif pour $\theta > \pi$. La commutation est assurée par la source, mais reste naturelle. On a donc une topologie B (T₃ passant) jusqu'à l'enclenchement de T₂ pour $\theta = \pi + \psi$.

En résumé, pour :

- $\theta \in (\psi, 2\pi/3)$ topologie A
- $\theta \in (2\pi/3, \psi + 2\pi/3)$ topologie C
- $\theta \in (\psi + 2\pi/3, \pi + \psi)$ topologie B

Ce mode de fonctionnement cesse quand le courant i_1 s'annule spontanément avec le déblocage de T₃ pour $\theta = \psi + 2\pi/3$. i_1 égal à :

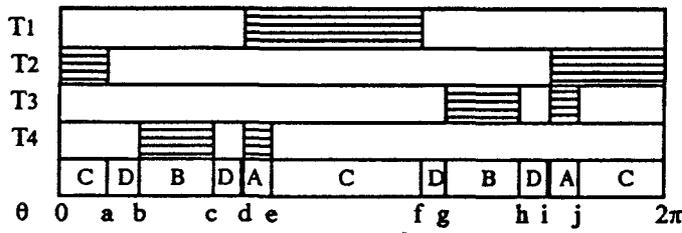
$$\frac{V\sqrt{3}}{\sqrt{2}R} \sin(\theta - \pi/6)$$

s'annule pour $\theta = 7\pi/6$, la limite de ce mode est obtenue quand :

$$\psi + \frac{2\pi}{3} = \frac{7\pi}{6} \text{ soit } \psi = \frac{\pi}{2}$$

On a représenté sur la planche 2 les formes d'ondes pour $\psi = 5\pi/12$. Celles donnant les tensions aux bornes des thyristors montrent nettement que pour les thyristors 3 et 4 la commutation est libre alors que pour les thyristors 1 et 2, la brusque discontinuité de tension à leurs bornes après la phase de conduction indique l'assistance de la source à la commutation.

2.3. Troisième mode de fonctionnement A-C-D-B-D $\pi/2 < \psi < 2\pi/3$



$$\begin{aligned} a &= \pi/6 & f &= 7\pi/6 \\ b &= \psi - \pi/3 & g &= \psi + 2\pi/3 \\ c &= \pi/2 & h &= 3\pi/2 \\ d &= \psi & i &= \psi + \pi \\ e &= 2\pi/3 & j &= 5\pi/3 \end{aligned}$$

Mode n°3 : Séquence A-C-D-B-D

La topologie de type A obtenue à partir de $\theta = \psi$ cesse comme précédemment pour $\theta = 2\pi/3$ quand le courant i_1 s'annule. On obtient ensuite un régime où T_1 est seul passant (type C) jusqu'à l'annulation de i_1 pour $\theta = 7\pi/6$ puisque :

$$i_1 = \frac{V}{R} \sqrt{3/2} \sin(\theta - \pi/6)$$

Le thyristor T_3 n'étant amorcé que plus tard, puisqu'il est enclenché pour $\theta = \psi + 2\pi/3$ avec $\psi > \pi/2$, tous les thyristors sont bloqués et l'on passe à une topologie de type D jusqu'à l'amorçage de T_3 . On obtient une topologie de type B jusqu'à l'annulation du courant i_2 . Celui-ci ayant pour expression :

$$i_2 = \frac{V}{R} \sqrt{3/2} \cos \theta$$

s'annule pour $\theta = 3\pi/2$ soit avant l'amorçage de T_2 qui se produira pour $\theta = \psi + \pi$ avec $\psi > \pi/2$.

On obtient à nouveau une topologie de type D jusqu'à l'amorçage de T_2 pour $\theta = \psi + \pi$. Si l'on veut à nouveau retrouver une topologie de type A, il faut réamorcer T_3 qui s'est éteint spontanément pour $\theta = 3\pi/2$. La commande des thyristors de la deuxième phase (T_3 et T_4) doit pouvoir permettre ce réamorçage. Le thyristor T_3 doit être encore commandé pour $\theta = \psi + \pi$. Recevant sa première impulsion de commande pour $\theta = \psi + 2\pi/3$, la largeur du train d'impulsions de commande doit être au minimum égale à $\psi + \pi - (\psi + 2\pi/3) = \pi/3$.

Si l'on n'utilise pas cette stratégie de commande, en se limitant à une commande classique avec des impulsions de courte durée, la topologie A n'apparaît plus dans la séquence des topologies caractérisant ce mode et des discontinuités apparaissent dans la caractéristique de réglage.

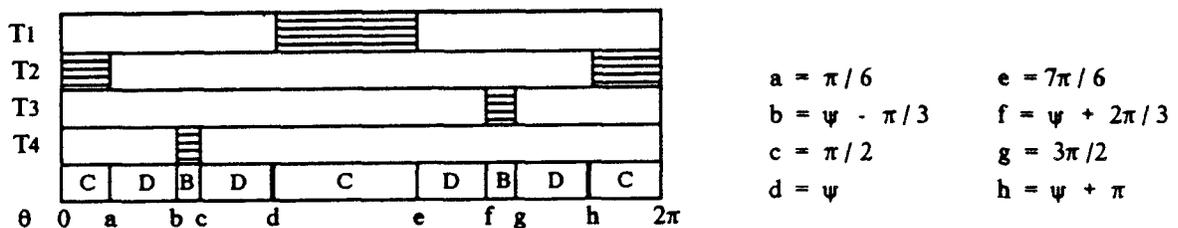
En résumé, la continuité des caractéristiques de réglage impose une commande en rafales d'impulsions de largeur supérieure à 60° sur la deuxième phase. On obtient alors pour :

- $\theta \in (\psi, 2\pi / 3)$ une topologie A
- $\theta \in (2\pi / 3, 7\pi / 6)$ une topologie C
- $\theta \in (7\pi / 6, \psi + 2\pi / 3)$ une topologie D
- $\theta \in (\psi + 2\pi / 3, 3\pi / 2)$ une topologie B
- $\theta \in (3\pi / 2, \psi + \pi)$ une topologie D

Ce mode de fonctionnement cesse lorsque disparaît le régime à 2 thyristors simultanément passants (topologie A), c'est-à-dire lorsqu'il est impossible de réallumer les thyristors T₃ et T₄ une deuxième fois au cours de la période. Le thyristor T₄ se bloquant librement pour $\theta = 2\pi / 3$, la limite de ce mode est obtenue quand l'amorçage de T₁ est postérieur au blocage de T₄ soit $\psi > 2\pi / 3$.

La planche 3 donne les formes d'onde obtenues pour $\psi = 7\pi / 12$. On peut remarquer que la tension aux bornes du thyristor 3 devient négative après sa première phase de conduction. C'est l'amorçage du thyristor T₂ qui autorise la deuxième conduction de T₃ alors que la tension à ses bornes était précédemment négative.

2.4. Quatrième mode de fonctionnement C-D-B-D $2\pi / 3 < \psi < 5\pi / 6$



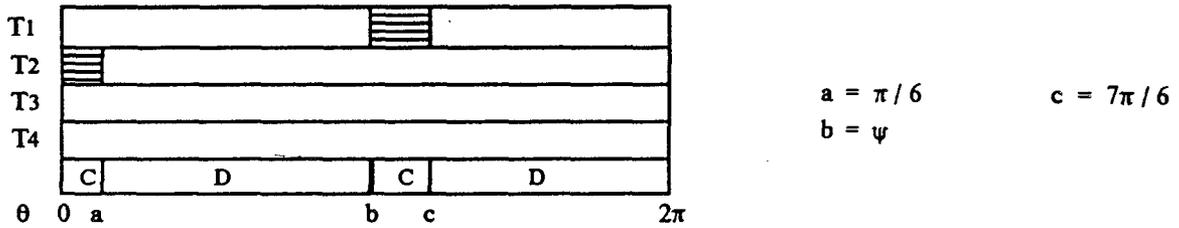
Mode n°4 : Séquence C-D-B-D

Tous les thyristors sont bloqués à l'amorçage de T₁ pour $\theta = \psi$ et on obtient une topologie C jusqu'au blocage spontané de T₁ pour $\theta = 7\pi / 6$ qui fait réapparaître une topologie D jusqu'à l'amorçage de T₃ pour $\theta = \psi + 2\pi / 3$. La topologie B obtenue cesse avec le blocage de T₃ pour $\theta = 3\pi / 2$. Tous les thyristors sont à nouveau bloqués (topologie D) jusqu'à l'amorçage de T₂ pour $\theta = \pi + \psi$. En résumé pour :

- $\theta \in (\psi, 7\pi / 6)$ topologie C
- $\theta \in (7\pi / 6, \psi + 2\pi / 3)$ topologie D
- $\theta \in (\psi + 2\pi / 3, 3\pi / 2)$ topologie B
- $\theta \in (3\pi / 2, \psi + \pi)$ topologie D

Ce mode de fonctionnement cesse quand il n'est plus possible d'amorcer le thyristor T₃ pour $\theta = \psi + 2\pi / 3$, quand la tension $v_{T3} = -\sqrt{3} V\sqrt{2} \cos \theta$ devient négative, soit pour $\psi + 2\pi / 3 = 3\pi / 2$, c'est-à-dire $\psi = 5\pi / 6$. La planche 4 donne les formes d'onde obtenues pour $\psi = 3\pi / 4$.

2.5. Cinquième mode de fonctionnement C-D $5\pi / 6 < \psi < 7\pi / 6$



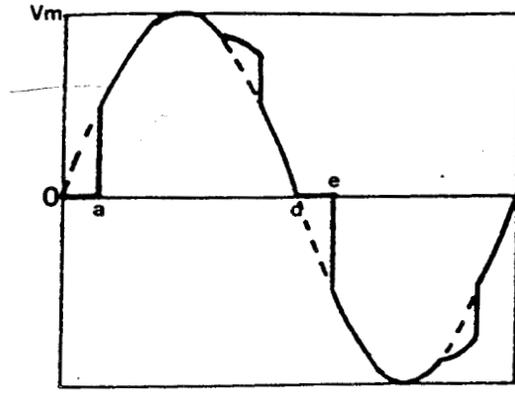
Mode n°5 : Séquence C-D

Tous les thyristors étant bloqués, on amorce T₁ pour $\theta = \psi$. Celui-ci conduit jusqu'à l'annulation de i_1 pour $\psi = 7\pi / 6$, tous les thyristors restent bloqués jusqu'à l'amorçage de T₂ pour $\theta = \psi + \pi$. Avec une commande symétrique, il n'est pas possible d'amorcer les thyristors de la 2e phase. Le courant i_2 reste nul pendant toute la période. On a donc pour :

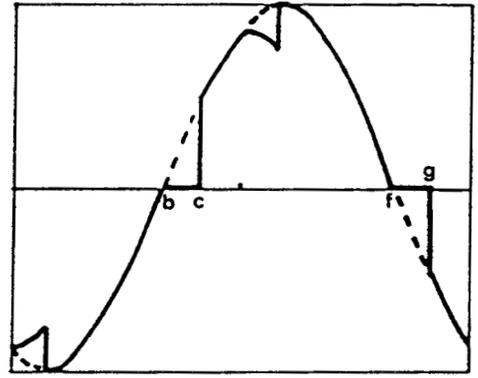
- $\theta \in (\psi, 7\pi / 6)$ une topologie C
- $\theta \in (7\pi / 6, \psi + \pi)$ une topologie D

Ce mode de fonctionnement cesse quand il n'est plus possible d'amorcer les thyristors. Quand ψ atteint $7\pi / 6$, la topologie C disparaît et les thyristors restent constamment bloqués.

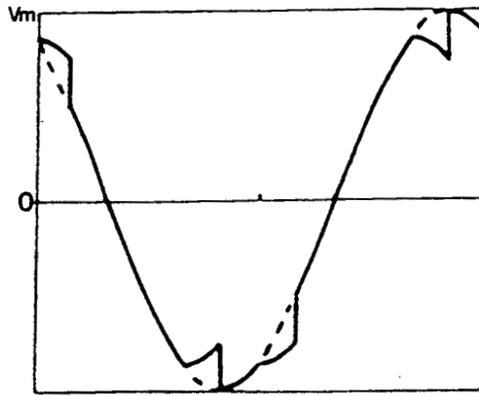
La planche 5 donne pour $\psi = \pi$ les formes d'onde des tensions aux bornes des charges, ainsi qu'aux bornes des thyristors.



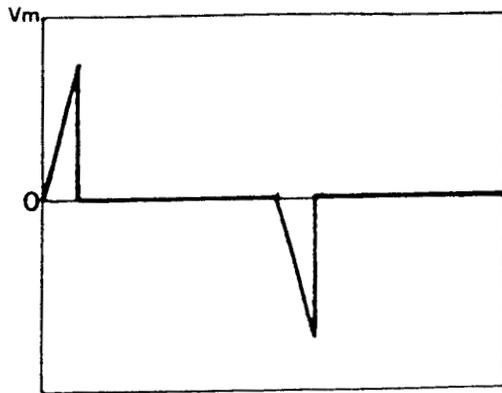
v'_1



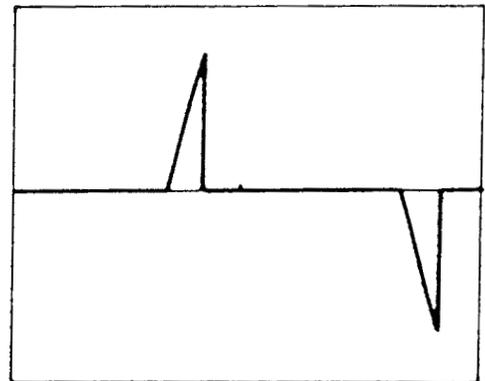
v'_2



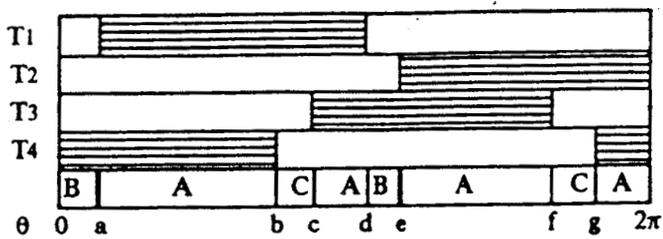
v'_3



v_{Th1}



v_{Th3}

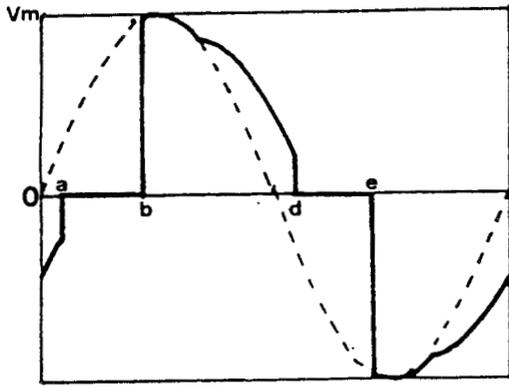


$a = \psi$ $e = \psi + \pi$
 $b = 2\pi/3$ $f = 5\pi/3$
 $c = \psi + 2\pi/3$ $g = \psi + 5\pi/3$
 $d = \pi$

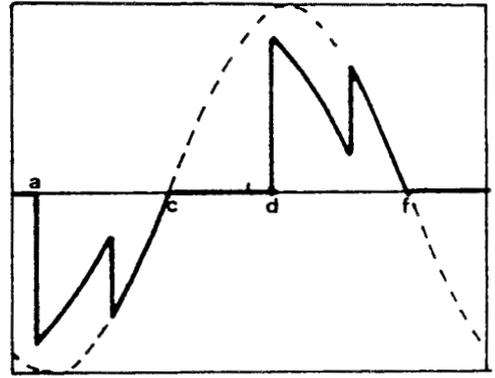
Mode n°1 : Séquence A-C-A-B

$\psi = \pi/6$

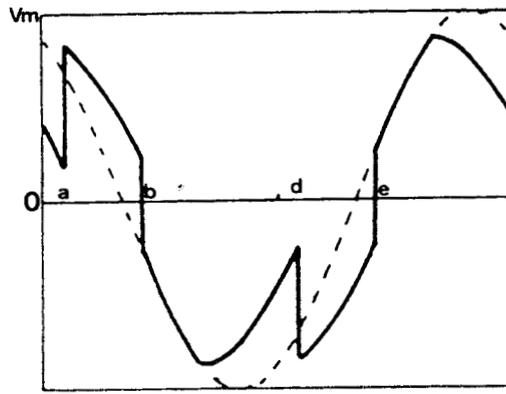
Planche 1



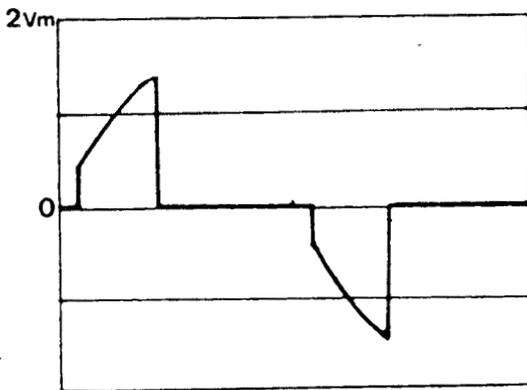
v'_1



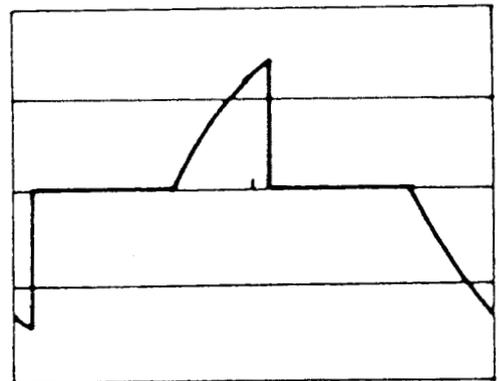
v'_2



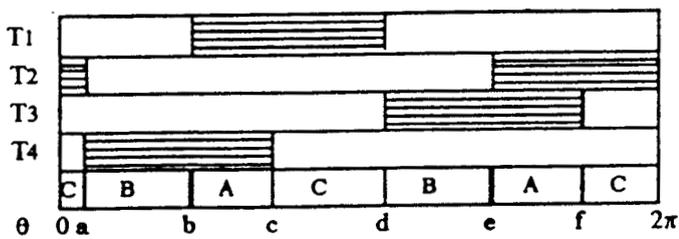
v'_3



v_{Th1}



v_{Th3}

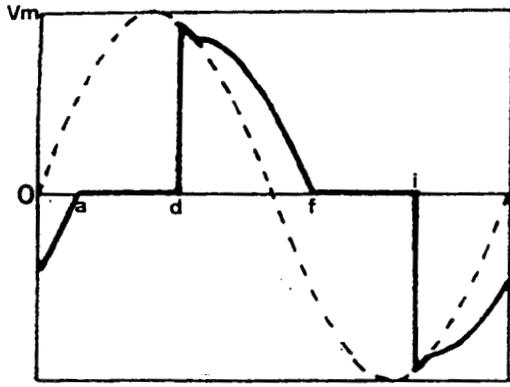


$$\begin{aligned}
 a &= \psi - \pi/3 & d &= \psi + 2\pi/3 \\
 b &= \psi & e &= \psi + \pi \\
 c &= 2\pi/3 & f &= 5\pi/3
 \end{aligned}$$

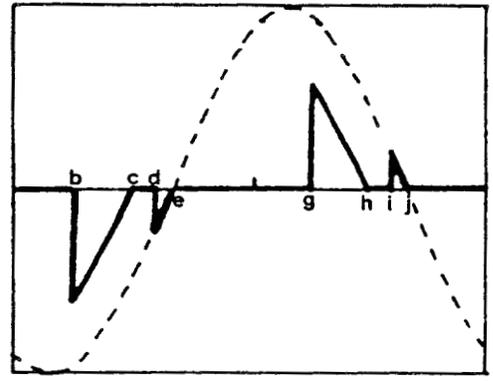
Mode n°2 : Séquence A-C-B

$$\psi = 5\pi/12$$

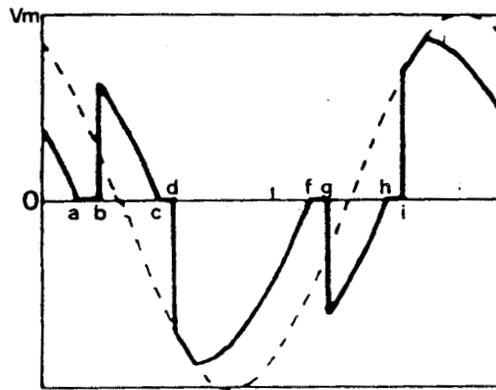
Planche 2



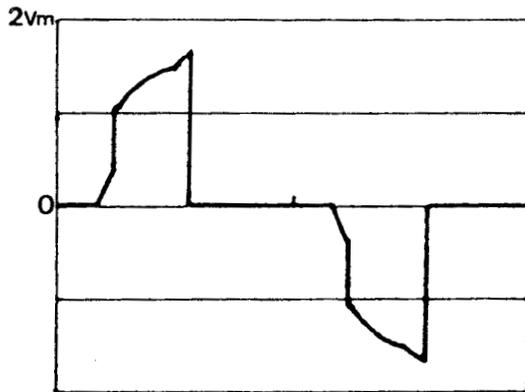
v'_1



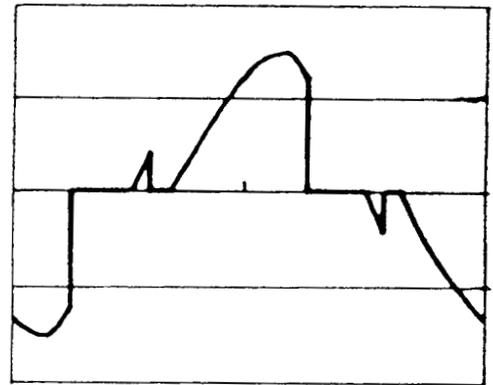
v'_2



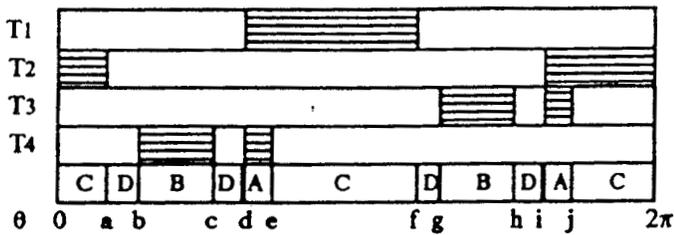
v'_3



v_{Th1}



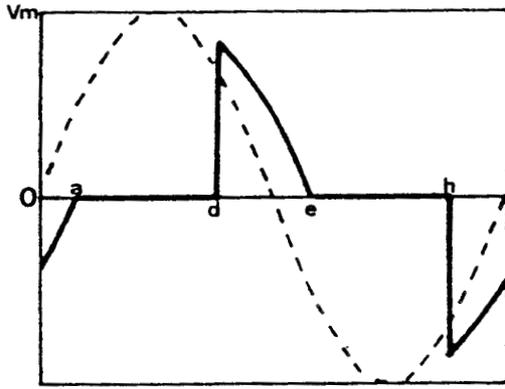
v_{Th3}



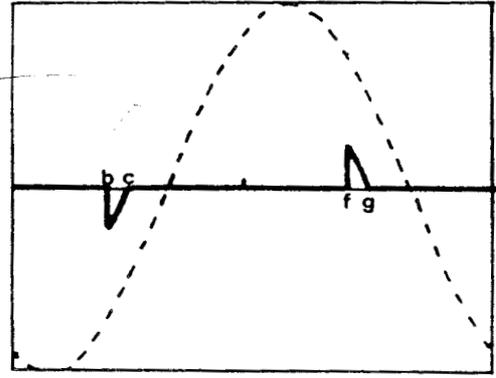
- $a = \pi/6$
- $b = \psi - \pi/3$
- $c = \pi/2$
- $d = \psi$
- $e = 2\pi/3$
- $f = 7\pi/6$
- $g = \psi + 2\pi/3$
- $h = 3\pi/2$
- $i = \psi + \pi$
- $j = 5\pi/3$

Mode n°3 : Séquence A-C-D-B-D

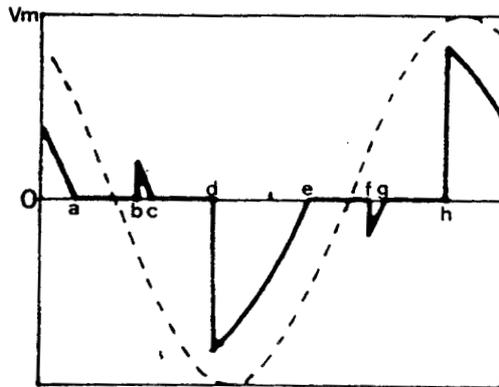
$\psi = 7\pi/12$



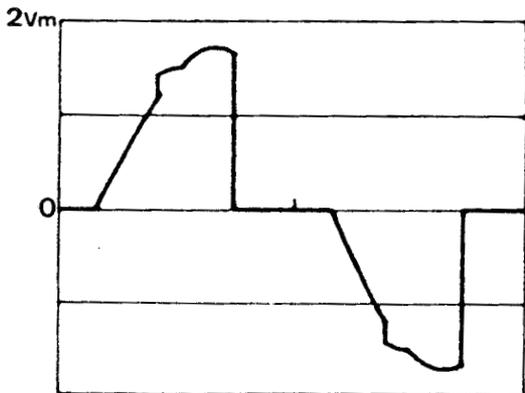
v'_1



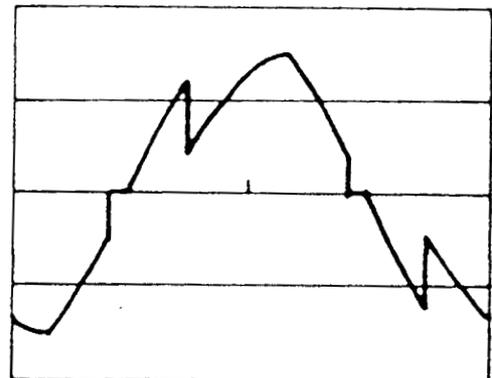
v'_2



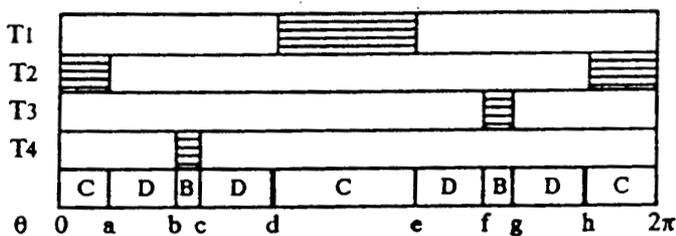
v'_3



v_{Th1}



v_{Th3}

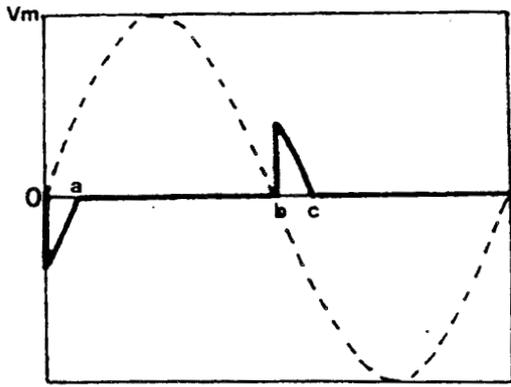


- $a = \pi/6$
- $b = \psi - \pi/3$
- $c = \pi/2$
- $d = \psi$
- $e = 7\pi/6$
- $f = \psi + 2\pi/3$
- $g = 3\pi/2$
- $h = \psi + \pi$

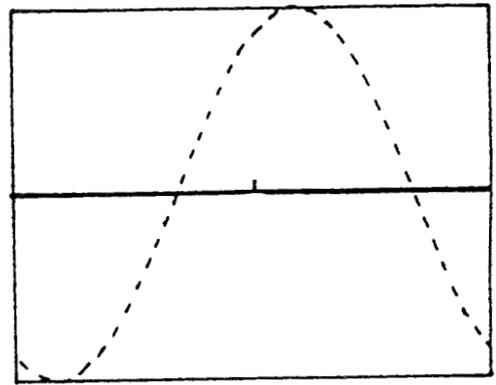
Mode n°4 : Séquence C-D-B-D

$\psi = 3\pi/4$

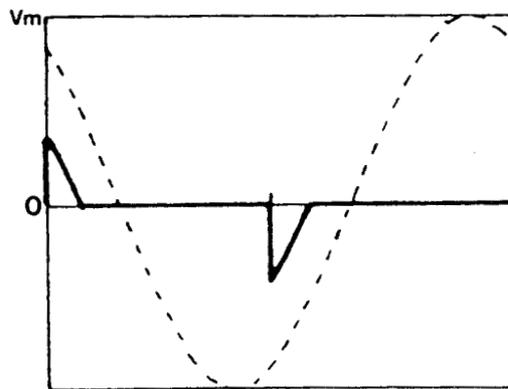
Planche 4



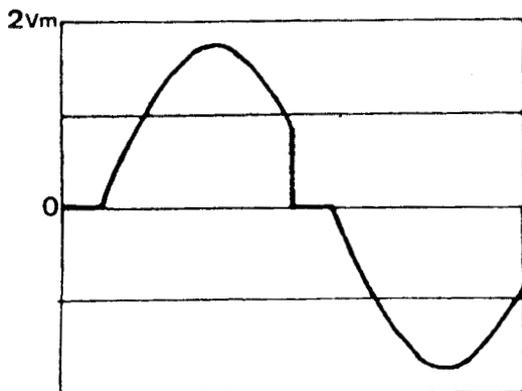
v'_1



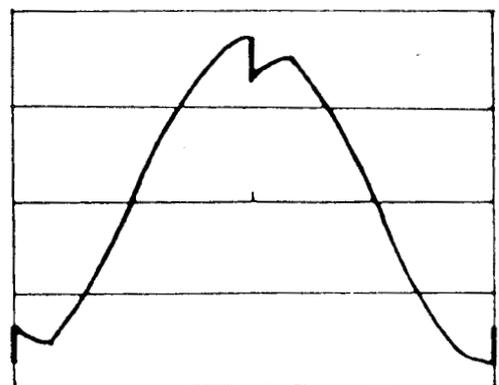
v'_2



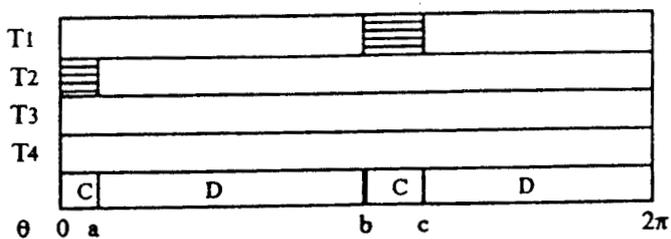
v'_3



v_{Th1}



v_{Th3}



$a = \pi/6$

$c = 7\pi/6$

$b = \psi$

Mode n°5 : Séquence C-D

$\psi = \pi$

Planche 5

II - DEBIT SUR RECEPTEUR RESISTANT ET INDUCTIF

1. HYPOTHESES ET NOTATIONS

Le récepteur est constitué de 3 résistances inductives de constantes R et L groupées en étoile. Il est caractérisé par son impédance Z à la pulsation ω :

$$Z = \sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}$$

et par son argument ϕ :

$$\text{tg } \phi = Q = \frac{L \omega}{R}$$

Les différentes notations sont indiquées figure 1.4.

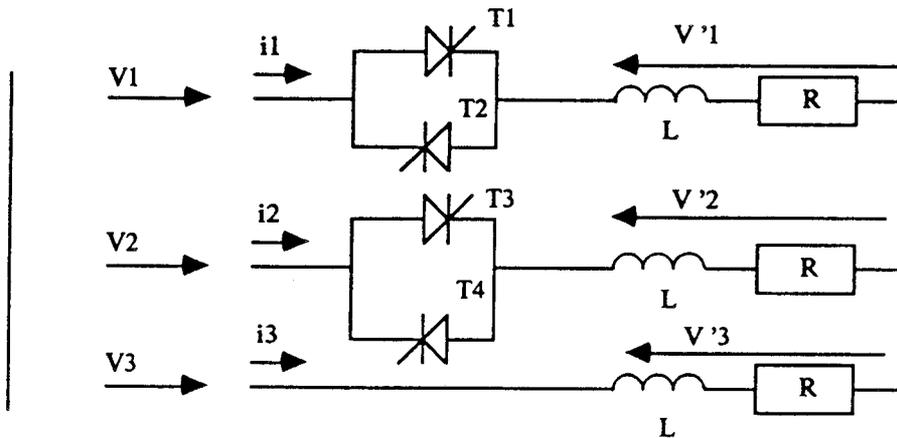


Figure 1.4

Comme lors de l'étude du débit sur récepteur purement résistant, on désigne par ψ le retard à l'amorçage compté par rapport au zéro de tension obtenu par valeur croissante de la tension d'alimentation. Les instants d'amorçage sont parfaitement définis par la valeur de cet angle ψ , mais les instants d'extinction déterminés par l'annulation des courants dépendent aussi de l'argument ϕ du récepteur. On retrouve bien les 4 topologies possibles, présentées lors du débit sur R, mais leur séquence, caractérisée par la notion de mode de fonctionnement, dépend des deux paramètres ψ et ϕ . Lorsque ψ croît, 5 modes de fonctionnement peuvent se présenter.

2. ANALYSE DU FONCTIONNEMENT

Pour chacune des 4 topologies, les équations qui régissent le fonctionnement sont les suivantes :

* Topologie A

2 thyristors passants :

$$\begin{aligned}
 v'_1 &= V \sqrt{2} \sin \theta = R i_1 + L \omega \frac{d i_1}{d \theta} \\
 v'_2 &= V \sqrt{2} \sin(\theta - 2\pi / 3) = R i_2 + L \omega \frac{d i_2}{d \theta} \\
 v'_3 &= V \sqrt{2} \sin(\theta - 4\pi / 3) \\
 i_3 &= -(i_1 + i_2) \quad v_{T_1} = v_{T_3} = 0
 \end{aligned} \tag{1}$$

* Topologie B

T₁ et T₂ bloqués, T₃ ou T₄ passants :

$$\begin{aligned}
 i_1 &= 0 \\
 v'_1 &= 0 \\
 v'_2 = -v'_3 &= -\sqrt{3/2} V \cos \theta = R i_2 + L \omega \frac{d i_2}{d \theta} \\
 i_3 &= -i_2 \\
 v_{T_1} &= 3/2 v_1 \quad v_{T_3} = 0
 \end{aligned} \tag{2}$$

* Topologie C

T₃ et T₄ bloqués, T₁ ou T₂ passants :

$$\begin{aligned}
 i_2 &= 0 \\
 v'_2 &= 0 \\
 v'_1 = -v'_3 &= +\sqrt{3/2} V \sin(\theta - \pi / 6) = R i_1 + L \omega \frac{d i_1}{d \theta} \\
 i_3 &= -i_1 \\
 v_{T_3} &= 3/2 v_2 \quad v_{T_1} = 0
 \end{aligned} \tag{3}$$

* Topologie D

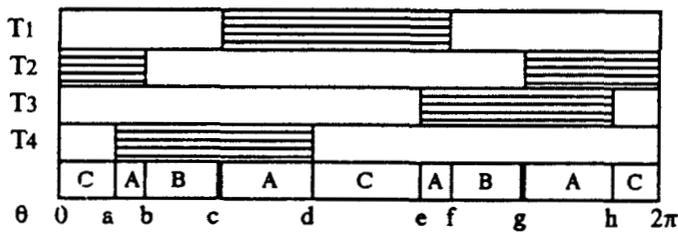
Tous les thyristors sont bloqués :

$$i_1 = i_2 = i_3 = 0$$

$$v'_1 = v'_2 = v'_3 = 0$$

$$v_{T_1} = v_1 - v_3 \quad ; \quad v_{T_3} = v_2 - v_3$$

2.1. Premier mode de fonctionnement A-C-A-B $\phi < \psi < \psi_{L1}$



$$\begin{aligned} a &= \psi - \pi/3 & e &= \psi + 2\pi/3 \\ b &= \theta_2 - \pi & f &= \theta_2 \\ c &= \psi & g &= \psi + \pi \\ d &= \theta_1 & h &= \theta_1 + \pi \end{aligned}$$

Mode n°1 : Séquence A-C-A-B

♣ Pour $\theta = \psi$, on amorce T_1 alors que T_4 est passant, on obtient une topologie A. Les courants i_1 et i_2 sont obtenus par intégration des équations différentielles (1).

En désignant par θ_1 l'instant d'extinction du thyristor T_4 et puisque $i_1(\psi) = 0$, on obtient :

$$i_1 = \frac{V\sqrt{2}}{Z} \left[\sin(\theta - \phi) - \sin(\psi - \phi) e^{-\frac{(\theta - \psi)}{Q}} \right]$$

$$i_2 = \frac{V\sqrt{2}}{Z} \left[\sin(\theta - \phi - 2\pi/3) - \sin(\theta_1 - \phi - 2\pi/3) e^{-\frac{(\theta - \theta_1)}{Q}} \right]$$

♣ Pour $\theta_1 < \theta < \psi + 2\pi/3$, le thyristor T_1 est seul à conduire. On obtient une topologie de type C. Le courant i_2 est nul, et $i_3 = -i_1$. i_1 est donné par l'intégration de l'équation (3).

En écrivant la continuité du courant i_1 à l'instant θ_1 , on obtient :

$$i_1 = \frac{V\sqrt{2}}{Z} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\theta - \phi - \pi/6) - \sin(\psi - \phi) e^{-\frac{(\theta - \psi)}{Q}} + \frac{1}{2} \sin(\theta_1 - \phi + \pi/3) e^{-\frac{(\theta - \theta_1)}{Q}} \right]$$

❖ A l'instant où $\theta = \psi + 2\pi / 3$, on amorce T_3 , on obtient à nouveau une topologie A. A cet instant i_2 ($\psi + 2\pi / 3$) = 0, et en écrivant la continuité du courant i_1 , l'intégration des équations (1) donne :

$$i_1 = \frac{V\sqrt{2}}{Z} \left[\sin(\theta - \phi) + \sin(\psi - \phi) e^{-(\theta - \psi)/Q} \left[\frac{1}{2} e^{2\pi/3Q} - 1 \right] + \frac{1}{2} \sin(\theta_1 - \phi + \pi / 3) e^{-(\theta - \theta_1)/Q} \right]$$

$$i_2 = \frac{V\sqrt{2}}{Z} \left[\sin(\theta - \phi - 2\pi / 3) - \sin(\psi - \phi) e^{-\frac{(\theta - \psi - 2\pi/3)}{Q}} \right]$$

Le courant i_1 s'annule pour $\theta = \theta_2$.

❖ Pour $\theta_2 < \theta < \psi + \pi$, T_3 est seul à conduire, on a donc une topologie de type B. Le courant i_2 est donné par l'intégration de l'équation (2). En écrivant la continuité de i_2 pour $\theta = \theta_2$, on obtient :

$$i_2 = -\frac{V\sqrt{2}}{Z} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\theta - \phi) + \frac{1}{2} \sin(\theta_2 - \phi) e^{-\frac{(\theta - \theta_2)}{Q}} + \sin(\psi - \phi) e^{-\frac{(\theta - \psi - 2\pi/3)}{Q}} \right]$$

❖ Pour $\theta = \psi + \pi$ on amorce T_2 et une demi-période, analogue à la précédente au signe près, commence.

Les expressions de θ_1 et de θ_2 se déterminent en écrivant l'annulation du courant i_1 pour $\theta = \theta_2$ et la continuité du courant i_2 : $i_2(\pi + \psi) = -i_2(\psi)$. On obtient :

$$\sin(\theta_1 - \phi + \pi / 3) e^{\theta_1/Q} = \sin(\psi - \phi) e^{\psi/Q} \frac{2 + 2e^{\pi/Q} + 3e^{2\pi/3Q}}{1 + 4e^{\pi/Q}}$$

$$\sin(\theta_2 - \phi) e^{\theta_2/Q} = \sin(\psi - \phi) e^{\psi/Q} \frac{3e^{\pi/Q} - 2e^{2\pi/3Q} - 2e^{5\pi/3Q}}{1 + 4e^{\pi/Q}}$$

La planche 6 donne un exemple de formes d'ondes obtenues pour $\phi = 30^\circ$ et $\psi = 90^\circ$. Celles-ci ont été regroupées à partir de la page 39 pour chacun des modes étudiés.

L'instant d'extinction θ_1/ω du thyristor T₄ est donné par la relation :

$$\sin(\theta_1 - \phi + \pi / 3) e^{\theta_1/Q} = \sin(\psi - \phi) e^{\psi/Q} \frac{2 + 2 e^{\pi/Q} + 3 e^{2\pi/3Q}}{1 + 4 e^{\pi/Q}}$$

Celui du thyristor T₁, noté θ_2/ω par :

$$\sin(\theta_2 - \phi) e^{\theta_2/Q} = \sin(\psi - \phi) e^{\psi/Q} \frac{3 e^{\pi/Q} - 2 e^{2\pi/3Q} - 2 e^{5\pi/3Q}}{1 + 4 e^{\pi/Q}}$$

La fin de ce mode de fonctionnement peut survenir, à priori, lorsque l'un des deux évènements suivants se produit :

- le courant i_2 , négatif revenant par le thyristor T₄ s'annule spontanément avant l'enclenchement pour $\theta = \psi$ du thyristor T₁.

La limite de ce mode est obtenue pour une valeur de ψ notée ψ_{L1} telle que l'annulation spontanée de i_2 coïncide avec l'amorçage de T₁, soit pour $\theta_1 = \psi$. On obtient :

$$\sin(\psi_{L1} - \phi + \pi / 3) = \sin(\psi_{L1} - \phi) \frac{2 + 2 e^{\pi/Q} + 3 e^{2\pi/Q}}{1 + 4 e^{\pi/Q}}$$

- le courant i_1 , traversant le thyristor T₁ s'annule spontanément avant que l'on amorce le thyristor T₃ pour $\theta = \psi + 2\pi / 3$.

La limite de ce mode est alors obtenue pour une valeur de ψ , notée $\psi_{L'1}$ telle que l'annulation spontanée de i_1 coïncide avec l'amorçage de T₃, soit pour $\theta_2 = \psi + 2\pi / 3$, on obtient :

$$\sin(\psi_{L'1} + 2\pi / 3 - \phi) = \sin(\psi_{L'1} - \phi) \frac{3 e^{\pi/3Q} - 2 e^{\pi/Q} - 2}{1 + 4 e^{\pi/Q}}$$

On a représenté figure 1.6 les courbes donnant les valeurs de ψ_{L1} et $\psi_{L'1}$ en fonction de ϕ . Elles montrent que ψ_{L1} est toujours inférieur à $\psi_{L'1}$ et par là, que le premier mode de fonctionnement cesse avec le blocage du thyristor T_4 avant l'enclenchement du thyristor T_1 .

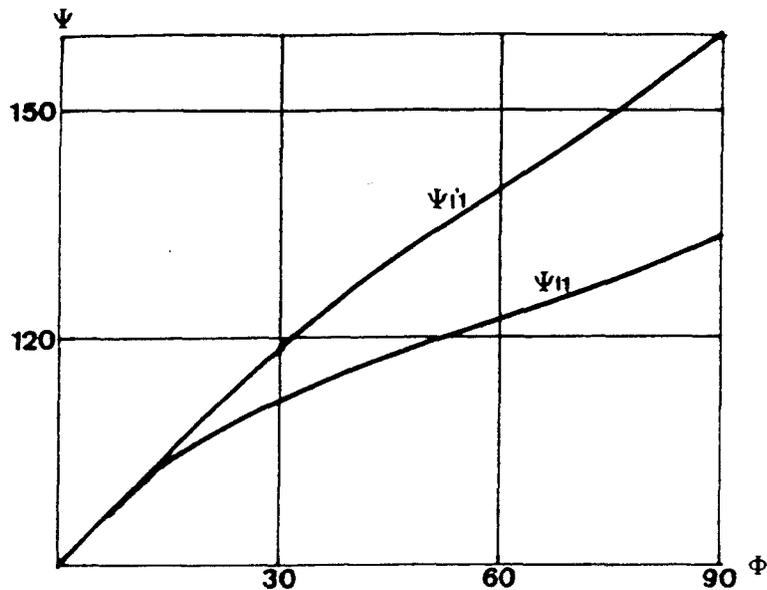


Figure 1.6

Si, comme lors du débit sur résistances, les thyristors T_3 et T_4 reçoivent des rafales d'impulsions de largeur supérieure à $\pi / 3$, le thyristor T_4 , qui a reçu son signal de commande pour $\theta = \psi - \pi / 3$, est encore commandé quand, pour $\theta = \psi$, le thyristor T_1 est à son tour rendu conducteur.

Selon les valeurs de ψ_{L1} obtenues, deux modes de fonctionnement peuvent alors succéder au premier mode :

- le thyristor T_4 qui s'était bloqué spontanément avant $\theta = \psi$, se réarmore dès le déblocage de T_1 . Pour cela, il suffit qu'à cet instant, la tension v_2 soit encore négative, soit $\psi < 2\pi / 3$.

Si ψ_{L1} est inférieur à $2\pi / 3$, le thyristor T_4 se réarmore pour $\theta = \psi$. On obtient alors un mode noté 2', car il diffère du mode 2 obtenu sur résistances, caractérisé par la séquence de topologies suivantes : A-C-A-B-D. Il se différencie du premier mode par l'ajout d'une topologie D à la fin de la séquence.

- le thyristor T_4 ne peut plus être rendu conducteur pour $\theta = \psi$, car ψ étant supérieur à $2\pi / 3$ l'enclenchement de T_1 rend la tension à ses bornes négative ($v_{T4} = -3 / 2 v_2$). Il y a donc disparition de la première topologie A dans la séquence qui caractérise le mode. Ce nouveau mode noté 2'' est caractérisé par la séquence suivante C-A-B-D.

En conclusion, lorsque ψ croît, on passe du mode 1 aux modes 2' ou 2'' suivant que ψ est supérieur ou inférieur à $2\pi / 3$.

La valeur de ϕ pour laquelle on change de type de mode 2 est obtenue quand $\psi_{L1} = 2\pi / 3$, soit :

$$\sin \phi = \sin(2\pi / 3 - \phi) \frac{2 + 2 e^{\pi/Q} + 3 e^{2\pi/3Q}}{1 + 4 e^{\pi/Q}}$$

On obtient $\phi = 52^\circ$

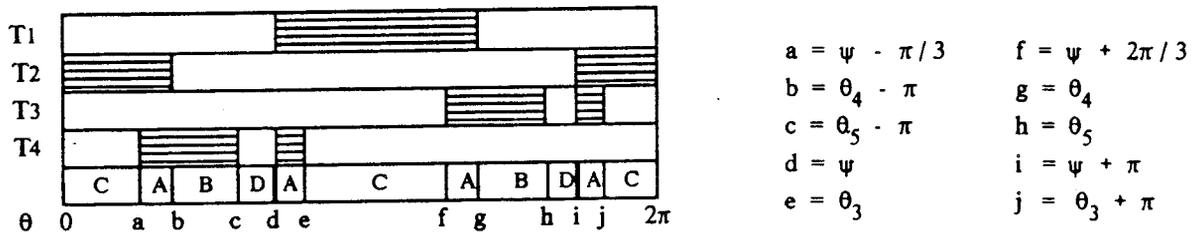
Si $\phi < 52^\circ$, on passe du mode 1 au mode 2'

Si $\phi > 52^\circ$, on passe du mode 1 au mode 2''.

2.2. Deuxième mode de fonctionnement $\psi_{L1} < \psi < \psi_{L2}$

Lorsque ψ est supérieur à ψ_{L1} , on passe au deuxième mode. Si ϕ est inférieur à 52° , le fonctionnement correspond au sous-mode 2' caractérisé par les topologies A-C-A-B-D. Si ϕ est supérieur à 52° , on passe du premier mode au sous-mode 2'' de type C-A-B-D.

2.2.1. Sous-mode 2' - A-C-A-B-D



Sous-Mode n°2' : Séquence A-C-A-B-D

La séquence des topologies est identique à celle obtenue pour le premier mode. Il s'ajoute simplement une topologie D avant l'enclenchement de T2 pour $\theta = \psi + \pi$. Les équations différentielles régissant le fonctionnement sont les mêmes que celles correspondant au premier mode. Dans les expressions des courants, seules diffèrent les conditions initiales.

❖ Pour $\psi < \theta < \theta_3$ (topologie A), puisque $i_1(\psi) = i_2(\psi) = 0$, on obtient :

$$i_1 = \frac{V\sqrt{2}}{Z} \left[\sin(\theta - \phi) - \sin(\psi - \phi) e^{-(\theta - \psi)/Q} \right]$$

$$i_2 = \frac{V\sqrt{2}}{Z} \left[\sin(\theta - \phi - 2\pi/3) - \sin(\psi - \phi - 2\pi/3) e^{-(\theta - \psi)/Q} \right]$$

$$i_3 = -(i_1 + i_2)$$

❖ Pour $\theta_3 < \theta < \psi + 2\pi/3$ (topologie C), en désignant par θ_3 l'angle de blocage du thyristor T_4 , on obtient la même expression analytique du courant i_1 que celle obtenue au premier mode au remplacement près de θ_1 par θ_3

$$i_1 = \frac{V\sqrt{2}}{Z} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\theta - \phi - \pi/6) - \sin(\psi - \phi) e^{-\frac{(\theta - \psi)}{Q}} + \frac{1}{2} \sin(\theta_3 - \phi + \pi/3) e^{-\frac{(\theta - \theta_3)}{Q}} \right]$$

$$i_3 = -i_1 \quad i_2 = 0$$

❖ Pour $\psi + 2\pi/3 < \theta < \theta_4$ (topologie A), en désignant par θ_4 l'angle de blocage du thyristor T_1 , on obtient les mêmes expressions des courants qu'au premier mode au remplacement près de θ_2 par θ_4 et de θ_1 par θ_3

$$i_1 = \frac{V\sqrt{2}}{Z} \left[\sin(\theta - \phi) + \sin(\psi - \phi) e^{-(\theta - \psi)/Q} \left[\frac{1}{2} e^{2\pi/3Q} - 1 \right] + \frac{1}{2} \sin(\theta_3 - \phi + \pi/3) e^{-(\theta - \theta_3)/Q} \right]$$

$$i_2 = \frac{V\sqrt{2}}{Z} \left[\sin(\theta - \phi - 2\pi/3) - \sin(\psi - \phi) e^{-(\theta - \psi - 2\pi/3)/Q} \right]$$

$$i_3 = -(i_1 + i_2)$$

Le courant i_1 s'annule pour $\theta = \theta_4$

♣ Pour $\theta_4 < \theta < \theta_5$ (topologie B), on obtient, comme précédemment :

$$i_2 = -\frac{V\sqrt{2}}{Z} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\theta - \phi) + \frac{1}{2} \sin(\theta_4 - \phi) e^{-(\theta - \theta_4)/Q} + \sin(\psi - \phi) e^{-(\theta - \psi - 2\pi/3)/Q} \right]$$

$$i_1 = 0 \quad i_3 = -i_2$$

Pour $\theta = \theta_5$, i_2 s'annule.

♣ Pour $\theta_5 < \theta < \psi + \pi$ (topologie D), tous les courants sont nuls.

La planche 7 donne un exemple de formes d'ondes obtenues pour $\phi = 30^\circ$, $\psi = 115^\circ$. Les instants d'extinction des thyristors T_4 , T_1 et T_3 aux instants θ_3 / ω , θ_4 / ω , θ_5 / ω sont obtenus par les relations :

$$\sin(\theta_3 - \phi - 2\pi/3) e^{\theta_3/Q} = \sin(\psi - \phi - 2\pi/3) e^{\psi/Q}$$

$$\sin(\theta_4 - \phi) e^{\theta_4/Q} + \sin(\psi - \phi) e^{\psi/Q} \left[\frac{1}{2} e^{2\pi/3Q} - 1 \right] - \frac{1}{2} \sin(\psi - \phi - 2\pi/3) e^{\psi/Q} = 0$$

$$\sqrt{3} \cos(\theta_5 - \phi) e^{\theta_5/Q} + \sin(\psi - \phi) e^{\psi/Q} \left[\frac{3}{2} e^{2\pi/3Q} + 1 \right] + \frac{1}{2} \sin(\psi - \phi - 2\pi/3) e^{\psi/Q} = 0$$

La fin de ce sous-mode 2' lorsque ψ croît, peut être obtenue de 2 façons différentes :

- ψ atteint la valeur de $2\pi/3$, il n'est plus possible de réamorcer le thyristor T_4 pour $\theta = \psi$, on passe alors au sous-mode 2''

- ψ n'ayant pas encore atteint la valeur $2\pi/3$, le courant i_1 positif s'annule naturellement et T_1 se bloque avant que T_3 n'ait reçu son impulsion de déblocage pour $\theta = \psi + 2\pi/3$. On passe alors directement du sous-mode 2' au mode 3 caractérisé par la séquence A-C-D-B-D.

La valeur de ψ correspondant à la limite entre le sous-mode 2' et le mode 3 notée ψ_{L2} est obtenue quand $\theta_4 = \psi + 2\pi/3$. On obtient :

$$\sin(\psi_{L2} - \phi + 2\pi/3) e^{2\pi/3Q} + \sin(\psi_{L2} - \phi) \left[\frac{1}{2} e^{2\pi/3Q} - 1 \right] - \frac{1}{2} \sin(\psi_{L2} - \phi - 2\pi/3) = 0$$

La valeur de ϕ au-delà de laquelle on passe directement du sous-mode 2' au mode 3 est obtenue quand $\psi_{L2} = 2\pi / 3$. Elle est donc donnée par la relation :

$$\sin\left(\frac{4\pi}{3} - \phi\right) e^{2\pi/3Q} + \sin\left(\frac{2\pi}{3} - \phi\right) \left(\frac{1}{2} e^{2\pi/3Q} - 1\right) + \frac{1}{2} \sin \phi = 0$$

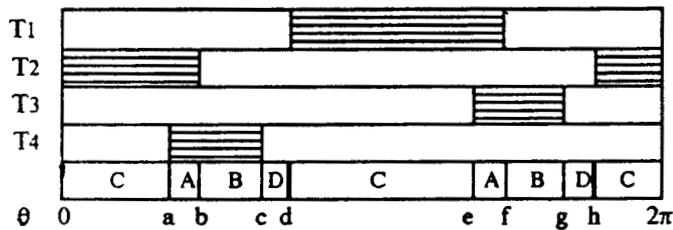
On obtient :

$$\phi = 31^\circ 6$$

En résumé, si $\phi < 31^\circ 6$ on passe du sous-mode 2' au mode 3

si $\phi > 31^\circ 6$ on passe du sous-mode 2' au sous-mode 2''.

2.2.2. Sous mode 2'' - C-A-B-D



$$\begin{aligned} a &= \psi - \pi / 3 & e &= \psi + 2\pi / 3 \\ b &= \theta_6 - \pi & f &= \theta_6 \\ c &= \theta_7 - \pi & g &= \theta_7 \\ d &= \psi & h &= \psi + \pi \end{aligned}$$

Sous-Mode 2'' : Séquence C-A-B-D

Ce sous-mode ne peut être obtenu que pour des valeurs de ϕ supérieures à $31^\circ 6$. Il succède au sous-mode 2' si $31^\circ 6 < \phi < 52^\circ 9$ ou au premier mode si $\phi > 52^\circ 9$. Dans tous les cas, il nécessite des retards à l'amorçage supérieurs à $2\pi / 3$.

❖ Pour $\psi < \theta < \psi + 2\pi / 3$ (topologie C), bien qu'étant encore commandé, le thyristor T_4 ne peut pas conduire puisque $\psi > 2\pi / 3$. On obtient une topologie C. Le courant i_1 étant initialement nul, on obtient :

$$i_1 = \frac{V \sqrt{2}}{Z} \frac{\sqrt{3}}{2} \left[\sin(\theta - \phi - \pi / 6) - \sin(\psi - \phi - \pi / 6) e^{-\frac{(\theta - \psi)}{Q}} \right]$$

$$i_2 = 0$$

$$i_3 = -i_1$$

♣ Pour $\psi + 2\pi / 3 < \theta < \theta_6$ (topologie A), on amorce T_3 , on obtient une topologie A. Compte tenu des valeurs initiales de ces courants, on obtient :

$$i_1 = \frac{V \sqrt{2}}{Z} \left[\sin(\theta - \phi) + \frac{1}{2} \sin(\psi - \phi) e^{-(\theta - \psi - 2\pi/3)/Q} - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\psi - \phi - \pi/6) e^{-(\theta - \psi)/Q} \right]$$

$$i_2 = \frac{V \sqrt{2}}{Z} \left[\sin(\theta - \phi - 2\pi/3) - \sin(\psi - \phi) e^{-(\theta - \psi - 2\pi/3)/Q} \right]$$

Pour $\theta = \theta_6$, le courant i_1 s'annule.

♣ Pour $\theta_6 < \theta < \theta_7$ (topologie B), T_3 est seul passant, on obtient une topologie B

$$i_2 = -\frac{V \sqrt{2}}{Z} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\theta - \phi) + \frac{1}{2} \sin(\theta_6 - \phi) e^{-(\theta - \theta_6)/Q} + \sin(\psi - \phi) e^{-(\theta - \psi - 2\pi/3)/Q} \right]$$

$$i_1 = 0 \qquad i_3 = -i_2$$

♣ Pour $\theta_7 < \theta < \psi + \pi$ (topologie D), tous les thyristors sont bloqués, et tous les courants sont nuls.

La planche 8 donne un exemple de formes d'ondes obtenues pour $\phi = 50^\circ$ et $\psi = 125^\circ$.

Les instants d'extinction des thyristors T_1 et T_3 obtenus pour θ_6 et θ_7 sont donnés en annulant les expressions des courants correspondants. Il vient :

$$2 \sin(\theta_6 - \phi) e^{\theta_6/Q} + \sin(\psi - \phi) e^{(\psi + 2\pi/3)/Q} - \sqrt{3} \sin(\psi - \phi - \pi/6) e^{\psi/Q} = 0$$

$$2 \cos(\theta_7 - \phi) e^{\theta_7/Q} + \sqrt{3} \sin(\psi - \phi) e^{(\psi + 2\pi/3)/Q} + \sin(\psi - \phi - \pi/6) e^{\psi/Q} = 0$$

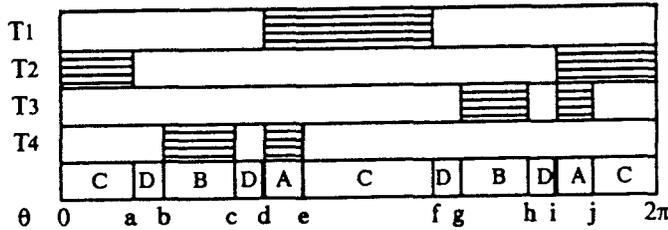
La fin de ce sous-mode ne peut être obtenue que d'une seule façon : le thyristor T₁ se bloque avant que l'on n'amorce le thyristor T₃. La topologie A disparaît et est remplacée par une topologie D. On passe alors directement du sous-mode 2' au 4ème mode caractérisé par la topologie C-D-B-D. La limite de ce mode est obtenue pour la valeur de ψ qui rend θ_6 égal à $\psi + 2\pi / 3$. On obtient :

$$\sin(\psi_{L_2} - \phi + 2\pi / 3) e^{2\pi / 3Q} + \sin(\psi_{L_2} - \phi) \left[\frac{1}{2} e^{2\pi / 3Q} - 1 \right] - \frac{1}{2} \sin(\psi_{L_2} - \phi - 2\pi / 3) = 0$$

La valeur limite ψ_{L_2} du passage du mode 2' au 4ème mode est donnée par la même expression analytique que celle correspondant au passage du mode 2' au mode 3.

En résumé, on passe du mode 2 aux modes suivants (3 ou 4) dès que ψ atteint la valeur ψ_{L_2} .

2.3. Troisième mode de fonctionnement $\phi < 31^\circ 6'$ $\psi_{L_2} < \psi < 2\pi / 3$ A-C-D-B-D



$$\begin{aligned} a &= \theta_9 - \pi & f &= \theta_9 \\ b &= \psi - \pi / 3 & g &= \psi + 2\pi / 3 \\ c &= \theta_{10} - \pi & h &= \theta_{10} \\ d &= \psi & i &= \psi + \pi \\ e &= \theta_8 & j &= \theta_8 + \pi \end{aligned}$$

Mode n°3 : Séquence A-C-D-B-D

Si ϕ est inférieur à $31^\circ 6'$, on passe du sous-mode 2' au mode 3. Comme pour le sous-mode 2', puisque ψ est inférieur à $2\pi / 3$, on peut réamorcer T₄ en même temps que T₁ pour $\theta = \psi$. On obtient donc :

❖ Pour $\psi < \theta < \theta_8$ (topologie A), puisque $i_1(\psi) = i_2(\psi) = 0$, on obtient comme pour le sous-mode 2' :

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{V \sqrt{2}}{Z} \left[\sin(\theta - \phi) - \sin(\psi - \phi) e^{-(\theta - \psi) / Q} \right] \\ i_2 &= \frac{V \sqrt{2}}{Z} \left[\sin(\theta - \phi - 2\pi / 3) - \sin(\psi - \phi - 2\pi / 3) e^{-(\theta - \psi) / Q} \right] \\ i_3 &= -(i_1 + i_2) \end{aligned}$$

Pour $\theta = \theta_8$, le courant i_2 s'annule et T₃ se bloque.

❖ Pour $\theta_8 < \theta < \theta_9$ (topologie C), seul T_1 est passant, l'expression du courant i_1 est identique à celle trouvée pour la même topologie du sous-mode 2' au remplacement près de θ_3 par θ_8 . On a donc :

$$i_1 = \frac{V \sqrt{2}}{Z} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\theta - \phi - \pi / 6) - \sin(\psi - \phi) e^{-(\theta - \psi) / Q} + \frac{1}{2} \sin(\theta_8 - \phi + \pi / 3) e^{-(\theta - \theta_8) / Q} \right]$$

$$i_3 = -i_1 \quad i_2 = 0$$

Pour $\theta = \theta_9$, le courant i_1 s'annule spontanément et le thyristor T_1 se bloque.

❖ Pour $\theta_9 < \theta < \psi + 2\pi / 3$ (topologie D), tous les thyristors sont bloqués et tous les courants sont nuls.

❖ Pour $\psi + 2\pi / 3 < \theta < \theta_{10}$ (topologie B), T_3 est seul passant et le courant i_2 pour $\psi + 2\pi / 3$ est nul, on a donc :

$$i_2 = \frac{V \sqrt{2}}{Z} \frac{\sqrt{3}}{2} \left[-\cos(\theta - \phi) + \cos(\psi - \phi + 2\pi / 3) e^{-(\theta - \psi - 2\pi / 3) / Q} \right]$$

$$i_1 = 0 \quad i_3 = -i_2$$

Pour $\theta = \theta_{10}$, i_2 s'annule.

❖ pour $\theta_{10} < \theta < \psi + \pi$ (topologie D), tous les courants sont nuls.

La planche 9 donne un exemple de formes d'ondes obtenues pour $\phi = 20^\circ$, $\psi = 115^\circ$.

Les instants d'extinction des thyristors T_4 , T_1 et T_3 obtenus pour θ_8 , θ_9 et θ_{10} sont déterminés en annulant les expressions des courants correspondants. On obtient :

$$\sin(\theta_8 - \phi - 2\pi / 3) e^{\theta_8 / Q} = \sin(\psi - \phi - 2\pi / 3) e^{\psi / Q}$$

$$\sqrt{3} \sin(\theta_9 - \phi - \pi / 6) e^{\theta_9 / Q} + \sin(\theta_9 - \phi + \pi / 3) e^{\theta_9 / Q} - 2 \sin(\psi - \phi) e^{\psi / Q} = 0$$

$$\cos(\theta_{10} - \phi) e^{\theta_{10} / Q} = \cos(\psi - \phi + 2\pi / 3) e^{(\psi + 2\pi / 3) / Q}$$

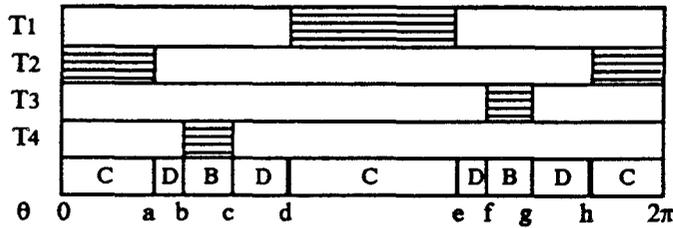
La fin de ce mode est obtenue, comme il a déjà été précisé, quand il n'est plus possible de refaire conduire T_4 pour $\theta = \psi$, soit quand ψ atteint la valeur de $2\pi / 3$. On passe alors au 4ème mode.

2.4. Quatrième mode de fonctionnement

$$\psi_{L2} < \psi < 5\pi / 6 \text{ si } \phi > 31^\circ 6$$

C-D-B-D

$$2\pi / 3 < \psi < 5\pi / 6 \text{ si } \phi < 31^\circ 6$$



$$\begin{aligned} a &= \theta_{11} - \pi & e &= \theta_{11} \\ b &= \psi - \pi / 3 & f &= \psi + 2\pi / 3 \\ c &= \theta_{12} - \pi & g &= \theta_{12} \\ d &= \psi & h &= \psi + \pi \end{aligned}$$

Mode n°4 : Séquence C-D-B-D

Pour les valeurs de ϕ supérieures à $31^\circ 6$, ce mode succède au sous-mode 2°. Pour les valeurs de ϕ inférieures à $31^\circ 6$, il succède au troisième mode. Avant l'enclenchement de T_1 pour $\theta = \psi$, tous les thyristors sont bloqués.

♣ Pour $\psi < \theta < \theta_{11}$ (topologie C), seul T_1 est passant et $i_1(\psi) = 0$. On obtient :

$$i_1 = \frac{V \sqrt{2}}{Z} \frac{\sqrt{3}}{2} \left[\sin(\theta - \phi - \pi / 6) - \sin(\psi - \phi - \pi / 6) e^{-\frac{(\theta - \psi)}{Q}} \right]$$

$$i_2 = 0 \quad i_3 = -i_2$$

Le courant i_1 s'éteint spontanément pour $\theta = \theta_{11}$.

♣ Pour $\theta_{11} < \theta < \psi + 2\pi / 3$ (topologie D), tous les courants sont nuls.

♣ Pour $\psi + 2\pi / 3 < \theta < \theta_{12}$ (topologie B), seul T_3 conduit et $i_2(\psi + 2\pi / 3) = 0$. On obtient :

$$i_2 = \frac{V \sqrt{2}}{Z} \frac{\sqrt{3}}{2} \left[-\cos(\theta - \phi) + \cos(\psi - \phi + 2\pi / 3) e^{-\frac{(\theta - \psi - 2\pi / 3)}{Q}} \right]$$

$$i_3 = -i_2 \quad i_1 = 0$$

Le courant i_2 s'annule spontanément pour $\theta = \theta_{12}$.

♣ Pour $\theta_{12} < \theta < \psi + \pi$ (topologie D), tous les courants sont nuls.

La planche 10 donne un exemple de formes d'ondes obtenues pour $\phi = 30^\circ$, $\psi = 135^\circ$. Les instants d'extinction des thyristors T_1 et T_3 obtenues pour θ_{11} et θ_{12} sont donnés par les relations suivantes :

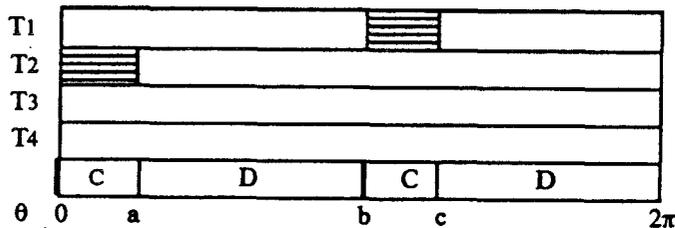
$$\sin(\theta_{11} - \phi - \pi / 6) e^{\theta_{11}/Q} = \sin(\psi - \phi - \pi / 6) e^{\psi/Q}$$

$$\cos(\theta_{12} - \phi) e^{\theta_{12}/Q} = \cos(\psi - \phi + 2\pi / 3) e^{(\psi + 2\pi/3)/Q}$$

La fin de ce mode est obtenue quand il n'est plus possible d'amorcer le thyristor T₃ pour $\theta = \psi + 2\pi / 3$. La topologie B disparaît. La tension aux bornes de T₃, à cet instant, égale à $v_2 - v_3$ est positive tant que θ est supérieur à $3\pi / 2$. La limite de ce mode est obtenue pour $\psi + 2\pi / 3 = 3\pi / 2$ soit $\psi = 5\pi / 6$.

Dès que ψ devient supérieur à $5\pi / 6$, quel que soit l'argument du récepteur, on passe au cinquième mode.

2.5. Cinquième mode de fonctionnement $5\pi / 6 < \psi < 7\pi / 6$ C-D



$$a = \theta_{13} - \pi \quad c = \theta_{13}$$

$$b = \psi$$

Mode n°5 : Séquence C-D

Avant l'enclenchement de T₁ pour $\theta = \psi$, tous les thyristors sont bloqués.

♣ Pour $\psi < \theta < \theta_{13}$ (topologie C), T₁ conduit seul. Puisque $i_1(\psi) = 0$, l'expression du courant est celle donnée au 4ème mode :

$$i_1 = \frac{V \sqrt{2}}{Z} \frac{\sqrt{3}}{2} \left[\sin(\theta - \phi - \pi / 6) - \sin(\psi - \phi - \pi / 6) e^{-(\theta - \psi)/Q} \right]$$

$$i_2 = 0 \quad i_3 = -i_1$$

Le courant i_1 s'éteint spontanément pour $\theta = \theta_{13}$, θ_{13} a évidemment la même expression analytique que celle de θ_{11} .

♣ Pour $\theta_{13} < \theta < \psi + \pi$ (topologie D), tous les courants sont nuls.

La planche 11 donne les formes d'ondes obtenues pour $\psi = 180^\circ$ et $\phi = 30^\circ$.

La fin de ce mode est obtenue quand il n'est plus possible d'amorcer le thyristor T_1 pour $\theta = \psi$. Puisque la tension à ses bornes $v_{T1} = v_1 - v_3 = \sqrt{3} V \sqrt{2} \sin(\theta - \pi / 6)$ est positive tant que θ est inférieur à $7\pi / 6$, quand ψ atteint $7\pi / 6$, il n'est plus possible d'amorcer les thyristors et le récepteur n'est plus alimenté. Le gradateur n'est pas pour autant équivalent à un interrupteur tripolaire ouvert, le récepteur restant au potentiel de la troisième phase.

2.6. Synthèse du fonctionnement

La succession des différents modes de fonctionnement lorsque ψ croît de ϕ à 210° , dépend de la valeur ϕ de l'argument du récepteur.

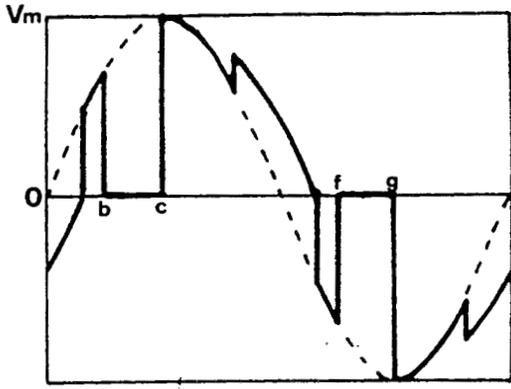
On a représenté figure 1.7, un diagramme permettant la détermination des successions des différents modes pour les valeurs de ϕ variant de 0 à $\pi / 2$.

On voit que le deuxième mode ne peut être obtenu que pour un récepteur purement résistant.

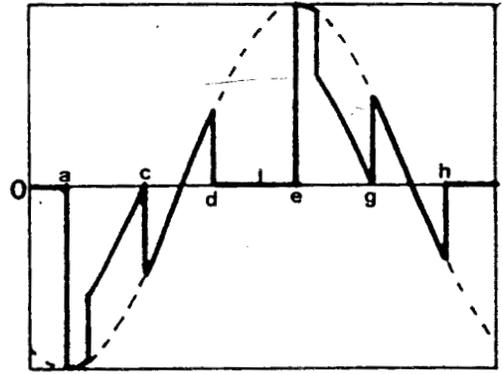
Pour un récepteur résistant et inductif, la succession des modes dépend de ϕ :

- pour $\phi < 31^\circ 6$, lorsque ψ croît, les modes 1, 2', 3, 4, 5 se succèdent
- pour $31^\circ < \phi < 52^\circ 9$, on obtient successivement les modes 1, 2', 2'', 4, 5
- pour $\phi > 52^\circ 9$, ne restent que les modes 1, 2'', 4 et 5.

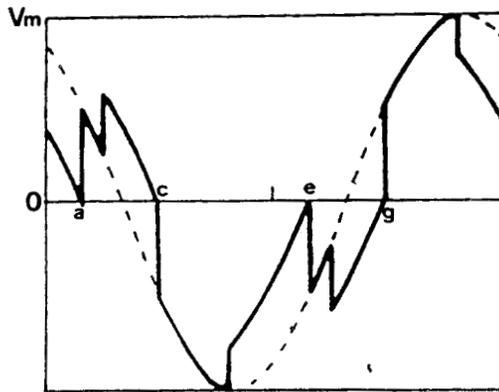
Si le récepteur est une inductance pure, le 4ème mode disparaît.



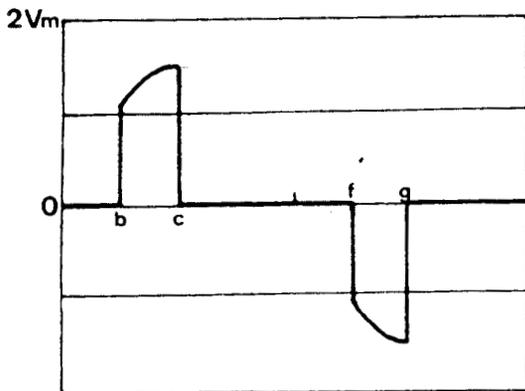
v'_1



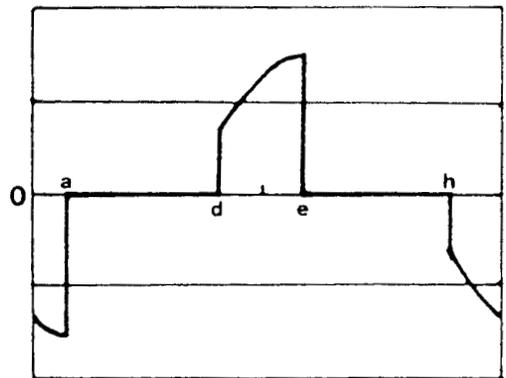
v'_2



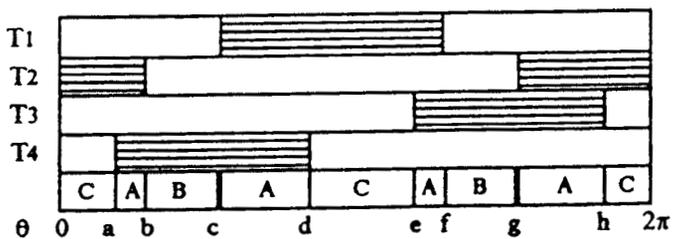
v'_3



v_{Th1}



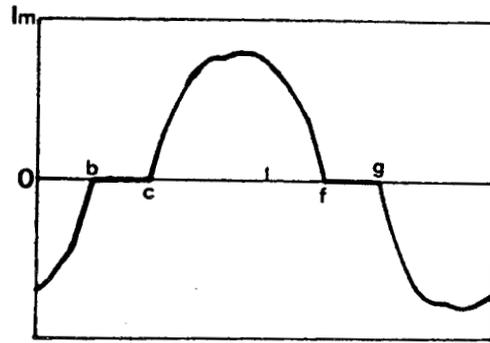
v_{Th3}



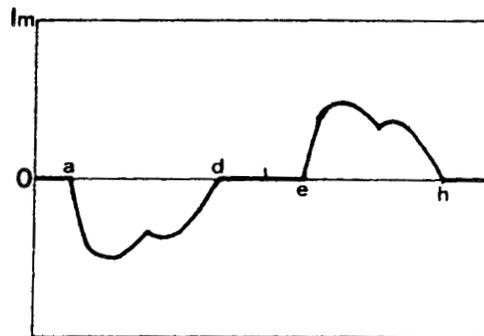
$$\begin{aligned}
 a &= \psi - \pi/3 & e &= \psi + 2\pi/3 \\
 b &= \theta_2 - \pi & f &= \theta_2 \\
 c &= \psi & g &= \psi + \pi \\
 d &= \theta_1 & h &= \theta_1 + \pi
 \end{aligned}$$

Mode n°1 : Séquence A-C-A-B

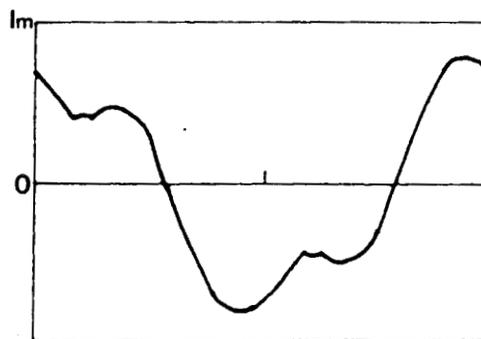
$$\psi = 90^\circ \quad \phi = 30^\circ$$



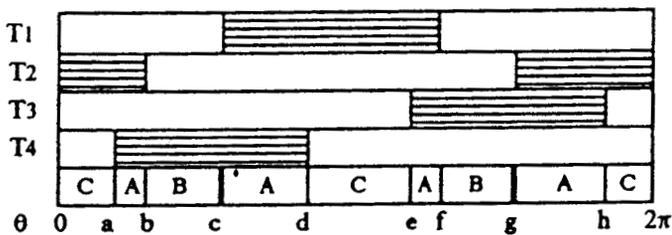
i_1



i_2



i_3

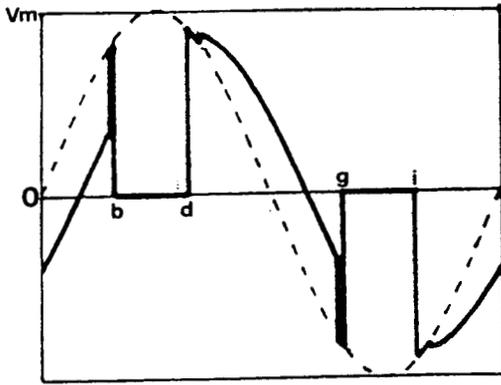


$$\begin{aligned}
 a &= \psi - \pi/3 \\
 b &= \theta_2 - \pi \\
 c &= \psi \\
 d &= \theta_1
 \end{aligned}$$

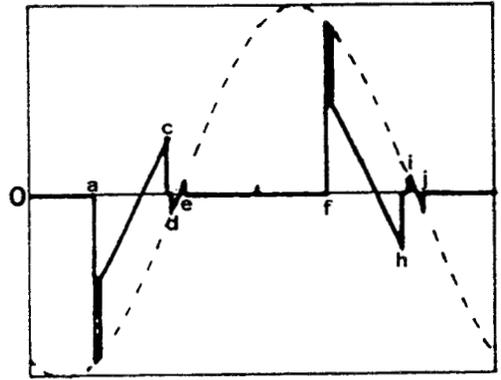
$$\begin{aligned}
 e &= \psi + 2\pi/3 \\
 f &= \theta_2 \\
 g &= \psi + \pi \\
 h &= \theta_1 + \pi
 \end{aligned}$$

Mode n°1 : Séquence A-C-A-B

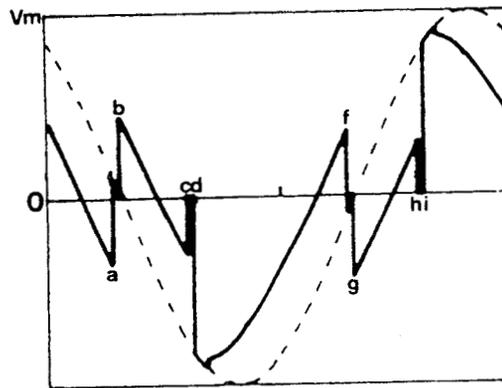
$$\psi = 90^\circ \quad \phi = 30^\circ$$



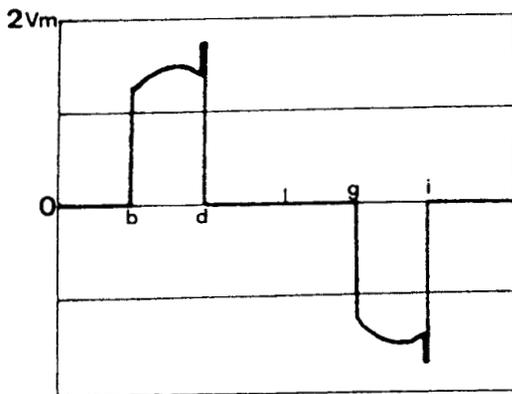
v'_1



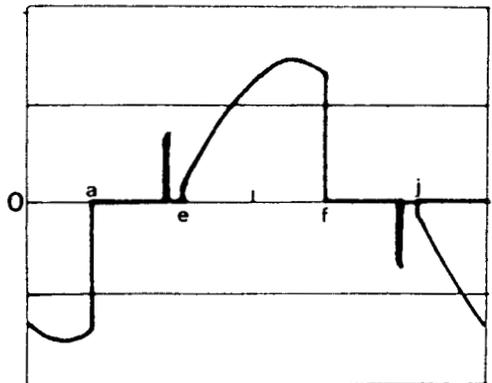
v'_2



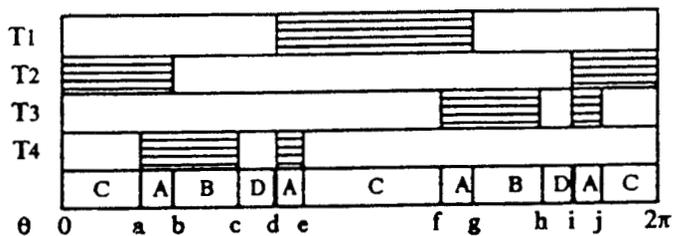
v'_3



v_{Th1}



v_{Th3}

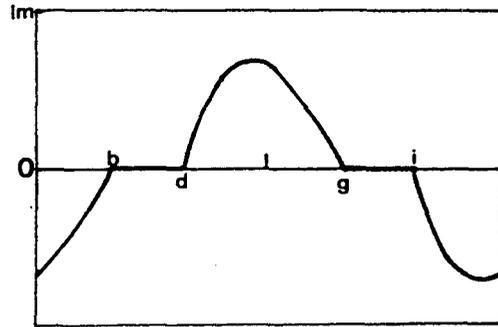


$a = \psi - \pi/3$	$f = \psi + 2\pi/3$
$b = \theta_4 - \pi$	$g = \theta_4$
$c = \theta_5 - \pi$	$h = \theta_5$
$d = \psi$	$i = \psi + \pi$
$e = \theta_3$	$j = \theta_3 + \pi$

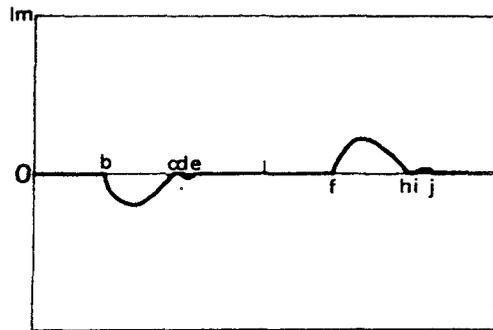
Sous-Mode n°2' : Séquence A-C-A-B-D

$\psi = 115^\circ \quad \phi = 30^\circ$

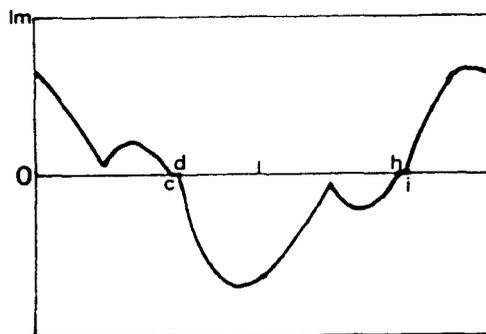
Planche 7.1



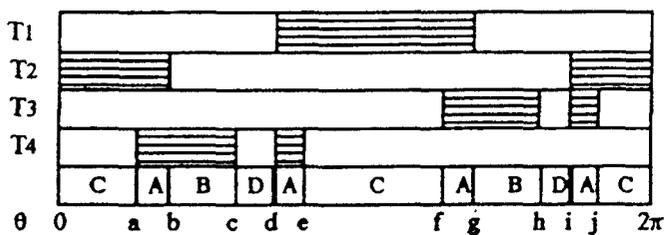
i_1



i_2



i_3



$a = \psi - \pi/3$

$b = \theta_4 - \pi$

$c = \theta_5 - \pi$

$d = \psi$

$e = \theta_3$

$f = \psi + 2\pi/3$

$g = \theta_4$

$h = \theta_5$

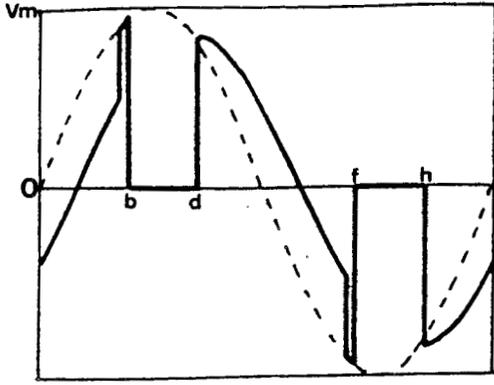
$i = \psi + \pi$

$j = \theta_3 + \pi$

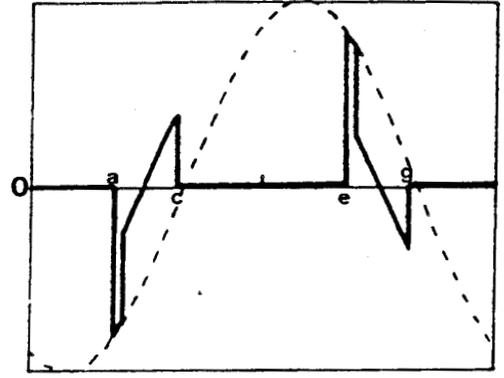
Sous-Mode n°2' : Séquence A-C-A-B-D

$\psi = 115^\circ \quad \phi = 30^\circ$

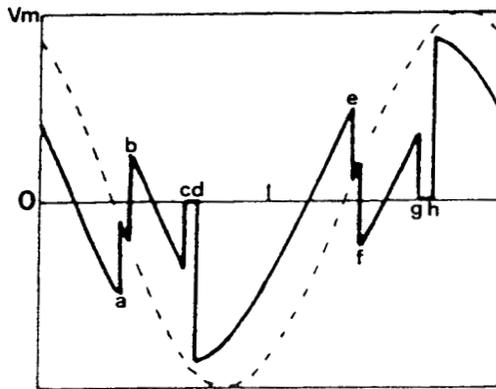
Planche 7.2



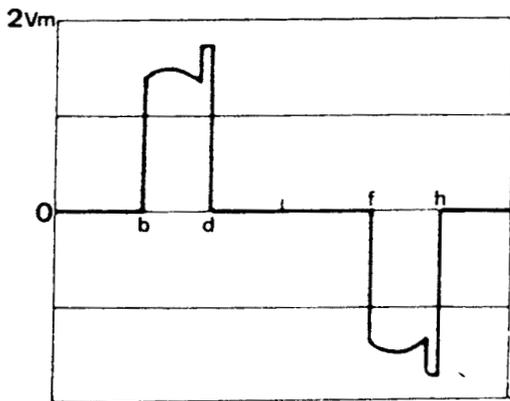
v'_1



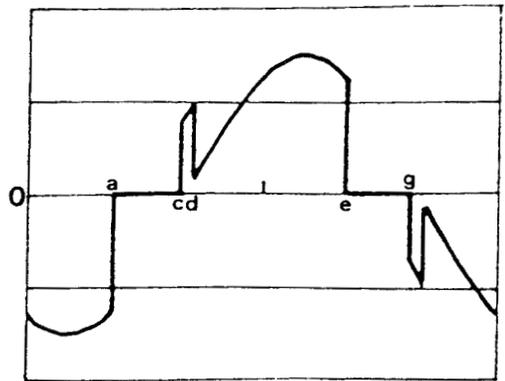
v'_2



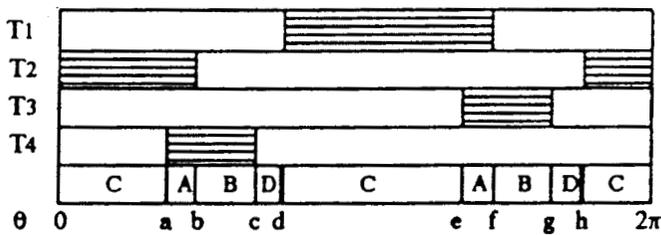
v'_3



v_{Th1}



v_{Th3}

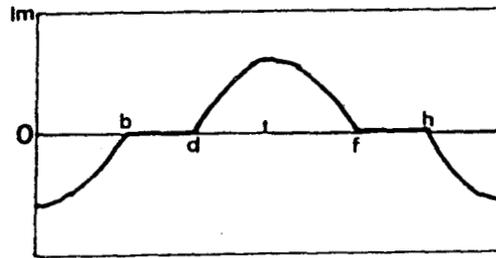


$$\begin{aligned}
 a &= \psi - \pi/3 & e &= \psi + 2\pi/3 \\
 b &= \theta_6 - \pi & f &= \theta_6 \\
 c &= \theta_7 - \pi & g &= \theta_7 \\
 d &= \psi & h &= \psi + \pi
 \end{aligned}$$

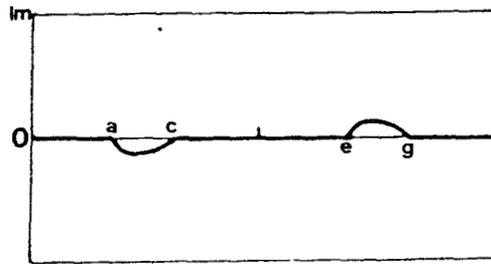
Sous-Mode n°2 : Séquence C-A-B-D

$$\psi = 125^\circ \quad \phi = 50^\circ$$

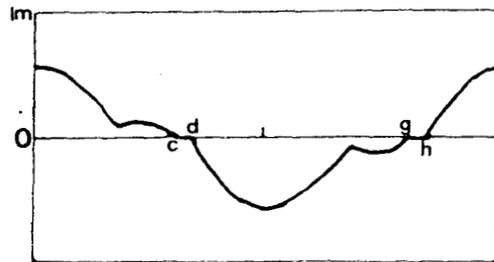
Planche 8.1



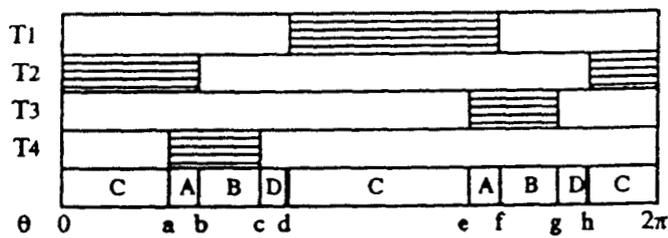
i_1



i_2



i_3



$a = \psi - \pi/3$

$e = \psi + 2\pi/3$

$b = \theta_6 - \pi$

$f = \theta_6$

$c = \theta_7 - \pi$

$g = \theta_7$

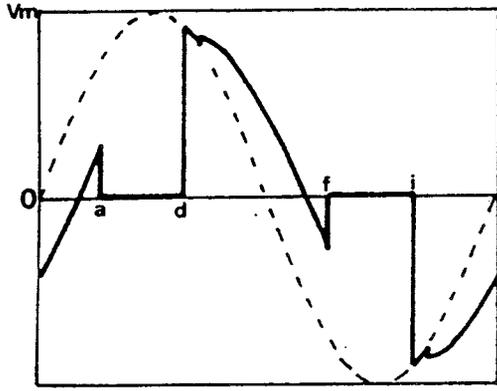
$d = \psi$

$h = \psi + \pi$

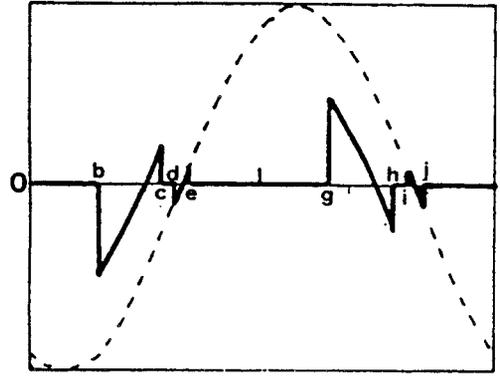
Sous-Mode n°2 : Séquence C-A-B-D

$\psi = 125^\circ \quad \phi = 50^\circ$

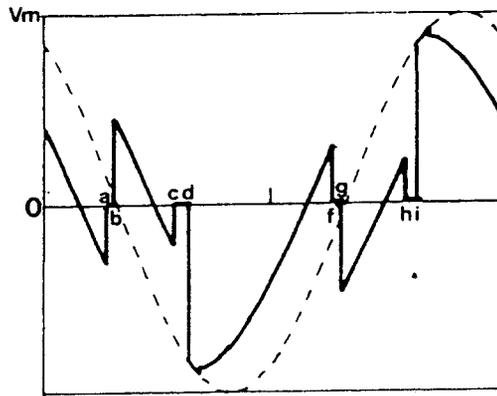
Planche 8.2



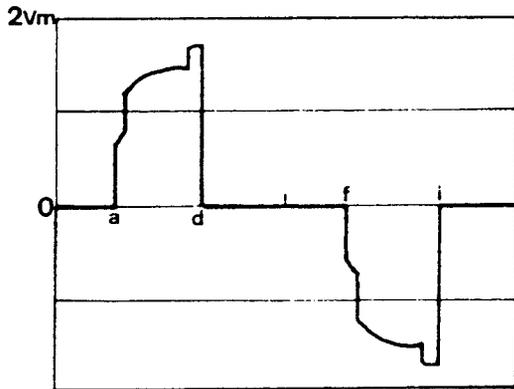
v'_1



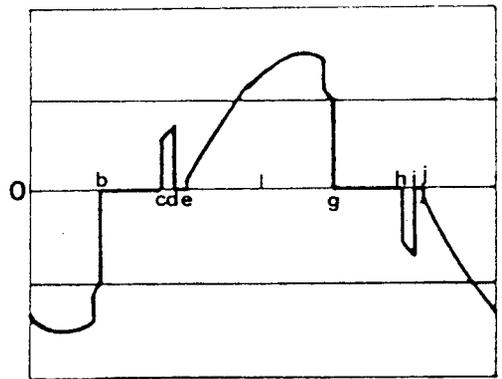
v'_2



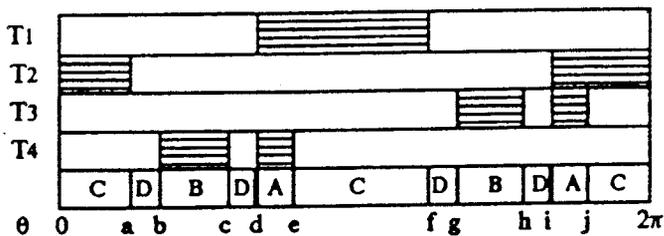
v'_3



v_{Th1}



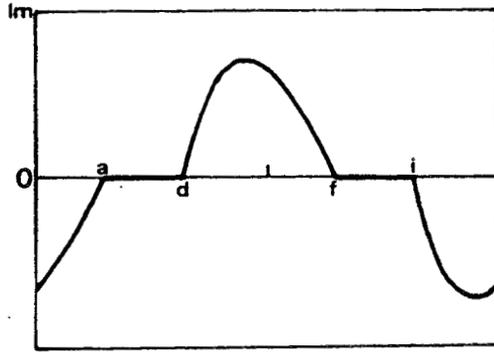
v_{Th3}



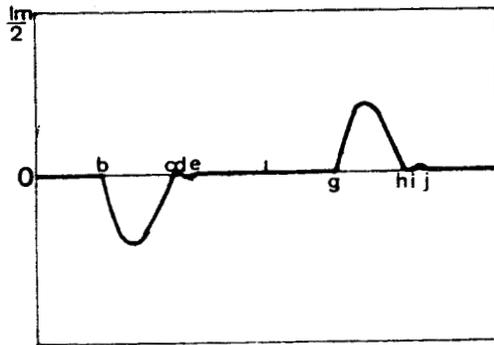
$a = \theta_9 - \pi$	$f = \theta_9$
$b = \psi - \pi/3$	$g = \psi + 2\pi/3$
$c = \theta_{10} - \pi$	$h = \theta_{10}$
$d = \psi$	$i = \psi + \pi$
$e = \theta_8$	$j = \theta_8 + \pi$

Mode n°3 : Séquence A-C-D-B-D

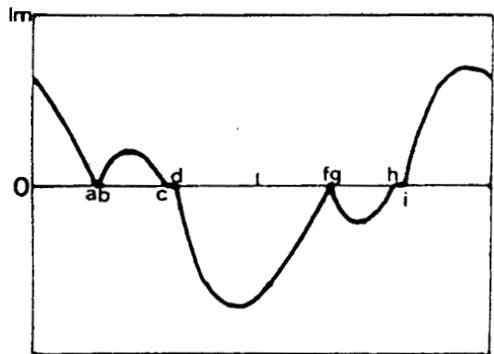
$\psi = 115^\circ \quad \phi = 20^\circ$



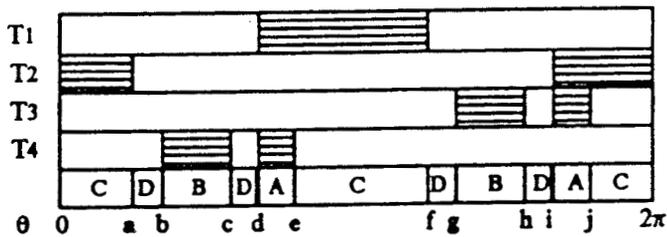
i_1



i_2



i_3

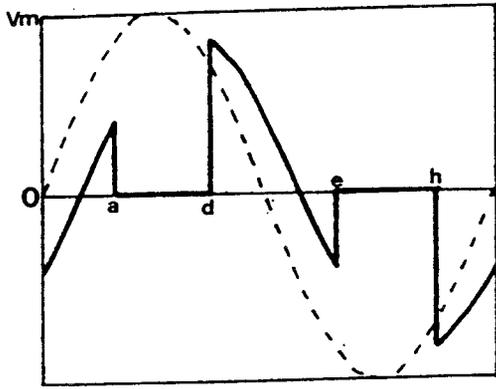


$$\begin{aligned} a &= \theta_9 - \pi \\ b &= \psi - \pi/3 \\ c &= \theta_{10} - \pi \\ d &= \psi \\ e &= \theta_8 \end{aligned}$$

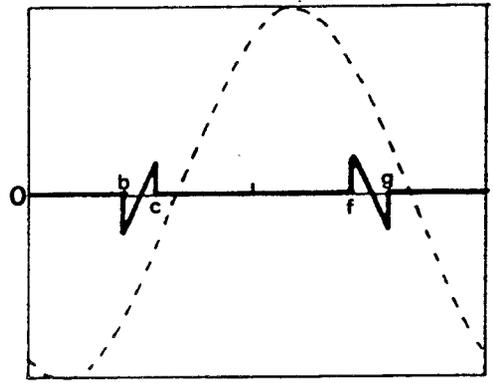
$$\begin{aligned} f &= \theta_9 \\ g &= \psi + 2\pi/3 \\ h &= \theta_{10} \\ i &= \psi + \pi \\ j &= \theta_8 + \pi \end{aligned}$$

Mode n°3 : Séquence A-C-D-B-D

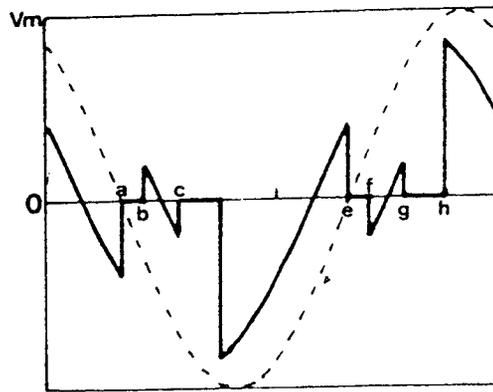
$$\psi = 115^\circ \quad \phi = 20^\circ$$



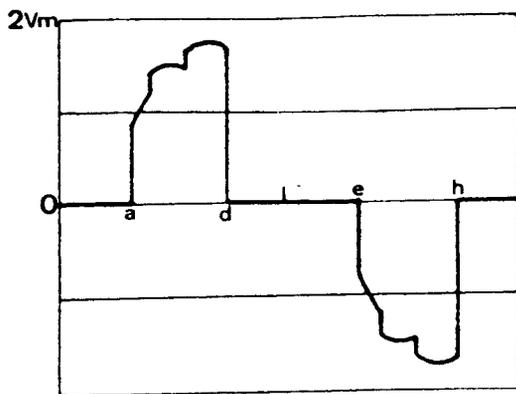
v'_1



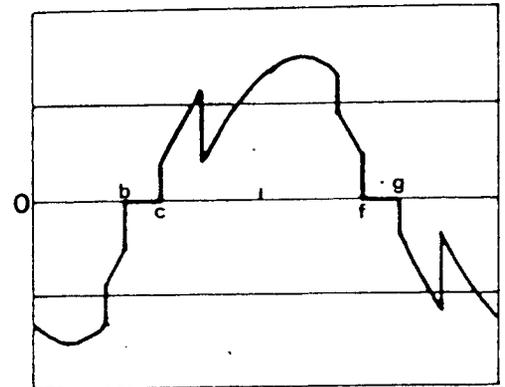
v'_2



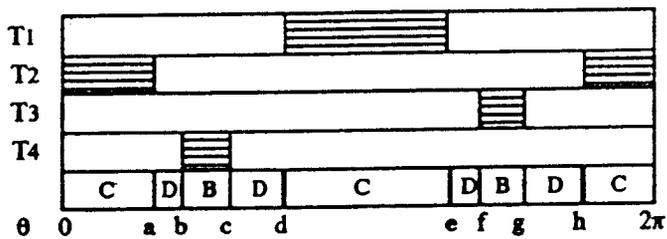
v'_3



v_{Th1}



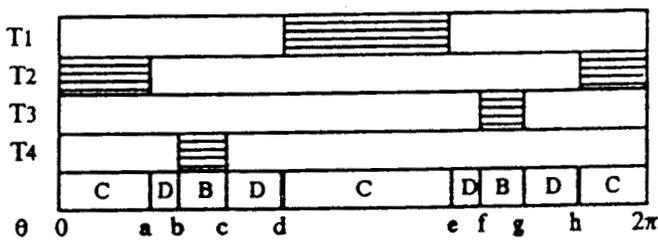
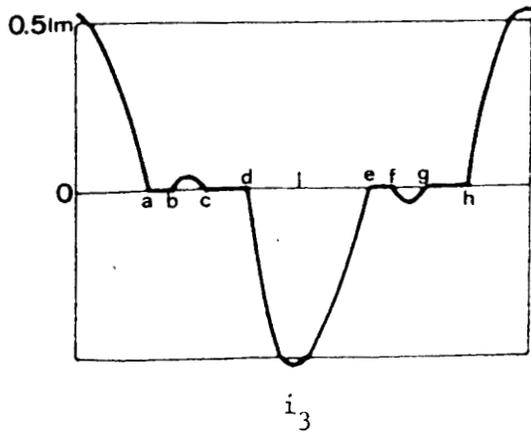
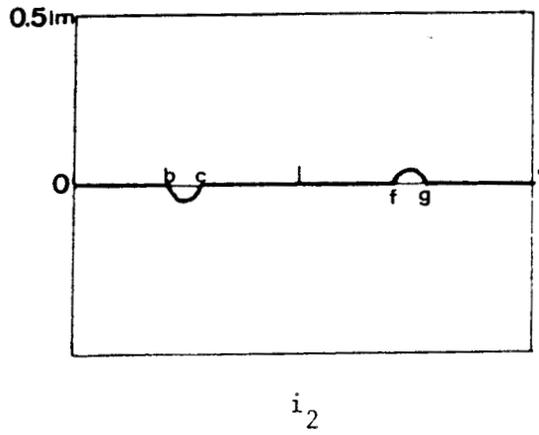
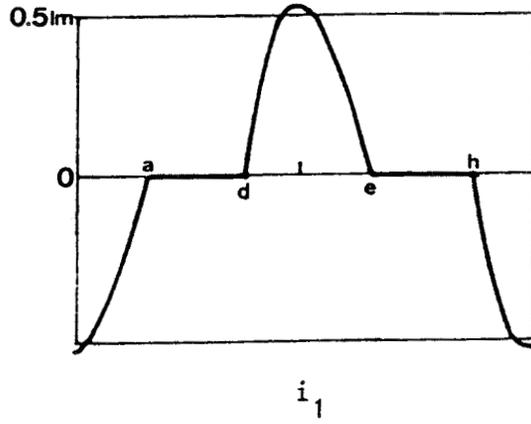
v_{Th3}



$$\begin{aligned}
 a &= \theta_{11} - \pi & e &= \theta_{11} \\
 b &= \psi - \pi/3 & f &= \psi + 2\pi/3 \\
 c &= \theta_{12} - \pi & g &= \theta_{12} \\
 d &= \psi & h &= \psi + \pi
 \end{aligned}$$

Mode n°4 : Séquence C-D-B-D

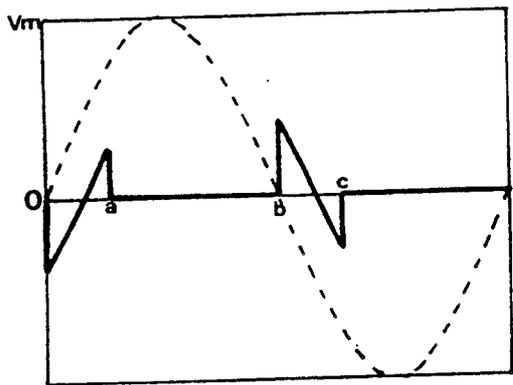
$$\psi = 135^\circ \quad \phi = 30^\circ$$



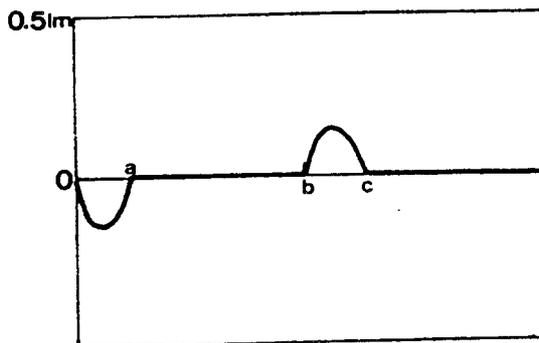
$a = \theta_{11} - \pi$	$e = \theta_{11}$
$b = \psi - \pi/3$	$f = \psi + 2\pi/3$
$c = \theta_{12} - \pi$	$g = \theta_{12}$
$d = \psi$	$h = \psi + \pi$

Mode n°4 : Séquence C-D-B-D

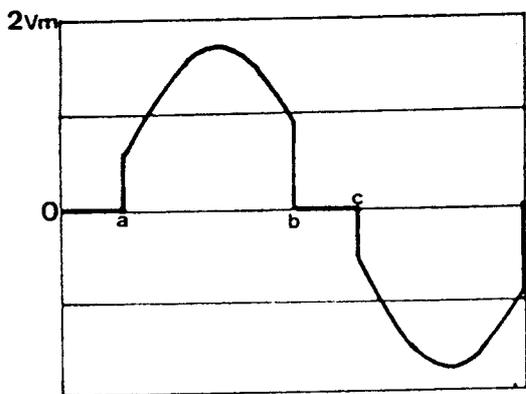
$\psi = 135^\circ \quad \phi = 30^\circ$



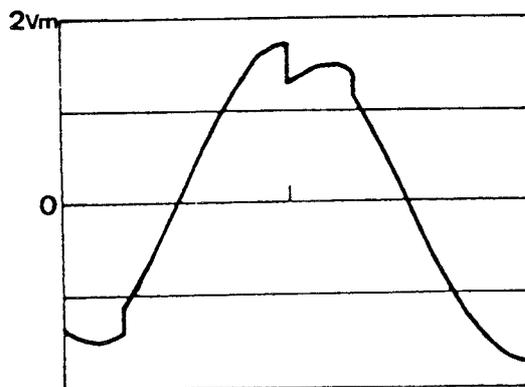
$$v'_1 = -v'_3$$



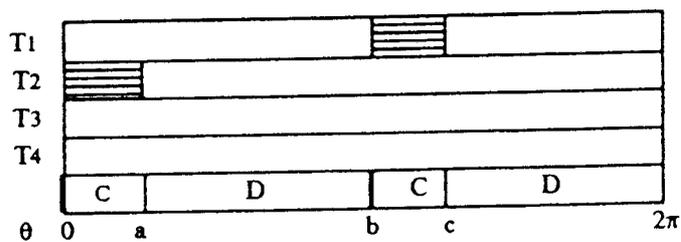
$$i_1 = -i_3$$



$$v_{Th1}$$



$$v_{Th3}$$



$$a = \theta_{13} - \pi \quad c = \theta_{13}$$

$$b = \psi$$

Mode n°5 : Séquence C-D

$$\psi = 180^\circ \quad \phi = 30^\circ$$

Planche 11

III - CARACTERISTIQUES

Des expressions instantanées des tensions aux bornes du récepteur et des intervalles qui marquent les changements de la topologie au cours de la demi-période, il est possible de calculer analytiquement les grandeurs électriques caractéristiques du fonctionnement du gradateur.

1. VALEURS EFFICACES DES TENSIONS AUX BORNES DE LA CHARGE

1.1. Expressions analytiques des tensions V'_1 , V'_2 et V'_3

Les valeurs efficaces V'_1 , V'_2 et V'_3 des tensions aux bornes du récepteur sont données par :

$$V'_1{}^2 = \frac{1}{\pi} \int_{\nu}^{\nu+\pi} v'_1{}^2 d\theta$$

$$V'_2{}^2 = \frac{1}{\pi} \int_{\nu}^{\nu+\pi} v'_2{}^2 d\theta$$

$$V'_3{}^2 = \frac{1}{\pi} \int_{\nu}^{\nu+\pi} v'_3{}^2 d\theta$$

Les tensions v'_1 , v'_2 , v'_3 ont des expressions différentes suivant la topologie du montage pendant les différents intervalles qui marquent la demi-période :

Topologie A : $v'_1 = V\sqrt{2} \sin \theta$

$$v'_2 = V\sqrt{2} \sin(\theta - 2\pi / 3)$$

$$v'_3 = V\sqrt{2} \sin(\theta - 4\pi / 3)$$

Topologie B : $v'_1 = 0$

$$v'_2 = -v'_3 = -\sqrt{3} / \sqrt{2} V \cos \theta$$

Topologie C : $v'_1 = -v'_3 = \sqrt{3} / \sqrt{2} V \sin(\theta - \pi / 6)$

$$v'_2 = 0$$

Topologie D : $v'_1 = v'_2 = v'_3 = 0$

1.1.1. Premier mode de fonctionnement. Succession des topologies A-C-A-B

Pendant la demi-période qui va de ψ à $\pi + \psi$, 4 topologies se succèdent :

$$\theta \in (\psi, \theta_1) : A$$

$$\theta \in (\theta_1, \psi + 2\pi / 3) : C$$

$$\theta \in (\psi + 2\pi / 3, \theta_2) : A$$

$$\theta \in (\theta_2, \pi + \psi) : B$$

Le calcul des valeurs efficaces donne :

$$\left[\frac{V'_1}{V} \right]^2 = \frac{1}{\pi} \left[\frac{\theta_1}{4} + \theta_2 - \frac{5\psi}{4} - \frac{\pi}{6} + \frac{5}{8} \sin 2\psi - \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\psi - \frac{5}{16} \sin 2\theta_1 - \frac{3\sqrt{3}}{16} \cos 2\theta_1 - \frac{1}{2} \sin 2\theta_2 \right]$$

$$\left[\frac{V'_2}{V} \right]^2 = \frac{1}{\pi} \left[\theta_1 + \frac{\theta_2}{4} - \frac{5\psi}{4} + \frac{\pi}{12} + \frac{5}{8} \sin 2\psi + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\psi + \frac{1}{4} \sin 2\theta_1 - \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\theta_1 - \frac{1}{8} \sin 2\theta_2 - \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\theta_2 \right]$$

$$\left[\frac{V'_3}{V} \right]^2 = \frac{1}{\pi} \left[\frac{\theta_1}{4} + \frac{\theta_2}{4} - \frac{\psi}{2} + \frac{7\pi}{12} + \frac{1}{4} \sin 2\psi + \frac{7}{16} \sin 2\theta_1 + \frac{\sqrt{3}}{16} \cos 2\theta_1 - \frac{1}{8} \sin 2\theta_2 + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\theta_2 \right]$$

Dans le cas d'un récepteur résistant et inductif, θ_1 et θ_2 sont donnés par les relations suivantes :

$$\sin(\theta_1 - \phi + \pi / 3) e^{\theta_1/Q} = \sin(\psi - \phi) e^{\psi/Q} \frac{2 + 2 e^{\pi/Q} + 3 e^{2\pi/3Q}}{1 + 4 e^{\pi/Q}}$$

$$\sin(\theta_2 - \phi) e^{\theta_2/Q} = \sin(\psi - \phi) e^{\psi/Q} \frac{3 e^{\pi/Q} - 2 e^{2\pi/3Q} - 2 e^{5\pi/3Q}}{1 + 4 e^{\pi/Q}}$$

Dans le cas d'un récepteur purement résistif $\theta_1 = 2\pi / 3$ et $\theta_2 = \pi$, les relations donnant V'_1 , V'_2 et V'_3 se simplifient. On obtient :

$$\left[\frac{V'_1}{V} \right]^2 = \frac{1}{\pi} \left[\pi + \frac{\sqrt{3}}{4} - \frac{5\psi}{4} + \frac{5}{8} \sin 2\psi - \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\psi \right]$$

$$\left[\frac{V'_2}{V} \right]^2 = \frac{1}{\pi} \left[\pi - \frac{\sqrt{3}}{4} - \frac{5\psi}{4} + \frac{5}{8} \sin 2\psi + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\psi \right]$$

$$\left[\frac{V'_3}{V} \right]^2 = \frac{1}{\pi} \left[\pi - \frac{\psi}{2} + \frac{1}{4} \sin 2\psi \right]$$

1.1.2. Deuxième mode de fonctionnement

Le deuxième mode de fonctionnement caractérisé par la succession des topologies A-C-B n'existe que lorsque le récepteur est purement résistif. Avec un récepteur résistif et inductif, suivant la valeur de l'argument du récepteur, deux sous-modes sont possibles.

❖ 1.1.2.1. Débit sur résistances pures : succession des topologies A-C-B

Pour $\theta \in (\psi, 2\pi/3)$: A

$\theta \in (2\pi/3, \psi + 2\pi/3)$: C

$\theta \in (\psi + 2\pi/3, \pi + \psi)$: B

Le calcul des valeurs efficaces donne :

$$\left[\frac{V'_1}{V} \right]^2 = \frac{1}{\pi} \left[\frac{2\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{4} - \frac{\psi}{4} + \frac{7}{8} \sin 2\psi \right]$$

$$\left[\frac{V'_2}{V} \right]^2 = \frac{1}{\pi} \left[\frac{11\pi}{12} - \psi + \frac{5}{16} \sin 2\psi + \frac{7\sqrt{3}}{16} \cos 2\psi \right]$$

$$\left[\frac{V'_3}{V} \right]^2 = \frac{1}{\pi} \left[\frac{11\pi}{12} - \frac{\psi}{4} - \frac{\sqrt{3}}{4} + \frac{11}{16} \sin 2\psi - \frac{\sqrt{3}}{16} \cos 2\psi \right]$$

❖ 1.1.2.2. Débit sur récepteur résistif et inductif : $\phi < 52^\circ$ - Sous mode 2'

Pour la demi-période qui va de ψ à $\pi + \psi$, les topologies A, C, A, B, D se succèdent :

$\theta \in (\psi, \theta_3)$: A

$\theta \in (\theta_3, \psi + 2\pi/3)$: C

$\theta \in (\psi + 2\pi/3, \theta_4)$: A

$\theta \in (\theta_4, \theta_5)$: B

$\theta \in (\theta_5, \pi + \psi)$: D

On obtient :

$$\left[\frac{V'_1}{V} \right]^2 = \frac{1}{\pi} \left[\theta_3 + \theta_4 - \frac{5\psi}{4} - \frac{\pi}{6} + \frac{5}{8} \sin 2\psi - \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\psi - \frac{5}{16} \sin 2\theta_3 - \frac{3\sqrt{3}}{16} \cos 2\theta_3 - \frac{1}{2} \sin 2\theta_4 \right]$$

$$\left[\frac{V'_2}{V} \right]^2 = \frac{1}{\pi} \left[\theta_3 + \frac{\theta_4}{4} + \frac{3}{4} \theta_5 - 2\psi - \frac{2\pi}{3} + \frac{1}{4} \sin 2\psi + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\psi + \frac{1}{4} \sin 2\theta_3 - \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\theta_3 - \frac{1}{8} \sin 2\theta_4 - \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\theta_4 + \frac{3}{8} \sin 2\theta_5 \right]$$

$$\left[\frac{V'_3}{V} \right]^2 = \frac{1}{\pi} \left[\theta_3 + \frac{\theta_4}{4} + \frac{3}{4} \theta_5 - \frac{5\psi}{4} - \frac{\pi}{6} - \frac{1}{8} \sin 2\psi + \frac{7}{16} \sin 2\theta_3 + \frac{\sqrt{3}}{16} \cos 2\theta_3 - \frac{1}{8} \sin 2\theta_4 + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\theta_4 + \frac{3}{8} \sin 2\theta_5 \right]$$

Les valeurs de θ_3 , θ_4 et θ_5 sont données par les relations suivantes :

$$\sin(\theta_3 - \phi - 2\pi/3) e^{\theta_3/Q} = \sin(\psi - \phi - 2\pi/3) e^{\psi/Q}$$

$$\sin(\theta_4 - \phi) e^{\theta_4/Q} + \sin(\psi - \phi) e^{\psi/Q} \left[\frac{1}{2} e^{2\pi/3Q} - 1 \right] - \frac{1}{2} \sin(\psi - \phi - 2\pi/3) e^{\psi/Q} = 0$$

$$\sqrt{3} \cos(\theta_5 - \phi) e^{\theta_5/Q} + \sin(\psi - \phi) e^{\psi/Q} \left[\frac{3}{2} e^{2\pi/3Q} + 1 \right] + \frac{1}{2} \sin(\psi - \phi - 2\pi/3) e^{\psi/Q} = 0$$

❖ 1.1.2.3. Débit sur récepteur résistant et inductif : $\phi > 52^\circ 9'$ - Sous mode 2"

Pour $\theta \in (\psi, \pi + \psi)$, les topologies C, A, B, D se succèdent :

$$\theta \in (\psi, \psi + 2\pi/3, \theta_6) : C$$

$$\theta \in (\psi + 2\pi/3, \theta_6) : A$$

$$\theta \in (\theta_6, \theta_7) : B$$

$$\theta \in (\theta_7, \pi + \psi) : D$$

On obtient :

$$\left[\frac{V'_1}{V} \right]^2 = \frac{1}{\pi} \left[-\psi + \theta_6 - \frac{\pi}{6} + \frac{5}{16} \sin 2\psi - \frac{7\sqrt{3}}{16} \cos 2\psi - \frac{1}{2} \sin 2\theta_6 \right]$$

$$\left[\frac{V'_2}{V} \right]^2 = \frac{1}{\pi} \left[-\psi + \frac{\theta_6}{4} + \frac{3}{4} \theta_7 - \frac{2\pi}{3} + \frac{1}{2} \sin 2\psi - \frac{1}{8} \sin 2\theta_6 - \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\theta_6 + \frac{3}{8} \sin 2\theta_7 \right]$$

$$\left[\frac{V'_3}{V} \right]^2 = \frac{1}{\pi} \left[-\psi + \frac{\theta_6}{4} + \frac{3}{4} \theta_7 - \frac{\pi}{6} + \frac{5}{16} \sin 2\psi + \frac{\sqrt{3}}{16} \cos 2\psi - \frac{1}{8} \sin 2\theta_6 + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\theta_6 + \frac{3}{8} \sin 2\theta_7 \right]$$

Les valeurs de θ_6 et θ_7 sont données par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} 2 \sin(\theta_6 - \phi) e^{\theta_6/Q} + \sin(\psi - \phi) e^{(\psi + 2\pi/3)/Q} - \sqrt{3} \sin(\psi - \phi - \pi/6) e^{\psi/Q} &= 0 \\ 2 \cos(\theta_7 - \phi) e^{\theta_7/Q} + \sqrt{3} \sin(\psi - \phi) e^{(\psi + 2\pi/3)/Q} + \sin(\psi - \phi - \pi/6) e^{\psi/Q} &= 0 \end{aligned}$$

1.1.3. Troisième mode de fonctionnement. Succession des topologies A-C-D-B-D

Ce troisième mode n'existe que pour les récepteurs purement résistants ou faiblement inductifs, $\phi < 31^\circ 6$.

Pour la demi-période considérée, 5 topologies se succèdent :

$\theta \in (\psi, \theta_8) : A$

$\theta \in (\theta_8, \theta_9) : C$

$\theta \in (\theta_9, \psi + 2\pi/3) : D$

$\theta \in (\psi + 2\pi/3, \theta_{10}) : B$

$\theta \in (\theta_{10}, \psi + \pi) : D$

Le calcul des valeurs efficaces donne :

$$\left[\frac{V'_1}{V} \right]^2 = \frac{1}{\pi} \left[\frac{\theta_8}{4} + \frac{3}{4} \theta_9 - \psi + \frac{1}{2} \sin 2\psi - \frac{5}{16} \sin 2\theta_8 - \frac{3\sqrt{3}}{16} \cos 2\theta_8 - \frac{3}{16} \sin 2\theta_9 + \frac{3\sqrt{3}}{16} \cos 2\theta_9 \right]$$

$$\left[\frac{V'_2}{V} \right]^2 = \frac{1}{\pi} \left[\theta_8 + \frac{3}{4} \theta_{10} - \frac{7}{4} \psi - \frac{\pi}{2} - \frac{1}{16} \sin 2\psi + \frac{7\sqrt{3}}{16} \cos 2\psi + \frac{1}{4} \sin 2\theta_8 - \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\theta_8 + \frac{3}{8} \sin 2\theta_{10} \right]$$

$$\left[\frac{V'_3}{V} \right]^2 = \frac{1}{\pi} \left[\frac{\theta_8}{4} + \frac{3}{4} \theta_9 + \frac{3}{4} \theta_{10} - \frac{7}{4} \psi - \frac{\pi}{2} - \frac{1}{16} \sin 2\psi - \frac{\sqrt{3}}{16} \cos 2\psi + \frac{7}{16} \sin 2\theta_8 + \frac{\sqrt{3}}{16} \cos 2\theta_8 - \frac{3}{16} \sin 2\theta_9 + \frac{3\sqrt{3}}{16} \cos 2\theta_9 + \frac{3}{8} \sin 2\theta_{10} \right]$$

θ_8, θ_9 et θ_{10} sont donnés par les relations suivantes :

$$\sin(\theta_8 - \phi - 2\pi/3) e^{\theta_8/Q} = \sin(\psi - \phi - 2\pi/3) e^{\psi/Q}$$

$$\sqrt{3} \sin(\theta_9 - \phi - \pi/6) e^{\theta_9/Q} + \sin(\theta_9 - \phi + \pi/3) e^{\theta_9/Q} - 2 \sin(\psi - \phi) e^{\psi/Q} = 0$$

$$\cos(\theta_{10} - \phi) e^{\theta_{10}/Q} = \cos(\psi - \phi + 2\pi/3) e^{(\psi + 2\pi/3)/Q}$$

Dans le cas d'un récepteur purement résistant $\theta_8 = 2\pi / 3$, $\theta_9 = 7\pi / 6$, $\theta_{10} = 3\pi / 2$. Les relations donnant V'_1 , V'_2 et V'_3 se simplifient. On obtient :

$$\left[\frac{V'_1}{V} \right]^2 = \frac{1}{\pi} \left[\frac{25\pi}{24} + \frac{\sqrt{3}}{4} - \psi + \frac{1}{2} \sin 2\psi \right]$$

$$\left[\frac{V'_2}{V} \right]^2 = \frac{1}{\pi} \left[\frac{31\pi}{24} - \frac{7\pi}{4} - \frac{1}{16} \sin 2\psi + \frac{7\sqrt{3}}{16} \cos 2\psi \right]$$

$$\left[\frac{V'_3}{V} \right]^2 = \frac{1}{\pi} \left[\frac{5\pi}{3} - \frac{\sqrt{3}}{4} - \frac{7\psi}{4} - \frac{1}{16} \sin 2\psi - \frac{\sqrt{3}}{16} \cos 2\psi \right]$$

1.1.4. Quatrième mode de fonctionnement. Succession des topologies C-D-B-D

Pour $\theta \in (\psi, \theta_{11})$: C

$\theta \in (\theta_{11}, \psi + 2\pi / 3)$: D

$\theta \in (\psi, 2\pi / 3, \theta_{12})$: B

$\theta \in (\theta_{12}, \pi + \psi)$: D

Le calcul des valeurs efficaces donne :

$$\left[\frac{V'_1}{V} \right]^2 = \frac{1}{\pi} \left[\frac{3}{4} \theta_{11} - \frac{3}{4} \psi + \frac{3}{16} \sin 2\psi - \frac{3\sqrt{3}}{16} \cos 2\psi - \frac{3}{16} \sin 2\theta_{11} + \frac{3\sqrt{3}}{16} \cos 2\theta_{11} \right]$$

$$\left[\frac{V'_2}{V} \right]^2 = \frac{1}{\pi} \left[\frac{3}{4} \theta_{12} - \frac{3}{4} \psi - \frac{\pi}{2} + \frac{3}{16} \sin 2\psi + \frac{3\sqrt{3}}{16} \cos 2\psi + \frac{3}{8} \sin 2\theta_{12} \right]$$

$$\left[\frac{V'_3}{V} \right]^2 = \frac{1}{\pi} \left[\frac{3}{4} \theta_{11} + \frac{3}{4} \theta_{12} - \frac{3\psi}{2} - \frac{\pi}{2} + \frac{3}{8} \sin 2\psi - \frac{3}{16} \sin 2\theta_{11} + \frac{3\sqrt{3}}{16} \cos 2\theta_{11} + \frac{3}{8} \sin 2\theta_{12} \right]$$

θ_{11} et θ_{12} sont donnés par les relations suivantes :

$$\sin(\theta_{11} - \phi - \frac{\pi}{6}) e^{\theta_{11}/Q} = \sin(\psi - \phi - \pi / 6) e^{\psi/Q}$$

$$\cos(\theta_{12} - \phi) e^{\theta_{12}/Q} = \cos(\psi - \phi + 2\pi / 3) e^{(\psi + 2\pi / 3)/Q}$$

Sur récepteur purement résistant $\theta_{11} = 7\pi / 6$, $\theta_{12} = 3\pi / 2$. Les relations donnant V'_1 , V'_2 et V'_3 se simplifient. On obtient :

$$\left[\frac{V'_1}{V} \right]^2 = \frac{1}{\pi} \left[\frac{7\pi}{8} - \frac{3\psi}{4} + \frac{3}{16} \sin 2\psi - \frac{3\sqrt{3}}{16} \cos 2\psi \right]$$

$$\left[\frac{V'_2}{V} \right]^2 = \frac{1}{\pi} \left[\frac{5\pi}{8} - \frac{3\psi}{4} + \frac{3}{16} \sin 2\psi + \frac{3\sqrt{3}}{16} \cos 2\psi \right]$$

$$\left[\frac{V'_3}{V} \right]^2 = \frac{1}{\pi} \left[\frac{3\pi}{2} - \frac{3\psi}{2} + \frac{3}{8} \sin 2\psi \right]$$

1.1.5. Cinquième mode de fonctionnement. Succession des topologies C-D

Pour $\theta \in (\psi, \theta_{13})$: C

$\theta \in (\theta_{13}, \pi + \psi)$: D

On obtient :

$$\left[\frac{V'_1}{V} \right]^2 = \left[\frac{V'_3}{V} \right]^2 = \frac{1}{\pi} \left[\frac{3}{4} \theta_{13} - \frac{3\psi}{4} + \frac{3}{16} \sin 2\psi - \frac{3\sqrt{3}}{16} \cos 2\psi - \frac{3}{16} \sin 2\theta_{13} + \frac{3\sqrt{3}}{16} \cos 2\theta_{13} \right]$$

$$\left[\frac{V'_2}{V} \right]^2 = 0$$

avec $\theta_{13} = \theta_{11}$.

Sur récepteur purement résistant $\theta_{13} = 7\pi / 6$. On obtient donc :

$$\left[\frac{V'_1}{V} \right]^2 = \left[\frac{V'_3}{V} \right]^2 = \frac{1}{\pi} \left[\frac{7\pi}{8} - \frac{3\psi}{4} + \frac{3}{16} \sin 2\psi - \frac{3\sqrt{3}}{16} \cos 2\psi \right]$$

$$\left[\frac{V'_2}{V} \right]^2 = 0$$

1.2. Caractéristiques donnant les valeurs efficaces des tensions aux bornes de la charge

Les expressions analytiques des tensions V_1, V_2, V_3 permettent le calcul de leur valeur et le tracé des caractéristiques donnant, en grandeur réduite V_1, V_2 et V_3 en fonction de ψ pour différentes valeurs de ϕ : $\phi = 0, 15, 30, 45, 60, 75, 90^\circ$ (planches 12).

On voit que la dissymétrie de construction entraîne un déséquilibre important des tensions aux bornes du récepteur et donc du courant qui le traverse. La phase 2 est nettement moins chargée que les deux autres. On peut également remarquer que, lors du débit sur un récepteur purement résistif, la phase 1 peut être soumise à une tension légèrement supérieure à celle de la source.

C'est l'utilisation d'une commande à impulsions larges qui a permis d'obtenir une caractéristique de réglage continue. Une commande classique, à impulsions fines entraînerait une discontinuité de ces caractéristiques, supprimant l'existence des modes 2' et 3, qui seraient alors respectivement remplacés par les modes 2'' et 4.

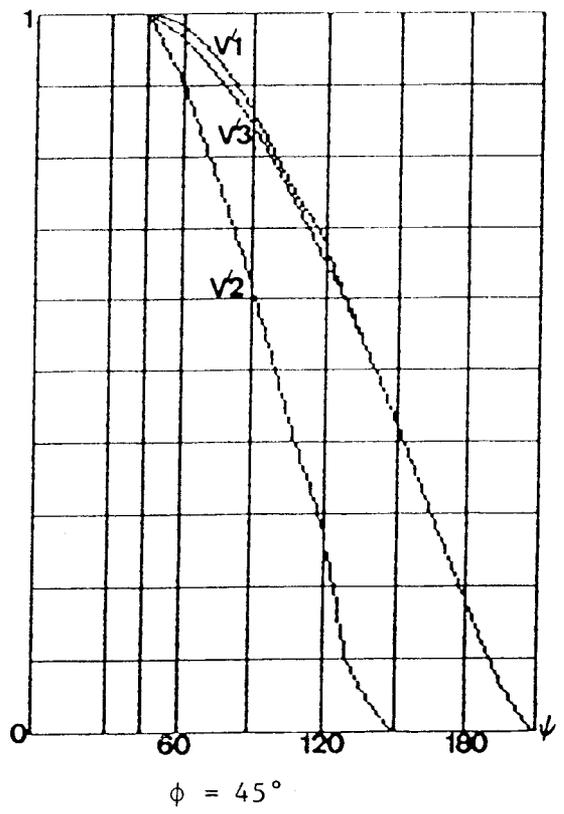
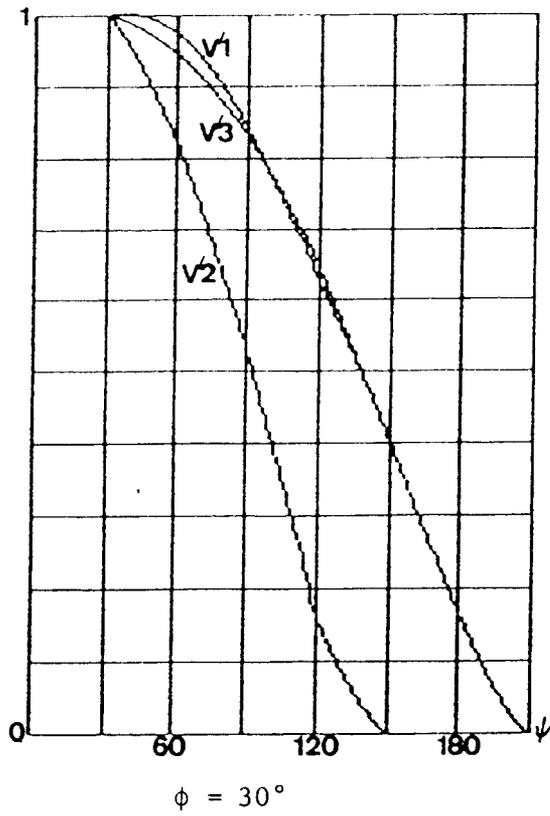
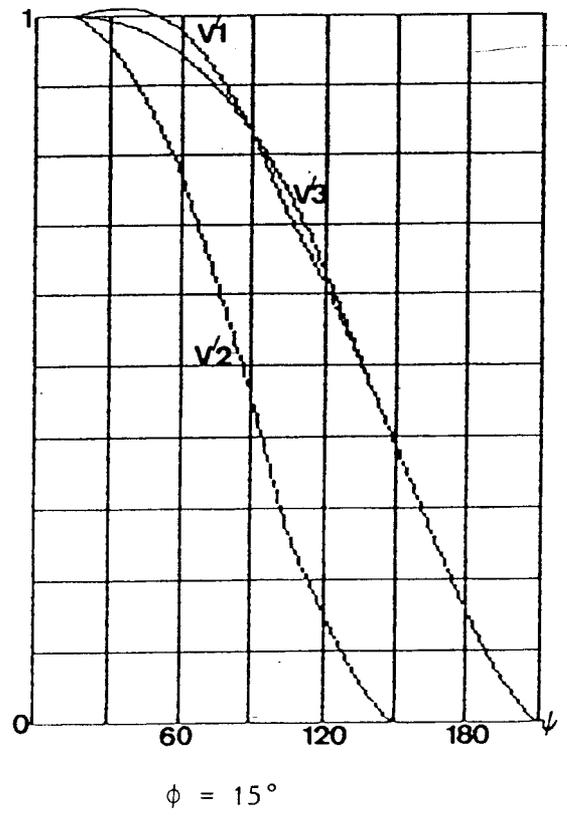
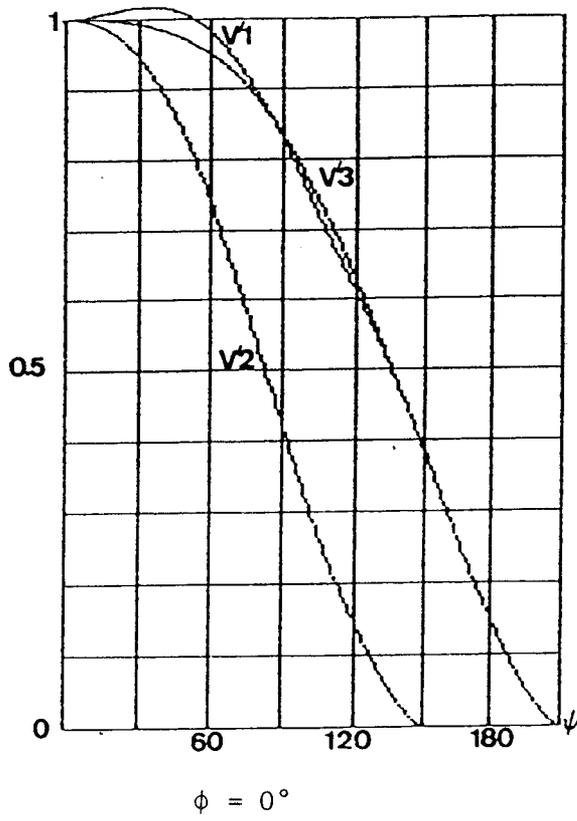


Planche 12.1

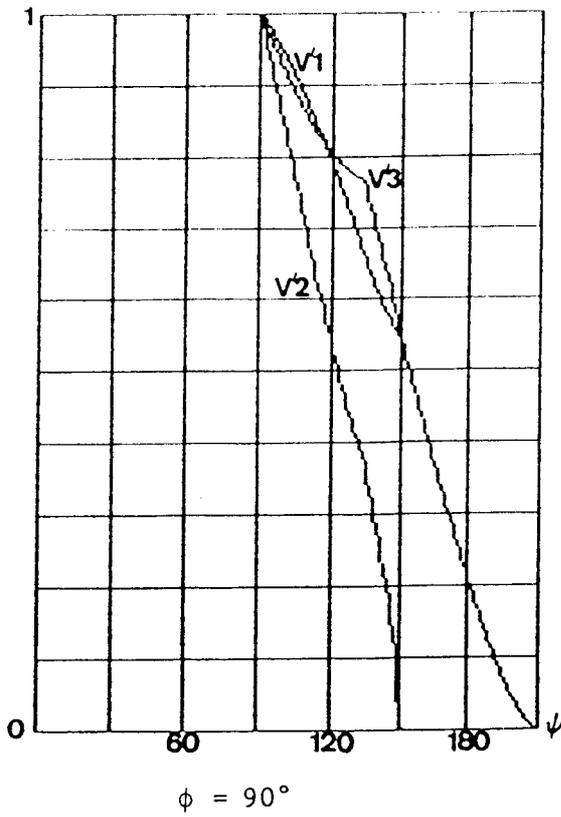
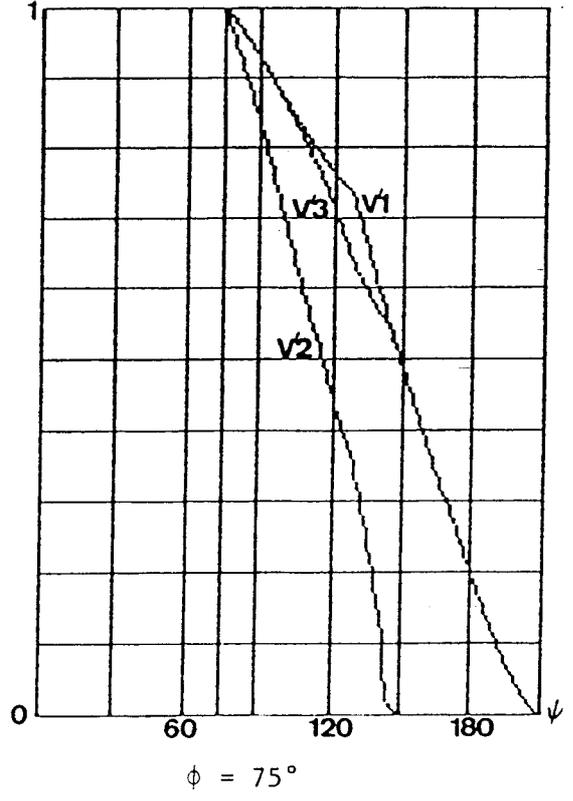
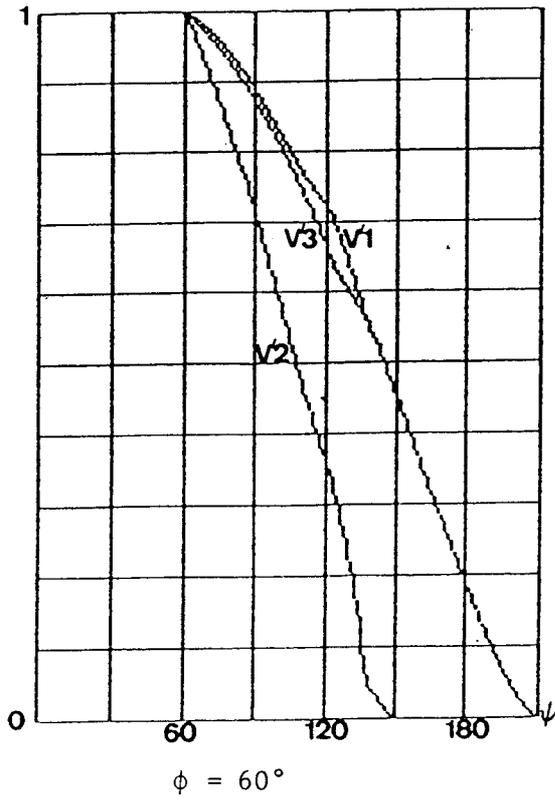


Planche 12.2

2. VALEURS EFFICACES DES HARMONIQUES

2.1. Expressions analytiques des harmoniques des tensions aux bornes du récepteur

Les demi-ondes positive et négative des tensions aux bornes des phases étant identiques au signe près, leur développement en série de Fourier donne outre le fondamental, tous les harmoniques impairs. Du fait de la dissymétrie du montage, les harmoniques 3 et multiples de 3 ne sont pas nuls et leurs modules distincts, d'une phase à l'autre :

$$V'_{i} = \sum_{h=1}^{\infty} \left[A_{1h} \sin h \left(\theta - 2(i-1) \frac{\pi}{3} \right) + B_{1h} \cos h \left(\theta - 2(i-1) \frac{\pi}{3} \right) \right]$$

avec h impair

avec :

$$\begin{cases} A_{1h} = \frac{2}{\pi} \int_{\nu}^{\nu+\pi} v'_{i} \sin h (\theta - 2(i-1) \pi / 3) d\theta \\ B_{1h} = \frac{2}{\pi} \int_{\nu}^{\nu+\pi} v'_{i} \cos h (\theta - 2(i-1) \pi / 3) d\theta \end{cases}$$

avec

$i = 1, 2, 3$ respectivement pour les phases 1, 2, 3.

La valeur efficace de l'harmonique de tension de rang h aux bornes de la charge connectée à la phase i , est donnée par :

$$V'_{ih} = \sqrt{\frac{A_{1h}^2 + B_{1h}^2}{2}}$$

Quelle que soit la topologie du montage, la somme $(v'_1 + v'_2 + v'_3)$ est nulle, ce qui permet de limiter le calcul des A_{ih} et B_{ih} aux cas $i = 1$ et $i = 2$. A_{3h} et B_{3h} se déduisent des coefficients de Fourier calculés pour les deux autres phases :

$$\begin{cases} A_{3h} = \sin \frac{4\pi h}{3} \cdot B_{1h} + B_{2h} \sin \frac{2\pi h}{3} - A_{1h} \cos \frac{4\pi h}{3} - A_{2h} \cos \frac{2\pi h}{3} \\ B_{3h} = -A_{1h} \sin \frac{4\pi h}{3} - A_{2h} \sin \frac{2\pi h}{3} - B_{1h} \cos \frac{4\pi h}{3} - B_{2h} \cos \frac{2\pi h}{3} \end{cases}$$

ce qui donne pour le fondamental :

$$A_{31} = \frac{1}{2} [A_{11} + A_{21}] + \frac{\sqrt{3}}{2} [B_{21} - B_{11}]$$

$$B_{31} = \frac{\sqrt{3}}{2} [A_{11} - A_{21}] + \frac{1}{2} [B_{21} + B_{11}]$$

On obtient pour un récepteur résistant et inductif les résultats analytiques suivants :

2.1.1. Premier mode

* Phase 1

$$A_{11} = \frac{V \sqrt{2}}{\pi} \left[\frac{\theta_1}{4} - \frac{5\psi}{4} - \frac{\pi}{6} + \theta_2 + \frac{5}{8} \sin 2\psi - \frac{\sqrt{3}}{8} \cos 2\psi - \frac{1}{8} \sin 2\theta_1 - \frac{\sqrt{3}}{8} \cos 2\theta_1 - \frac{1}{2} \sin 2\theta_2 \right]$$

$$B_{11} = \frac{V \sqrt{2}}{\pi} \left[\frac{\sqrt{3}\theta_1}{4} - \frac{\sqrt{3}\psi}{4} - \frac{\pi}{2\sqrt{3}} + \frac{5}{8} \cos 2\psi + \frac{\sqrt{3}}{8} \sin 2\psi - \frac{1}{8} \cos 2\theta_1 + \frac{\sqrt{3}}{8} \sin 2\theta_1 - \frac{1}{2} \cos 2\theta_2 \right]$$

$$A_{1b} = \frac{V \sqrt{2}}{\pi} \left[\frac{1}{(h+1)} (\sin((h+1)\psi) - \frac{1}{2} \sin((h+1)\theta_1 + \pi/3) + \frac{1}{2} \sin((h+1)(\psi + 2\pi/3) + \pi/3) - \sin((h+1)\theta_2)) \right. \\ \left. + \frac{1}{(h-1)} (-\sin((h-1)\psi) + \frac{1}{2} \sin((h-1)\theta_1 - \pi/3) - \frac{1}{2} \sin((h-1)(\psi + 2\pi/3) - \pi/3) + \sin((h-1)\theta_2) \right]$$

$$B_{1b} = \frac{V \sqrt{2}}{\pi} \left[\frac{1}{(h+1)} (\cos((h+1)\psi) + \frac{1}{2} \cos((h+1)(\psi + 2\pi/3) + \pi/3) - \frac{1}{2} \cos((h+1)\theta_1 + \pi/3) - \cos((h+1)\theta_2)) \right. \\ \left. + \frac{1}{(h-1)} (-\cos((h-1)\psi) - \frac{1}{2} \cos((h-1)(\psi + 2\pi/3) - \pi/3) + \frac{1}{2} \cos((h-1)\theta_1 - \pi/3) + \cos((h-1)\theta_2) \right]$$

* Phase 2

$$A_{21} = \frac{V \sqrt{2}}{\pi} \left[\theta_1 + \frac{\theta_2}{4} - \frac{5\psi}{4} + \frac{\pi}{12} + \frac{1}{2} \sin 2\psi - \frac{1}{4} \sin(2\psi - 2\pi/3) + \frac{1}{4} \sin(2\theta_2 - 2\pi/3) - \frac{1}{2} \sin(2\theta_1 - 4\pi/3) \right]$$

$$B_{21} = \frac{V \sqrt{2}}{2\pi} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} (\pi + \psi - \theta_2) + \cos 2\psi - \frac{1}{2} \cos(2\psi - 2\pi/3) + \frac{1}{2} \cos(2\theta_2 - 2\pi/3) - \cos(2\theta_1 - 4\pi/3) \right]$$

$$A_{2h} = \frac{V \sqrt{2}}{\pi} \left[\frac{1}{(h+1)} (-\sin((h+1)(\theta_1 - 2\pi/3)) - \sin((h+1)(\theta_2 - 2\pi/3)) + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos((h+1)(\psi + \pi/3) + 2\pi/3) \right. \\ \left. + \sin((h+1)(\psi - 2\pi/3)) + \sin((h+1)\psi) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos((h+1)(\theta_2 - 2\pi/3) + 2\pi/3) \right) \\ \left. + \frac{1}{(h-1)} (\sin((h-1)(\theta_1 - 2\pi/3)) + \sin((h-1)(\theta_2 - 2\pi/3)) - \sin((h-1)\psi) - \sin((h-1)(\psi - 2\pi/3)) \right. \\ \left. + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos((h-1)(\psi + \pi/3) - 2\pi/3) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos((h-1)(\theta_2 - 2\pi/3) - 2\pi/3) \right]$$

$$B_{2h} = \frac{V \sqrt{2}}{\pi} \left[\frac{1}{(h+1)} (\cos((h+1)(\psi - 2\pi/3)) - \cos((h+1)(\theta_1 - 2\pi/3)) + \cos((h+1)\psi) - \cos((h+1)(\theta_2 - 2\pi/3)) \right. \\ \left. - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin((h+1)(\psi + \pi/3) + 2\pi/3) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin((h+1)(\theta_2 - 2\pi/3) + 2\pi/3) \right) \\ \left. + \frac{1}{(h-1)} (-\cos((h-1)(\psi - 2\pi/3)) + \cos((h-1)(\theta_1 - 2\pi/3)) - \cos((h-1)\psi) + \cos((h-1)(\theta_2 - 2\pi/3)) \right. \\ \left. + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin((h-1)(\theta_2 - 2\pi/3) - 2\pi/3) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin((h-1)(\psi + \pi/3) - 2\pi/3) \right]$$

2.1.2. Sous Mode 2'

* Phase 1

On déduit aisément les coefficients de Fourier A_{11} , B_{11} , A_{1h} , B_{1h} en remplaçant dans les expressions établies pour le premier mode θ_1 par θ_3 ; θ_2 par θ_4 (θ_5 n'intervenant pas).

* Phase 2

$$A_{21} = \frac{V \sqrt{2}}{\pi} \left[\theta_3 + \frac{\theta_4}{4} - 2\psi - 2\pi/3 + \frac{3}{4}\theta_5 + \frac{1}{2}\sin 2\psi + \frac{1}{2}\sin(2\psi - 4\pi/3) + \frac{\sqrt{3}}{4}\cos(2\theta_5 - 2\pi/3) \right. \\ \left. - \frac{1}{2}\sin(2\theta_3 - 4\pi/3) - \frac{1}{2}\sin(2\theta_4 - 4\pi/3) - \frac{\sqrt{3}}{4}\cos(2\theta_4 - 2\pi/3) \right]$$

$$B_{21} = \frac{V \sqrt{2}}{2\pi} \left[\cos 2\psi + \cos(2\psi - 4\pi/3) - \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(2\theta_5 - 2\pi/3) + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(2\theta_4 - 2\pi/3) \right. \\ \left. - \cos(2\theta_4 - 4\pi/3) - \cos(2\theta_3 - 4\pi/3) - \frac{\sqrt{3}}{2}\theta_4 + \frac{\sqrt{3}}{2}\theta_5 \right]$$

$$A_{2h} = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} \left[\frac{1}{(h+1)} (-\sin((h+1)(\theta_3 - 2\pi/3)) - \sin((h+1)(\theta_4 - 2\pi/3)) + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos((h+1)(\theta_5 - 2\pi/3) + 2\pi/3) \right. \\ \left. + \sin((h+1)(\psi - 2\pi/3)) + \sin((h+1)\psi) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos((h+1)(\theta_4 - 2\pi/3) + 2\pi/3) \right) \\ \left. + \frac{1}{(h-1)} (\sin(h-1)(\theta_3 - 2\pi/3) + \sin(h-1)(\theta_4 - 2\pi/3) - \sin(h-1)(\psi - 2\pi/3) \right. \\ \left. + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos((h-1)(\theta_5 - 2\pi/3) - 2\pi/3) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos((h-1)(\theta_4 - 2\pi/3) - 2\pi/3) \right)$$

$$B_{2h} = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} \left[\frac{1}{(h+1)} (\cos(h+1)(\psi - 2\pi/3) - \cos(h+1)(\theta_3 - 2\pi/3)) + \cos(h+1)\psi - \cos((h-1)(\theta_4 - 2\pi/3)) \right. \\ \left. - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin((h+1)(\theta_5 - 2\pi/3) + 2\pi/3) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin((h+1)(\theta_4 - 2\pi/3) + 2\pi/3) \right) \\ \left. + \frac{1}{(h-1)} (-\cos((h-1)(\psi - 2\pi/3)) + \cos((h-1)(\theta_3 - 2\pi/3)) - \cos(h-1)\psi + \cos(h-1)(\theta_4 - 2\pi/3) \right. \\ \left. + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin((h-1)(\theta_4 - 2\pi/3) - 2\pi/3) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin((h-1)(\theta_5 - 2\pi/3) - 2\pi/3) \right)$$

2.1.3. Sous mode 2"

* Phase 1

On peut reprendre les expressions obtenues pour le premier mode en remplaçant θ_1 par ψ et θ_2 par θ_6 .

On obtient :

$$A_{1h} = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} \left[-\psi - \pi/6 + \theta_6 + \frac{1}{2} \sin 2\psi - \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\psi - \frac{1}{2} \sin 2\theta_6 \right]$$

$$B_{1h} = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} \left[-\frac{\pi}{2\sqrt{3}} + \frac{1}{2} \cos 2\psi + \frac{\sqrt{3}}{4} \sin 2\psi - \frac{1}{2} \cos 2\theta_6 \right]$$

$$A_{1h} = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} \left[\frac{1}{(h+1)} (\sin((h+1)\psi) - \frac{1}{2} \sin((h+1)\psi + \pi/3) + \frac{1}{2} \sin((h+1)(\psi + 2\pi/3) + \pi/3) - \sin(h+1)\theta_6) \right. \\ \left. + \frac{1}{(h-1)} (-\sin((h-1)\psi) + \frac{1}{2} \sin((h-1)(\psi - \pi/3)) - \frac{1}{2} \sin((h-1)(\psi - 2\pi/3) - \pi/3) + \sin((h-1)\theta_6)) \right]$$

$$B_{1h} = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} \left[\frac{1}{(h+1)} (\cos((h+1)\psi) + \frac{1}{2} \cos((h+1)(\psi + 2\pi/3) + \pi/3) - \frac{1}{2} \cos((h+1)\psi + \pi/3) - \cos(h+1)\theta_6) \right. \\ \left. + \frac{1}{(h-1)} (-\cos((h-1)\psi) - \frac{1}{2} \cos((h-1)(\psi + 2\pi/3) - \pi/3) + \frac{1}{2} \cos((h-1)\psi - \pi/3) + \cos((h-1)\theta_6)) \right]$$

*** Phase 2**

$$A_{21} = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} \left[-\psi - 2\pi/3 + \frac{\theta_6}{4} + \frac{3}{4}\theta_7 + \frac{1}{2}\sin(2\psi) - \frac{1}{2}\sin(2\theta_6 - 4\pi/3) \right. \\ \left. + \frac{\sqrt{3}}{4}\cos(2\theta_7 - 2\pi/3) - \frac{\sqrt{3}}{4}\cos(2\theta_6 - 2\pi/3) \right]$$

$$B_{21} = \frac{V\sqrt{2}}{2\pi} \left[\frac{\sqrt{3}}{2}(\theta_7 - \theta_6) + \cos 2\psi - \cos(2\theta_6 - 4\pi/3) - \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(2\theta_7 - 2\pi/3) + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(2\theta_6 - 2\pi/3) \right]$$

$$A_{2h} = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} \left[\frac{1}{(h+1)} (-\sin((h+1)(\theta_6 - 2\pi/3)) + \frac{\sqrt{3}}{2}\cos((h+1)(\theta_5 - 2\pi/3) + 2\pi/3) + \sin((h+1)\psi) \right. \\ \left. - \frac{\sqrt{3}}{2}\cos((h+1)(\theta_6 - 2\pi/3) + 2\pi/3) + \frac{1}{(h-1)} (\sin((h-1)(\theta_6 - 2\pi/3) - \sin((h-1)\psi) \right. \\ \left. + \frac{\sqrt{3}}{2}\cos((h-1)(\theta_5 - 2\pi/3) + 2\pi/3) - \frac{\sqrt{3}}{2}\cos((h-1)(\theta_6 - 2\pi/3) + 2\pi/3)) \right]$$

$$B_{2h} = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} \left[\frac{1}{(h+1)} (\cos((h+1)\psi) - \cos((h+1)(\theta_6 - 2\pi/3)) - \frac{\sqrt{3}}{2}\sin((h+1)(\theta_7 - 2\pi/3) + 2\pi/3) + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin((h+1)(\theta_6 - 2\pi/3) + 2\pi/3) \right. \\ \left. + \frac{1}{(h-1)} (-\cos((h-1)\psi) + \cos((h+1)(\theta_6 - 2\pi/3)) + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin((h-1)(\theta_6 - 2\pi/3) - 2\pi/3) - \frac{\sqrt{3}}{2}\sin((h-1)(\theta_7 - 2\pi/3) - 2\pi/3) \right]$$

2.1.4. Troisième mode

*** Phase 1**

$$A_{11} = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} \left[\frac{\theta_8}{\pi} + \frac{3\theta_9}{4} - \psi - \frac{1}{2}\sin 2\theta_8 + \frac{1}{2}\sin 2\psi - \frac{\sqrt{3}}{4}\sin(2\theta_9 - \pi/6) + \frac{\sqrt{3}}{4}\sin(2\theta_8 - \pi/6) \right]$$

$$B_{11} = \frac{V\sqrt{2}}{2\pi} \left[\frac{\sqrt{3}}{2}(\theta_8 - \theta_9) - \cos 2\theta_8 + \cos 2\psi + \frac{\sqrt{3}}{2}(\cos(2\theta_8 - \pi/6) - \cos(2\theta_9 - \pi/6)) \right]$$

$$A_{1h} = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} \left[\frac{1}{(h+1)} (\sin((h+1)\psi) - \sin((h+1)\theta_9) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin((h+1)\theta_8 - \pi/6) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin((h+1)\theta_9 - \pi/6)) \right. \\ \left. + \frac{1}{(h-1)} (\sin((h-1)\theta_9) - \sin((h-1)\psi) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin((h-1)\theta_9 + \pi/6) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin((h-1)\theta_8 + \pi/6)) \right]$$

$$B_{1h} = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} \left[\frac{1}{(h+1)} (\cos((h+1)\psi) - \cos((h+1)\theta_8) + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos((h+1)\theta_8 - \pi/6) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos((h+1)\theta_9 - \pi/6)) \right. \\ \left. + \frac{1}{(h-1)} (\cos((h-1)\theta_8) - \cos((h-1)\psi) + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos((h-1)\theta_9 + \pi/6) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos((h-1)\theta_8 + \pi/6)) \right]$$

❖ Phase 2

$$A_{2h} = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} \left[\theta_8 + \frac{3}{4}\theta_{10} - \frac{7}{4}\psi - \pi/2 - \frac{1}{2}\sin(2\theta_8 - 4\pi/3) + \frac{1}{2}\sin(2\psi - 4\pi/3) + \frac{\sqrt{3}}{4}\cos(2\theta_{10} - 2\pi/3) - \frac{\sqrt{3}}{4}\cos(2\psi + 2\pi/3) \right]$$

$$B_{2h} = \frac{V\sqrt{2}}{2\pi} \left[-\frac{\sqrt{3}}{2}\psi - \frac{\pi\sqrt{3}}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2}\theta_{10} + \cos(2\psi - 4\pi/3) - \cos(2\theta_8 - 4\pi/3) + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(2\psi + 2\pi/3) - \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(2\theta_{10} - 2\pi/3) \right]$$

$$A_{2h} = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} \left[\frac{1}{(h+1)} (\sin((h+1)(\psi - 2\pi/3)) - \sin((h+1)(\theta_8 - 2\pi/3)) + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos((h+1)(\theta_{10} - 2\pi/3) + 2\pi/3) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos((h+1)\psi + 2\pi/3)) \right. \\ \left. + \frac{1}{(h-1)} (\sin((h-1)(\theta_8 - 2\pi/3)) - \sin((h-1)(\psi - 2\pi/3)) + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos((h-1)(\theta_{10} - 2\pi/3) - 2\pi/3) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos((h-1)\psi) - 2\pi/3)) \right]$$

$$B_{2h} = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} \left[\frac{1}{(h+1)} (-\cos((h+1)(\theta_8 - 2\pi/3)) + \cos((h+1)(\psi - 2\pi/3)) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin((h+1)(\theta_{10} - 2\pi/3) + 2\pi/3) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin((h+1)\psi + 2\pi/3)) \right. \\ \left. + \frac{1}{(h-1)} (\cos((h-1)(\theta_8 - 2\pi/3)) - \cos((h-1)(\psi - 2\pi/3)) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin((h-1)(\theta_{10} - 2\pi/3) - 2\pi/3) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin((h-1)\psi - 2\pi/3)) \right]$$

2.1.5. Quatrième mode

♣ Phase 1

$$A_{11} = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} \left[\frac{3}{4} \theta_4 - \frac{3}{4} \psi - \frac{\sqrt{3}}{4} \sin(2\theta_{11} - \pi/6) + \frac{\sqrt{3}}{4} \sin(2\psi - \pi/6) \right]$$

$$B_{11} = \frac{V\sqrt{2}}{2\pi} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \left[\psi - \theta_{11} + \cos(2\psi - \pi/6) - \cos(2\theta_{11} - \pi/6) \right]$$

$$A_{1h} = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \left[\frac{1}{(h-1)} (\sin((h-1)\theta_{11} + \pi/6) - \sin((h-1)\psi + \pi/6)) + \frac{1}{(h+1)} (\sin((h+1)\psi - \pi/6) - \sin((h+1)\theta_{11} - \pi/6)) \right]$$

$$B_{1h} = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \left[\frac{1}{(h+1)} (\cos((h+1)\psi - \pi/6) - \cos((h+1)\theta_{11} - \pi/6)) + \frac{1}{(h-1)} (\cos((h-1)\theta_{11} + \pi/6) - \cos((h-1)\psi + \pi/6)) \right]$$

♣ Phase 2

$$A_{21} = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} \left[\frac{3}{4} \theta_{12} - \frac{3}{4} \psi - \pi/2 + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos(2\theta_{12} - 2\pi/3) - \frac{\sqrt{3}}{4} \cos(2\psi + 2\pi/3) \right]$$

$$B_{21} = \frac{V\sqrt{2}}{2\pi} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \left[\theta_{12} - \psi - 2\pi/3 - \sin(2\theta_{12} - 2\pi/3) + \sin(2\psi + 2\pi/3) \right]$$

$$A_{2h} = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \left[\frac{1}{(h+1)} (\cos((h+1)(\theta_{12} - 2\pi/3) + 2\pi/3) - \cos((h+1)\psi + 2\pi/3)) \right. \\ \left. + \frac{1}{(h-1)} (\cos((h-1)(\theta_{12} - 2\pi/3) - 2\pi/3) - \cos((h-1)\psi - 2\pi/3)) \right]$$

$$B_{2h} = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \left[\frac{1}{(h+1)} (\sin((h+1)(\theta_{12} - 2\pi/3) + 2\pi/3) - \sin((h+1)\psi + 2\pi/3)) \right. \\ \left. + \frac{1}{(h-1)} (\sin((h-1)(\theta_{12} - 2\pi/3) - 2\pi/3) - \sin((h-1)\psi - 2\pi/3)) \right]$$

2.1.6. Cinquième mode

♣ Phase 1

$$A_{11} = \frac{V \sqrt{2}}{\pi} \left[\frac{3}{4} \theta_{13} - \frac{3}{4} \psi - \frac{\sqrt{3}}{4} \sin(2 \theta_{13} - \pi / 6) + \frac{\sqrt{3}}{4} \sin(2 \psi - \pi / 6) \right]$$

$$B_{11} = \frac{V \sqrt{2}}{2 \pi} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \left[\psi - \theta_{13} + \cos(2 \psi - \pi / 6) - \cos(2 \theta_{13} - \pi / 6) \right]$$

$$A_{1h} = \frac{V \sqrt{2}}{\pi} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \left[\frac{1}{(h+1)} (\sin((h+1) \psi - \pi / 6) - \sin((h+1) \theta_{13} - \pi / 6)) \right. \\ \left. + \frac{1}{(h-1)} (\sin((h-1) \theta_{13} + \pi / 6) - \sin((h-1) \psi + \pi / 6)) \right]$$

$$B_{1h} = \frac{V \sqrt{2}}{\pi} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \left[\frac{1}{(h+1)} (\cos((h+1) \psi - \pi / 6) - \cos((h+1) \theta_{13} - \pi / 6)) \right. \\ \left. + \frac{1}{(h-1)} (\cos((h-1) \theta_{13} + \pi / 6) - \cos((h-1) \psi + \pi / 6)) \right]$$

♣ Phase 2

Pour la phase 2, tous les coefficients sont nuls.

2.1.7. Cas particulier du débit sur récepteur purement résistant

Il est facile de transposer les résultats obtenus lors du débit sur un récepteur résistant et inductif au cas du débit sur un récepteur purement résistant. Pour obtenir lors du débit sur R,

- le mode 1, il faut reprendre les A_{ih} et B_{ih} du mode 1 sur R-L avec $\theta_1 = 2\pi / 3$ et $\theta_2 = \pi$
- le mode 2, il faut reprendre les A_{ih} et B_{ih} du mode 1 sur R-L avec $\theta_1 = 2\pi / 3$ et $\theta_2 = \psi + 2\pi / 3$
- le mode 3, il faut reprendre les A_{ih} et B_{ih} du mode 3 sur R-L avec $\theta_8 = 2\pi / 3$, $\theta_9 = 7\pi / 6$, $\theta_{10} = 3\pi / 2$
- le mode 4, il faut reprendre les A_{ih} et B_{ih} du mode 4 sur R-L avec $\theta_{11} = 7\pi / 6$ et $\theta_{12} = 3\pi / 2$
- le mode 5, il faut reprendre les A_{ih} et B_{ih} du mode 5 sur R-L avec $\theta_{13} = 7\pi / 6$.

2.2. Caractéristiques

Les planches 13 donnent en fonction de ψ et pour des récepteurs d'argument 0, 15, 30, 45, 60, 75, 90° les variations des valeurs efficaces des premiers harmoniques de tension ramenées à la valeur efficace V de la tension de la source pour chacune des 3 phases.

On voit très nettement que la dissymétrie de construction entraîne l'apparition d'un harmonique 3 dans les trois phases, celui-ci étant très important dans la phase 3.

L'harmonique 5, qui est le premier harmonique apparaissant avec un gradateur triphasé symétrique, est légèrement moins important avec la structure dissymétrique en particulier pour la troisième phase.

Les courbes donnant les valeurs réduites des harmoniques de courant n'ont pas été représentées. Elles se déduisent en effet très aisément des précédentes, en divisant par l'impédance présentée par le récepteur, l'harmonique de tension correspondant.

Pour un récepteur purement résistant :

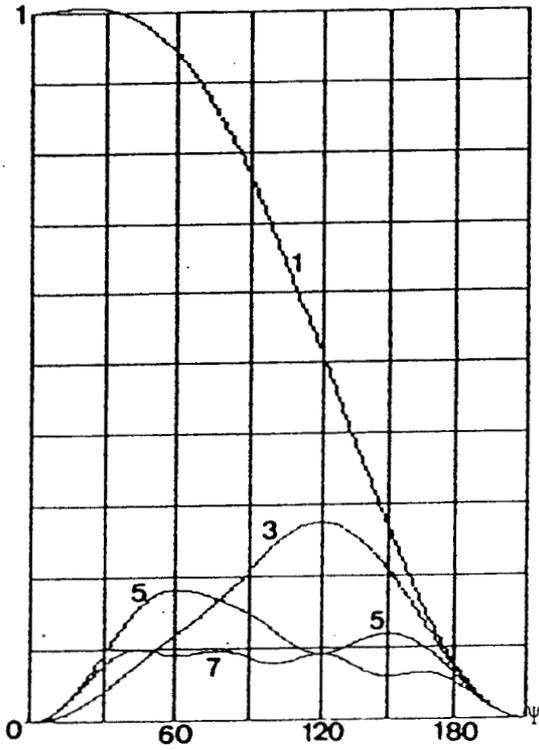
$$\frac{I_{1h}}{V/R} = \frac{V'_{1h}}{V}$$

Pour un récepteur résistant et inductif :

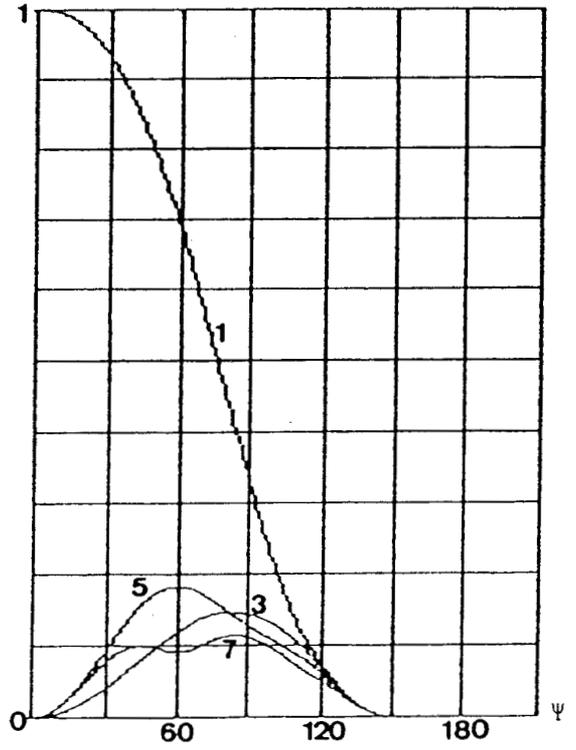
$$\frac{I_{1h}}{V/Z} = \frac{\sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}}{V} \frac{V'_{1h}}{\sqrt{R^2 + L^2 h^2 \omega^2}} = \frac{V'_{1h}}{V} \sqrt{\frac{1 + Q^2}{1 + h^2 Q^2}}$$

Pour un récepteur purement inductif :

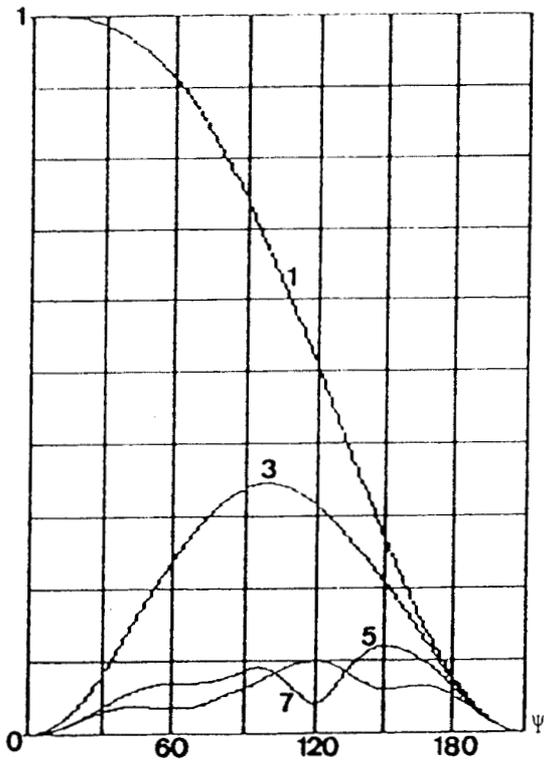
$$\frac{I_{1h}}{V/L\omega} = \frac{1}{h} \frac{V'_{1h}}{V}$$



Phase n°1



Phase n°2

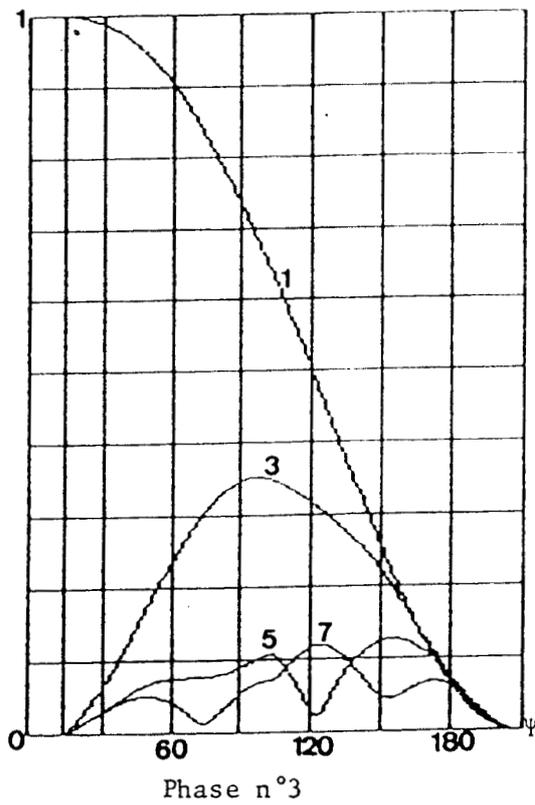
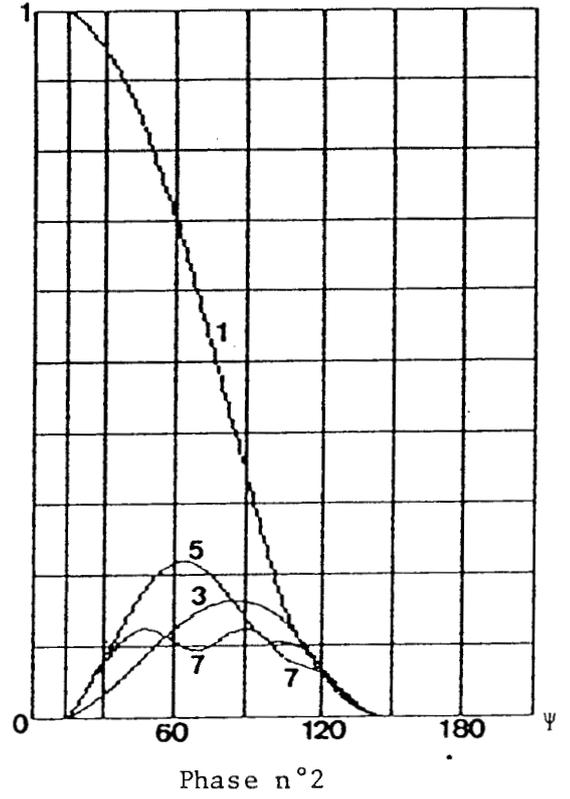
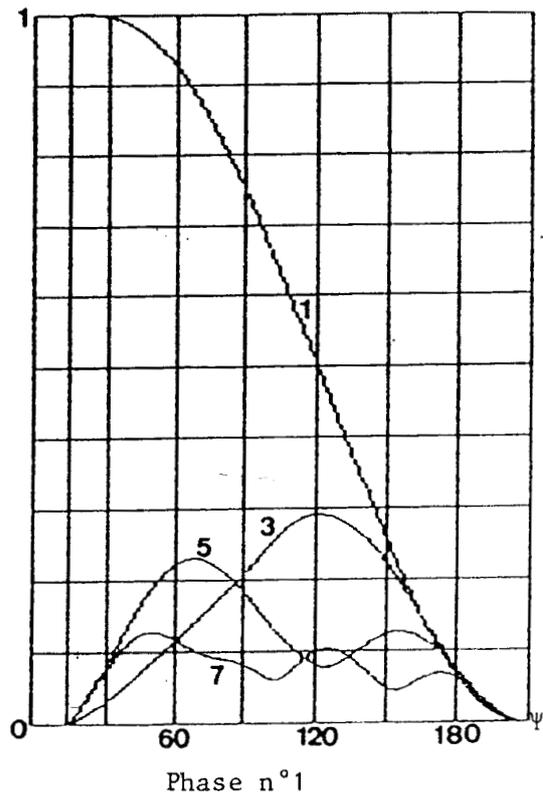


Phase n°3

Harmoniques de tension dans chaque phase :

$$V_1'/V, V_3'/V, V_5'/V, V_7'/V$$

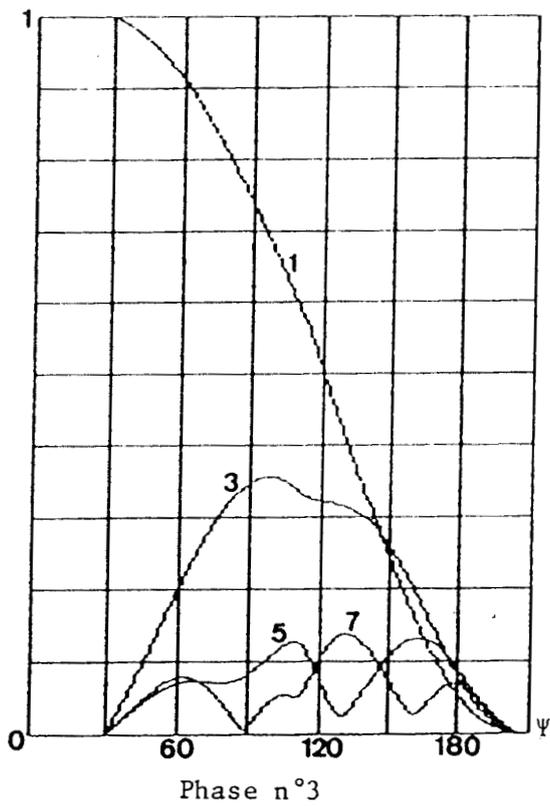
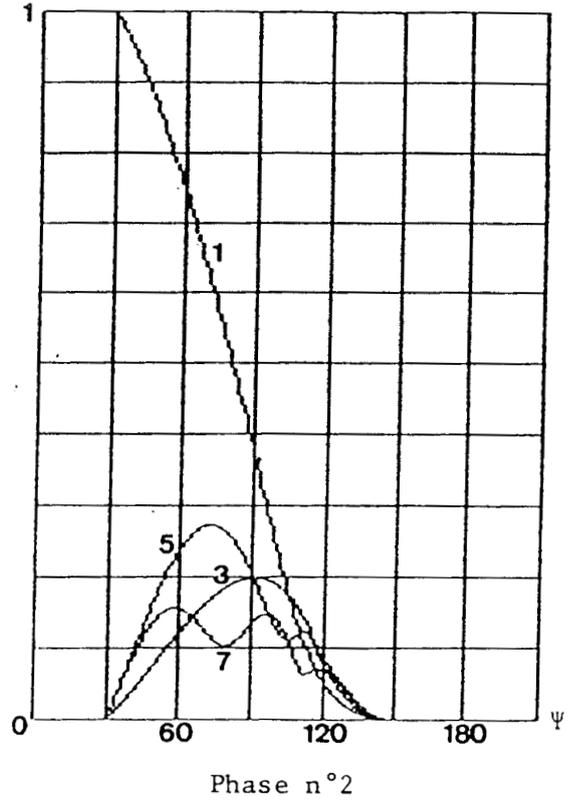
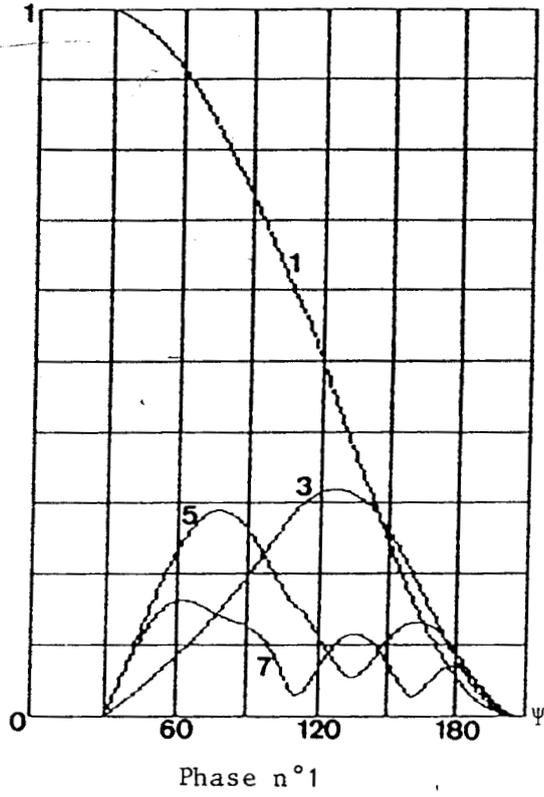
$$\phi = 0^\circ$$



Harmoniques de tension dans chaque phase :

$$V_1'/V, V_3'/V, V_5'/V, V_7'/V$$

$$\phi = 15^\circ$$

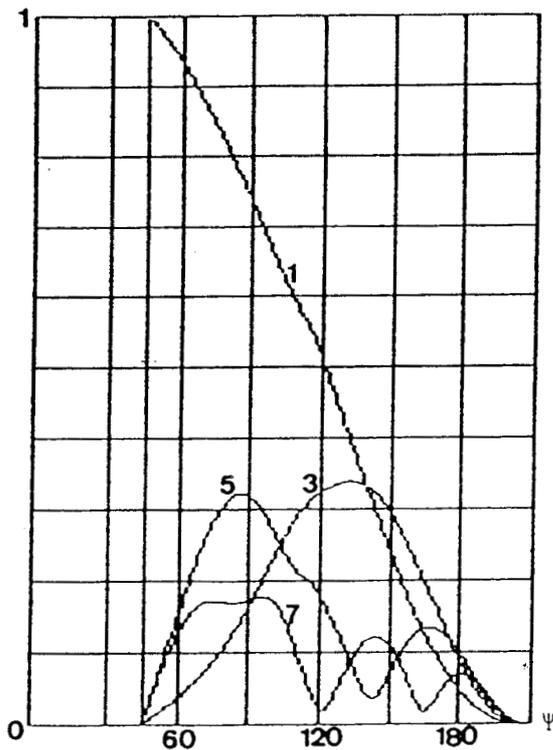


Harmoniques de tension dans chaque phase :

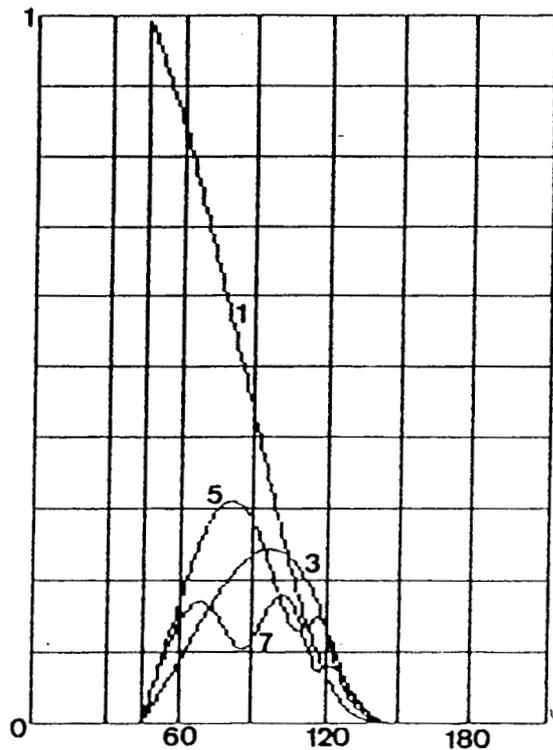
$$V_1'/V, V_3'/V, V_5'/V, V_7'/V$$

$$\phi = 30^\circ$$

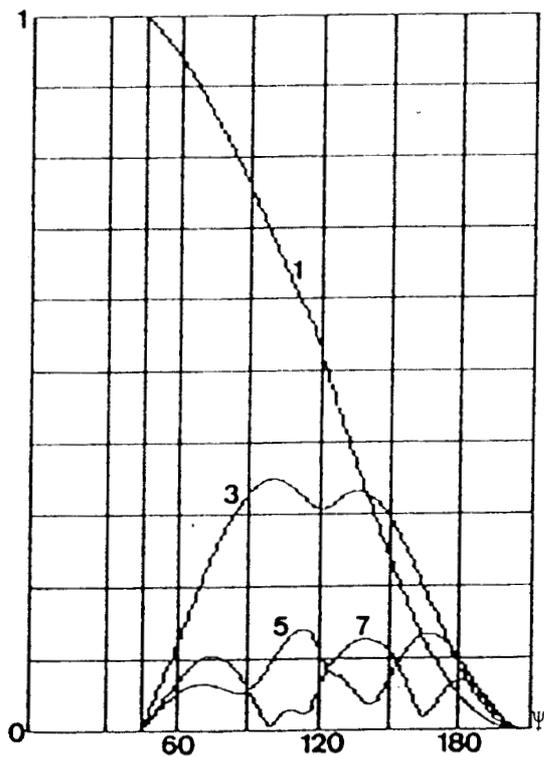
Planche 13.3



Phase n°1



Phase n°2

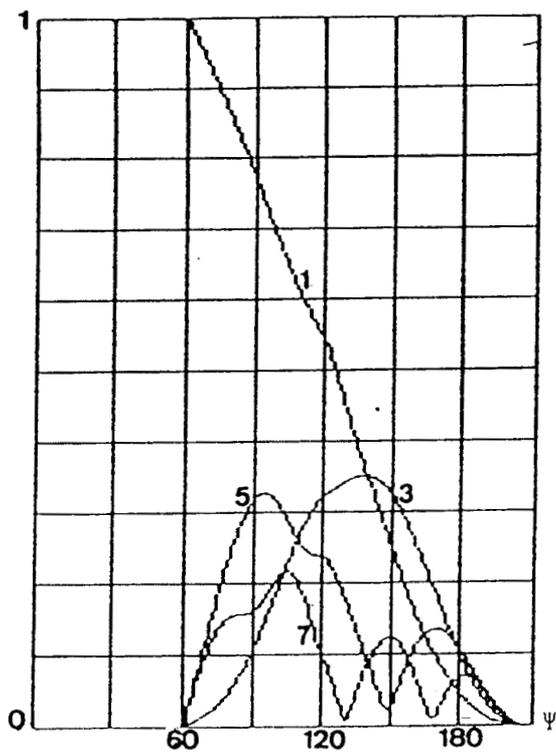


Phase n°3

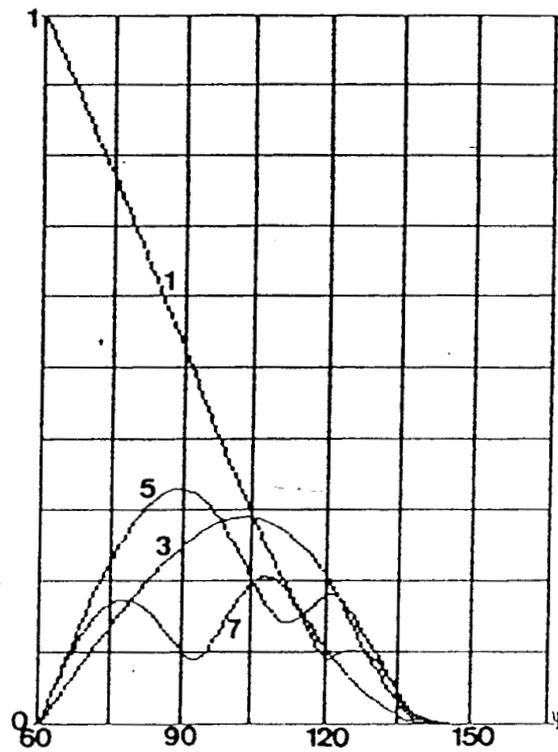
Harmoniques de tension dans chaque phase :

$$V_1'/V, V_3'/V, V_5'/V, V_7'/V$$

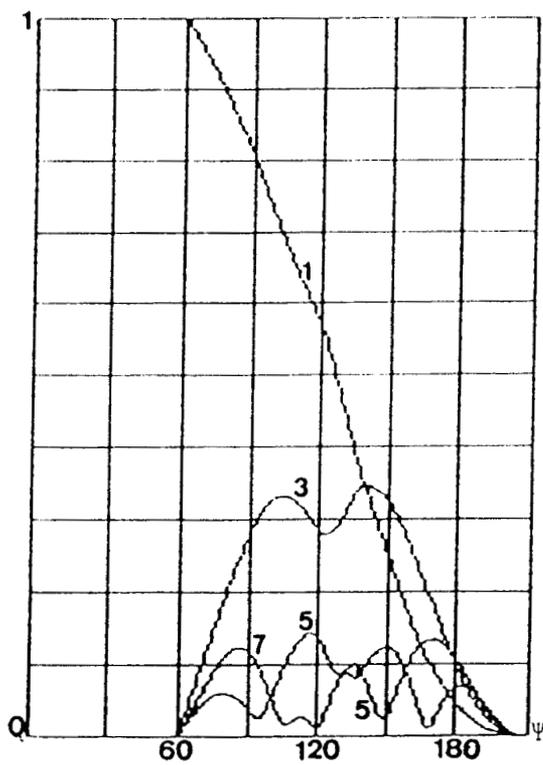
$$\phi = 45^\circ$$



Phase n°1



Phase n°2

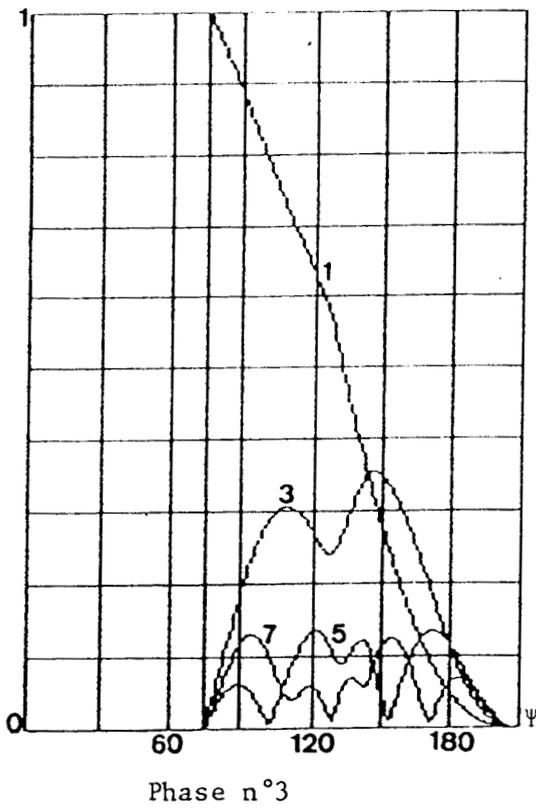
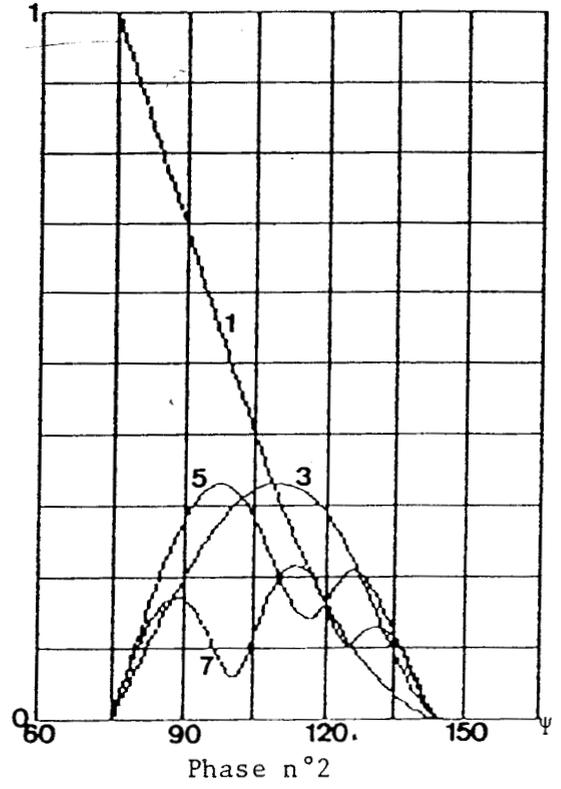
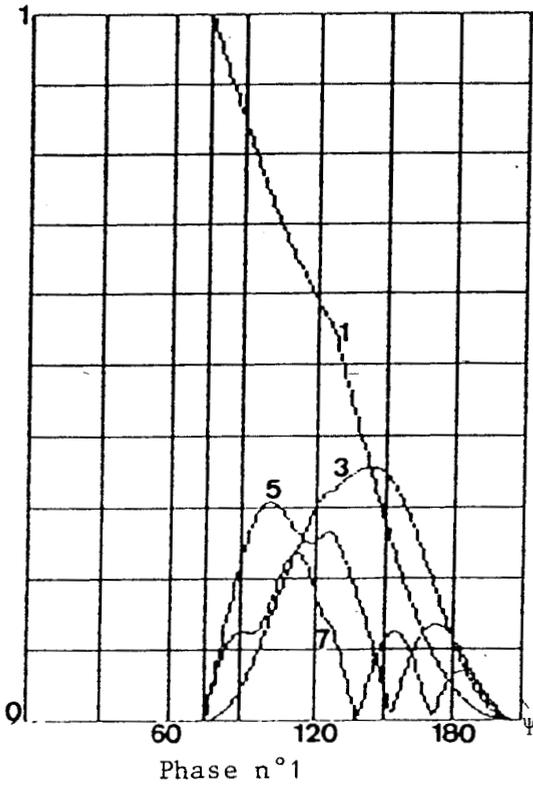


Phase n°3

Harmoniques de tension dans chaque phase :

$$V_1'/V, V_3'/V, V_5'/V, V_7'/V$$

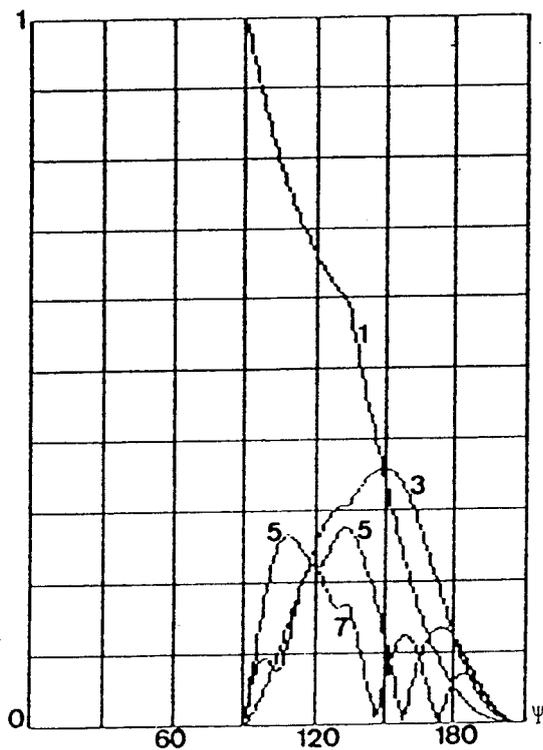
$$\phi = 60^\circ$$



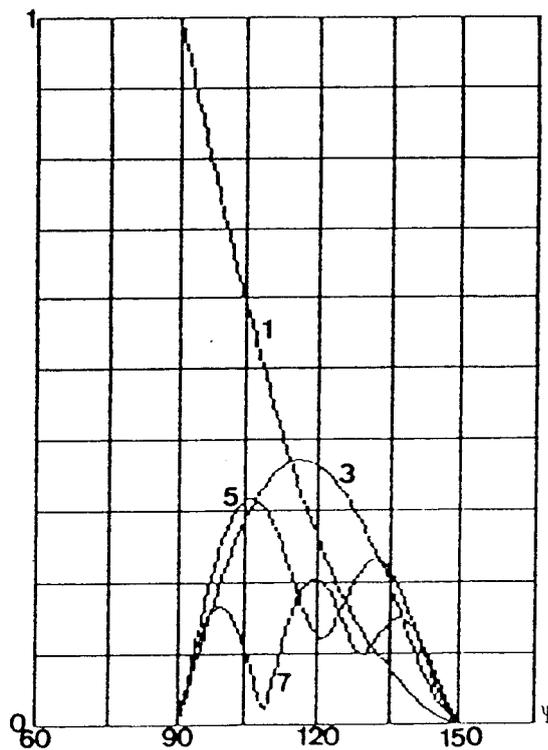
Harmoniques de tension dans chaque phase :

$$V_1'/V, V_3'/V, V_5'/V, V_7'/V$$

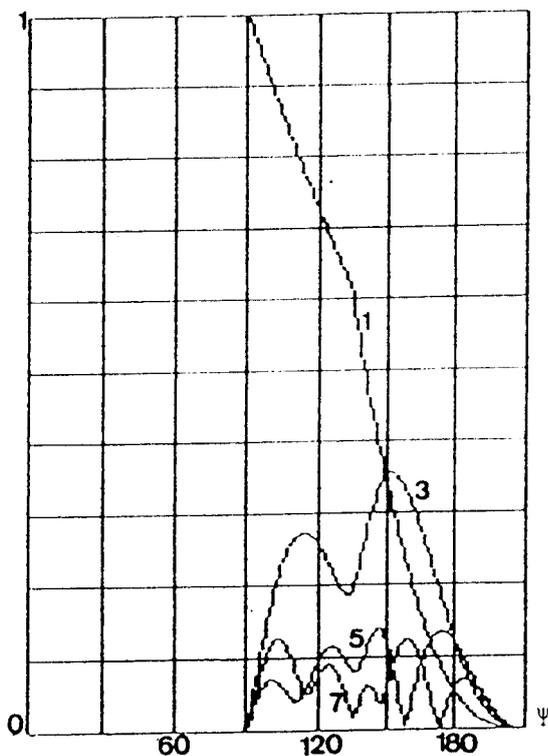
$$\phi = 75^\circ$$



Phase n°1



Phase n°2



Phase n°3

Harmoniques de tension dans chaque phase :

$$V_1'/V, V_3'/V, V_5'/V, V_7'/V$$

$$\phi = 90^\circ$$

3. PUISSANCES

3.1. Puissance débitée par la source triphasée

La puissance active P fournie par la source est donnée par :

$$P = \frac{1}{T} \left[\int_0^T v_1 i_1 dt + \int_0^T v_2 i_2 dt + \int_0^T v_3 i_3 dt \right]$$

d'où :

$$P = V I_{11} \cos \phi_1 + V I_{21} \cos \phi_2 + V I_{31} \cos \phi_3$$

avec :

I_{11}, I_{21}, I_{31} valeurs efficaces des fondamentaux des courants dans les phases 1, 2, 3

ϕ_1, ϕ_2, ϕ_3 déphasages arriére des fondamentaux des courants par rapport aux tensions simples v_1, v_2, v_3

V valeur efficace des tensions v_1, v_2, v_3

De même, on peut définir la puissance réactive Q :

$$Q = V I_{11} \sin \phi_1 + V I_{21} \sin \phi_2 + V I_{31} \sin \phi_3$$

3.2. Courants en ligne - Perturbations dues aux harmoniques

Le gradateur se comporte comme un générateur d'harmoniques de courants. Pour chacune des phases,

$$I_1 = \sqrt{I_{11}^2 + (I_1^2 - I_{11}^2)}$$

où I_{11} est le fondamental du courant dans la phase considérée.

Ainsi, une partie de la valeur efficace du courant I_1 pris au réseau est due aux harmoniques. On peut déterminer séparément pour chacune des phases les grandeurs :

$$\frac{D_1}{S_0} = \frac{V (I_1^2 - I_{11}^2)^{1/2}}{V I_0}$$

où I_0 est le courant en ligne en fonctionnement pleine onde.

On peut alors définir la grandeur D, valeur moyenne des D_1 ,

$$\frac{D}{3 S_0} = \frac{1}{3} \left[\frac{D_1}{S_0} + \frac{D_2}{S_0} + \frac{D_3}{S_0} \right]$$

celle-ci traduisant l'importance des harmoniques de courant produit par le convertisseur sur le réseau.

De même, on peut définir un coefficient noté F donnant le rapport de la puissance active absorbée par la charge à la somme des puissances apparentes relevées pour chacune des phases :

$$F = \frac{P}{\left[V I_1 + V I_2 + V I_3 \right]}$$

3.3. Caractéristiques

On a ainsi représenté sur les planches 14 les grandeurs :

$$\frac{P}{3V I_0}, \frac{Q}{3V I_0}, \frac{D}{3V I_0}, F$$

pour différentes valeurs de ϕ (0, 15, 30, 45, 60, 75, 90°).

Les paramètres définissant ces grandeurs ont déjà été déterminés analytiquement, à l'exception des valeurs efficaces des courants en ligne. Leur calcul peut être réalisé de manière analytique, mais il est plus simple d'estimer leur valeur à partir du développement en série de Fourier des tensions aux bornes des charges.

Ainsi, pour chaque phase, l'harmonique de courant I_p de rang p (p impair) a pour expression :

$$I_p = \frac{V'_p}{R \sqrt{1 + p^2 Q^2}}$$

où :

. V'_p est l'harmonique de tension de rang p pour la phase concernée

$$. Q = \frac{L \omega}{R}$$

On en déduit aisément le rapport I / I_0 recherché:

$$\begin{cases} \frac{I}{I_0} = \frac{1}{I_0} \sqrt{\sum_{p=1}^{\infty} I_p^2} \\ I_0 = \frac{V}{R \sqrt{1 + Q^2}} \end{cases}$$

Soit :

$$\frac{I}{I_0} = \sqrt{1 + Q^2} \sum_{p=1}^{\infty} \left[\left(\frac{V_p}{V} \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + p^2 Q^2}} \right]$$

Ces valeurs efficaces ont été calculées à l'aide des 40 premiers harmoniques de tension. Cette méthode numérique donne des résultats précis puisque, lorsqu'on compare la valeur de V' obtenue par la méthode analytique à celle obtenue par approximation à partir des valeurs des harmoniques de tension, on observe une erreur inférieure à 1%, ce qui légitime les résultats obtenus pour le calcul des valeurs efficaces des courants.

Le tracé de ces caractéristiques peut alors être comparé à celui obtenu pour un gradateur classique à 6 thyristors en ligne. On remarque que dans ce cas, les grandeurs D et F correspondent respectivement à la puissance déformante et au facteur de puissance du système.

Le gradateur économique absorbe nettement moins de puissance réactive mais D est plus important. Globalement, on observe un comportement similaire pour les deux types de montage.

Ces courbes ne permettent pas de mettre en évidence le comportement dissymétrique et déséquilibré du convertisseur.

Aussi a-t-on représenté sur les planches 15 pour diverses valeurs de ϕ , le rapport :

$$\frac{P}{P_0} = \frac{R I^2}{R I_0^2}$$

caractérisant la puissance active absorbée par chacun des récepteurs par rapport à celle absorbée en fonctionnement pleine onde. On retrouve évidemment, le même type de répartition que celui observé pour les valeurs efficaces des tensions aux bornes des charges, à savoir la phase n°2 nettement sous-alimentée.

Enfin, les grandeurs D_1/S_0 , D_2/S_0 , D_3/S_0 ont été représentées (planche 16) afin d'évaluer les perturbations introduites dans chacune des phases par le système. On remarque leur "similitude" pour les faibles valeurs de ψ , puis leur différenciation progressive causée par l'annulation, pour $\psi = 150^\circ$, du courant dans la phase n°2 quelle que soit ϕ .

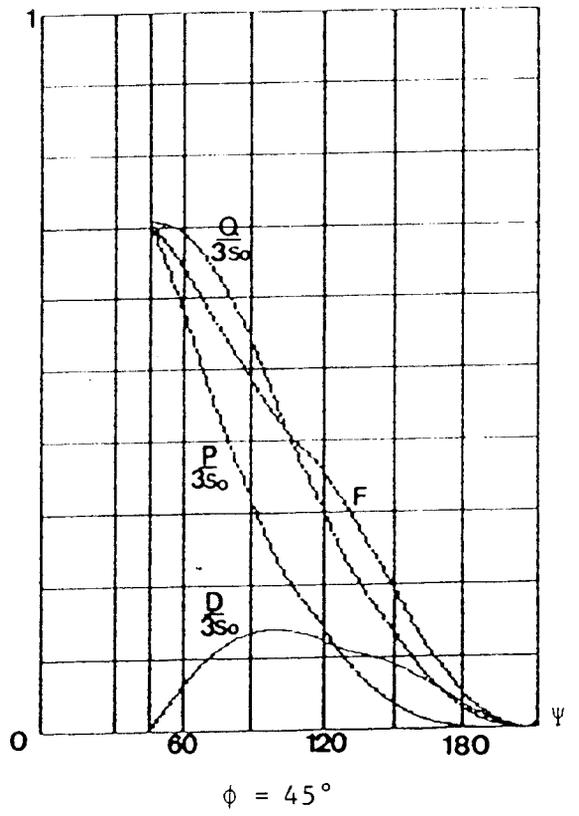
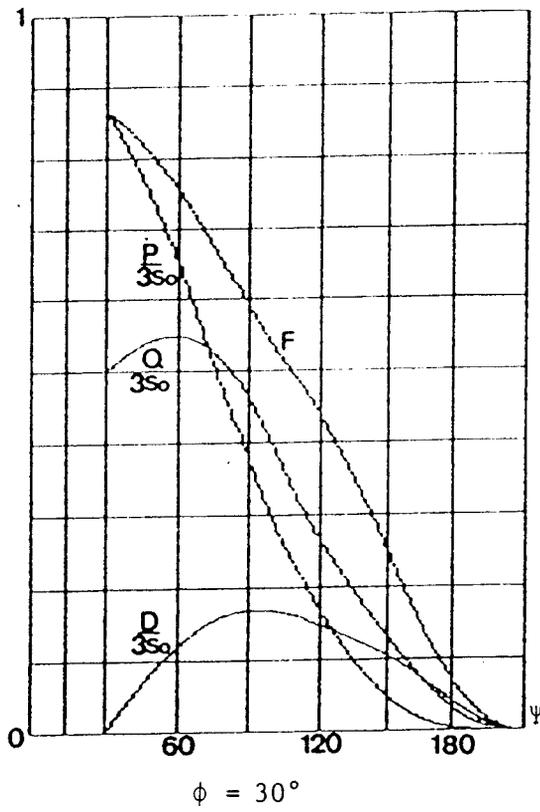
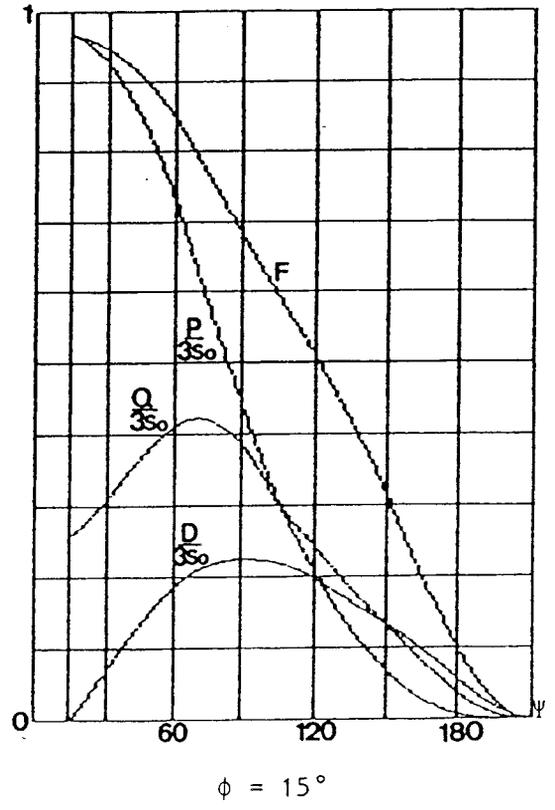
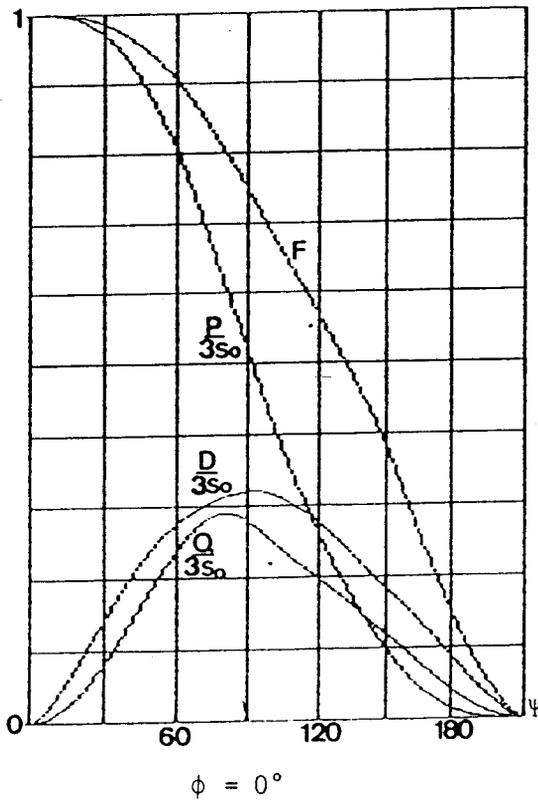


Planche 14.1

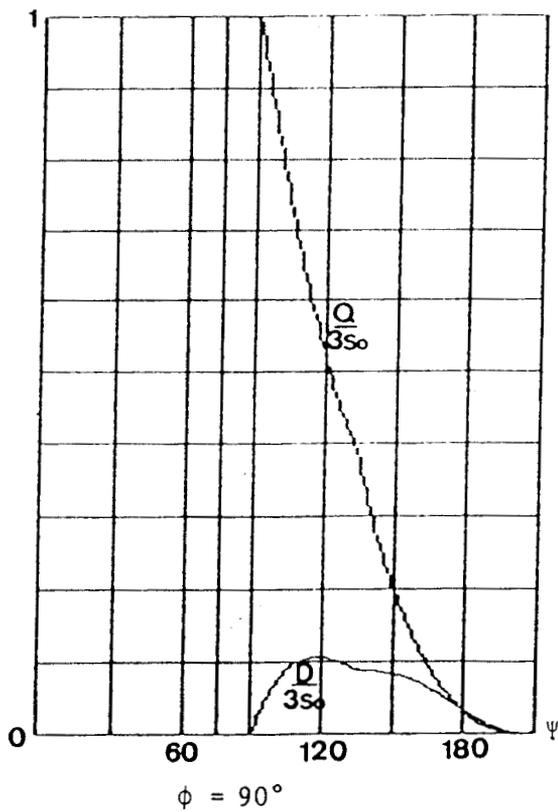
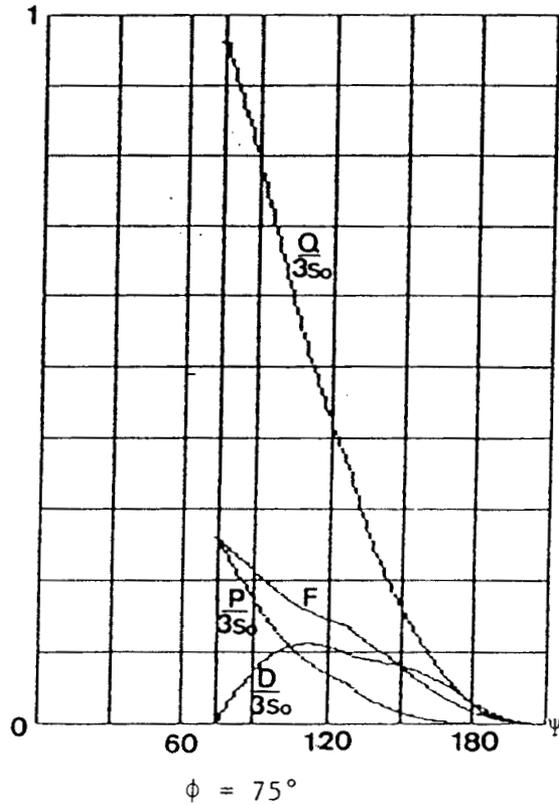
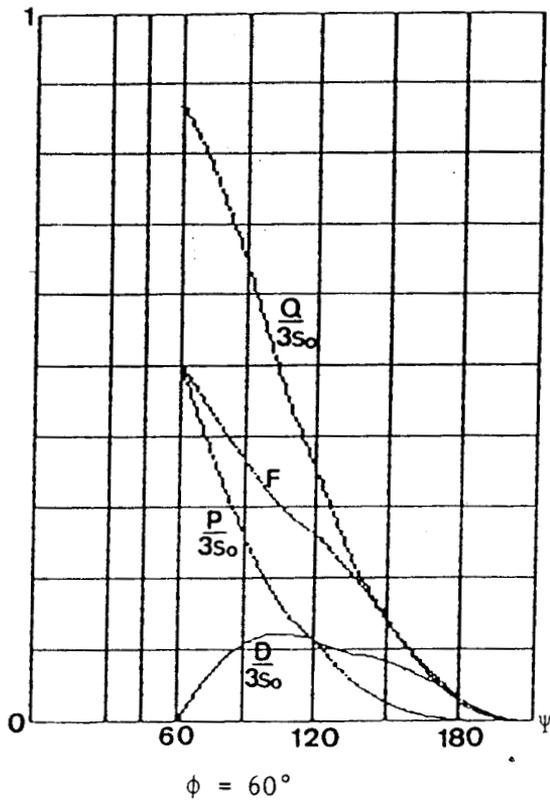
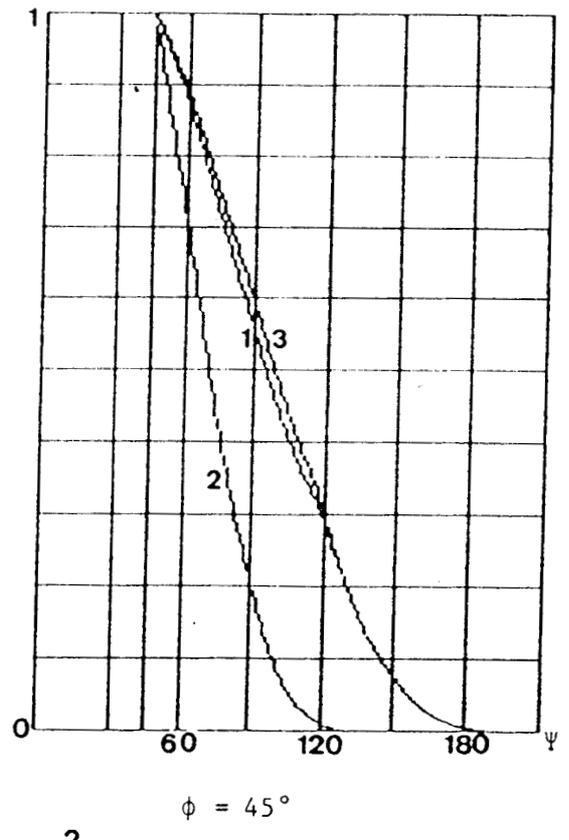
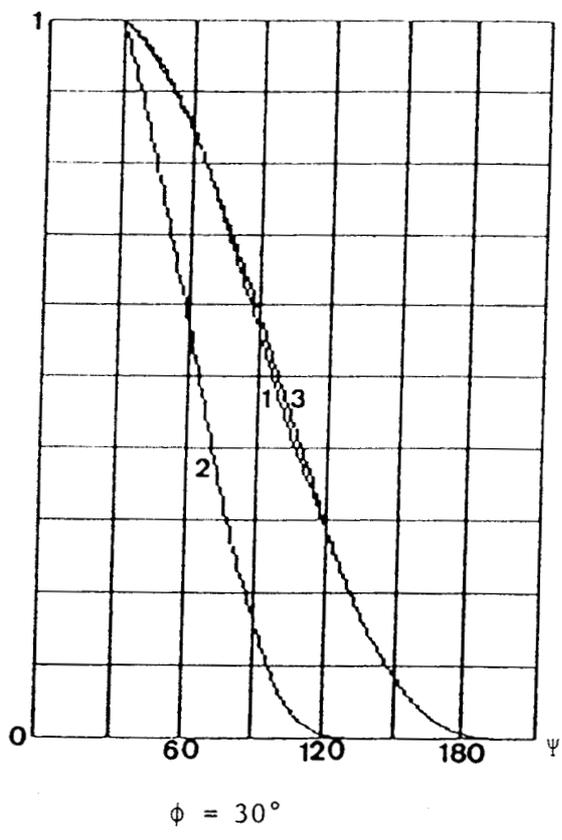
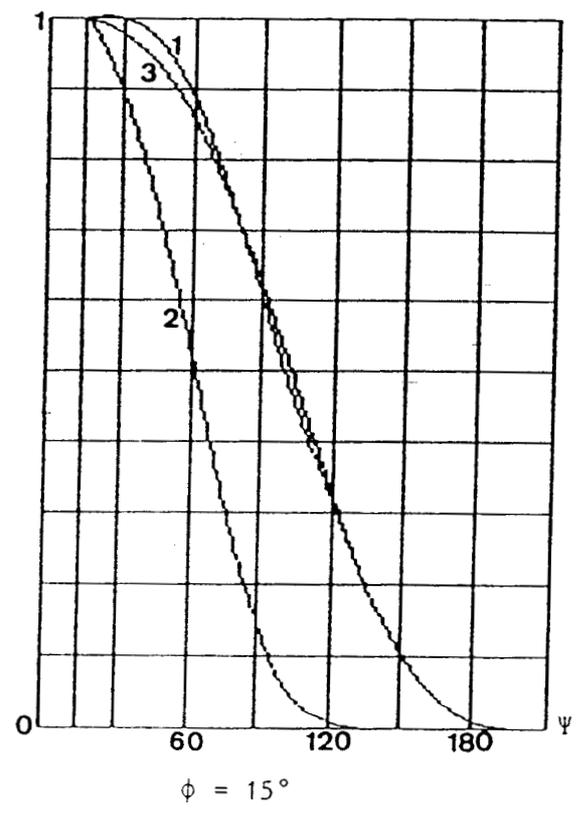
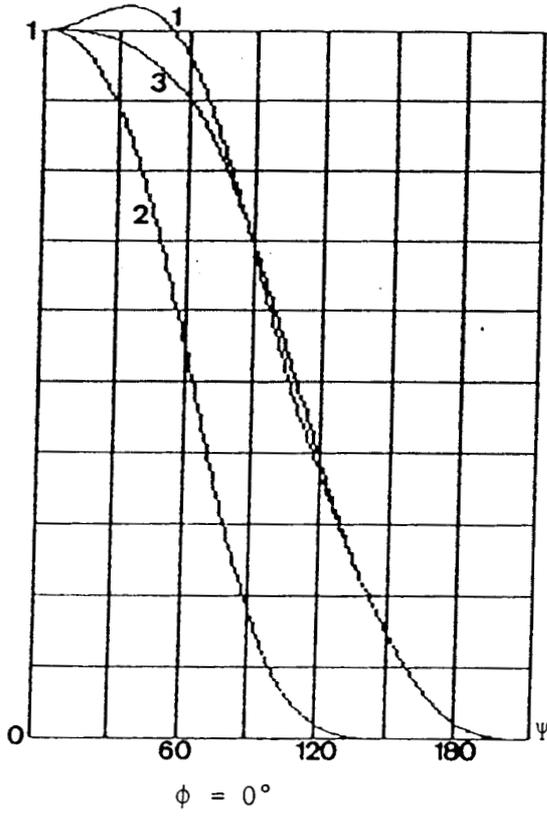
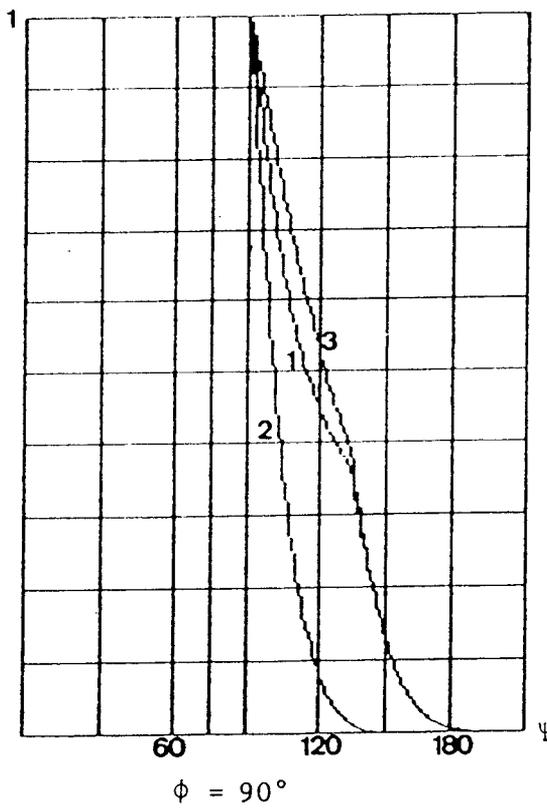
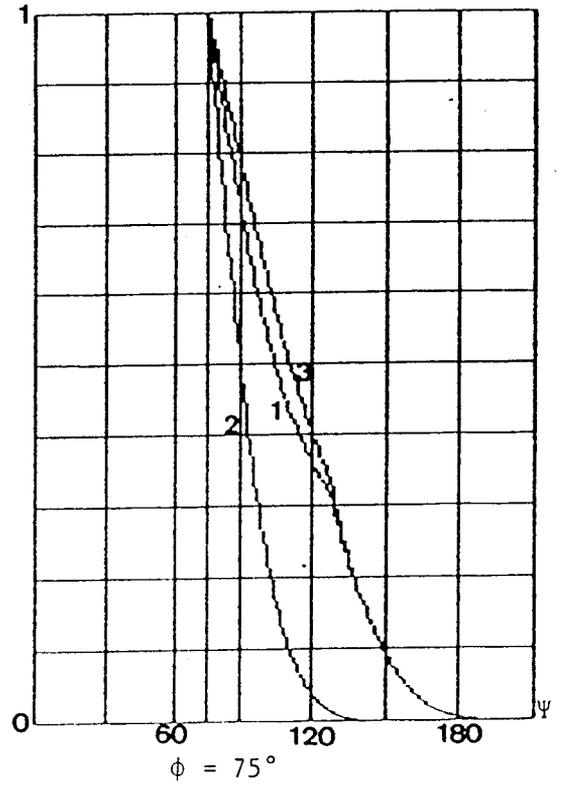
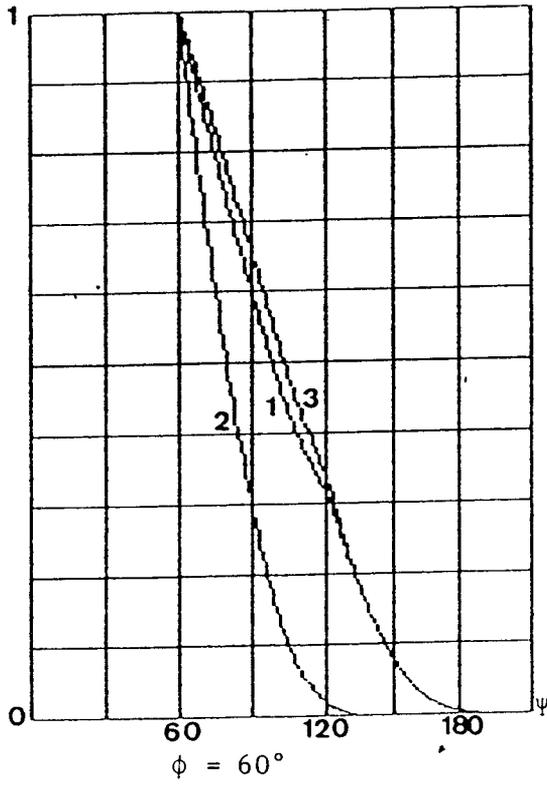


Planche 14.2



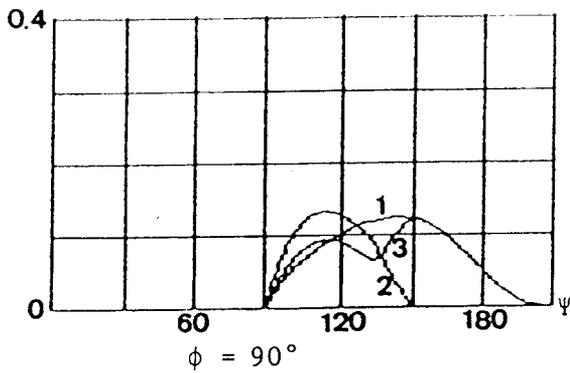
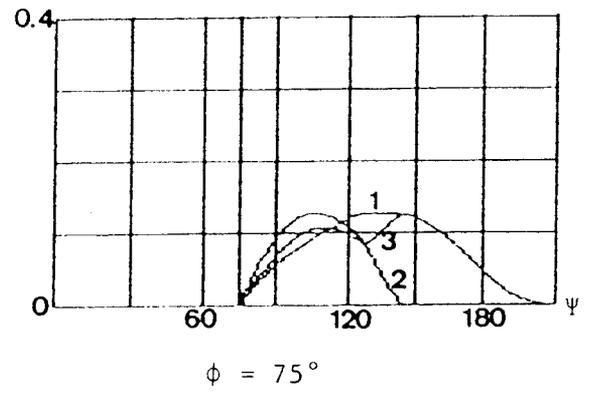
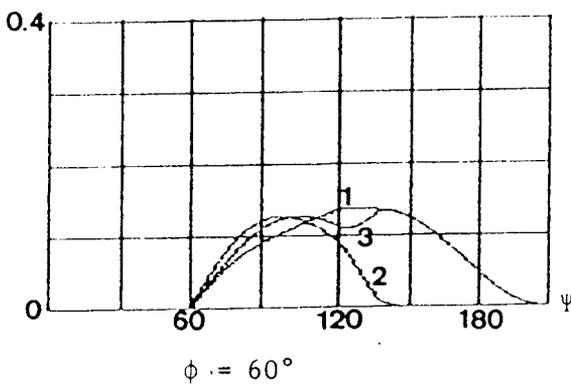
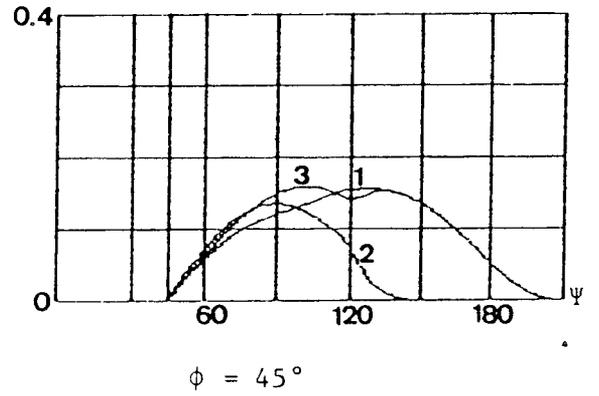
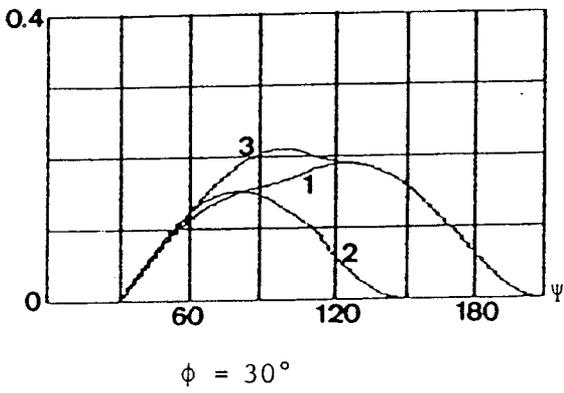
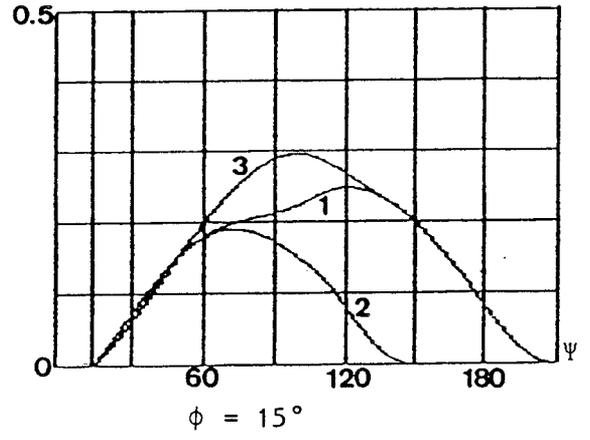
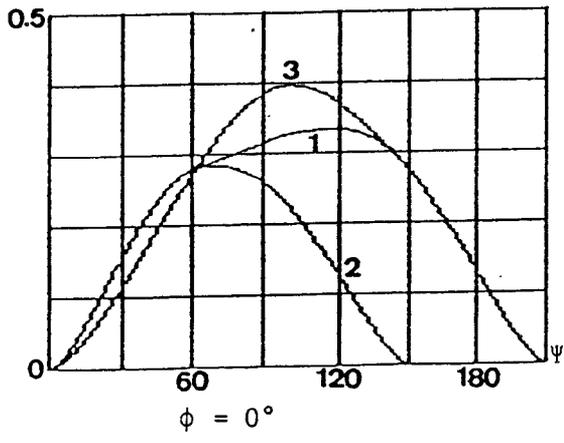
$$\left(\frac{I_1}{I_0}\right)^2, \left(\frac{I_2}{I_0}\right)^2, \left(\frac{I_3}{I_0}\right)^2$$

Planche 15.1



$$\left(\frac{I_1}{I_0}\right)^2, \left(\frac{I_2}{I_0}\right)^2, \left(\frac{I_3}{I_0}\right)^2$$

Planche 15.2



D_1 / S_0 (1), D_2 / S_0 (2), D_3 / S_0 (3)

4. EXTENSION DES RESULTATS A UNE CHARGE EQUILIBREE COUPLEE EN Δ

Comme l'ont montré ROMBAUT et SEGUIER [9], le mode de fonctionnement du système reste le même pour les deux couplages du récepteur puisque la condition "identité et linéarité" des phases est alors remplie.

En effet quand le récepteur est couplé en étoile :

. les tensions aux bornes des charges v'_1, v'_2, v'_3 peuvent s'écrire en notation complexe :

$$\left\{ \begin{array}{l} \underline{V}'_1 = \sum_{h=1}^{\infty} V'_{1h} e^{j(h\theta + \alpha_{1h})} = \sum_{h=1}^{\infty} \underline{V}'_{1h} \\ \underline{V}'_2 = \sum_{h=1}^{\infty} V'_{2h} e^{j(h(\theta + 2\pi/3) + \alpha_{2h})} = \sum_{h=1}^{\infty} \underline{V}'_{2h} \\ \underline{V}'_3 = \sum_{h=1}^{\infty} V'_{3h} e^{j(h(\theta - 4\pi/3) + \alpha_{3h})} = \sum_{h=1}^{\infty} \underline{V}'_{3h} \end{array} \right.$$

V'_{ih} désigne l'amplitude du module de l'harmonique d'ordre h (impair) de la phase i et $V'_{1h} \neq V'_{2h} \neq V'_{3h}$ ce qui justifie la présence d'harmoniques multiples de 3. α_{ih} désigne leur déphasage. Ces grandeurs vérifient :

$$\underline{V}'_1 + \underline{V}'_2 + \underline{V}'_3 = 0$$

Quel que soit h, on peut décomposer le système déséquilibré ($\underline{V}'_{1h}, \underline{V}'_{2h}, \underline{V}'_{3h}$) en deux systèmes, l'un direct \underline{V}_{dh} , l'autre inverse \underline{V}_{ih} :

$$\left\{ \begin{array}{l} \underline{V}'_{1h} = \underline{V}_{dh} + \underline{V}_{1h} + \underline{V}_{0h} = \underline{V}_{dh} + \underline{V}_{1h} \\ \underline{V}'_{2h} = a^2 \underline{V}_{dh} + a \underline{V}_{1h} + \underline{V}_{0h} = a^2 \underline{V}_{dh} + a \underline{V}_{1h} \\ \underline{V}'_{3h} = a \underline{V}_{dh} + a^2 \underline{V}_{1h} + \underline{V}_{0h} = a \underline{V}_{dh} + a^2 \underline{V}_{1h} \end{array} \right. \quad \text{avec } a = e^{j2\pi/3}$$

La composante homopolaire est nulle quel que soit h, puisque :

$$\underline{V}'_{0h} = \underline{V}'_{1h} + \underline{V}'_{2h} + \underline{V}'_{3h}$$

et

$$\underline{V}'_1 + \underline{V}'_2 + \underline{V}'_3 = 0 \rightarrow \forall h, \quad \underline{V}'_{1h} + \underline{V}'_{2h} + \underline{V}'_{3h} = 0$$

On peut donc décomposer les V'_j en la somme de deux systèmes équilibrés l'un direct, l'autre inverse :

$$\left\{ \begin{array}{l} \underline{V}'_1 = \sum_{h=1}^{\infty} \underline{V}_{dh} + \sum_{h=1}^{\infty} \underline{V}_{1h} \\ \underline{V}'_2 = a^2 \sum_{h=1}^{\infty} \underline{V}_{dh} + a \sum_{h=1}^{\infty} \underline{V}_{1h} \\ \underline{V}'_3 = a \sum_{h=1}^{\infty} \underline{V}_{dh} + a^2 \sum_{h=1}^{\infty} \underline{V}_{1h} \end{array} \right.$$

On en déduit l'expression des courants (i_1, i_2, i_3) dans chacun des récepteurs de module Z_h et d'argument ϕ_h pour la pulsation $h\omega$.

$$(1) \left\{ \begin{array}{l} \underline{I}_1 = \sum_{h=1}^{\infty} \left(\frac{\underline{V}_{dh}}{Z_h} + \frac{\underline{V}_{1h}}{Z_h} \right) e^{-j\phi_h} \\ \underline{I}_2 = a^2 \sum_{h=1}^{\infty} \frac{\underline{V}_{dh}}{Z_h} e^{-j\phi_h} + a \sum_{h=1}^{\infty} \frac{\underline{V}_{1h}}{Z_h} e^{-j\phi_h} \\ \underline{I}_3 = a \sum_{h=1}^{\infty} \frac{\underline{V}_{dh}}{Z_h} e^{-j\phi_h} + a^2 \sum_{h=1}^{\infty} \frac{\underline{V}_{1h}}{Z_h} e^{-j\phi_h} \end{array} \right.$$

Des tensions simples ($\underline{V}'_1, \underline{V}'_2, \underline{V}'_3$), on déduit également les tensions composées :

$$\underline{U}'_{21} = \underline{V}'_1 - \underline{V}'_2, \quad \underline{U}'_{32} = \underline{V}'_2 - \underline{V}'_3, \quad \underline{U}'_{13} = \underline{V}'_3 - \underline{V}'_1$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \underline{U}'_{21} = (1 - a^2) \sum_{h=1}^{\infty} \underline{V}_{dh} + (1 - a) \sum_{h=1}^{\infty} \underline{V}_{1h} \\ \underline{U}'_{32} = a^2(1 - a^2) \sum_{h=1}^{\infty} \underline{V}_{dh} + a(1 - a) \sum_{h=1}^{\infty} \underline{V}_{1h} \\ \underline{U}'_{13} = a(1 - a^2) \sum_{h=1}^{\infty} \underline{V}_{dh} + a^2(1 - a) \sum_{h=1}^{\infty} \underline{V}_{1h} \end{array} \right.$$

d'où :

$$\left\{ \begin{array}{l} \underline{U}'_{21} = \sqrt{3} \left[e^{j\pi/6} \sum_{h=1}^{\infty} \underline{V}_{dh} + e^{-j\pi/6} \sum_{h=1}^{\infty} \underline{V}_{1h} \right] \\ \underline{U}'_{32} = \sqrt{3} \left[a^2 e^{j\pi/6} \sum_{h=1}^{\infty} \underline{V}_{dh} + a e^{-j\pi/6} \sum_{h=1}^{\infty} \underline{V}_{1h} \right] \\ \underline{U}'_{13} = \sqrt{3} \left[a e^{j\pi/6} \sum_{h=1}^{\infty} \underline{V}_{dh} + a^2 e^{-j\pi/6} \sum_{h=1}^{\infty} \underline{V}_{1h} \right] \end{array} \right.$$

Supposons maintenant que le récepteur **soit couplé en triangle**, et que le fonctionnement du convertisseur soit inchangé. On va alors chercher la condition de validité de cette hypothèse.

Si le fonctionnement du convertisseur est inchangé, les tensions aux bornes de la charge sont celles déterminées précédemment (\underline{U}'_{21} , \underline{U}'_{32} , \underline{U}'_{13}).

Si on désigne par Y_h et φ_h le module et l'argument pour la pulsation $h\omega$ de cette charge, on en déduit les courants dans les récepteurs :

$$\left\{ \begin{array}{l} \underline{J}_{21} = \sqrt{3} \sum_{h=1}^{\infty} \left[\frac{V_{dh}}{Y_h} e^{j(\pi/6 - \varphi_h)} + \frac{V_{1h}}{Y_h} e^{-j(\pi/6 + \varphi_h)} \right] \\ \underline{J}_{32} = \sqrt{3} \sum_{h=1}^{\infty} \left[\frac{V_{dh}}{Y_h} a^2 e^{j(\pi/6 - \varphi_h)} + \frac{V_{1h}}{Y_h} a e^{-j(\pi/6 + \varphi_h)} \right] \\ \underline{J}_{13} = \sqrt{3} \sum_{h=1}^{\infty} \left[\frac{V_{dh}}{Y_h} a e^{j(\pi/6 - \varphi_h)} + \frac{V_{1h}}{Y_h} a^2 e^{-j(\pi/6 + \varphi_h)} \right] \end{array} \right.$$

Les courants en ligne ($\underline{I}'_1, \underline{I}'_2, \underline{I}'_3$) se déduisent des courants dans les charges :

$$\underline{I}'_1 = \underline{j}_{21} - \underline{j}_{13} \quad , \quad \underline{I}'_2 = \underline{j}_{32} - \underline{j}_{21} \quad , \quad \underline{I}'_3 = \underline{j}_{13} - \underline{j}_{32}$$

d'où :

$$\left\{ \begin{array}{l} \underline{I}'_1 = \sqrt{3} \sum_{h=1}^{\infty} \left[(1-a) \frac{V_{dh}}{Y_h} e^{j(\pi/6 - \varphi_h)} + (1-a^2) \frac{V_{1h}}{Y_h} e^{-j(\pi/6 + \varphi_h)} \right] \\ \underline{I}'_2 = \sqrt{3} \sum_{h=1}^{\infty} \left[a^2 (1-a) \frac{V_{dh}}{Y_h} e^{j(\pi/6 - \varphi_h)} + a(1-a^2) \frac{V_{1h}}{Y_h} e^{-j(\pi/6 + \varphi_h)} \right] \\ \underline{I}'_3 = \sqrt{3} \sum_{h=1}^{\infty} \left[a(1-a) \frac{V_{dh}}{Y_h} e^{j(\pi/6 - \varphi_h)} + a^2(1-a^2) \frac{V_{1h}}{Y_h} e^{-j(\pi/6 + \varphi_h)} \right] \end{array} \right.$$

$$(2) \quad \left\{ \begin{array}{l} \underline{i}'_1 = 3 \sum_{h=1}^{\infty} \left[\frac{V_{dh}}{Y_h} e^{-j\varphi_h} + \frac{V_{1h}}{Y_h} e^{-j\varphi_h} \right] \\ \underline{i}'_2 = 3 \sum_{h=1}^{\infty} \left[a^2 \frac{V_{dh}}{Y_h} e^{-j\varphi_h} + a \frac{V_{1h}}{Y_h} e^{-j\varphi_h} \right] \\ \underline{i}'_3 = 3 \sum_{h=1}^{\infty} \left[a \frac{V_{dh}}{Y_h} e^{-j\varphi_h} + a^2 \frac{V_{1h}}{Y_h} e^{-j\varphi_h} \right] \end{array} \right.$$

Supposons maintenant que le récepteur soit couplé en triangle, et que le fonctionnement du convertisseur soit inchangé. On va alors chercher la condition de validité de cette hypothèse.

Si le fonctionnement du convertisseur est inchangé, les tensions aux bornes de la charge sont celles déterminées précédemment ($U'_{21}, U'_{32}, U'_{13}$).

Si on désigne par Y_h et ψ_h le module et l'argument pour la pulsation $h\omega$ de cette charge, on en déduit les courants dans les récepteurs :

$$\left\{ \begin{array}{l} \underline{J_{21}} = \sqrt{3} \sum_{h=1}^{\infty} \left[\frac{V_{dh}}{Y_h} e^{j(\alpha/6 - \psi_h)} + \frac{V_{1h}}{Y_h} e^{-j(\alpha/6 + \psi_h)} \right] \\ \underline{J_{32}} = \sqrt{3} \sum_{h=1}^{\infty} \left[\frac{V_{dh}}{Y_h} a^2 e^{j(\alpha/6 - \psi_h)} + \frac{V_{1h}}{Y_h} a e^{-j(\alpha/6 + \psi_h)} \right] \\ \underline{J_{13}} = \sqrt{3} \sum_{h=1}^{\infty} \left[\frac{V_{dh}}{Y_h} a e^{j(\alpha/6 - \psi_h)} + \frac{V_{1h}}{Y_h} a^2 e^{-j(\alpha/6 + \psi_h)} \right] \end{array} \right.$$

Les courants en ligne (I'_1, I'_2, I'_3) se déduisent des courants dans les charges :

$$I'_1 = j_{21} - j_{13}, \quad I'_2 = j_{32} - j_{21}, \quad I'_3 = j_{13} - j_{32}$$

d'où :

$$\left\{ \begin{array}{l} \underline{I'_1} = \sqrt{3} \sum_{h=1}^{\infty} \left[(1-a) \frac{V_{dh}}{Y_h} e^{j(\alpha/6 - \psi_h)} + (1-a^2) \frac{V_{1h}}{Y_h} e^{-j(\alpha/6 + \psi_h)} \right] \\ \underline{I'_2} = \sqrt{3} \sum_{h=1}^{\infty} \left[a^2 (1-a) \frac{V_{dh}}{Y_h} e^{j(\alpha/6 - \psi_h)} + a(1-a^2) \frac{V_{1h}}{Y_h} e^{-j(\alpha/6 + \psi_h)} \right] \\ \underline{I'_3} = \sqrt{3} \sum_{h=1}^{\infty} \left[a(1-a) \frac{V_{dh}}{Y_h} e^{j(\alpha/6 - \psi_h)} + a^2(1-a^2) \frac{V_{1h}}{Y_h} e^{-j(\alpha/6 + \psi_h)} \right] \end{array} \right.$$

$$(2) \quad \left\{ \begin{array}{l} \underline{I'_1} = 3 \sum_{h=1}^{\infty} \left[\frac{V_{dh}}{Y_h} e^{-j\psi_h} + \frac{V_{1h}}{Y_h} e^{-j\psi_h} \right] \\ \underline{I'_2} = 3 \sum_{h=1}^{\infty} \left[a^2 \frac{V_{dh}}{Y_h} e^{-j\psi_h} + a \frac{V_{1h}}{Y_h} e^{-j\psi_h} \right] \\ \underline{I'_3} = 3 \sum_{h=1}^{\infty} \left[a \frac{V_{dh}}{Y_h} e^{-j\psi_h} + a^2 \frac{V_{1h}}{Y_h} e^{-j\psi_h} \right] \end{array} \right.$$

Si on pose $Y_h = 3 Z_h$ et $w_h = \phi_h$, les courants en ligne ont les mêmes expressions, quel que soit le couplage considéré. Comme les montages gradateurs fonctionnent en commutation naturelle, et que ces commutations dépendent des courants en ligne, on vérifie par l'égalité des relations (1) et (2) que le fonctionnement du convertisseur n'est pas modifié.

Ainsi, même en fonctionnement déséquilibré, on peut déduire le fonctionnement d'un système débitant sur une charge en Δ à partir de l'étude faite pour un récepteur couplé en λ de module divisé par 3 et de même argument. Les courants en ligne, les tensions aux bornes des thyristors, ainsi que les tensions composées sont alors identiques. Par contre, les formes d'ondes des courants et des tensions aux bornes des charges sont distinctes.

De plus, on ne peut déduire directement les valeurs efficaces des tensions composées à partir des tensions simples comme dans le cas des systèmes équilibrés : on doit reprendre chacune des séquences et, dans chaque topologie, calculer les valeurs efficaces à partir des valeurs instantanées des tensions composées.

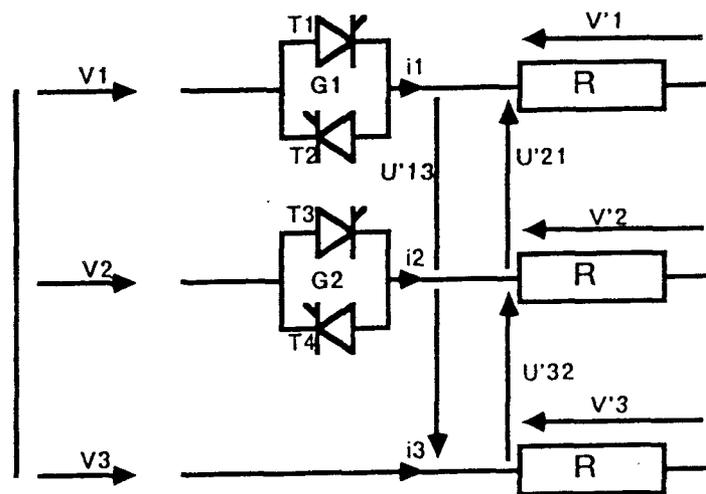


Figure 1.8

Les caractéristiques U'/U représentées sur les planches 17 montrent qu'avec une charge couplée en Δ , bien que le fonctionnement du système soit le même, le comportement au niveau du récepteur se trouve complètement modifié. La charge connectée entre les bornes 1 et 3 est suralimentée. De plus, du fait du couplage Δ , les 3 charges sont alimentées quelle que soit la valeur de ψ .

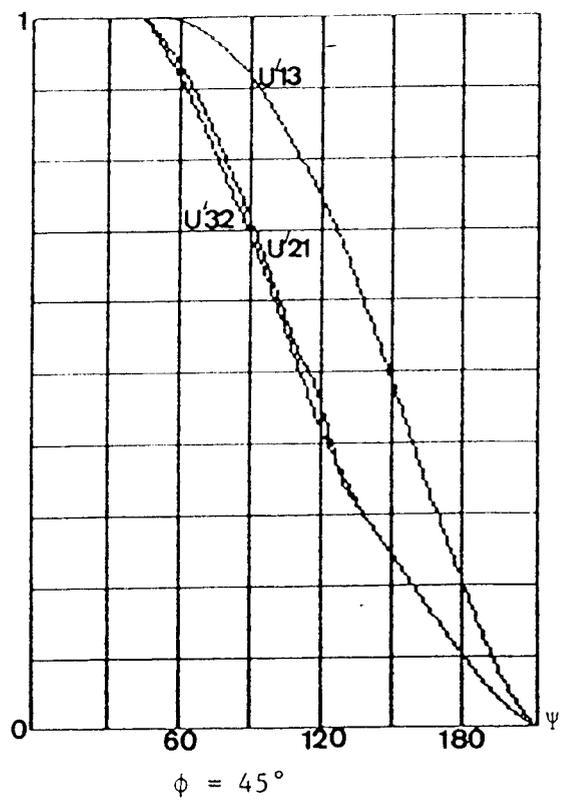
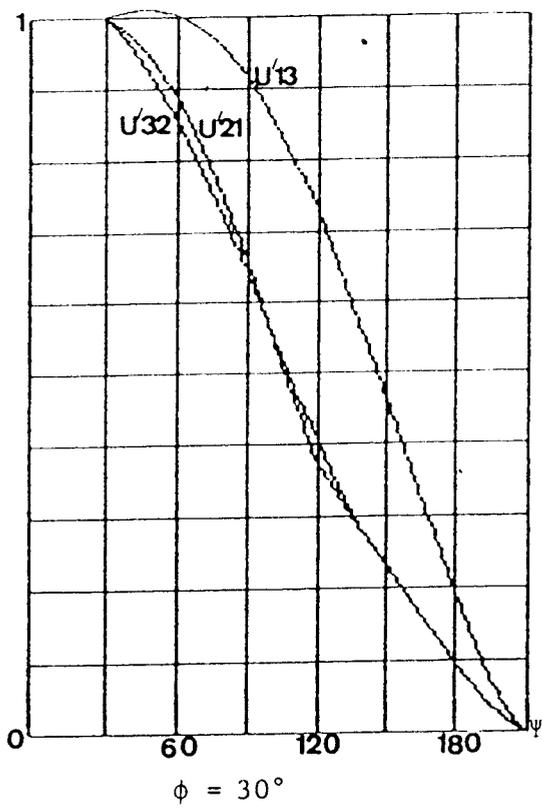
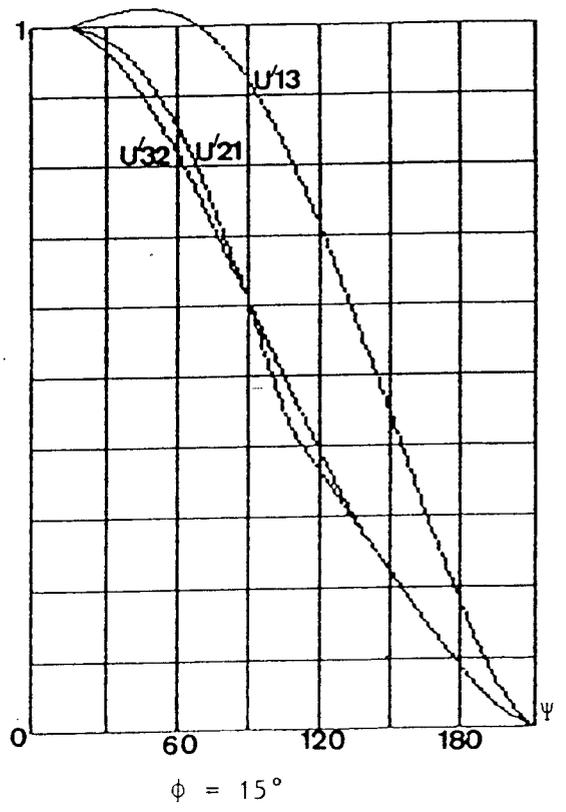
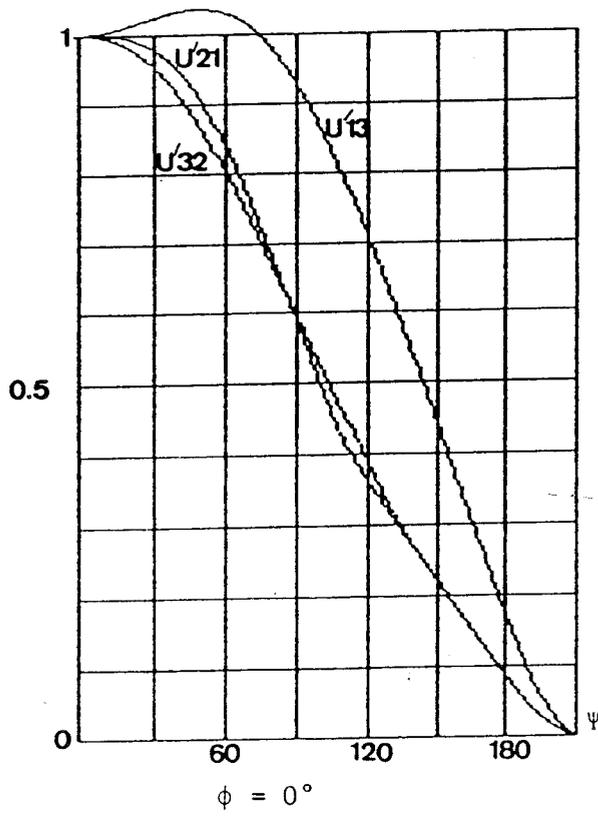


Planche 17.1

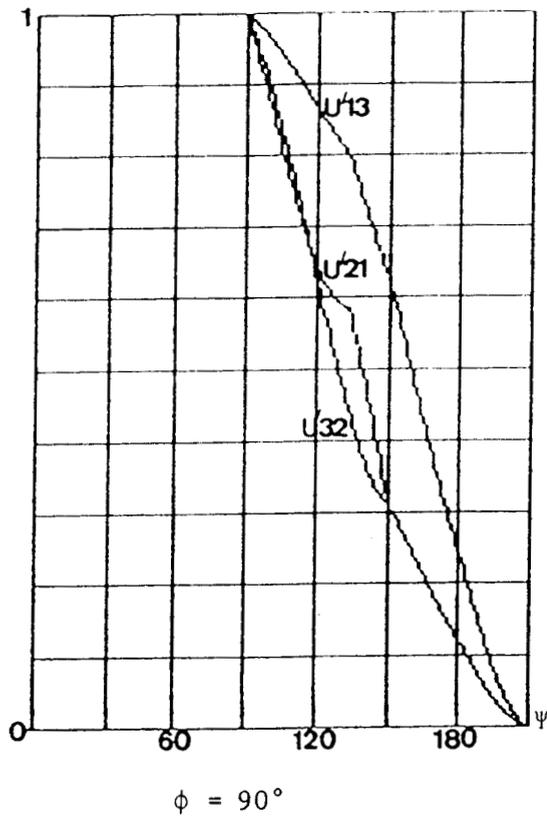
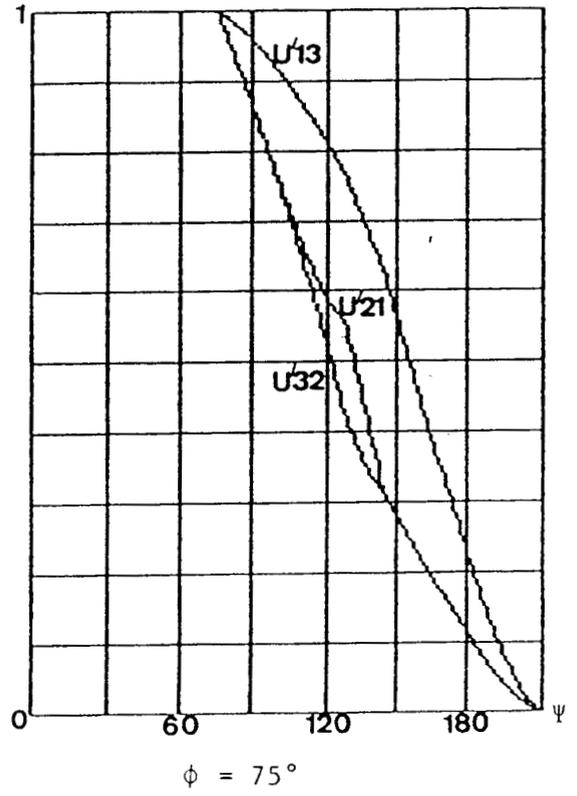
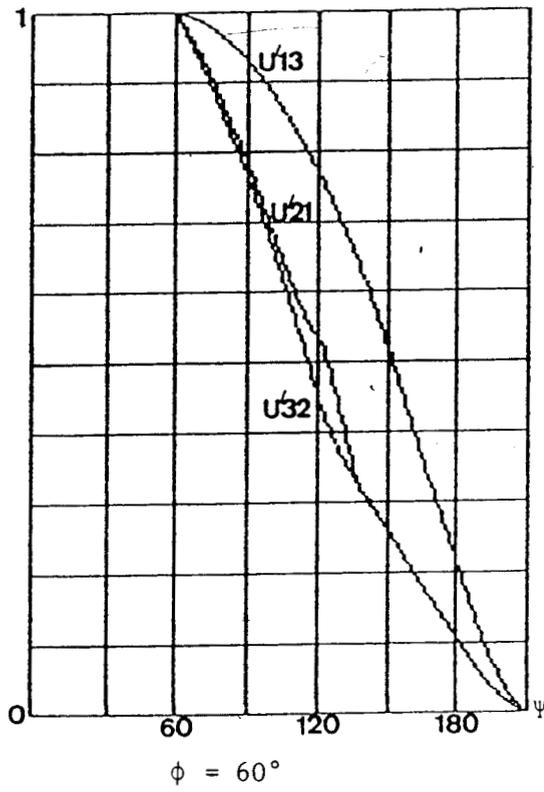


Planche 17.2

5. CONCLUSION

La comparaison des caractéristiques globales du gradateur économique et du gradateur à 6 thyristors montre que malgré la dissymétrie du montage, les performances du gradateur économique restent intéressantes.

En revanche, le déséquilibre obtenu peut être pénalisant, l'excluant pour l'alimentation de machines tournantes.

Pour d'autres applications telles que le chauffage électrique, son utilisation peut éventuellement être envisagée, d'autant que l'on peut espérer réduire le déséquilibre introduit par diverses méthodes.

CHAPITRE II

REDUCTION DU DESEQUILIBRE ENGENDRE PAR UN GRADATEUR ECONOMIQUE DEBITANT SUR R

CHAPITRE II

REDUCTION DU DESEQUILIBRE ENGENDRE PAR UN GRADATEUR ECONOMIQUE DEBITANT SUR R

L'étude du fonctionnement du gradateur économique, commandé symétriquement a permis :

- d'une part de montrer son intérêt : il est possible de faire varier globalement la puissance dissipée dans le récepteur triphasé sans discontinuité de son maximum à zéro
- d'autre part de mettre à jour son point faible : la structure dissymétrique entraîne un déséquilibre des courants pris à la source ainsi qu'une répartition inégale de la puissance dans les charges.

Comme le défaut du gradateur est lié à sa dissymétrie structurelle, on peut envisager, à priori, deux procédés pour limiter le déséquilibre sans pour autant modifier la structure du montage :

- dissymétriser la charge pour favoriser l'écoulement du courant dans la phase traversée par le courant le plus faible
- dissymétriser la commande pour favoriser l'écoulement du courant dans cette même phase.

On va donc étudier dans ce chapitre, l'effet que peuvent avoir sur le montage ces deux types d'actions.

I - CHARGE NON EQUILIBREE RESISTIVE (COMMANDE SYMETRIQUE)

1. PRESENTATION

1.1. Introduction

Au lieu d'utiliser un récepteur équilibré (R, R, R) couplé en étoile comme dans le premier chapitre, le gradateur débite sur un récepteur déséquilibré. La phase 2 prend alors une valeur $R' = k R$, ce qui donne un récepteur (R, k R, R). Grâce à ce procédé, on peut espérer modifier le courant i_2 dans la phase n°2 et rééquilibrer au mieux le système.

Le montage est le suivant :

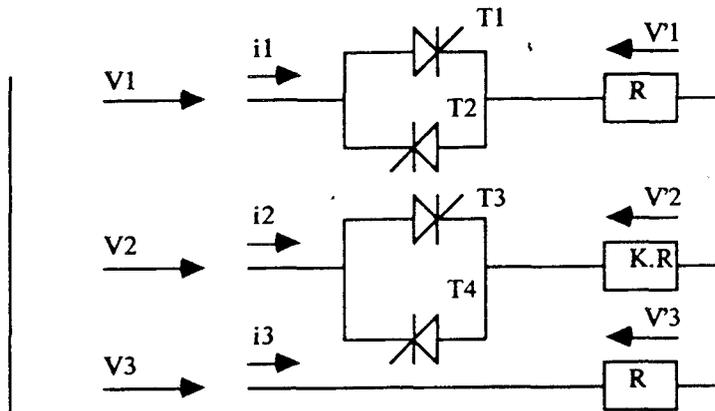


Figure 2.1

On considère le système alimenté par une source parfaite :

$$\begin{cases} v_1 = V \sqrt{2} \sin \theta \\ v_2 = V \sqrt{2} \sin (\theta - 2 \pi / 3) \\ v_3 = V \sqrt{2} \sin (\theta - 4 \pi / 3) \end{cases}$$

On dispose d'un nouveau paramètre de réglage k qui peut nous permettre d'améliorer le système en modifiant le système de courant d'entrée (i_1, i_2, i_3).

1.2. Topologies du montage

Comme dans le premier chapitre, on distingue 4 topologies A, B, C, D selon l'état du système. Le fait d'introduire un récepteur déséquilibré modifie les courants et les tensions aux bornes des charges et des thyristors.

* Topologie A : $i_1 \neq 0, i_2 \neq 0, i_3 \neq 0$

$$\begin{cases} v'_1 = v_1 + v_2 \left(\frac{k-1}{2k+1} \right) \\ v'_2 = v_2 \cdot \left(\frac{3k}{2k+1} \right) \\ v'_3 = v_3 + v_2 \left(\frac{k-1}{2k+1} \right) \end{cases}$$

Soit :

$$\begin{cases} v'_1 = V \sqrt{6} \frac{\sqrt{1+k+k^2}}{(2k+1)} \sin(\theta + \beta) \\ v'_2 = V \sqrt{2} \frac{3k}{2k+1} \sin(\theta - 2\pi/3) \\ v'_3 = V \sqrt{6} \frac{\sqrt{1+k+k^2}}{2k+1} \sin(\theta - 4\pi/3 - \beta) \end{cases}$$

avec :

$$\beta = \text{Arctg} \left(\frac{1-k}{\sqrt{3}(k+1)} \right)$$

* Topologie B : $i_1 = 0, i_2 = -i_3, v'_1 = 0$

$$\begin{cases} v'_2 = (v_2 - v_3) \left(\frac{k}{k+1} \right) \\ v'_3 = \frac{v_3 - v_2}{1+k} \end{cases}$$

d'où :

$$\begin{cases} v'_2 = -\frac{V \sqrt{6} k}{(1+k)} \cos \theta \\ v'_3 = \frac{V \sqrt{6}}{(1+k)} \cos \theta \end{cases}$$

$$V_{T1} = v'_3 - v_3 + v_1$$

Ce qui donne :

$$V_{T1} = \frac{2k + 1}{(1 + k)} \left[v_1 + \frac{(k - 1)}{(2k + 1)} v_2 \right]$$

d'où :

$$V_{T1} = V \sqrt{6} \frac{\sqrt{1 + k + k^2}}{(1 + k)} \sin(\theta + \beta)$$

* Topologie C : $i_1 = -i_3$, $i_2 = 0$, $v'_2 = 0$

$$\begin{cases} v'_1 = \frac{v_1 - v_3}{2} \\ v'_3 = -\frac{(v_1 - v_3)}{2} \end{cases}$$

d'où :

$$\begin{cases} v'_1 = \sqrt{\frac{3}{2}} V \sin(\theta - \pi/6) \\ v'_3 = -\sqrt{\frac{3}{2}} V \sin(\theta - \pi/6) \end{cases}$$

$$V_{T3} = v_2 - v_3 + v'_3 = \frac{3}{2} v_2$$

$$V_{T3} = \frac{3}{\sqrt{2}} V \sin(\theta - 2\pi/3)$$

* Topologie D : $i_1 = i_2 = i_3 = 0$, $v'_1 = v'_2 = v'_3 = 0$

$$V_{T1} = v_1 - v_3 \quad ; \quad V_{T3} = v_2 - v_3$$

$$V_{T1} = V \sqrt{6} \sin(\theta - \pi/6) \quad ; \quad V_{T3} = -V \sqrt{6} \cos \theta$$

Remarque : On note un comportement singulier.

Lorsqu'on se trouve en fonctionnement pleine onde (topologie A), les tensions aux bornes des récepteurs ne sont pas en phase avec les tensions d'alimentation. Ainsi la tension v'_1 est en avance d'un angle β par rapport à v_1 . Le fait de déséquilibrer la charge modifie notablement les expressions des tensions à leurs bornes dans les topologies A et B.

Il faut donc refaire l'analyse complète du fonctionnement du système.

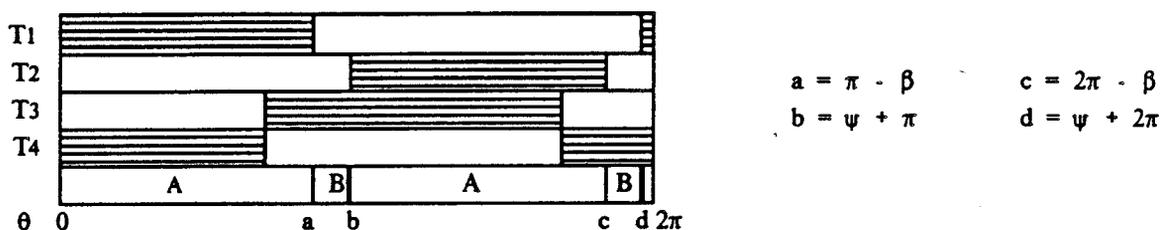
Si $k < 1$, alors β est positif, le fonctionnement du système débute pour un angle $\psi = -\beta$ ($\psi < 0$).

Si $k > 1$, β est négatif, et le fonctionnement débute normalement pour $\psi = 0$.

2. ETUDE DU FONCTIONNEMENT AVEC $k < 1$

Les formes d'ondes correspondant à chacun des modes répertoriés sont présentées en fin de paragraphe pour $k = 0,5$, ce qui impose $\beta = 10^\circ 9$ (planche n°18)

2.1. Mode 0 : séquence A-B - $-\beta < \psi < 0$



Mode n° 0 : Séquence A-B

Dans ce mode, la phase 2 est constamment connectée à la source. Pour obtenir ce mode, il faut que la longueur du train d'impulsion envoyé sur la gachette de T₃ et T₄ soit telle que $\Delta \theta \geq |\beta|$.

Pour $\psi < \theta < \pi - \beta$: topologie A

La topologie du montage étant de type B, pour $\theta = \psi$, on a $V_{T1} > 0$.

Le thyristor T₁ entre alors en conduction. Cet état est maintenu jusqu'à l'extinction naturelle de T₁ soit pour $\theta = \pi - \beta$ où on revient à la topologie B initiale.

En résumé :

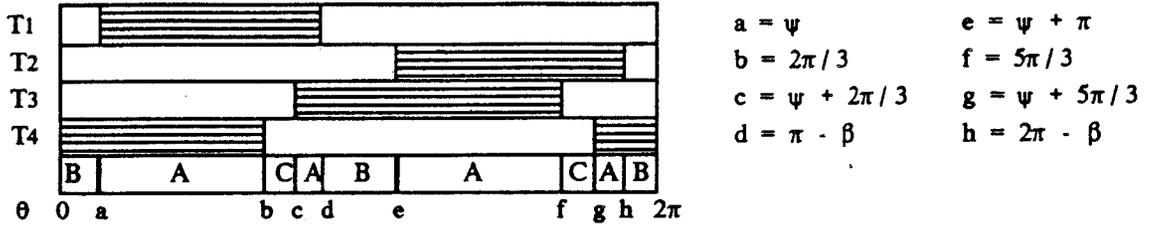
$\psi < \theta < \pi - \beta$ topologie A

$\pi - \beta < \theta < \psi + \pi$ topologie B

Ce mode de fonctionnement cesse lorsque ψ devient positif, la phase 2 n'étant alors plus constamment alimentée.

Remarque : Quand $k \rightarrow 0$, β tend vers 30° , aussi la largeur du train d'impulsion envoyé sur T₃ et T₄ peut être limitée par cette valeur.

2.2. Mode n°1 : séquence A-C-A-B $0 < \psi < \pi/3 - \beta$



Mode n°1 : Séquence A-C-A-B

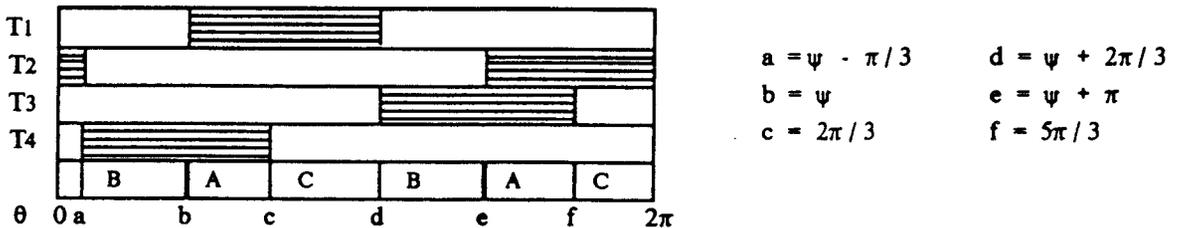
La topologie du montage est initialement de type B. Pour $\theta = \psi$, le thyristor T_1 entre en conduction ($V_{T1} > 0$). On a alors une topologie A qui cesse avec l'annulation naturelle du courant dans la phase 2, pour $\theta = 2\pi/3$. On obtient une topologie C jusqu'à $\theta = \psi + 2\pi/3$. A cet instant T_3 est amorcé et on obtient une topologie A jusqu'à l'extinction naturelle de T_1 pour $\theta = \pi - \beta$. On retrouve alors la topologie B initiale.

En résumé :

- $\psi < \theta < 2\pi/3$ topologie A
- $2\pi/3 < \theta < \psi + 2\pi/3$ topologie C
- $\psi + 2\pi/3 < \theta < \pi - \beta$ topologie A
- $\pi - \beta < \theta < \psi + \pi$ topologie B

Ce mode de fonctionnement cesse lorsqu'on a : $\psi + 2\pi/3 = \pi - \beta$, soit : $\psi = \pi/3 - \beta$.

2.3. Mode n°2 : séquence A-C-B $\pi/3 - \beta < \psi < \pi/2$



Mode n°2 : Séquence A-C-B

Le système se trouve initialement dans la topologie B. Pour $\theta = \psi$, on amorce T_1 ($V_{T1} > 0$). On retrouve alors une topologie A qui cesse lorsqu'à $\theta = 2\pi/3$, le courant dans la phase 2 s'annule naturellement. On obtient alors une topologie C jusqu'à $\theta = \psi + 2\pi/3$ où l'on amorce T_3 . Le courant dans la phase 1 tend alors à devenir instantanément négatif ce qui entraîne le blocage de T_1 . On se retrouve alors dans les conditions initiales : topologie B.

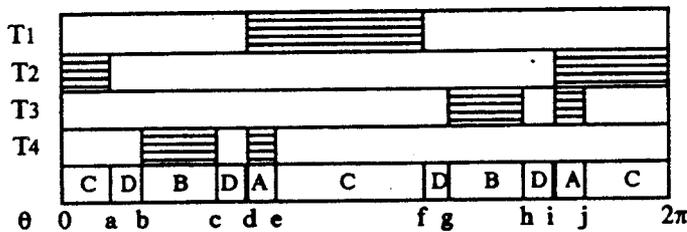


En résumé :

- $\psi < \theta < 2\pi / 3$ topologie A
- $2\pi / 3 < \theta < \psi + 2\pi / 3$ topologie C
- $\psi + 2\pi / 3 < \theta < \psi + \pi$ topologie B

Ce mode de fonctionnement cesse lorsque $\psi + 2\pi / 3 = 7\pi / 6$, ($\psi > \pi / 2$) c'est-à-dire lorsque le courant s'annule naturellement dans la phase 1. De plus pour $\psi > \pi / 2$, on a $\psi + \pi > 3\pi / 2$, donc le courant dans la phase 2 s'éteint également naturellement avant l'amorçage de T₂ pour $\theta = \psi + \pi$.

2.4. Mode n°3 : séquence A-C-D-B-D $\pi / 2 < \psi < 2\pi / 3$



- $a = \pi / 6$ $f = 7\pi / 6$
- $b = \psi - \pi / 3$ $g = \psi + 2\pi / 3$
- $c = \pi / 2$ $h = 3\pi / 2$
- $d = \psi$ $i = \psi + \pi$
- $e = 2\pi / 3$ $j = 5\pi / 3$

Mode n°3 : séquence A-C-D-B-D

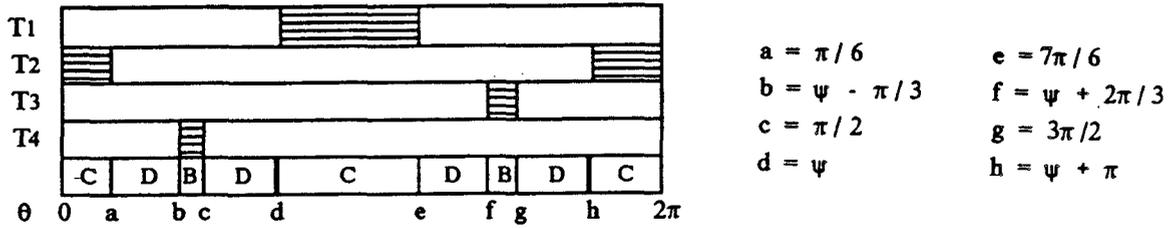
Le système se trouve initialement dans une topologie de type D. Pour $\theta = \psi$, on amorce T₁, la phase 1 se met alors à conduire. Si l'on veut obtenir comme précédemment une topologie de type A, il faut réamorcer T₄ simultanément ($V_{T4} > 0$, c'est le fait d'amorcer T₁ qui rend $V_{T4} > 0$). Pour cela, il faut utiliser une commande de gachette qui ait une largeur $\Delta \theta > \pi / 3$ sur les thyristors T₃ et T₄. On obtient dans ce cas une topologie "A" qui cesse lorsque le courant dans la phase 2 s'éteint naturellement pour $\theta = 2\pi / 3$. Le système reste alors dans une topologie C jusqu'à l'annulation du courant dans la phase 1 soit pour $\theta = 7\pi / 6$. Le système reste alors bloqué (topologie D) jusqu'à l'amorçage de T₃ pour $\theta = \psi + 2\pi / 3$. Une topologie B s'établit alors jusqu'à l'annulation du courant i_2 pour $\theta = 3\pi / 2$. On retrouve alors la topologie D initiale jusqu'à $\theta = \psi + \pi$.

En résumé :

- $\psi < \theta < 2\pi / 3$ topologie A
- $2\pi / 3 < \theta < 7\pi / 6$ topologie C
- $7\pi / 6 < \theta < \psi + 2\pi / 3$ topologie D
- $\psi + 2\pi / 3 < \theta < 3\pi / 2$ topologie B
- $3\pi / 2 < \theta < \psi + \pi$ topologie D

Ce mode de fonctionnement cesse lorsque $\psi > 2\pi / 3$, faisant ainsi disparaître la conduction discontinue dans la phase 2.

2.5. Mode n°4 : séquence C-D-B-D $2\pi/3 < \psi < 5\pi/6$



Mode n°4 : Séquence C-D-B-D

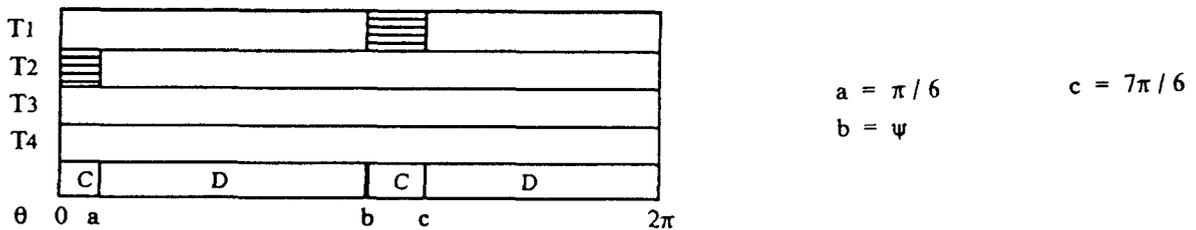
Le système se trouve initialement dans une topologie de type D. Pour $\theta = \psi$, on amorce T_1 . La topologie A obtenue cesse avec l'extinction du courant dans la phase 1 pour $\theta = 7\pi/6$. Une topologie D s'établit alors, et elle cesse pour $\theta = \psi + 2\pi/3$, avec l'amorçage de T_3 qui conduit jusqu'à $\theta = 3\pi/2$. On se retrouve alors dans les conditions initiales jusqu'à $\theta = \psi + \pi$.

En résumé :

$\psi < \theta < 7\pi/6$	topologie C
$7\pi/6 < \theta < \psi + 2\pi/3$	topologie D
$\psi + 2\pi/3 < \theta < 3\pi/2$	topologie B
$3\pi/2 < \theta < \psi + \pi$	topologie D

Ce mode de fonctionnement cesse pour $\psi + 2\pi/3 > 3\pi/2$ soit $\psi > 5\pi/6$, avec l'arrêt de la conduction des thyristors de la phase n°2.

2.6. Mode n°5 : séquence C-D $5\pi/6 < \psi < 7\pi/6$



Mode n°5 : séquence C-D

Le système se trouve initialement dans une topologie de type D. A $\theta = \psi$, on amorce T_1 . Une topologie C s'établit alors jusqu'à l'annulation du courant dans la phase 1 pour $\theta = 7\pi/6$. On retrouve alors la topologie D initiale.

En résumé :

$\psi < \theta < 7\pi / 6$ topologie C

$7\pi / 6 < \theta < \psi + \pi$ topologie D

Ce mode cesse pour $\theta > 7\pi / 6$. Le système n'est alors plus alimenté. Il est à noter que le système reste connecté au réseau par l'intermédiaire de la phase 3.

2.7. Calcul des valeurs efficaces des tensions

Notations :

Posons :

$$a = \frac{\sqrt{3} \sqrt{k^2 + k + 1}}{2k + 1} \quad \lambda = \frac{2k}{(k + 1)} \quad \delta = \frac{3k}{2k + 1}$$

Considérons les fonction génériques $E_i(a, b)$ suivantes :

$$E_1(a, b) = \int_a^b 2\alpha^2 \sin^2(\theta + \beta) d\theta = \alpha^2 \left[b - a - \frac{1}{2} (\sin 2(b + \beta) - \sin 2(a + \beta)) \right]$$

$$E_2(a, b) = \int_a^b 2\delta^2 \sin^2(\theta - 2\pi/3) d\theta = \delta^2 \left[b - a - \frac{1}{2} (\sin(2b - 4\pi/3) - \sin(2a - 4\pi/3)) \right]$$

$$E_3(a, b) = \int_a^b 2\alpha^2 \sin^2(\theta - 4\pi/3 - \beta) d\theta = \alpha^2 \left[b - a - \frac{1}{2} (\sin(2b - 8\pi/3 - 2\beta) - \sin(2a - 8\pi/3 - 2\beta)) \right]$$

$$E_4(a, b) = \int_a^b \frac{3}{2} \lambda^2 \cos^2 \theta d\theta = \frac{3}{4} \lambda^2 \left[(b - a) + \frac{1}{2} (\sin 2b - \sin 2a) \right]$$

$$E_5(a, b) = \frac{E_4^2(a, b)}{k^2}$$

$$E_6(a, b) = \int_a^b \sqrt{\frac{3}{2}} \sin(\theta - \pi/6) d\theta = \frac{3}{4} \left[b - a - \frac{1}{2} [\sin(2b - \pi/3) - \sin(2a - \pi/3)] \right]$$

A l'aide de ces fonctions génériques, nous pouvons calculer les valeurs efficaces des tensions v'_1, v'_2, v'_3 aux bornes des récepteurs pour chacun des modes étudiés précédemment.

Mode 0 :

$$\left(\frac{v'_1}{V}\right)^2 = \frac{1}{\pi} \left[E_1(\psi, \pi - \beta) \right]$$

$$\left(\frac{v'_2}{V}\right)^2 = \frac{1}{\pi} \left[E_2(\psi, \pi - \beta) + E_4(\pi - \beta, \psi + \pi) \right]$$

$$\left(\frac{v'_3}{V}\right)^2 = \frac{1}{\pi} \left[E_3(\psi, \pi - \beta) + E_5(\pi - \beta, \psi + \pi) \right]$$

Mode 1 :

$$\left(\frac{v'_1}{V}\right)^2 = \frac{1}{\pi} \left[E_1(\psi, 2\pi/3) + E_6(2\pi/3, \psi + 2\pi/3) + E_1(\psi + 2\pi/3, \pi - \beta) \right]$$

$$\left(\frac{v'_2}{V}\right)^2 = \frac{1}{\pi} \left[E_2(\psi, 2\pi/3) + E_2(\psi + 2\pi/3, \pi - \beta) + E_4(\pi - \beta, \psi + \pi) \right]$$

$$\left(\frac{v'_3}{V}\right)^2 = \frac{1}{\pi} \left[E_3(\psi, 2\pi/3) + E_6(2\pi/3, \psi + 2\pi/3) + E_3(\psi + 2\pi/3, \pi - \beta) + E_5(\pi - \beta, \psi + \pi) \right]$$

Mode 2 :

$$\left(\frac{v'_1}{V}\right)^2 = \frac{1}{\pi} \left[E_1(\psi, 2\pi/3) + E_6(2\pi/3, \psi + 2\pi/3) \right]$$

$$\left(\frac{v'_2}{V}\right)^2 = \frac{1}{\pi} \left[E_4(\psi + 2\pi/3, \psi + \pi) + E_2(\psi, 2\pi/3) \right]$$

$$\left(\frac{v'_3}{V}\right)^2 = \frac{1}{\pi} \left[E_3(\psi, 2\pi/3) + E_6(2\pi/3, \psi + 2\pi/3) + E_5(\psi + 2\pi/3, \psi + \pi) \right]$$

Mode 3 :

$$\left(\frac{v'_1}{V}\right)^2 = \frac{1}{\pi} \left[E_1(\psi, 2\pi/3) + E_6(2\pi/3, 7\pi/6) \right]$$

$$\left(\frac{v'_2}{V}\right)^2 = \frac{1}{\pi} \left[E_2(\psi, 2\pi/3) + E_4(\psi + 2\pi/3, 3\pi/2) \right]$$

$$\left(\frac{v'_3}{V}\right)^2 = \frac{1}{\pi} \left[E_3(\psi, 2\pi/3) + E_6(2\pi/3, 7\pi/6) + E_5(\psi + 2\pi/3, 3\pi/2) \right]$$

Mode 4 :

$$\left(\frac{v'_1}{V}\right)^2 = \frac{1}{\pi} \left[E_6(\psi, 7\pi/6) \right]$$

$$\left(\frac{v'_2}{V}\right)^2 = \frac{1}{\pi} \left[E_4(\psi + 2\pi/3, 3\pi/2) \right]$$

$$\left(\frac{v'_3}{V}\right)^2 = \frac{1}{\pi} \left[E_6(\psi, 7\pi/6) + E_5(\psi + 2\pi/3, 3\pi/2) \right]$$

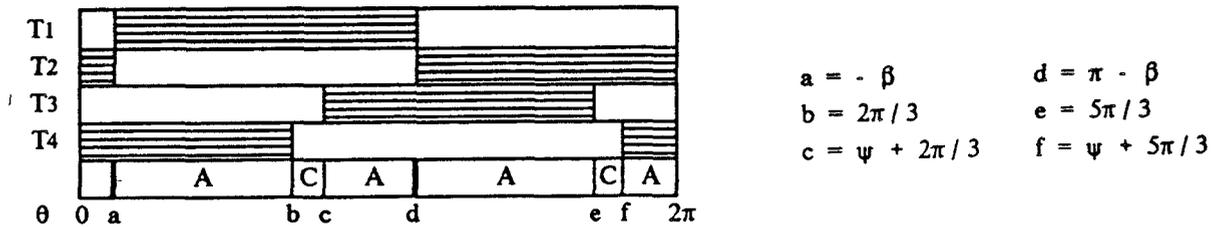
Mode 5 :

$$\left(\frac{v'_1}{V}\right)^2 = \left(\frac{v'_3}{V}\right)^2 = \frac{1}{\pi} \left[E_6(\psi, 7\pi/6) \right]$$

3. FONCTIONNEMENT AVEC $k > 1$ ($\beta < 0$)

La tension v'_1 est alors en retard d'un angle $-\beta > 0$ par rapport à v_1 . Le fonctionnement du système est alors légèrement modifié par rapport au cas précédent $k < 1$, puisque le fonctionnement pleine onde est obtenu pour $\psi = 0$.

3.1. Mode 0' : séquence A-C-A $0 < \psi < -\beta$



Mode 0' : Séquence A-C-A

La phase 1 est constamment alimentée à condition d'avoir une commande de thyristor de largeur $\Delta\theta > |\beta|$.

Le système se trouve initialement dans une topologie de type A.

Pour $\theta = \psi$, le thyristor T_1 reçoit sa première impulsion de gachette. Puisque T_2 conduit, le système n'est pas modifié.

Pour $\theta = -\beta$, le courant s'annule naturellement dans la phase 1. Si le thyristor T_1 est encore commandé ($\Delta\theta > |\beta|$), c'est lui qui prend le relais, le courant changeant alors de signe. La topologie A cesse pour $\theta = 2\pi / 3$ avec l'annulation naturelle du courant dans la phase 2. On se trouve alors dans une topologie C jusqu'à l'amorçage de T_3 pour $\theta = \psi + 2\pi / 3$ qui ramène le système dans la topologie A de départ.

En résumé :

- $\psi < \theta < 2\pi / 3$ topologie A
- $2\pi / 3 < \theta < \psi + 2\pi / 3$ topologie C
- $\psi + 2\pi / 3 < \theta < \psi + \pi$ topologie A

Ce mode de fonctionnement cessera pour $\psi = -\beta$.

Remarque : Quand $k \rightarrow \infty$, $|\beta|$ tend vers 30° .

3.2. Mode 1 : séquence A-C-A-B $-\beta < \psi < \pi / 3 - \beta$

On retrouve le même fonctionnement qu'avec $k < 1$ et $\psi > 0$, donc les mêmes modes 1, 2, 3, 4, 5.

3.3. Valeurs efficaces des tensions pour $k > 1$

Mode 0' :

$$\left(\frac{v'_1}{V}\right)^2 = \frac{1}{\pi} \left[E_1(\psi, 2\pi/3) + E_6(2\pi/3, \psi + 2\pi/3) + E_1(\psi + 2\pi/3, \psi + \pi) \right]$$

$$\left(\frac{v'_2}{V}\right)^2 = \frac{1}{\pi} \left[E_2(\psi, 2\pi/3) + E_2(\psi + 2\pi/3, \psi + \pi) \right]$$

$$\left(\frac{v'_3}{V}\right)^2 = \frac{1}{\pi} \left[E_3(\psi, 2\pi/3) + E_6(2\pi/3, \psi + 2\pi/3) + E_3(\psi + 2\pi/3, \psi + \pi) \right]$$

Pour les modes 1, 2, 3, 4, 5, on reprend les expressions établies dans le cas où $k < 1$ (seul le signe de β a changé).

4. RESULTATS

4.1. Courants en ligne

- On a tracé figure 2.2 les courbes donnant :

$$\left(\frac{I_1}{I_0}\right), \left(\frac{I_2}{I_0}\right), \left(\frac{I_3}{I_0}\right)$$

en fonction de ψ pour $k = 0,5$, $k = 2$ où (I_1, I_2, I_3) sont les valeurs efficaces des courants en ligne, I_0 étant la valeur efficace en fonctionnement pleine onde avec une charge équilibrée. Ces valeurs sont déduites directement de (V'_i/V) puisque la charge est résistive.

La diminution de k ($k < 1$) entraîne comme prévu une augmentation du courant dans la phase n°2, alors que dans les phases 2 et 3 leurs valeurs efficaces sont quasiment identiques. Mais, vu de la source, le récepteur reste déséquilibré :

* pour ψ faible, I_2/I_0 est supérieur à I_1/I_0 et I_3/I_0 mais il diminue plus vite que ces derniers. Pour $\psi \approx 60^\circ$, on a $I_1 \approx I_2 \approx I_3$, ce qui revient à déplacer le point de fonctionnement du système par action sur k . De plus, on constate une suralimentation des trois phases quand ψ faible ($I_i \gg I_0$ en régime équilibré), ainsi qu'un fort déséquilibre en courant dans les trois phases.

* pour ψ élevé, on retrouve dans le mode 5, la non alimentation de la phase n°2. Une valeur de $k > 1$ entraîne bien évidemment une diminution de I_2 , ce qui n'est pas notre objectif.

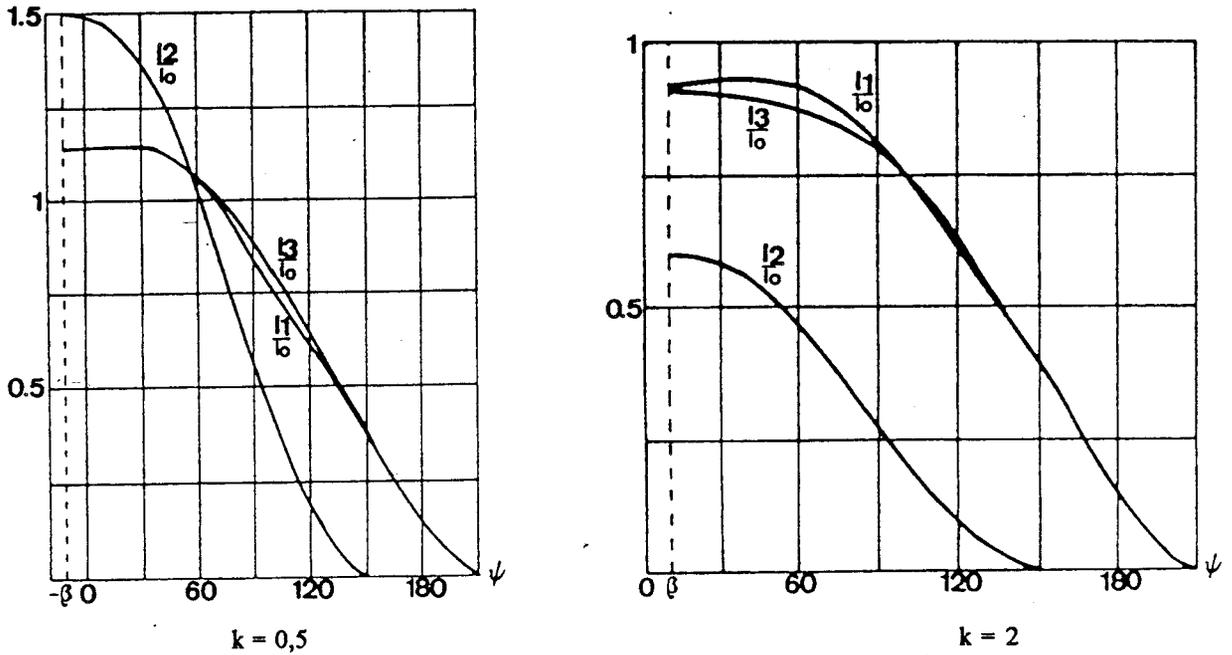


Figure 2.2

4.2. Puissance dissipée dans chaque phase

On a tracé figure 2.3 les courbes

$$\left(\frac{P_1}{P_0}\right), \left(\frac{P_2}{P_0}\right), \left(\frac{P_3}{P_0}\right)$$

en fonction de α où :

P_i = puissance totale dissipée par phase à ψ donné ($i = 1, 2, 3$)

$3 P_0$ = puissance totale dissipée en fonctionnement pleine onde avec le récepteur (R, k R, R).

$$\alpha = 100 \cdot \frac{P_1 + P_2 + P_3}{3 P_0}$$

On constate pour $k < 1$ ($k = 0,5$), et $k > 1$ ($k = 2$), que le récepteur situé sur la phase 2, consomme moins de puissance que les deux autres. On ne relève donc pas d'amélioration notable de la distribution de l'énergie.

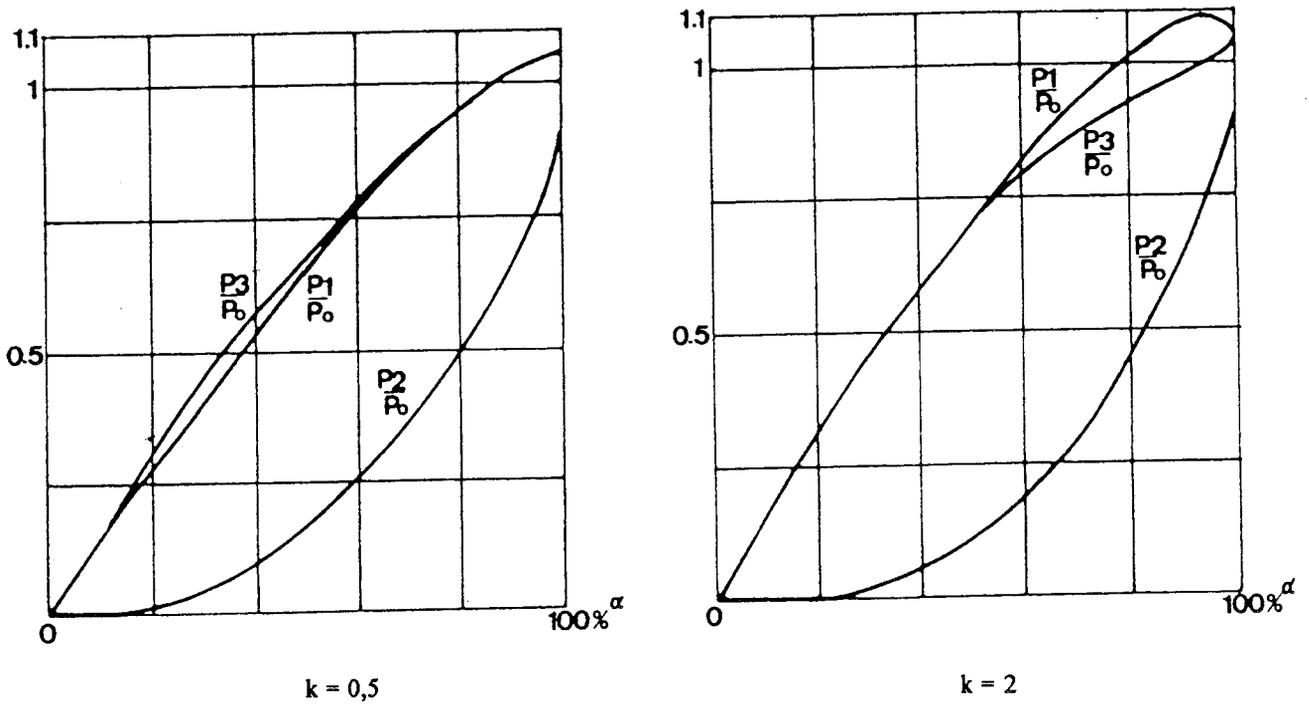


Figure 2.3

5. CAS D'UNE CHARGE COUPLEE EN Δ

Le montage étudié est alors le suivant : on débite alors sur une charge ($R, R, \alpha R$)

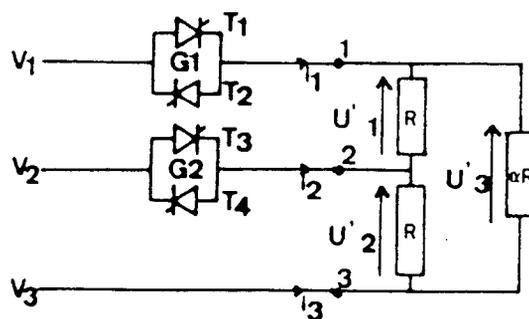


Figure 2.4

Du fait de la non identité des charges, on ne peut appliquer l'équivalence (λ, Δ) classique. Aussi le comportement du système risque d'être modifié. Dans ce cas, on choisit un $\alpha > 1$ de manière à limiter le courant absorbé par la charge connectée entre 1 et 3 qui est suralimentée pour le cas où $\alpha = 1$.

On doit alors reprendre l'analyse du fonctionnement du système, ainsi que l'étude des différentes topologies.

5.1. Etude des topologies

On retrouve les topologies A, B, C, D, mais le fait d'introduire une charge déséquilibrée connectée en triangle modifie le système.

* Topologie A : $i_1 \neq 0, i_2 \neq 0, i_3 \neq 0$

$$\begin{cases} u'_1 = R j_1 = v_1 - v_2 \\ u'_2 = R j_2 = v_2 - v_3 \\ u'_3 = \alpha R j_3 = v_3 - v_1 \end{cases}$$

d'où

$$\begin{cases} i_1 = \frac{1}{\alpha R} [(2 + \alpha) v_1 + (1 - \alpha) v_2] \\ i_2 = \frac{3 v_2}{R} \\ i_3 = \frac{1}{\alpha R} [(\alpha + 2) v_3 + (1 - \alpha) v_2] \end{cases}$$

* Topologie B : $i_1 = 0, i_2 = - i_3$

$$\begin{cases} u'_1 = \frac{v_3 - v_1}{1 + \alpha} = R j_1 \\ u'_2 = v_2 - v_3 = R j_2 \quad \text{et } j_3 = j_1 \\ u'_3 = \frac{(v_3 - v_2) \alpha}{1 + \alpha} = \alpha R j_3 \end{cases}$$

d'où

$$\begin{cases} i_1 = 0 \\ i_2 = \frac{(v_2 - v_3) (2 + \alpha)}{R (1 + \alpha)} \\ i_3 = - i_2 \\ V_{T1} = \frac{1}{(1 + \alpha)} [(\alpha + 2) v_1 + (1 - \alpha) v_2] \end{cases}$$

* Topologie C : $i_2 = 0$

$$\begin{cases} u'_1 = \frac{v_1 - v_3}{2} = R j_1 \\ u'_2 = \frac{v_1 - v_3}{2} = R j_2 \\ u'_3 = v_1 - v_3 = \alpha R j_3 \end{cases} \quad \text{et } j_2 = j_1$$

d'où

$$\begin{cases} i_1 = \frac{\alpha + 2}{2\alpha} \frac{v_1 - v_3}{R} \\ V_{T3} = \frac{3}{2} v_2 \end{cases}$$

* Topologie D : $i_1 = i_2 = i_3 = 0$

Identique à la charge connectée en étoile.

5.2. Analogie avec le montage λ

* Topologie A :

Posons $\alpha = 1/K$

$$\begin{cases} i_1 = \frac{2K + 1}{R} \left[v_1 + \frac{K - 1}{(2K + 1)} v_2 \right] = (2K + 1) i_{1\lambda} \\ i_2 = \frac{3}{R} v_2 = (2K + 1) i_{2\lambda} \\ i_3 = \frac{2K + 1}{R} \left[v_3 + \frac{K - 1}{(2K + 1)} v_2 \right] = (2K + 1) i_{3\lambda} \end{cases}$$

où $i_{1\lambda}$, $i_{2\lambda}$, $i_{3\lambda}$ sont les expressions des courants obtenus pour la même topologie dans le cas d'une charge couplée en λ , on constate que les courants en ligne sont proportionnels à ceux déjà déterminés pour une charge couplée en λ . Aussi les commutations sont les mêmes pour les deux montages pour cette topologie puisque les courants s'annulent pour le même angle.

* Topologie B :

De la même manière, en posant $\alpha = 1 / K$, on obtient :

$$\begin{cases} i_2 = (2K + 1) i_{2\lambda} \\ V_{T1} = V_{T1\lambda} \end{cases}$$

* Topologie C :

En posant $\alpha = 1 / K$,

$$i_1 = (2 K + 1) i_{1\lambda}$$

$$V_{T3} = 3/2 V_2 = V_{T3\lambda}$$

Ainsi, cette analyse des diverses topologies montre que les deux systèmes ont le même comportement en posant $\alpha = 1 / K$. En effet la seule différence intervenant est la multiplication par $(2K + 1)$ des valeurs des courants en ligne. Par conséquent, l'annulation de ces courants se fait aux mêmes instants quel que soit le couplage de la charge, ce qui implique les mêmes commutations et les mêmes séquences de fonctionnement, donc les mêmes caractéristiques en ligne.

$$(R, K R, R) \leftrightarrow \left((2 K + 1) R, (2 K + 1) R, \left(\frac{2 K + 1}{K} \right) R \right)$$

ETOILE

TRIANGLE

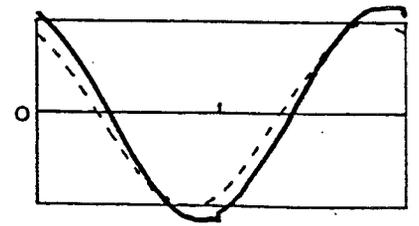
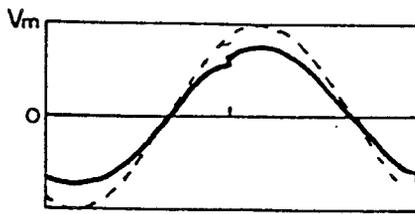
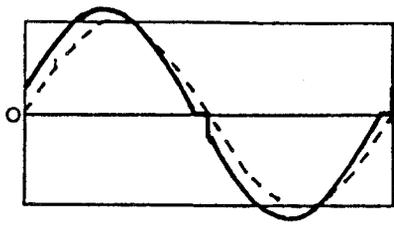
Il est donc inutile de reprendre l'étude de ce système dans le cas d'un couplage triangle, puisqu'il conduit aux mêmes caractéristiques en ligne.

6. CONCLUSION

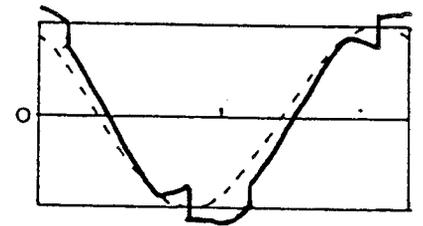
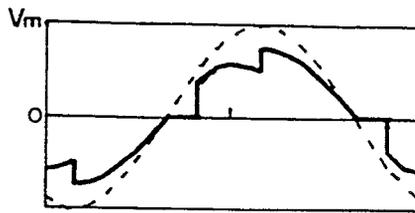
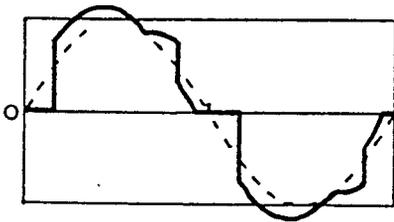
La modification de la valeur de la résistance située sur la phase 2 n'améliore pas le comportement global du système.

En effet, la phase n°2 est sur-sollicitée pour les ψ faibles et sous-sollicitée pour ψ élevé. Comme précédemment, la phase n°2 reste déconnectée du convertisseur pour $\psi > 150^\circ$ et la répartition de l'énergie dissipée dans les charges reste la même.

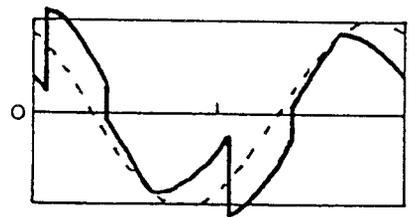
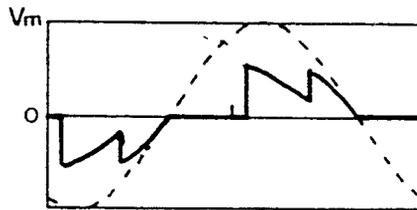
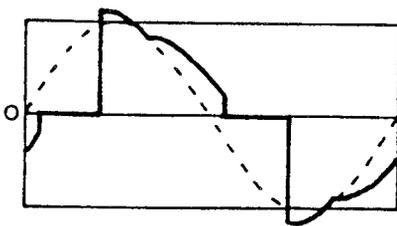
L'amélioration du comportement du gradateur économique commandé par variation de l'angle de phase tient donc essentiellement dans la réduction du déséquilibre par action sur la commande.



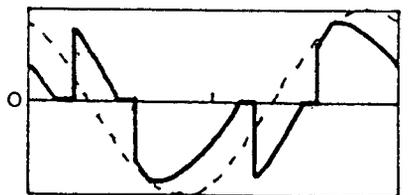
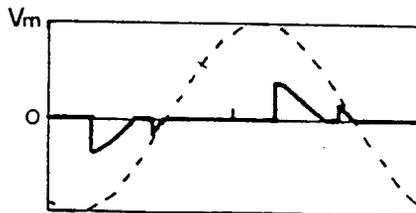
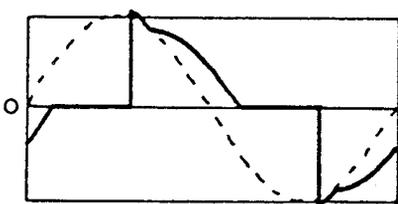
$$\psi = 0$$



$$\psi = \pi / 6$$



$$\psi = 5 \pi / 12$$



$$\psi = 7 \pi / 12$$

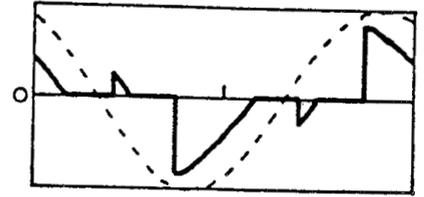
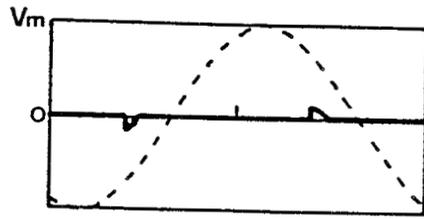
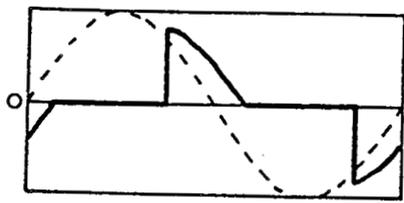
Phase n°1

Phase n°2

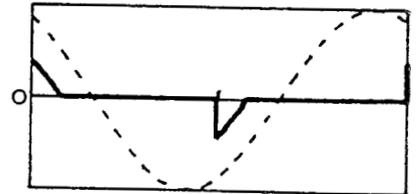
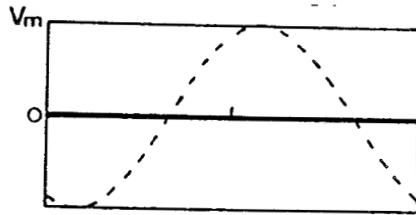
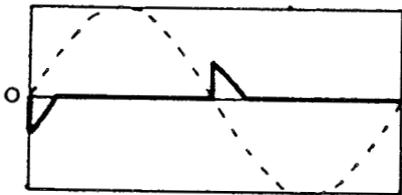
Phase n°3

Planche 18.1 : formes d'ondes des tensions

v_1, v_2, v_3 dans chacune des phases



$$\psi = 3\pi / 4$$



$$\psi = \pi$$

Phase n°1

Phase n°2

Phase n°3

II - COMMANDE DISSYMETRIQUE

1 - PRESENTATION

Au lieu de commander les thyristors du deuxième gradateur toujours un tiers de période après avoir commandé les thyristors du premier gradateur, on se donne la possibilité d'amorcer les thyristors du deuxième gradateur indépendamment de l'instant d'amorçage des autres thyristors.

Pour chaque gradateur, les thyristors connectés tête-bêche, sont toujours commandés toutes les demi-périodes pour assurer le caractère alternatif de la conversion d'énergie.

On désigne par ψ le retard à l'amorçage des thyristors du gradateur situé sur la phase 1, ce retard étant compté par rapport au zéro de la tension v_1 , et par ψ' le retard à l'amorçage, compté par rapport au zéro de la tension v_2 des thyristors du deuxième gradateur.

On dispose donc de 2 paramètres, ψ et ψ' , à priori indépendants. Pour réduire la puissance fournie, il faut augmenter le retard à l'amorçage. En commande symétrique, ψ' a été choisi égal à ψ . Pour réduire le déséquilibre, il est possible de donner à ψ' une valeur différente de ψ . Puisque la phase 2 est sous-alimentée en commande symétrique, en donnant à ψ' des valeurs inférieures à ψ , le déséquilibre devrait être réduit. Cependant la dissymétrie de la commande modifie le fonctionnement de l'ensemble du montage et intervient sur le comportement des 3 phases.

On cherche donc la relation liant ψ' à ψ qui permet le réglage continu de la puissance de son maximum à 0 tout en réduisant au mieux le déséquilibre.

Or le système déséquilibré de courant en ligne peut se décomposer pour chaque pulsation en deux systèmes, l'un direct, l'autre inverse. Le fait d'annuler l'ensemble des systèmes inverses implique le rééquilibrage complet de la structure. Notre but est d'agir sur une famille de grandeurs tout en ne disposant que d'un seul paramètre, l'angle d'amorçage ψ' .

Il est donc nécessaire de définir un critère d'optimisation de la commande.

2. ACTION SUR LA COMPOSANTE INVERSE DU FONDAMENTAL

Dans le but de rééquilibrer le mieux possible le système, le critère d'optimisation choisi est l'annulation de la composante inverse du fondamental du système de courant imposé par le récepteur.

Pour un système de courant sinusoïdaux (i_1, i_2, i_3) déséquilibrés tels que :

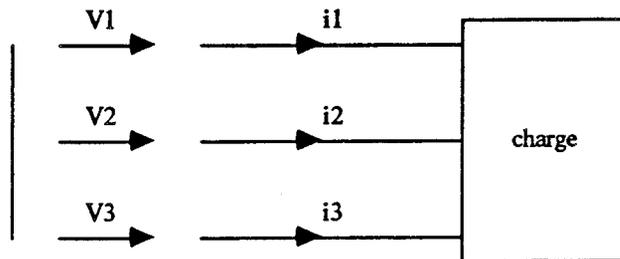


Figure 2.5

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0$$

On note ($\underline{i}_1, \underline{i}_2, \underline{i}_3$) les valeurs complexes des courants pris à la source.

On peut alors le décomposer en :

- 1 système équilibré direct de composantes ($\underline{I}_d, a^2 \underline{I}_d, a \underline{I}_d$)
- 1 système équilibré inverse de composantes ($\underline{I}_i, a \underline{I}_i, a^2 \underline{I}_i$)
- 1 système équilibré homopolaire de composantes ($\underline{I}_0, \underline{I}_0, \underline{I}_0$)

avec :

$$a = e^{j2\pi/3}$$

$$\underline{I}_d = \frac{1}{3} [\underline{i}_1 + a \underline{i}_2 + a^2 \underline{i}_3]$$

$$\underline{I}_i = \frac{1}{3} [\underline{i}_1 + a^2 \underline{i}_2 + a \underline{i}_3]$$

$$\underline{I}_0 = \frac{1}{3} [\underline{i}_1 + \underline{i}_2 + \underline{i}_3] = 0$$

Le système homopolaire est nul, c'est donc le système inverse qui traduit le déséquilibre.

Avec un gradateur, le système des courants absorbés n'est pas sinusoïdal puisque le récepteur est générateur d'harmoniques de courant.

Néanmoins, puisque la puissance transmise par la source est portée par le fondamental, l'action sur celui-ci ne peut qu'améliorer le système. Si l'on désigne par \underline{I}_{11} , \underline{I}_{21} , \underline{I}_{31} les valeurs complexes des fondamentaux des courants (i_1 , i_2 , i_3), on aura alors :

$$\underline{I}_d = \frac{1}{3} \left[\underline{I}_{11} + a \underline{I}_{21} + a^2 \underline{I}_{31} \right]$$

$$\underline{I}_1 = \frac{1}{3} \left[\underline{I}_{11} + a^2 \underline{I}_{21} + a \underline{I}_{31} \right]$$

Les expressions complexes des courants \underline{I}_{11} , \underline{I}_{21} , \underline{I}_{31} sont obtenues par projection sur les axes réel et imaginaire (figure 2.6). On obtient :

$$\underline{I}_{11} = I_{11} \left[\cos \phi_{11} - j \sin \phi_{11} \right]$$

$$\underline{I}_{21} = I_{21} \left[\cos \phi_{21} - j \sin \phi_{21} \right] a^2$$

$$\underline{I}_{31} = I_{31} \left[\cos \phi_{31} - j \sin \phi_{31} \right] a$$

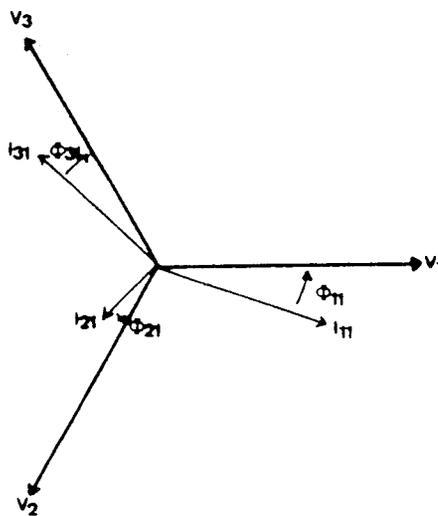


Figure 2.6

avec (ϕ_{11} , ϕ_{21} , ϕ_{31}) déphasage arrière des fondamentaux (\underline{I}_{11} , \underline{I}_{21} , \underline{I}_{31}) par rapport aux tensions (\underline{V}_1 , \underline{V}_2 , \underline{V}_3).

Pour une phase, la phase 1 par exemple, le fondamental I_{11} du courant absorbé a pour expression :

$$I_{11} = \sqrt{\frac{A_{11}^2 + B_{11}^2}{2}}$$

avec :

$$A_{11} = \sqrt{2} I_{11} \cos \phi_{11}$$

$$B_{11} = -\sqrt{2} I_{11} \sin \phi_{11}$$

A_{11} et B_{11} sont donnés par :

$$A_{11} = \frac{2}{\pi} \int_{\nu}^{\nu+\pi} i_1 \sin \theta \, d\theta$$

et

$$B_{11} = \frac{2}{\pi} \int_{\nu}^{\nu+\pi} i_1 \cos \theta \, d\theta$$

On a donc :

$$\underline{I}_{11} = [A_{11} + j B_{11}]$$

$$\underline{I}_{21} = [A_{21} + j B_{21}] a^2$$

$$\underline{I}_{31} = [A_{31} + j B_{31}] a$$

La composante inverse du système triphasé formé par les fondamentaux peut donc s'exprimer uniquement en fonction des coefficients de Fourier :

$$\underline{I}_1 = \frac{1}{3} \left[\left[A_{11} - \frac{\sqrt{3}}{2} (B_{21} - B_{31}) - \left(\frac{A_{21} + A_{31}}{2} \right) \right] + j \left[B_{11} - \left(\frac{B_{21} + B_{31}}{2} \right) - \frac{\sqrt{3}}{2} (A_{31} - A_{21}) \right] \right]$$

Compte tenu des relations entre les coefficients de Fourier :

$$\begin{cases} A_{31} = \frac{1}{2} (A_{11} + A_{21}) + \frac{\sqrt{3}}{2} (B_{21} - B_{11}) \\ B_{31} = \frac{\sqrt{3}}{2} (A_{11} - A_{21}) + \frac{1}{2} (B_{21} + B_{11}) \end{cases}$$

On en déduit :

$$\underline{I}_1 = \frac{1}{3} \left[\frac{3}{2} (A_{11} - A_{21}) + \frac{\sqrt{3}}{2} (B_{11} - B_{21}) + j \left[-\frac{\sqrt{3}}{2} (A_{11} - A_{21}) + \frac{3}{2} (B_{11} - B_{21}) \right] \right]$$

Pour faire disparaître la composante inverse du fondamental et par là, rééquilibrer le système de courants fondamentaux pris à la source, il suffit d'annuler le module de \underline{I}_1 :

$$|\underline{I}_1|^2 = \frac{1}{3} \left[(A_{11} - A_{21})^2 + (B_{11} - B_{21})^2 \right]$$

On voit donc que la solution est définie par :

$$\begin{cases} A_{11} = A_{21} \\ B_{11} = B_{21} \end{cases}$$

Deux conditions sont à remplir alors que nous ne disposons que d'un seul paramètre de réglage ψ' . On va donc chercher à minimiser $|\underline{I}_i|$ et éventuellement essayer de l'annuler afin d'optimiser la commande.

Pour cela, pour une valeur de ψ choisie, il faut déterminer la valeur de ψ' notée ψ_1 minimisant $|\underline{I}_i|$.

Les coefficients de Fourier (A_{ij} , B_{ij}) sont des fonctions de ψ et ψ_1 . Aussi, pour déterminer la commande, on fixe la valeur de ψ , on calcule (I_i/I_0) en fonction de ψ_1 et l'on détermine numériquement la valeur de ψ_1 qui minimise $|\underline{I}_i|$.

Le réglage de ψ' a pour conséquence la modification de la succession des séquences de fonctionnement lorsque ψ varie. Il est donc nécessaire de procéder à nouveau à l'analyse du fonctionnement.

2.1. Analyse du fonctionnement

La structure du convertisseur étant inchangée, on retrouve les 4 topologies A - B - C - D pouvant représenter le système :

$$i_1 = \frac{V \sqrt{2}}{R} \sin \theta$$

$$A : i_2 = \frac{V \sqrt{2}}{R} \sin(\theta - 2\pi / 3)$$

$$i_3 = \frac{V \sqrt{2}}{R} \sin(\theta - 4\pi / 3)$$

$$v_{T1} = v_{T3} = 0$$

$$i_1 = 0$$

$$B : i_2 = -\frac{V \sqrt{3}}{R \sqrt{2}} \cos \theta = -i_3$$

$$v_{T1} = 3/2 v_1$$

$$v_{T3} = 0$$

$$C : i_1 = \frac{V \sqrt{3}}{R \sqrt{2}} \sin(\theta - \pi / 6) = -i_3$$

$$i_2 = 0$$

$$v_{T1} = 0$$

$$v_{T3} = 3/2 v_2$$

$$D : i_1 = i_2 = i_3 = 0$$

$$v_{T1} = v_1 - v_3$$

$$v_{T3} = v_2 - v_3$$

Par contre, le déroulement des séquences est modifié : nous agissons maintenant sur deux paramètres ψ et ψ_1 . Pour cela, il faut calculer la loi $\psi_1 = f(\psi)$ déterminée par la minimisation de $|\underline{I}_i|$ afin de connaître le nouvel enchaînement de séquences.

Pour chaque mode, les coefficients de Fourier correspondant à la séquence, sont calculés à partir des fonctions génériques $I_K(\alpha, \beta)$ suivantes :

$$I_1(\alpha, \beta) = \int_a^b \frac{v_1}{R} \sin \theta \, d\theta = \frac{V\sqrt{2}}{R} \left[\frac{\beta}{2} - \frac{\alpha}{2} - \frac{1}{4} \sin 2\beta + \frac{1}{4} \sin 2\alpha \right]$$

$$I_2(\alpha, \beta) = \int_a^b \left(\frac{v_1 - v_3}{2R} \right) \sin \theta \, d\theta = \frac{V\sqrt{3}}{2\sqrt{2}R} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} (\beta - \alpha) - \frac{1}{2} \sin(2\beta - \pi/6) + \frac{1}{2} \sin(2\alpha - \pi/6) \right]$$

$$I_3(\alpha, \beta) = \int_a^b \frac{v_2}{R} \sin(\theta - 2\pi/3) \, d\theta = \frac{V\sqrt{2}}{R} \left[\frac{\beta - \alpha}{2} - \frac{1}{4} \sin(2\beta - 4\pi/3) + \frac{1}{4} \sin(2\alpha - 4\pi/3) \right]$$

$$I_4(\alpha, \beta) = \int_a^b \frac{v_2 - v_3}{2R} \sin(\theta - 2\pi/3) \, d\theta = \frac{V\sqrt{3}}{2\sqrt{2}R} \left[\frac{1}{2} \cos(2\beta - 2\pi/3) - \frac{1}{2} \cos(2\alpha - 2\pi/3) + \frac{\sqrt{3}}{2} (\beta - \alpha) \right]$$

$$I_5(\alpha, \beta) = \int_a^b \frac{v_1}{R} \cos \theta \, d\theta = \frac{V}{2\sqrt{2}R} [\cos 2\alpha - \cos 2\beta]$$

$$I_6(\alpha, \beta) = \int_a^b \left(\frac{v_1 - v_3}{2R} \right) \cos \theta \, d\theta = \frac{V\sqrt{3}}{2\sqrt{2}R} \left[\frac{\alpha - \beta}{2} - \frac{1}{2} \cos(2\beta - \pi/6) + \frac{1}{2} \cos(2\alpha - \pi/6) \right]$$

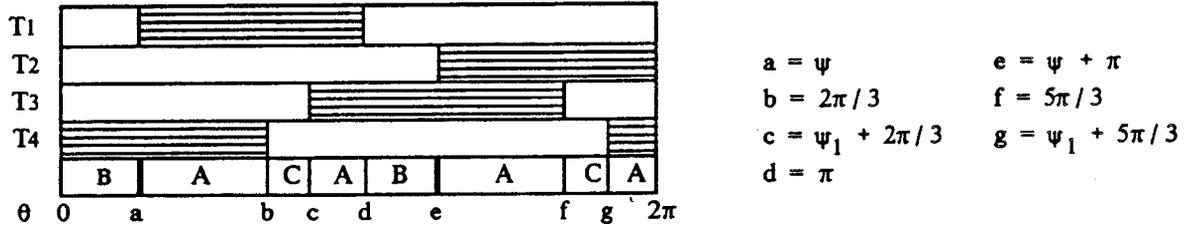
$$I_7(\alpha, \beta) = \int_a^b \frac{v_2}{R} \cos(\theta - 2\pi/3) \, d\theta = \frac{V\sqrt{2}}{4R} [\cos(2\alpha - 4\pi/3) - \cos(2\beta - 4\pi/3)]$$

$$I_8(\alpha, \beta) = \int_a^b \left(\frac{v_2 - v_3}{2R} \right) \cos(\theta - 2\pi/3) \, d\theta = \frac{V\sqrt{3}}{2\sqrt{2}R} \left[\frac{\beta - \alpha}{2} + \frac{1}{2} \sin(2\alpha - 2\pi/3) - \frac{1}{2} \sin(2\beta - 2\pi/3) \right]$$

où α, β sont des angles à définir et (v_1, v_2, v_3) tensions d'alimentation des 3 phases.

2.1.1. Premier mode : séquence A-C-A-B $\psi < 90^\circ$ $\psi_1 < 59^\circ$

Avec une commande de type symétrique, on avait un diagramme de conduction du type :

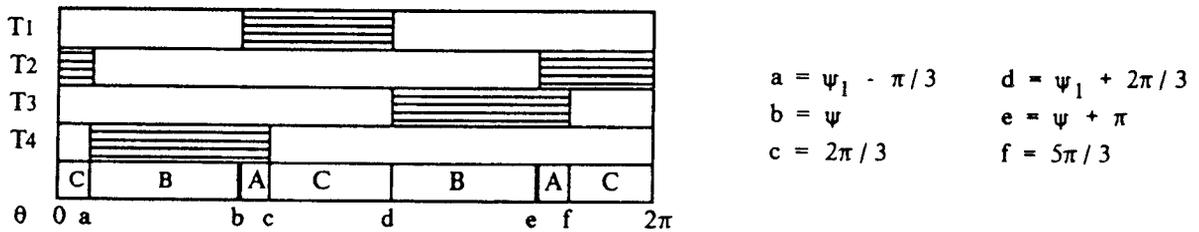


Mode n°1 : Séquence A-C-A-B

On veut augmenter v'_2 donc réduire ψ_1 . Le fait de diminuer ψ_1 ne change pas la séquence rappelée ci-dessus.

Le premier mode de fonctionnement peut cesser :

- soit par $\psi_1 + 2\pi/3 > \pi$, d'où $\psi_1 > \pi/3$, avec la disparition de la topologie A soulignée (A-C-A-B) ; c'est la mise en conduction de T_3 qui impose au courant i_1 de changer de signe, et donc de bloquer T_1 .



Séquence A-C-B

- soit pour $\psi > \pi/2$, il y a alors apparition d'une topologie D à la fin de la séquence. En effet, on a :

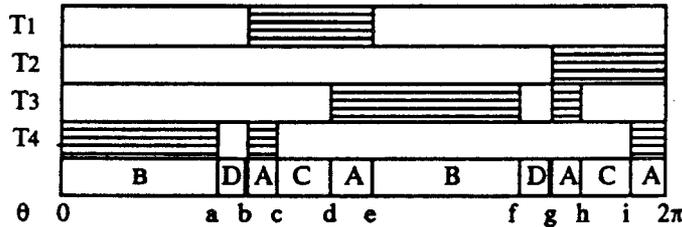
$$i_2 = -\frac{V\sqrt{3}}{\sqrt{2}R} \cos \theta$$

pour $\pi < \theta < \psi + \pi$.

Donc si $\psi > \pi / 2$, i_2 s'annule naturellement pour $\theta=3\pi/2$ et T_3 se bloque. Il faudra alors utiliser une impulsion de commande de largeur :

$$\Delta \theta = (\psi + \pi) - (\psi_1 + 2\pi / 3) = (\psi - \psi_1) + \pi / 3$$

si on veut pouvoir réamorcer le thyristor T_4 pour $\theta = \psi$ car $v_{T4} = -3 / 2 v_2 > 0$ dès que T_1 conduit.



$$\begin{aligned} a &= \pi / 2 & f &= 3\pi / 2 \\ b &= \psi & g &= \psi + \pi \\ c &= 2\pi / 3 & h &= 5\pi / 3 \\ d &= \psi_1 + 2\pi / 3 & i &= \psi_1 + 5\pi / 3 \\ e &= \pi \end{aligned}$$

Séquence A-C-A-B-D

On aura dans ce cas une séquence du type A-C-A-B-D. Comme ψ et ψ_1 évoluent séparément, il est nécessaire de déterminer la loi $\psi_1 = f(\psi)$ dans le premier mode pour savoir quelle est la première limite atteinte. Pour cela, il faut calculer les coefficients de Fourier A_{i1} , B_{i1} et trouver à ψ donné, la valeur ψ_1 telle que $|i_1|$ soit minimum.

La détermination des A_{i1} , B_{i1} dans le premier mode s'effectue de la façon suivante avec :

$$A_{i1} = \frac{2}{\pi} \int_{\psi}^{\psi+\pi} \frac{v_1}{R} \sin(\theta - 2(i-1)\pi/3) d\theta$$

et

$$B_{i1} = \frac{2}{\pi} \int_{\psi}^{\psi+\pi} \frac{v_1}{R} \cos(\theta - 2(i-1)\pi/3) d\theta$$

$$A_{11} = \frac{2}{\pi} \left[I_1(\psi, 2\pi/3) + I_2(2\pi/3, \psi_1 + 2\pi/3) + I_1(\psi_1 + 2\pi/3, \pi) \right]$$

$$B_{11} = \frac{2}{\pi} \left[I_5(\psi, 2\pi/3) + I_6(2\pi/3, \psi_1 + 2\pi/3) + I_5(\psi_1 + 2\pi/3, \pi) \right]$$

$$A_{21} = \frac{2}{\pi} \left[I_3(\psi, 2\pi/3) + I_3(\psi_1 + 2\pi/3, \pi) + I_4(\pi, \psi + \pi) \right]$$

$$B_{21} = \frac{2}{\pi} \left[I_7(\psi, 2\pi/3) + I_7(\psi_1 + 2\pi/3, \pi) + I_8(\pi, \psi + \pi) \right]$$

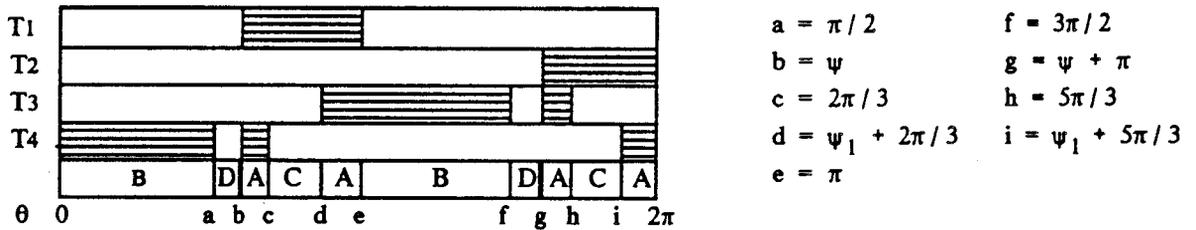
On trouve numériquement, pour chaque valeur de ψ , une valeur ψ_1 telle que $|I_1|$ soit minimale. $\psi_1 = f(\psi)$ est une fonction croissante, avec $0 < f(\psi) < \psi$. On détermine ainsi les conditions limites du premier mode :

$$\psi = 90^\circ, \psi_1 = 59^\circ 1'$$

Le second mode sera donc du type A-C-A-B-D, puisque c'est ψ qui, le premier, atteint sa valeur limite.

2.1.2. Deuxième mode : séquence A-C-A-B-D $90^\circ < \psi < 91^\circ 5'$ $59^\circ 1' < \psi_1 < 60^\circ$

Le système se trouve initialement dans une topologie D ; pour $\theta = \psi$, on amorce T_1 . Comme $\psi < 2\pi / 3$, le thyristor T_4 peut être réamorcé moyennant une commande adéquate. Une topologie A s'établit qui se transforme en topologie C avec l'annulation naturelle du courant dans la phase n° 2 pour $\theta = 2\pi / 3$. A $\theta = \psi_1 + 2\pi / 3$, on amorce T_3 et une nouvelle topologie A s'établit. Celle-ci cesse pour $\theta = \pi$ avec l'annulation du courant i_1 . On obtient alors une topologie B jusqu'à $\theta = 3\pi / 2$ où le courant i_2 s'annule. On retrouve alors la topologie D initiale jusqu'à $\theta = \psi + \pi$.



Mode n°2 : Séquence A-C-A-B-D

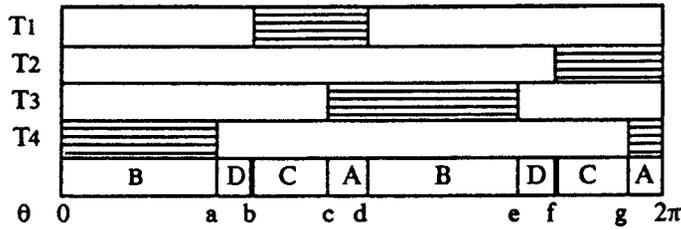
De la même manière que précédemment, nous devons déterminer les limites de ce mode de fonctionnement.

Il cesse :

- soit lorsque $\psi > 2\pi / 3$. En effet, dans ce cas, on ne peut pas réamorcer le thyristor T_4 pour $\theta = \psi$ car :

$$v_{T4} = -3/2 v_2 < 0 \text{ pour } \theta > 2\pi / 3.$$

On a alors une séquence du type :

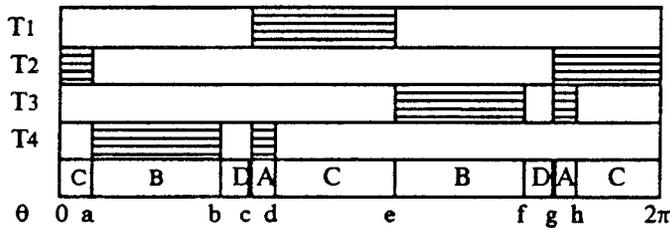


$$\begin{aligned} a &= \pi / 2 & e &= 3\pi / 2 \\ b &= \psi & f &= \psi + \pi \\ c &= \psi_1 + 2\pi / 3 & g &= \psi_1 + 5\pi / 3 \\ d &= \pi \end{aligned}$$

Séquence C-A-B-D

- soit lorsque $\psi_1 > \pi / 3$ ($\psi_1 + 2\pi / 3 > \pi$).

Dans ce cas, il y a disparition d'une topologie A.



$$\begin{aligned} a &= \psi_1 - \pi / 3 & e &= \psi_1 + 2\pi / 3 \\ b &= \pi / 2 & f &= 3\pi / 3 \\ c &= \psi & g &= \psi + \pi \\ d &= 2\pi / 3 & h &= 5\pi / 3 \end{aligned}$$

Séquence A-C-B-D

Dans le second mode, les coefficients de Fourier ont pour expression :

$$A_{11} = \frac{2}{\pi} \left[I_1(\psi, 2\pi / 3) + I_2(2\pi / 3, \psi_1 + 2\pi / 3) + I_1(\psi_1 + 2\pi / 3, \pi) \right]$$

$$B_{11} = \frac{2}{\pi} \left[I_5(\psi, 2\pi / 3) + I_6(2\pi / 3, \psi_1 + 2\pi / 3) + I_5(\psi_1 + 2\pi / 3, \pi) \right]$$

$$A_{21} = \frac{2}{\pi} \left[I_3(\psi, 2\pi / 3) + I_3(\psi_1 + 2\pi / 3, \pi) + I_4(\pi, 3\pi / 2) \right]$$

$$B_{21} = \frac{2}{\pi} \left[I_7(\psi, 2\pi / 3) + I_7(\psi_1 + 2\pi / 3, \pi) + I_8(\pi, 3\pi / 2) \right]$$

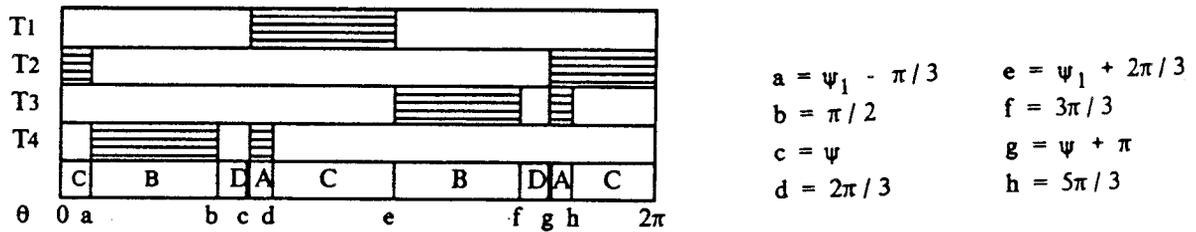
En minimisant $[I_1]$, on trouve comme condition limite :

$$\psi_1 = 60^\circ, \psi = 91^\circ 5'$$

Le troisième mode est du type A-C-B-D puisque ψ_1 atteint le premier sa condition limite.

2.1.3. Troisième mode : séquence A-C-B-D $91^{\circ}5 < \psi < 118^{\circ}5$ $60^{\circ} < \psi_1 < 90^{\circ}$

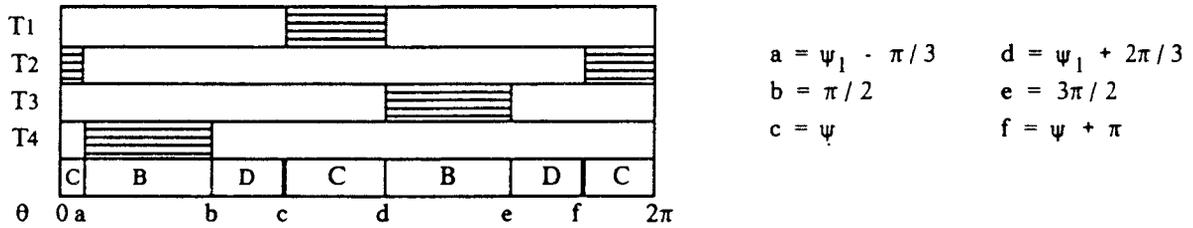
Initialement tous les courants sont nuls (topologie D). Pour $\theta = \psi$, on amorce T_1 ce qui entraîne la conduction de T_4 si celui-ci a une commande adéquate. Le courant i_2 s'annule pour $\theta = 2\pi / 3$, imposant une topologie B au système jusqu'à l'amorçage de T_3 pour $\theta = \psi_1 + 2\pi / 3$. Le courant i_1 tend alors à prendre une valeur négative ($i_1 = V\sqrt{2} / R \sin \theta$ et $\theta > \pi$), ce qui entraîne le blocage de T_1 . C'est donc une topologie B qui s'établit jusqu'à l'annulation du courant i_1 pour $\theta = 3\pi / 2$. On retrouve alors les conditions initiales jusqu'à $\theta = \psi + \pi$.



Mode n°3 : Séquence A-C-B-D

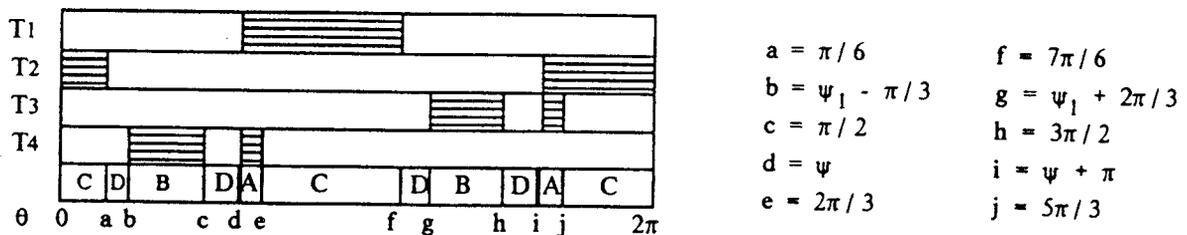
Ce mode cesse soit :

- lorsque $\psi > 2\pi / 3$, dans ce cas, il y a disparition de la topologie A, car le thyristor T_4 ne peut se réamorcer ($\psi > 2\pi / 3$)



Séquence C-B-D

- lorsque $\psi_1 > \pi / 2$ ($\psi_1 + 2\pi / 3 > 7\pi / 6$) ; dans ce cas, il apparaît une topologie de type D, le courant s'annulant dans T_1 pour $\theta = 7\pi / 6$



Séquence A-C-D-B-D

Les coefficients de Fourier pour le mode 3 sont donnés par :

$$A_{11} = \frac{2}{\pi} \left[I_1(\psi, 2\pi/3) + I_2(2\pi/3, \psi_1 + 2\pi/3) \right]$$

$$B_{11} = \frac{2}{\pi} \left[I_5(\psi, 2\pi/3) + I_6(2\pi/3, \psi_1 + 2\pi/3) \right]$$

$$A_{21} = \frac{2}{\pi} \left[I_3(\psi, 2\pi/3) + I_4(\psi_1 + 2\pi/3, 3\pi/2) \right]$$

$$B_{21} = \frac{2}{\pi} \left[I_7(\psi, 2\pi/3) + I_8(\psi_1 + 2\pi/3, 3\pi/2) \right]$$

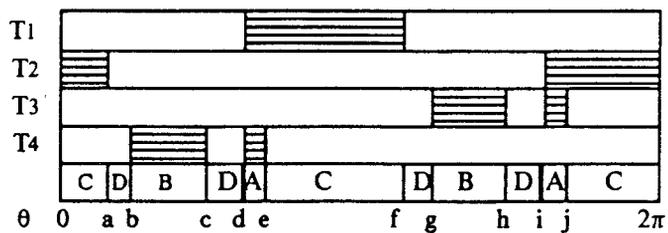
En minimisant $|I_j|$, on trouve :

$$\psi_1 = 90^\circ, \psi = 118^\circ 5'$$

La séquence suivante est donc du type A-C-D-B-D.

2.1.4. Quatrième mode : séquence A-C-D-B-D $118^\circ 5' < \psi < 120^\circ$ $90^\circ < \psi_1 < 90^\circ 9'$

Tous les courants sont nuls avant d'amorcer T_1 pour $\theta = \psi$. Comme précédemment, une topologie A s'établit ($\psi < 2\pi/3$) jusqu'à l'annulation de i_2 pour $\theta = 2\pi/3$. La topologie B obtenue dure jusqu'à l'annulation du courant i_1 pour $\theta = 7\pi/6$. Les courants sont alors tous nuls (topologie D) jusqu'à l'amorçage de T_3 pour $\theta = \psi_1 + 2\pi/3$. Comme dans le mode 3, on obtient alors une topologie B jusqu'à $\theta = 3\pi/2$, où on retrouve alors les conditions initiales du système (topologie D). Pour $\theta = \psi + \pi$, une nouvelle demi-période recommence.

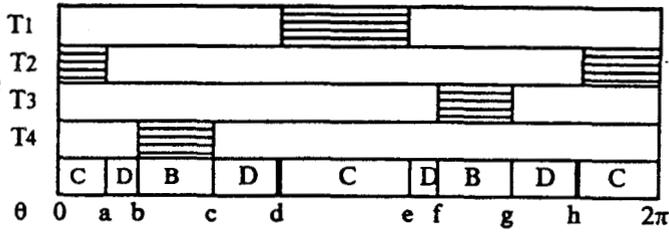


$$\begin{aligned} a &= \pi/6 & f &= 7\pi/6 \\ b &= \psi_1 - \pi/3 & g &= \psi_1 + 2\pi/3 \\ c &= \pi/2 & h &= 3\pi/2 \\ d &= \psi & i &= \psi + \pi \\ e &= 2\pi/3 & j &= 5\pi/3 \end{aligned}$$

Mode n°4 : Séquence A-C-D-B-D

Les limites de ce mode sont données par :

- soit $\psi > 2\pi / 3$, il y a alors disparition de la topologie A.

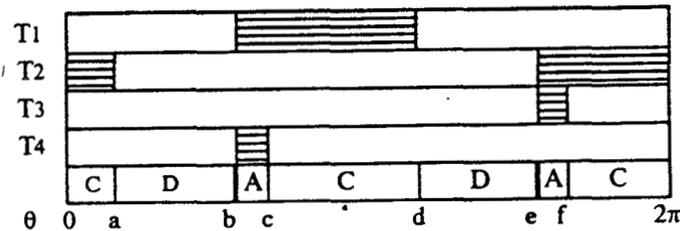


$$\begin{aligned} a &= \pi / 6 & e &= 7\pi / 6 \\ b &= \psi_1 - \pi / 3 & f &= \psi_1 + 2\pi / 3 \\ c &= \pi / 2 & g &= 3\pi / 2 \\ d &= \psi & h &= \psi + \pi \end{aligned}$$

Séquence C-D-B-D

- soit $\psi_1 > 5\pi / 6$ ($\psi_1 + 2\pi / 3 > 3\pi / 2$), le thyristor T_3 ne pouvant s'amorcer pour $\theta = \psi_1 + 2\pi / 3$

($v_{T3} < 0$) pour $\theta > 3\pi / 2$)



$$\begin{aligned} a &= \pi / 6 & d &= 7\pi / 6 \\ b &= \psi & e &= \psi + \pi \\ c &= 2\pi / 3 & f &= 5\pi / 3 \end{aligned}$$

Séquence A-C-D

Les coefficients de Fourier pour le mode 4 sont donnés par :

$$A_{11} = \frac{2}{\pi} \left[I_1(\psi, 2\pi / 3) + I_2(2\pi / 3, 7\pi / 6) \right]$$

$$B_{11} = \frac{2}{\pi} \left[I_5(\psi, 2\pi / 3) + I_6(2\pi / 3, 7\pi / 6) \right]$$

$$A_{21} = \frac{2}{\pi} \left[I_3(\psi, 2\pi / 3) + I_4(\psi_1 + 2\pi / 3, 3\pi / 2) \right]$$

$$B_{21} = \frac{2}{\pi} \left[I_7(\psi, 2\pi / 3) + I_8(\psi_1 + 2\pi / 3, 3\pi / 2) \right]$$

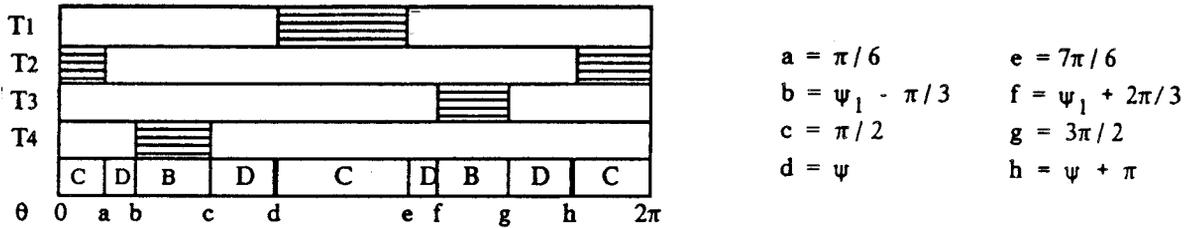
En minimisant $|I_i|$, on trouve comme limite :

$$\psi = 120^\circ, \psi_1 = 90^\circ$$

La séquence suivante est donc du type C-D-B-D.

2.1.5. Cinquième mode : séquence C-D-B-D $120^\circ < \psi < 210^\circ$ $90^\circ < \psi_1 < 150^\circ$

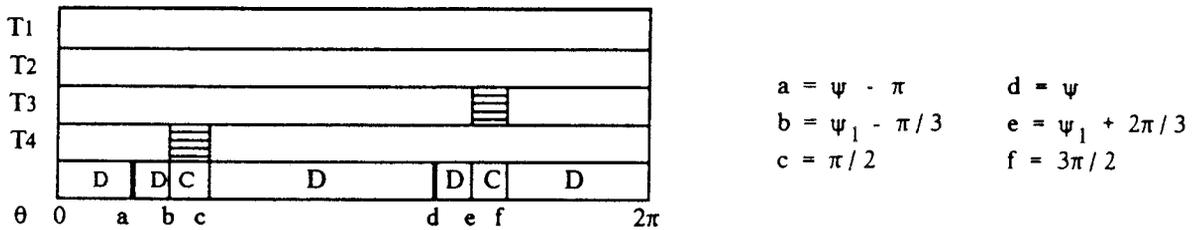
Initialement, les courants sont tous nuls. Pour $\theta = \psi$, on amorce T_1 et une topologie C s'établit jusqu'à l'annulation du courant i_1 pour $\theta = 7\pi/6$. La topologie D obtenue cesse pour $\theta = \psi_1 + 2\pi/3$ avec l'entrée en conduction de T_3 imposant une topologie de type B. Pour $\theta = 3\pi/2$, le courant i_2 s'annule et on retrouve la topologie D initiale jusqu'à $\theta = \psi + \pi$.



Mode n°5 : Séquence C-D-B-D

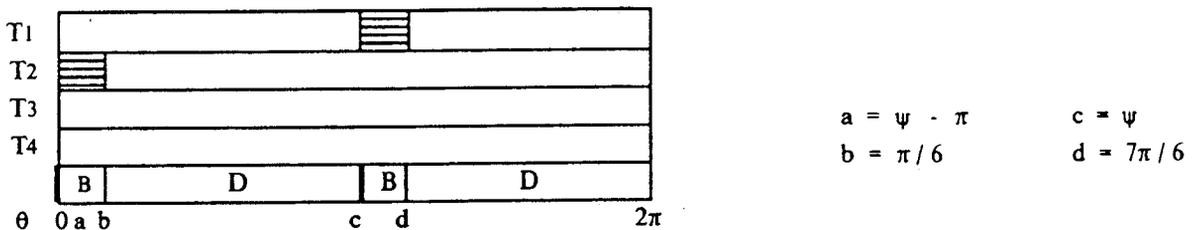
De la même manière, les limites de ce mode sont données par :

- soit $\psi > 7\pi/6$, le thyristor T_1 ne peut alors plus s'amorcer



Séquence D-C-D

- soit $\psi_2 > 5\pi/6$ ($\psi_1 + 2\pi/3 > 3\pi/2$), le thyristor T_3 ne peut plus s'amorcer ($v_{T3} < 0$)



Séquence B-D

Les coefficients de Fourier pour le mode 5 sont donnés par :

$$A_{11} = \frac{2}{\pi} [I_2(\psi, 7\pi / 6)]$$

$$B_{11} = \frac{2}{\pi} [I_6(\psi, 7\pi / 6)]$$

$$A_{21} = \frac{2}{\pi} [I_4(\psi_1 + 2\pi / 3, 3\pi / 2)]$$

$$B_{21} = \frac{2}{\pi} [I_8(\psi_1 + 2\pi / 3, 3\pi / 2)]$$

En minimisant $|I_i|$, on trouve :

$$\psi = 210^\circ, \psi_1 = 150^\circ$$

Ainsi le système ne sera plus alimenté pour $\psi > 210^\circ$ et $\psi_1 > 150^\circ$. Il ne sera alors plus possible d'amorcer les thyristors.

2.2. Synthèse du fonctionnement

On a représenté en fin de chapitre l'ensemble des formes d'ondes obtenues pour les différents modes déduits de l'étude précédente (planches 19).

♣ Mode 1 : séquence A-C-A-B $\psi < 90^\circ$ $\psi_1 < 59^\circ 1$

$$A : \psi < \theta < 2\pi / 3$$

$$C : 2\pi / 3 < \theta < \psi_1 + 2\pi / 3$$

$$A : \psi_1 + 2\pi / 3 < \theta < \pi$$

$$B : \pi < \theta < \psi + \pi$$

♣ Mode 2 : séquence A-C-A-B-D $90^\circ < \psi < 91^\circ 5$ $59^\circ 1 < \psi_1 < 60^\circ$

$$A : \psi < \theta < 2\pi / 3$$

$$C : 2\pi / 3 < \theta < \psi_1 + 2\pi / 3$$

$$A : \psi_1 + 2\pi / 3 < \theta < \pi$$

$$B : \pi < \theta < 3\pi / 2$$

$$D : 3\pi / 2 < \theta < \psi + \pi$$

♣ Mode 3 : séquence A-C-B-D $91^{\circ}5 < \psi < 118^{\circ}5$ $60^{\circ} < \psi_1 < 90^{\circ}$

$$A : \psi < \theta < 2\pi / 3$$

$$C : 2\pi / 3 < \theta < \psi_1 + 2\pi / 3$$

$$B : \psi_1 + 2\pi / 3 < \theta < 3\pi / 3$$

$$D : 3\pi / 2 < \theta < \psi + \pi$$

♣ Mode 4 : séquence A-C-D-B-D $118^{\circ}5 < \psi < 120^{\circ}$ $90^{\circ} < \psi_1 < 90^{\circ}9$

$$A : \psi < \theta < 2\pi / 3$$

$$C : 2\pi / 3 < \theta < 7\pi / 6$$

$$D : 7\pi / 6 < \theta < \psi_1 + 2\pi / 3$$

$$B : \psi_1 + 2\pi / 3 < \theta < 3\pi / 2$$

$$D : 3\pi / 2 < \theta < \psi + \pi$$

♣ Mode 5 : séquence C-D-B-D $120^{\circ} < \psi < 210^{\circ}$ $90^{\circ}9 < \psi_1 < 150^{\circ}$

$$C : \psi < \theta < 7\pi / 6$$

$$D : 7\pi / 6 < \theta < \psi_1 + 2\pi / 3$$

$$B : \psi_1 + 2\pi / 3 < \theta < 3\pi / 2$$

$$D : 3\pi / 2 < \theta < \psi + \pi$$

Il faut noter la disparition complète de la non-alimentation de la phase 2 qui se produisait avec la commande symétrique pour $\psi > 150^{\circ}$.

On a noté, au cours de l'étude, que pour pouvoir réamorcer le thyristor T_4 à $\theta = \psi$ pour les modes 2-3-4, on doit utiliser un train d'impulsion d'une largeur $\Delta \theta > (\psi - \psi_1) + \pi / 3$.

2.3. Loi de commande : $\psi_1 = f(\psi)$

On a pu, tout au long de l'analyse du fonctionnement, trouver ψ_1 , tel que $|\underline{I}_i|$ soit minimal. Cela nous fournit une loi de commande $\psi_1 = f(\psi)$ représentée sur la figure n°2.7.

On y distingue :

- 3 modes principaux (1-3-5)
- 2 modes de "transition" (2-4).

Les modes dits de "transition" 2-4 sont difficilement décelables en pratique (ces modes n'apparaissent que pour un $\Delta \psi = 1,5^{\circ}$).

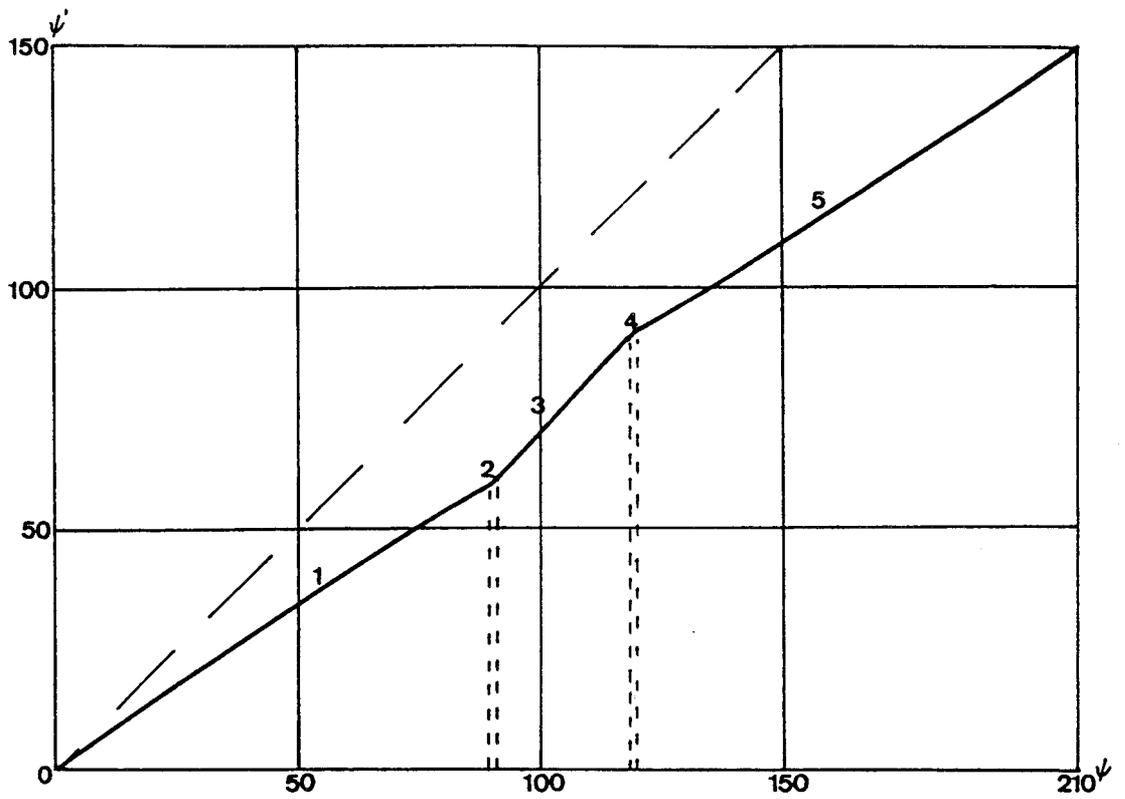


Figure 2.7 : Loi de commande $\psi_1 = f(\psi)$ obtenue en minimisant le module de la composante inverse des fondamentaux des courants en ligne

Il est intéressant de constater la symétrie de la loi de commande $\psi_1 = f(\psi)$ par rapport au point ($\psi = 105^\circ$,

$\psi_1 = 75^\circ$) :

$$75^\circ + \alpha_1 = f(105^\circ + \alpha)$$

$$75^\circ - \alpha_1 = f(105^\circ - \alpha)$$

On peut raisonnablement approcher la loi de commande par une courbe formée de 3 segments de droites de pente respective :

$$P_1 = 2 / 3$$

$$P_2 = 1$$

$$P_3 = 2 / 3$$

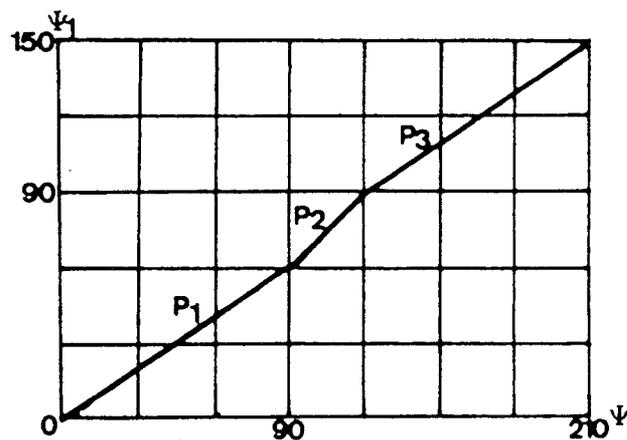


Figure 2.8

Grâce à cette commande, on a considérablement augmenté le temps de conduction de la phase 2, à condition de disposer d'une commande fournissant des rafales d'impulsions d'une largeur $\Delta \theta$ suffisante.

Puisque :

$$\Delta \theta_{\min} = \psi - \psi_1 + 60^\circ$$

et que

$$(\psi - \psi_1)_{\max} = 31^\circ 5'$$

il est nécessaire d'envoyer des rafales d'impulsions de commande d'une largeur supérieure à $91^\circ 5'$ sur les thyristors T_3 et T_4 . Les thyristors T_1 et T_2 peuvent être commandés par de simples impulsions fines.

2.4. Effet de la loi de commande sur la composante inverse

Grâce à la commande symétrique, on a réussi à minimiser la composante inverse du système. On a tracé sur la figure n°2.9, le rapport :

$$\frac{I_{1 \min}}{I_1(\psi = \psi_1)}$$

On constate une réduction de la composante inverse comprise entre 13% et 25% selon la valeur de ψ .

Les courbes :

$$\frac{I_{1 \min}}{I_0} \text{ et } \frac{I_1(\psi = \psi_1)}{I_0}$$

ont également été représentées. Elles montrent bien qu'il est possible de remédier partiellement au déséquilibre des courants par l'adoption d'une commande adaptée. Elles montrent également les limites du procédé.

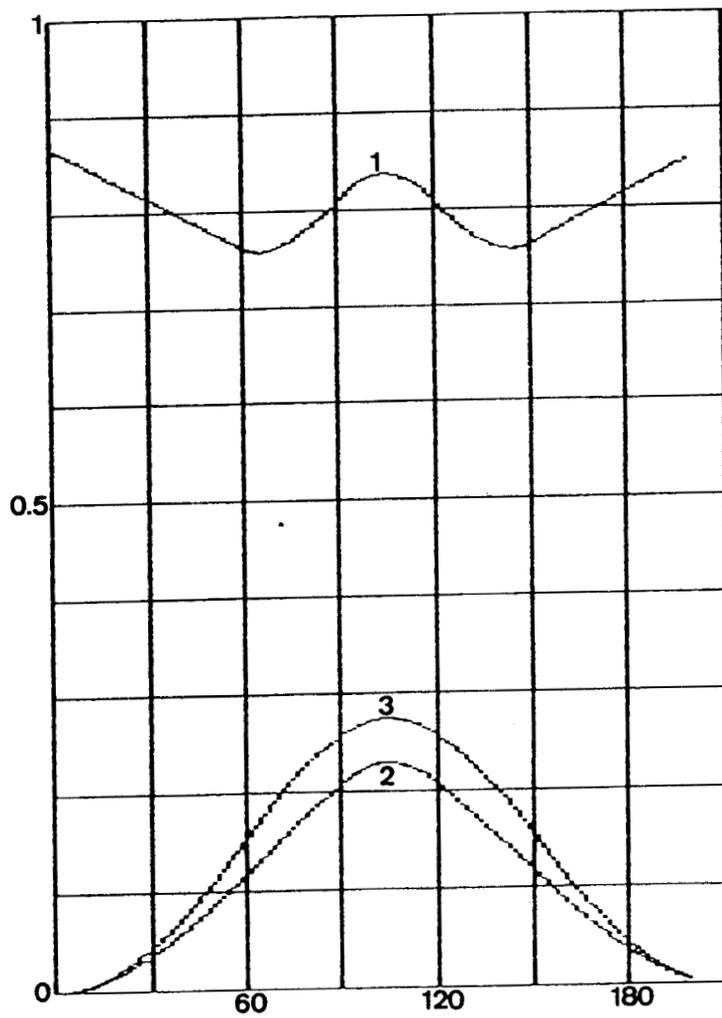


Figure 2.9

$$\frac{I_1 \min}{I_1 (\psi = \psi_1)} \quad (1), \quad \frac{I_1 \min}{I_0} \quad (2), \quad \frac{I_1 (\psi = \psi_1)}{I_0} \quad (3)$$

3. MINIMISATION DU RAPPORT $r=I_i / I_d$

Précédemment, on cherchait à annuler la composante inverse du fondamental. Du fait de la structure, on a seulement réussi à la minimiser pour un ψ donné. Or, on caractérise généralement l'état de déséquilibre d'un système par le rapport des valeurs efficaces des composantes directe et inverse du fondamental du courant imposé par le récepteur. Aussi, comme il est impossible d'annuler I_i , un nouveau critère d'optimisation peut être défini par la minimisation de $r = I_i / I_d$.

On a vu précédemment que :

$$I_i^2 = \frac{1}{3} \left[(A_{11} - A_{21})^2 + (B_{11} - B_{21})^2 \right]$$

de plus :

$$I_d = \frac{1}{3} \left[I_{11} + a I_{21} + a^2 I_{31} \right]$$

donc :

$$I_d = \frac{1}{3} \left[(A_{11} + A_{21} + A_{31}) + j (B_{11} + B_{21} + B_{31}) \right]$$

donc :

$$|I_d|^2 = \frac{1}{9} \left[(A_{11} + A_{21} + A_{31})^2 + (B_{11} + B_{21} + B_{31})^2 \right]$$

On va chercher à minimiser le rapport :

$$r^2 = 3 \frac{(A_{11} - A_{21})^2 + (B_{11} - B_{21})^2}{(A_{11} + A_{21} + A_{31})^2 + (B_{11} + B_{21} + B_{31})^2}$$

La nouvelle loi de commande, notée ψ_2 , est déterminée numériquement grâce aux fonctions génériques définissant les coefficients de Fourier présentés dans le paragraphe précédent. On doit à nouveau reprendre l'étude du fonctionnement, puisque les valeurs limites des différents modes peuvent être modifiées.

3.1. Analyse du fonctionnement

3.1.1. Mode n°1 : Séquence A - C - A - B $\psi < 90^\circ$ - $\psi_2 < 55^\circ 06$

Comme on retrouve la même séquence de fonctionnement, les expressions des coefficients de Fourier sont identiques en remplaçant ψ_1 par ψ_2 .

On détermine alors les angles ψ_2 tels que r soit minimal pour un ψ donné ; on trouve alors que $\psi_2 \neq \psi_1$, ce qui nous amène à trouver des conditions limites différentes pour ce mode.

Ainsi pour $\psi = 90^\circ$, on obtient $\psi_2 = 55^\circ 6'$.

Comme précédemment, c'est ψ qui atteint le premier sa valeur limite, donc la séquence suivante est du type A-C-A-B-D.

3.1.2. Mode 2 : Séquence A - C - A - B - D $55^\circ 06' < \psi_2 < 60^\circ$ et $90^\circ < \psi < 100^\circ 47'$

On peut, de la même manière, reprendre les valeurs analytiques obtenues dans le paragraphe précédent en remplaçant ψ_1 par ψ_2 . Comme pour la commande précédente, c'est ψ_2 qui atteint le premier sa valeur limite.

On a alors pour $\psi_2 = 60^\circ$, $\psi = 100^\circ 47'$.

C'est donc la séquence A-C-B-D qui constitue le troisième mode.

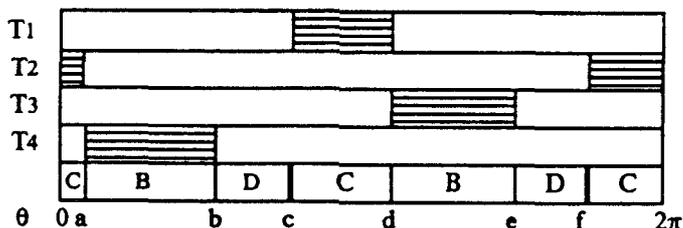
3.1.3. Mode 3 : Séquence A - C - B - D $100^\circ 47' < \psi < 120^\circ$ $60^\circ < \psi_2 < 75^\circ 07'$

On peut encore reprendre les résultats du chapitre précédent en remplaçant ψ_1 par ψ_2 . Contrairement à la loi de commande précédente, c'est ψ qui atteint le premier sa valeur limite.

Pour $\psi = 120^\circ$, $\psi_2 = 75^\circ 07'$.

Aussi, la séquence suivante est du type C-B-D.

3.1.4. Mode 4' : Séquence C - B - D $120^\circ < \psi < 136^\circ 08'$ $75^\circ 07' < \psi_2 < 90^\circ$



$$\begin{aligned} a &= \psi_2 - \pi/3 & d &= \psi_2 + 2\pi/3 \\ b &= \pi/2 & e &= 3\pi/2 \\ c &= \psi & f &= \psi + \pi \end{aligned}$$

Dans ce cas, tous les courants sont nuls avant l'amorçage de T_1 pour $\theta = \psi$.

Comme $\psi > 120^\circ$, la phase n°2 ne peut être réenclenchée, aussi c'est bien une topologie C qui s'établit. Pour $\theta = \psi_2 + 2\pi/3 < 7\pi/6$ (car $\psi_2 < 90^\circ$), T_3 est amorcé. Ceci entraîne le blocage de la phase 1, donc du thyristor T_1 . La topologie B obtenue dure jusqu'à l'extinction des courants pour $\theta = 3\pi/2$, où on retrouve les conditions initiales du système (topologie D).

Les coefficients de Fourier pour le mode 4' sont alors donnés par :

$$\begin{cases} A_{11} = \frac{2}{\pi} [I_2(\psi, \psi_2 + 2\pi/3)] \\ B_{11} = \frac{2}{\pi} [I_6(\psi, \psi_2 + 2\pi/3)] \\ A_{21} = \frac{2}{\pi} [I_4(\psi_2 + 2\pi/3, 3\pi/2)] \\ B_{21} = \frac{2}{\pi} [I_8(\psi_2 + 2\pi/3, 3\pi/2)] \end{cases}$$

En minimisant r , on trouve pour ce mode les conditions limites suivantes :

$$\psi_2 = 90^\circ \quad \psi = 136^\circ 08'$$

Par conséquent, c'est la séquence C-D-B-D du mode n°5 qui suit ce mode.

3.1.5. Mode 5 : Séquence C-D-B-D

On reprend les expressions de la commande précédente en remplaçant ψ_1 par ψ_2 .

3.2. Synthèse

Mode n°1 : séquence A-C-A-B	$\psi < 90^\circ$	$\psi_2 < 55^\circ 06'$
Mode n°2 : séquence A-C-A-B-D	$90^\circ < \psi < 100^\circ 47'$	$55^\circ 06' < \psi_2 < 60^\circ$
Mode n°3 : séquence A-C-B-D	$100^\circ 47' < \psi < 120^\circ$	$60^\circ < \psi_2 < 75^\circ 07'$
Mode n°4' : séquence C-B-D	$120^\circ < \psi < 136^\circ 08'$	$75^\circ 07' < \psi_2 < 90^\circ$
Mode n°5 : séquence C-D-B-D	$136^\circ 08' < \psi < 210^\circ$	$90^\circ < \psi_2 < 150^\circ$

3.3. Action sur r de ψ_2

On a représenté l'évolution du rapport r en fonction de ψ pour les deux types de commandes, symétrique et optimisée.

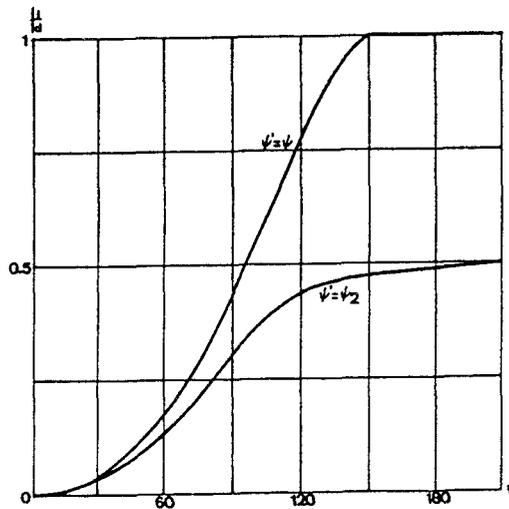


Figure 2.10

Le gain apporté par la commande dissymétrique est donc incontestable puisqu'il divise par 2 le facteur de déséquilibre pour les fortes valeurs de ψ , sans pour autant l'annuler comme c'est le cas avec une structure symétrique.

4. MINIMISATION DES ECARTS DES VALEURS EFFICACES DES COURANTS

Avec les deux commandes précédentes, on a agi uniquement sur les grandeurs fondamentales. Or, on sait que l'on devrait en fait intervenir sur toutes les fréquences présentes, ce qui est impossible compte-tenu des paramètres disponibles. Mais, on peut espérer agir globalement sur l'ensemble des systèmes direct et inverse en tentant de minimiser les écarts entre les valeurs efficaces des courants en ligne, si on considère que ce paramètre caractérise l'ensemble du système.

Considérons la grandeur :

$$\Delta I^2 = \frac{1}{2} \left[\left(I_1^2 - I_2^2 \right)^2 + \left(I_2^2 - I_3^2 \right)^2 + \left(I_3^2 - I_1^2 \right)^2 \right]^{1/2}$$

On va alors tenter de minimiser ΔI^2 , les valeurs efficaces des courants étant alors définies à partir des valeurs efficaces des tensions aux bornes des charges.

On constate que ce critère conduit au même enchaînement de séquence que la commande ψ_2 , mais les limites des modes sont modifiées.

Mode n°1 : séquence A-C-A-B	$\psi_3 < 54^{\circ}91$	$\psi < 90^{\circ}$
Mode n°2 : séquence A-C-A-B-D	$54^{\circ}91 < \psi_3 < 60^{\circ}$	$90^{\circ} < \psi < 100^{\circ}7$
Mode n°3 : séquence A-C-B-D	$60^{\circ} < \psi_3 < 83^{\circ}18$	$100^{\circ}7 < \psi < 120^{\circ}$
Mode n°4 : séquence C-B-D	$83^{\circ}18 < \psi_3 < 90^{\circ}$	$120^{\circ} < \psi < 129^{\circ}90$
Mode n°5 : séquence C-D-B-D	$90^{\circ} < \psi_3 < 150^{\circ}$	$129^{\circ}90 < \psi < 210^{\circ}$

5. LOIS DE COMMANDE $\psi' = f(\psi)$

On a représenté, sur la figure 2.11, les 3 lois de commandes précédemment calculées. Celles-ci sont très proches. Elles peuvent être globalement approchées par une droite : $\psi' = 5/7 \psi$

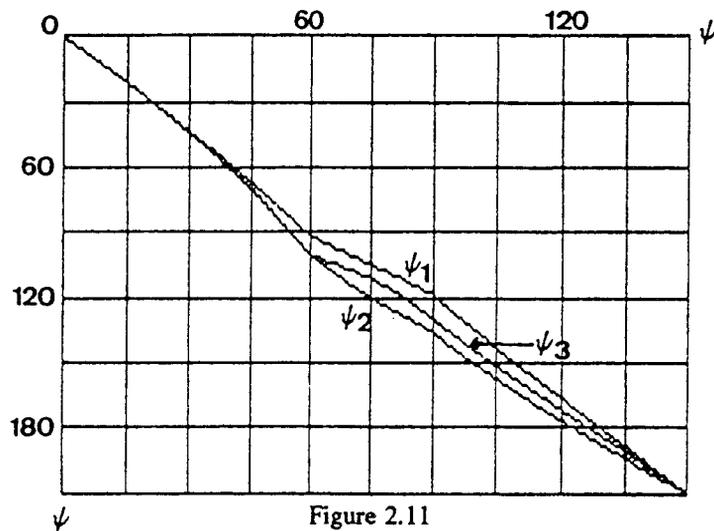


Figure 2.11

6. CARACTERISTIQUES

6.1. Valeurs efficaces des tensions aux bornes des charges connectées en étoile

Celles-ci se calculent aisément pour chacun des modes de fonctionnement du convertisseur en différenciant bien les valeurs instantanées des v_j selon la topologie du montage. Les expressions analytiques s'expriment donc en fonction des modes.

Mode n°1 :

$$V_1^2 = \frac{V^2}{\pi} \left[\pi - \psi - \frac{\psi'}{4} + \frac{\sqrt{3}}{4} + \frac{1}{8} \sin(2\psi') - \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\psi' + \frac{1}{2} \sin 2\psi \right]$$

$$V_2^2 = \frac{V^2}{\pi} \left[\pi - \psi' - \frac{\psi}{4} - \frac{\sqrt{3}}{4} + \frac{1}{8} \sin 2\psi + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\psi + \frac{1}{2} \sin 2\psi' \right]$$

$$V_3^2 = \frac{V^2}{\pi} \left[\pi - \frac{\psi + \psi'}{4} + \frac{1}{8} (\sin 2\psi' + \sin 2\psi) + \frac{\sqrt{3}}{4} (\cos 2\psi' - \cos 2\psi) \right]$$

Mode n°2 :

$$V_1^2 = \frac{V^2}{\pi} \left[\pi - \psi - \frac{\psi'}{4} + \frac{\sqrt{3}}{4} + \frac{1}{8} \sin(2\psi') - \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\psi' + \frac{1}{2} \sin 2\psi \right]$$

$$V_2^2 = \frac{V^2}{\pi} \left[\frac{11\pi}{8} - \psi - \psi' - \frac{\sqrt{3}}{4} - \frac{1}{4} \sin 2\psi + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\psi + \frac{1}{2} \sin 2\psi' \right]$$

$$V_3^2 = \frac{V^2}{\pi} \left[\frac{11\pi}{8} - \psi - \frac{\psi'}{4} - \frac{1}{4} \sin 2\psi + \frac{1}{8} \sin 2\psi' + \frac{\sqrt{3}}{4} (\cos 2\psi' - \cos 2\psi) \right]$$

Mode n°3 :

$$V_1^2 = \frac{V^2}{\pi} \left[\frac{2\pi}{3} - \psi + \frac{3\psi'}{4} + \frac{\sqrt{3}}{4} + \frac{1}{2} \sin 2\psi + \frac{3}{8} \sin 2\psi' \right]$$

$$V_2^2 = \frac{V^2}{\pi} \left[\frac{31\pi}{24} - \psi - \frac{3}{4} \psi' - \frac{1}{4} \sin 2\psi + \frac{3}{16} \sin 2\psi' + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\psi + \frac{3\sqrt{3}}{16} \cos 2\psi' \right]$$

$$V_3^2 = \frac{V^2}{\pi} \left[\frac{31\pi}{24} - \psi - \frac{\sqrt{3}}{4} - \frac{1}{4} \sin 2\psi - \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\psi + \frac{9}{16} \sin 2\psi' + \frac{3\sqrt{3}}{16} \cos 2\psi' \right]$$

Mode n°4 :

$$V_1^2 = \frac{V^2}{\pi} \left[\frac{25\pi}{24} - \psi + \frac{\sqrt{3}}{4} + \frac{1}{2} \sin 2\psi \right]$$

$$V_2^2 = \frac{V^2}{\pi} \left[\frac{31\pi}{24} - \psi - \frac{3}{4} \psi' - \frac{1}{4} \sin 2\psi + \frac{3}{16} \sin 2\psi' + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\psi + \frac{3\sqrt{3}}{16} \cos 2\psi' \right]$$

$$V_3^2 = \frac{V^2}{\pi} \left[\frac{5\pi}{3} - \psi - \frac{3\psi'}{4} - \frac{\sqrt{3}}{4} - \frac{1}{4} \sin 2\psi - \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\psi + \frac{3}{16} \sin 2\psi' + \frac{3\sqrt{3}}{16} \cos 2\psi' \right]$$

Mode n°4 :

$$V_1'^2 = \frac{V^2}{\pi} \left[\frac{3}{4} \psi' + \frac{\pi}{2} - \frac{3}{4} \psi + \frac{3}{8} \sin 2 \psi' + \frac{3}{16} \sin 2 \psi - \frac{3 \sqrt{3}}{16} \cos 2 \psi \right]$$

$$V_2'^2 = \frac{V^2}{\pi} \left[\frac{5\pi}{8} - \frac{3}{4} \psi' + \frac{3}{16} \sin 2 \psi' + \frac{3 \sqrt{3}}{16} \cos 2 \psi' \right]$$

$$V_3'^2 = \frac{V^2}{\pi} \left[\frac{9\pi}{8} - \frac{3}{4} \psi + \frac{9}{16} \sin 2 \psi' + \frac{3 \sqrt{3}}{16} \cos 2 \psi' + \frac{3}{16} \sin 2 \psi - \frac{3 \sqrt{3}}{16} \cos 2 \psi \right]$$

Mode n°5 :

$$V_1'^2 = \frac{V^2}{\pi} \left[\frac{7\pi}{8} - \frac{3}{4} \psi + \frac{3}{16} \sin 2 \psi - \frac{3 \sqrt{3}}{16} \cos 2 \psi \right]$$

$$V_2'^2 = \frac{V^2}{\pi} \left[\frac{5\pi}{8} - \frac{3}{4} \psi' + \frac{3}{16} \sin 2 \psi' + \frac{3 \sqrt{3}}{16} \cos 2 \psi' \right]$$

$$V_3'^2 = \frac{V^2}{\pi} \left[\frac{3\pi}{2} - \frac{3}{4} (\psi + \psi') + \frac{3 \sqrt{3}}{16} (\cos 2 \psi' - \cos 2 \psi) + \frac{3}{16} (\sin 2 \psi + \sin 2 \psi') \right]$$

On constate, quelle que soit la commande choisie, une suralimentation dans la phase n°3 ($\psi < 80^\circ$), mais surtout un écart moindre entre les valeurs efficaces des tensions les plus distinctes (V_3, V_2), ce qui contribue à une amélioration notable du système. Ces caractéristiques sont représentées ci-dessous :

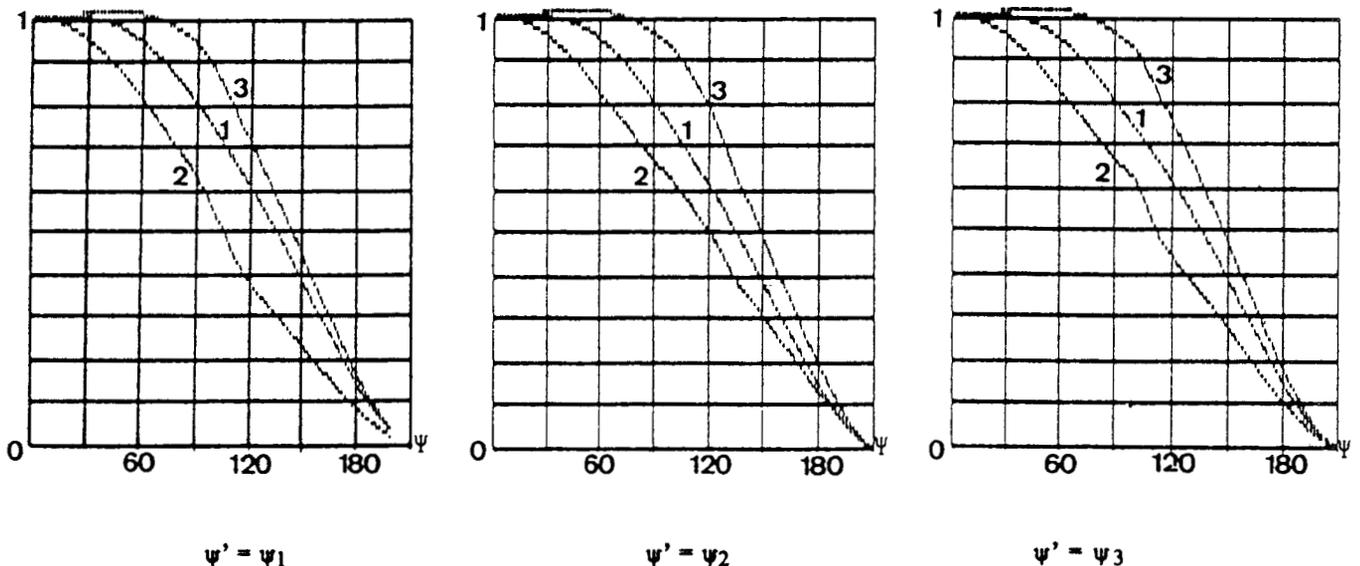


Figure 2.12

$V_1' / V(1), V_2' / V(2), V_3' / V(3)$

Ces courbes sont alors identiques à celles représentant le rapport I / I_0 caractérisant les valeurs efficaces des courants en ligne.

On constate donc globalement :

- une augmentation de I_2 / I_0
- une augmentation de I_3 / I_0 .

Les commandes utilisées n'ont pas permis le rééquilibrage complet du système, mais elles permettent l'utilisation de la phase n°2 sur toute la plage de réglage.

6.2. Puissances absorbées par les charges

On a tracé avec les nouvelles commandes, les courbes :

$$\frac{P_1}{P_0}, \frac{P_2}{P_0}, \frac{P_3}{P_0}$$

en fonction de α avec :

$$P_1 = \frac{V_1'^2}{R}, P_2 = \frac{V_2'^2}{R}, P_3 = \frac{V_3'^2}{R}, P_0 = \frac{V^2}{R}$$

$$\alpha = 100 \cdot \frac{\text{Puissance totale consommée à } \psi \text{ donné}}{\text{Puissance totale consommée à } \psi = 0}$$

soit :

$$\alpha = 100 \cdot \frac{P_1 + P_2 + P_3}{3 P_0}$$

Ces courbes nous montrent, pour une puissance débitée donnée, la répartition des puissances sur chacune des charges. On constate alors une nette amélioration du comportement du système due au rééquilibrage partiel des courants appelés par la charge.

Ce compromis conduit à une nette amélioration de la caractéristique de puissance de la charge n°2. Par contre, la charge n°3 absorbe plus de puissance que dans le cas de la commande symétrique, alors que celle absorbée dans le récepteur n°1 est "centrée" par rapport aux deux autres. De plus, comme V_3' / V peut être supérieur à 1, il faut prévoir un récepteur acceptant une tension de valeur efficace légèrement supérieure à V (1,03 V).

On ne note pas de différence notable pour les 3 types de commande présentées.

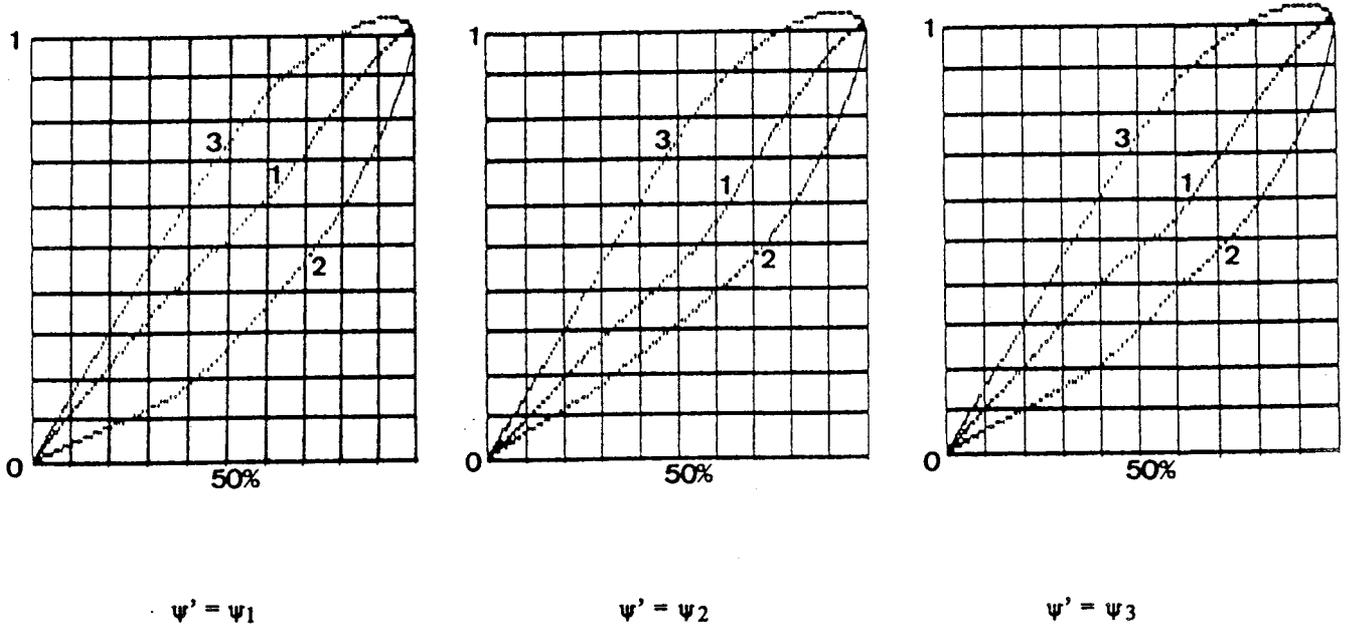


Figure 2.13
 P_1 / P_0 (1), P_2 / P_0 (2), P_3 / P_0 (3)

6.3. Harmoniques de courants en ligne

Expressions analytiques

On a :

$$A_{1h} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{v'_1}{R} \sin h(\theta - 2(i-1)\pi/3) d\theta$$

$$B_{1h} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{v'_1}{R} \cos h(\theta - 2(i-1)\pi/3) d\theta$$

et

$$I'_{1h} = \sqrt{\frac{A_{1h}^2 + B_{1h}^2}{2}}$$

Ces expressions se calculent, selon les modes, à l'aide des fonctions génériques suivantes :

$$EA 1 (\alpha, \beta) = \frac{2}{\pi} \int V \sqrt{2} \sin \theta \sin h \theta \, d\theta =$$

$$\frac{V \sqrt{2}}{\pi} \left[\frac{1}{(h-1)} (\sin (h-1) \beta - \sin (h-1) \alpha) - \frac{1}{(h+1)} (\sin (h+1) \beta - \sin (h+1) \alpha) \right]$$

$$EA 2 (\alpha, \beta) = \frac{2}{\pi} \int V \sqrt{2} \sin (\theta - 2\pi/3) \sin h (\theta - 2\pi/3) \, d\theta =$$

$$\frac{V \sqrt{2}}{\pi} \left[\frac{1}{(h-1)} (\sin (h-1) (\beta - 2\pi/3) - \sin (h-1) (\alpha - 2\pi/3)) - \frac{1}{(h+1)} (\sin (h+1) (\beta - 2\pi/3) - \sin (h+1) (\alpha - 2\pi/3)) \right]$$

$$EA 3 (\alpha, \beta) = \frac{2}{\pi} \int V \sqrt{3/2} \sin (\theta - \pi/6) \sin h \theta =$$

$$\sqrt{3/2} \cdot \frac{V}{\pi} \left[\frac{1}{(h-1)} (\sin ((h-1) \beta + \pi/6) - \sin ((h-1) \alpha + \pi/6)) - \frac{1}{(h+1)} (\sin ((h+1) \beta - \pi/6) - \sin ((h+1) \alpha - \pi/6)) \right]$$

$$EA 4 (\alpha, \beta) = \frac{2}{\pi} \int V \sqrt{3/2} \cos \theta \sin h (\theta - 2\pi/3) \, d\theta =$$

$$\sqrt{3/2} \cdot \frac{V}{\pi} \left[\frac{1}{(h+1)} (\cos ((h+1) (\beta - 2\pi/3) + 2\pi/3) - \cos ((h+1) (\alpha - 2\pi/3) + 2\pi/3)) \right.$$

$$\left. + \frac{1}{(h-1)} (\cos ((h-1) (\beta - 2\pi/3) - 2\pi/3) - \cos ((h-1) (\alpha - 2\pi/3) - 2\pi/3)) \right]$$

$$EB 1 (\alpha, \beta) = \frac{2}{\pi} \int V \sqrt{2} \sin \theta \cos h \theta \, d\theta =$$

$$- \frac{V \sqrt{2}}{\pi} \left[\frac{1}{(h+1)} (\cos (h+1) \beta - \cos (h+1) \alpha) + \frac{1}{(h-1)} (\cos (h-1) \beta - \cos (h-1) \alpha) \right]$$

$$EB 2 (\alpha, \beta) = \frac{2}{\pi} \int V \sqrt{2} \sin (\theta - 2\pi/3) \cos h (\theta - 2\pi/3) \, d\theta =$$

$$- \frac{V \sqrt{2}}{\pi} \left[\frac{1}{(h+1)} (\cos (h+1) (\beta - 2\pi/3) - \cos (h+1) (\alpha - 2\pi/3)) + \frac{1}{(h-1)} (\cos (h-1) (\beta - 2\pi/3) - \cos (h-1) (\alpha - 2\pi/3)) \right]$$

$$EB3(\alpha, \beta) = \frac{2}{\pi} \int V \sqrt{2} \sin(\theta - \pi/6) \cos h \theta d\theta =$$

$$- \frac{V}{\pi} \sqrt{3/2} \left[\frac{1}{(h+1)} \left(\cos((h+1)\beta - \pi/6) - \cos((h+1)\alpha - \pi/6) \right) + \frac{1}{(h-1)} \left(\cos((h-1)\beta - \pi/6) - \cos((h-1)\alpha - \pi/6) \right) \right]$$

$$EB4(\alpha, \beta) = \frac{2}{\pi} \int -V \sqrt{3/2} \cos \theta \cos h(\theta - 2\pi/3) d\theta =$$

$$- \frac{V}{\pi} \sqrt{3/2} \left[\frac{1}{(h+1)} \left(\sin((h+1)(\beta - 2\pi/3) + 2\pi/3) - \sin((h+1)(\alpha - 2\pi/3) + 2\pi/3) \right) \right.$$

$$\left. + \frac{1}{(h-1)} \left(\sin((h-1)(\beta - 2\pi/3) - 2\pi/3) - \sin((h-1)(\alpha - 2\pi/3) - 2\pi/3) \right) \right]$$

On a alors pour chaque mode :

Mode n°1 :

$$A_{1h} = E A_1(\psi, 2\pi/3) + E A_3(2\pi/3, \psi_2 + 2\pi/3) + E A_1(\psi_2 + 2\pi/3, \pi)$$

$$B_{1h} = E B_1(\psi, 2\pi/3) + E B_3(2\pi/3, \psi_2 + 2\pi/3) + E B_1(\psi_2 + 2\pi/3, \pi)$$

$$A_{2h} = E A_2(\psi, 2\pi/3) + E A_2(\psi_2 + 2\pi/3, \pi) + E A_4(\pi, \psi + \pi)$$

$$B_{2h} = E B_2(\psi, 2\pi/3) + E B_2(\psi_2 + 2\pi/3, \pi) + E B_4(\pi, \psi + \pi)$$

De plus, quel que soit le mode, on a :

$$A_{3h} = B_{1h} \sin(4\pi h/3) + B_{2h} \sin(2\pi h/3) - A_{1h} \cos(4\pi h/3) - A_{2h} \cos(2\pi h/3)$$

$$B_{3h} = -A_{1h} \sin(4\pi h/3) - A_{2h} \sin(2\pi h/3) - B_{1h} \cos(4\pi h/3) - B_{2h} \cos(2\pi h/3)$$

Mode n°2 :

$$A_{1h} = E A_1(\psi, 2\pi/3) + E A_3(2\pi/3, \psi_2 + 2\pi/3) + E A_1(\psi_2 + 2\pi/3, \pi)$$

$$B_{1h} = E B_1(\psi, 2\pi/3) + E B_3(2\pi/3, \psi_2 + 2\pi/3) + E B_1(\psi_2 + 2\pi/3, \pi)$$

$$A_{2h} = E A_2(\psi, 2\pi/3) + E A_2(\psi_2 + 2\pi/3, \pi) + E A_4(\pi, 3\pi/2)$$

$$B_{2h} = E B_2(\psi, 2\pi/3) + E B_2(\psi_2 + 2\pi/3, \pi) + E B_4(\pi, 3\pi/2)$$

Mode n°3 :

$$A_{1h} = E A_1(\psi, 2\pi/3) + E A_3(2\pi/3, \psi_2 + 2\pi/3)$$

$$B_{1h} = E B_1(\psi, 2\pi/3) + E B_3(2\pi/3, \psi_2 + 2\pi/3)$$

$$A_{2h} = E A_2(\psi, 2\pi/3) + E A_4(\psi_2 + 2\pi/3, 3\pi/2)$$

$$B_{2h} = E B_2(\psi, 2\pi/3) + E B_4(\psi_2 + 2\pi/3, 3\pi/2)$$

Mode n°4 :

$$A_{1h} = E A_1 (\psi, 2\pi/3) + E A_3 (2\pi/3, 7\pi/6)$$

$$B_{1h} = E B_1 (\psi, 2\pi/3) + E B_3 (2\pi/3, 7\pi/6)$$

$$A_{2h} = E A_2 (\psi, 2\pi/3) + E A_4 (\psi_2 + 2\pi/3, 3\pi/2)$$

$$B_{2h} = E B_2 (\psi, 2\pi/3) + E B_4 (\psi_2 + 2\pi/3, 3\pi/2)$$

Mode n°4' :

$$A_{1h} = E A_3 (\psi, \psi_2 + 2\pi/3)$$

$$B_{1h} = E B_3 (\psi, \psi_2 + 2\pi/3)$$

$$A_{2h} = E A_4 (\psi_2 + 2\pi/3, 3\pi/2)$$

$$B_{2h} = E B_4 (\psi_2 + 2\pi/3, 3\pi/2)$$

Mode n°5 :

$$A_{1h} = E A_3 (\psi, 7\pi/6)$$

$$B_{1h} = E B_3 (\psi, 7\pi/6)$$

$$A_{2h} = E A_4 (\psi_2 + 2\pi/3, 3\pi/2)$$

$$B_{2h} = E B_4 (\psi_2 + 2\pi/3, 3\pi/2)$$

Grâce à ces expressions, on a pu tracer les premiers harmoniques I_{4h} / I_0 des courants en ligne pour les diverses commandes étudiées (planche n°20).

On observe :

- . une faible augmentation des harmoniques 3 pour les faibles valeurs de ψ sur la phase n°1
- . une nette diminution de l'harmonique 3 dans la phase n°3, ainsi qu'une forte augmentation de l'harmonique 5.

La différence la plus marquante entre les diverses commandes doit être relevée dans les proportions des harmoniques 3 et 5 présents dans la phase n°3 : on constate avec les deux dernières commandes une atténuation plus nette de l'harmonique 3, tandis que le 5 augmente plus rapidement.

6.4. Caractéristiques de puissance du système

L'utilisation d'une commande dissymétrique entraîne un recentrage des courbes de puissance P / S_0 , $Q / 3 S_0$, $D / 3 S_0$ en fonction de ψ , avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} P = V I_{11} \cos \phi_1 + V I_{21} \cos \phi_2 + V I_{31} \cos \phi_3 \\ Q = V I_{11} \sin \phi_1 + V I_{21} \sin \phi_2 + V I_{31} \sin \phi_3 \\ D = \frac{1}{3} (D_1 + D_2 + D_3) \end{array} \right.$$

Ceux-ci se calculent aisément à l'aide des résultats précédents (figure 2.14). On reconnaît alors les mêmes allures de courbes que celles rencontrées pour le gradateur triphasé classique à 6 thyristors.

De plus, avec la commande ψ_1 , on note la symétrie des courbes P, Q, D à rapport à $\psi = 105^\circ$.

Comme pour le montage commandé symétriquement, on note une nette réduction de la consommation de puissance réactive qui a pour valeur maximale :

$$\frac{Q}{3 V I_0} = 0,3$$

La commande dissymétrique permet un réglage plus fin de la puissance fournie, car le rapport $P / 3 V I_0$ chute moins rapidement en fonction de ψ .

Ainsi, pour la commande symétrique : $P / P_0 = 0,5$ pour $\psi = 90^\circ$

Ainsi, pour la commande dissymétrique : $P / P_0 = 0,5$ pour $\psi > 105^\circ$

Ce résultat est bien entendu la conséquence de la disparition de la sous-alimentation de la seconde phase.

Globalement, on observe le déplacement dans le sens des ψ croissants de la caractéristique $Q / 3 V I_0$ du montage conjointement à l'accroissement de la dissymétrie de commande ($\psi - \psi'$). On atteint ainsi le maximum de puissance réactive pour des valeurs plus élevées de ψ avec la commande minimisant le rapport $r = I_1 / I_d$.

A ψ donné, le facteur F caractérisant le montage est plus élevé pour la commande minimisant r et on note que les valeurs de F sont toujours supérieures à celles obtenues avec la commande symétrique ($F_2 > F_3 > F_1 > F_5$).

Les performances de l'ensemble de ces commandes sont tout de même comparables et les valeurs maximales des perturbations introduites sont similaires à celles produites à l'aide de la commande symétrique. Aussi l'unique intérêt de la dissymétrisation de la commande réside bien dans la limitation du déséquilibre qui est mis en évidence par le recentrage des caractéristiques.

Il faut de plus rappeler que ces caractéristiques sont obtenues en supposant que l'on fournit de larges impulsions de commande sur les thyristors connectés à la phase 2 ($\Delta \theta > \psi - \psi' + 60^\circ$).

$$\Delta \theta_{1 \max} = 91^\circ 5 \text{ pour } \psi = 92^\circ \text{ (} I_1 \text{ minimum)}$$

$$\Delta \theta_{2 \max} = 105^\circ \text{ pour } \psi = 120^\circ \text{ (} I_1 / I_d \text{ minimum)}$$

$$\Delta \theta_{3 \max} = 100^\circ 5 \text{ pour } \psi = 101^\circ \text{ (} \Delta I^2 \text{ minimum)}$$

Ces caractéristiques peuvent être également obtenues en fournissant une impulsion de rappel sur l'un des thyristors connectés sur la seconde phase lorsqu'on amorce un thyristor de la phase n°1, de manière à permettre le réamorçage de la seconde phase pour les modes 2-3-4.

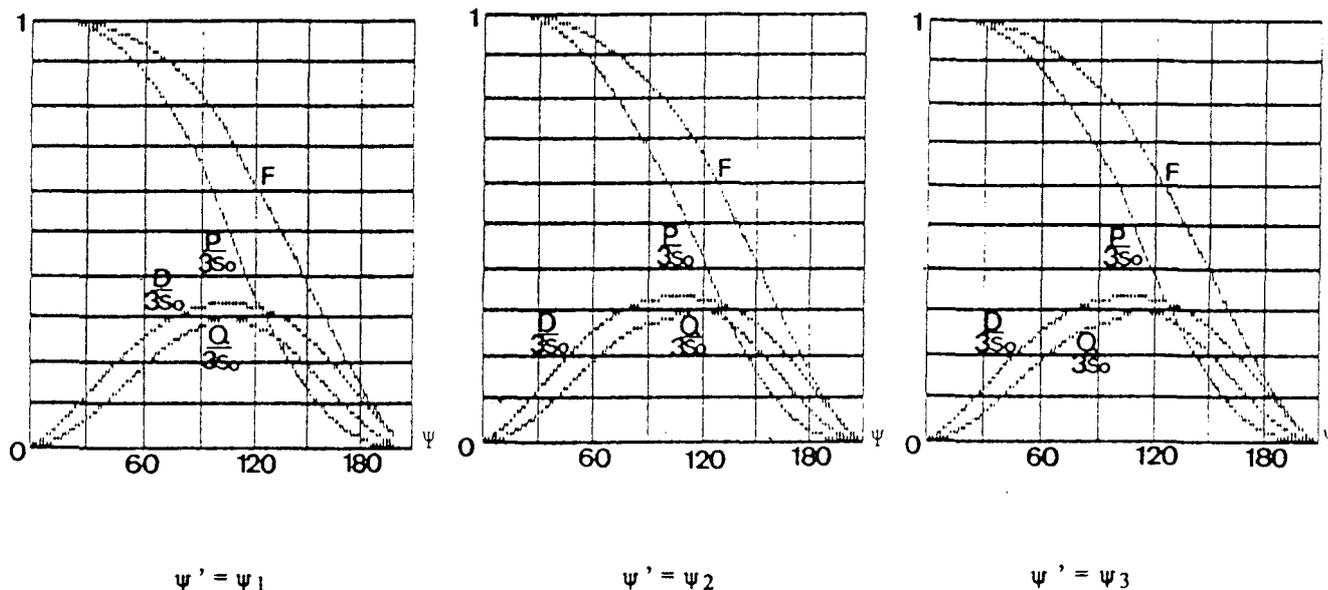


Figure 2.14

Caractéristiques énergétiques du système

7. CAS D'UNE CHARGE COUPLEE EN Δ

Le fonctionnement du montage n'est pas modifié par le passage du couplage λ en couplage Δ .

Seules les caractéristiques aux bornes du récepteur sont modifiées :

- formes d'ondes
- valeur efficace des tensions.

Ces caractéristiques (figures 2.15, 2.16) montrent, comme pour la charge couplée en λ , l'effet bénéfique de la dissymétrisation de la commande : les écarts entre U'_{21} et les deux autres tensions ont été réduits. La répartition des puissances est du même type que pour une charge couplée en λ , mais la charge connectée entre les phases 1 et 3 reste suralimentée pour $\psi < 75^\circ$.

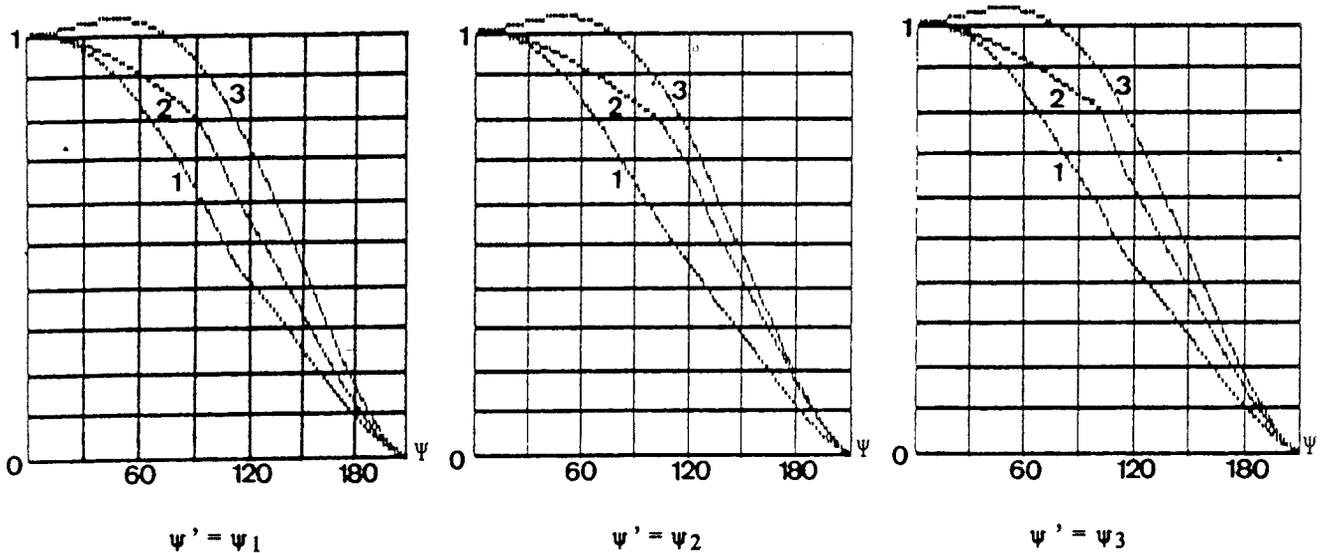


Figure 2.15
Caractéristiques $\frac{U'_{21}}{U}$ (1), $\frac{U'_{32}}{U}$ (2), $\frac{U'_{13}}{U}$ (3)

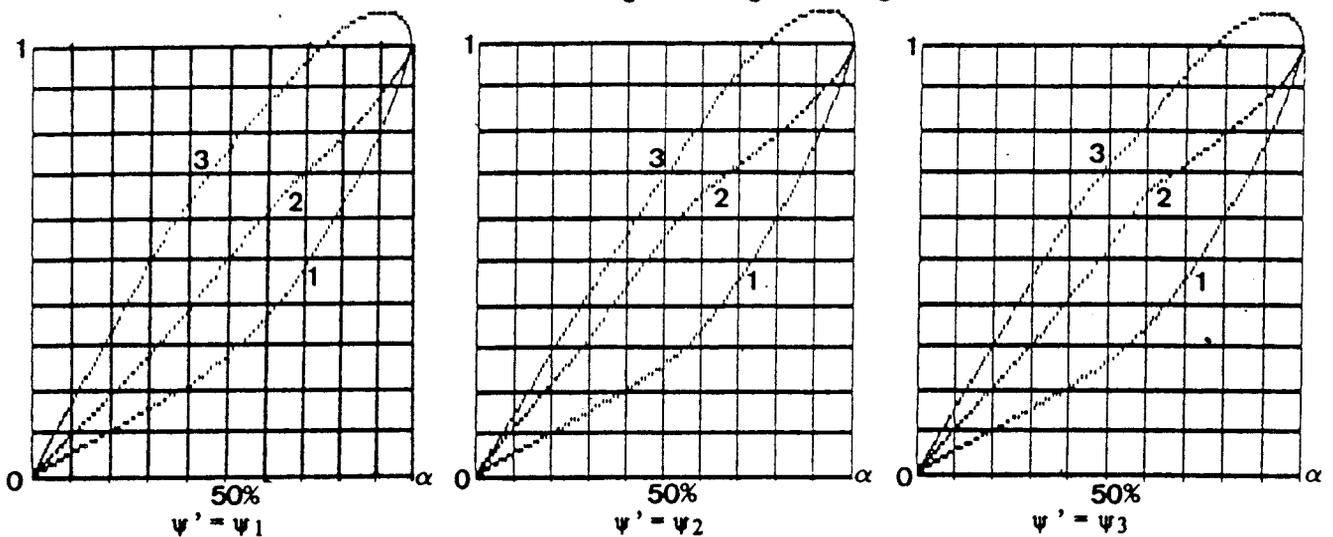


Figure 2.16
Caractéristiques $\frac{P'_{21}}{P_0}$ (1), $\frac{P'_{32}}{P_0}$ (2), $\frac{P'_{13}}{P_0}$ (3)

III - SYNTHESE

1. REDUCTION DU DESEQUILIBRE

L'analyse des caractéristiques a permis de constater la nette amélioration du système grâce à la dissymétrisation de la commande, unique procédé apportant un gain quant au niveau des performances du système puisque la modification de la charge ne présente pas d'avantages de fonctionnement. Il est donc maintenant nécessaire pour réellement juger les performances de ce convertisseur commandé dissymétriquement de le comparer avec la structure classique à 6 thyristors.

2. COMPARAISON

Pour cela, il suffit de comparer les caractéristiques précédentes à celles du gradateur classique à 6 thyristors en ligne puisqu'il constitue la structure symétrique la plus proche de notre convertisseur. On prend comme référence celle obtenue par minimisation de I_1 , puisque cette caractéristique présente un axe de symétrie semblable au gradateur à 6 thyristors.

Les deux systèmes permettent bien entendu la variation de la puissance demandée de P_{max} à 0, mais sur des plages de réglage différentes de ψ ($5\pi/6$ et $7\pi/6$).

Les différences essentielles interviennent sur les grandeurs D et Q. On note en effet une nette diminution de la puissance réactive maximale absorbée, puisque celle-ci passe de 0,42 à 0,3, donc un net avantage pour le gradateur économique. De plus, la grandeur D définie pour le gradateur économique peut être comparée à la puissance déformante D du gradateur classique. Celle-ci est légèrement plus importante avec le système à 4 thyristors, mais reste limitée compte tenu de la présence de l'ensemble des harmoniques multiples de 3.

Compte tenu de ces remarques, le facteur F défini dans cette étude est supérieur, à P/P_0 donné, au facteur de puissance du gradateur à 6 thyristors. Les caractéristiques d'harmoniques de courant ne peuvent être comparées puisque chaque phase possède sa propre caractéristique, mais on note que l'apparition des harmoniques 3 et multiples de 3, a pour conséquence la nette diminution des autres harmoniques : dans notre système, l'harmonique 3 est important, mais l'harmonique 5 est bien plus faible que pour le gradateur à 6 thyristors.

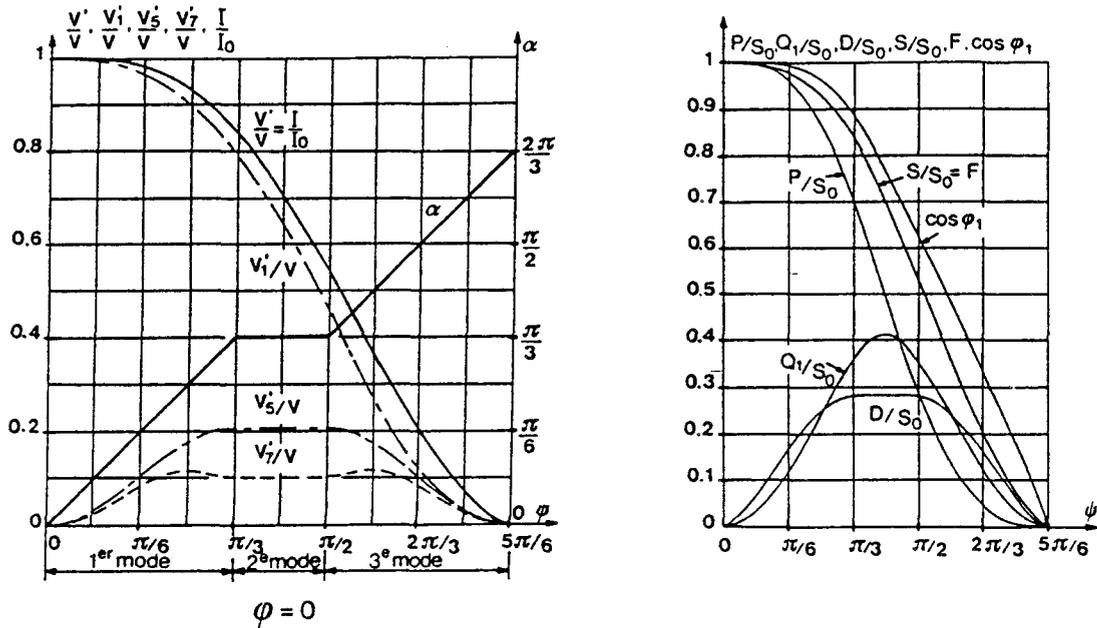


Figure 2.17

Caractéristiques du gradateur à 6 thyristors [8]

En comparant ces deux montages, on constate qu'ils ont des performances comparables vues de la source.

Le défaut principal du "gradateur économique" réside en fait dans la présence de tous les harmoniques impairs et notamment de l'harmonique 3. De plus, la charge ne doit pas être affectée par le déséquilibre introduit.

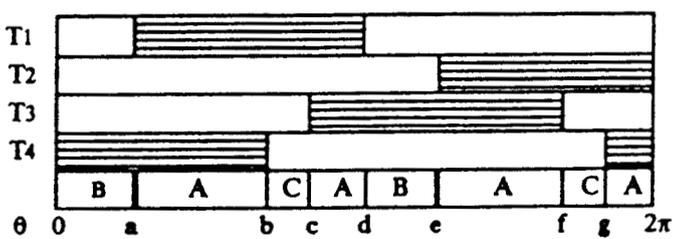
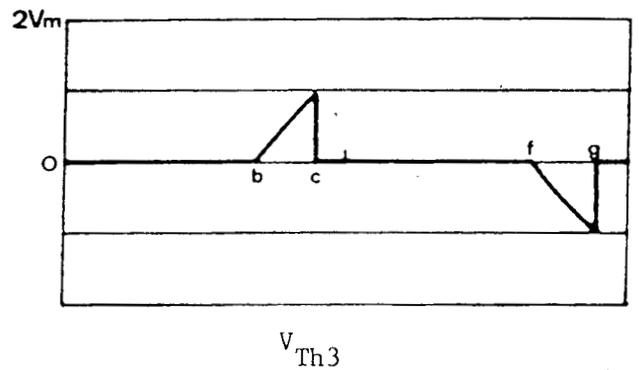
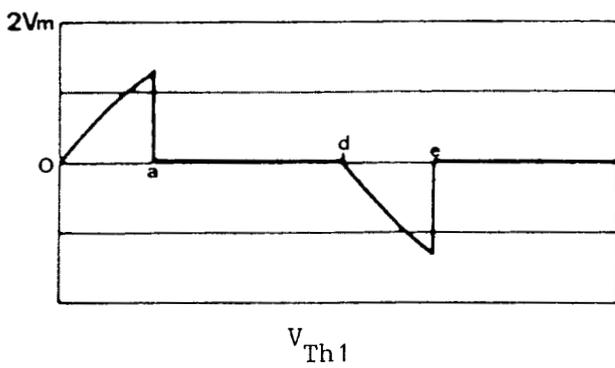
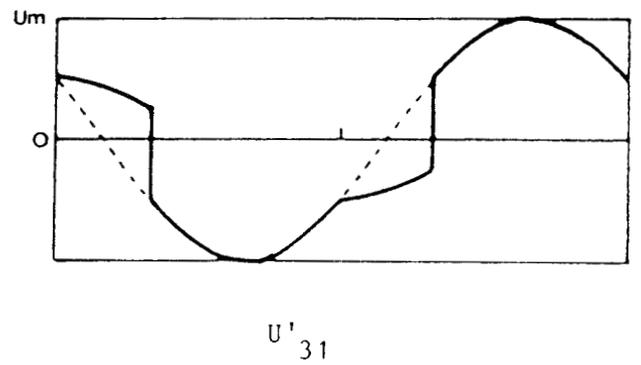
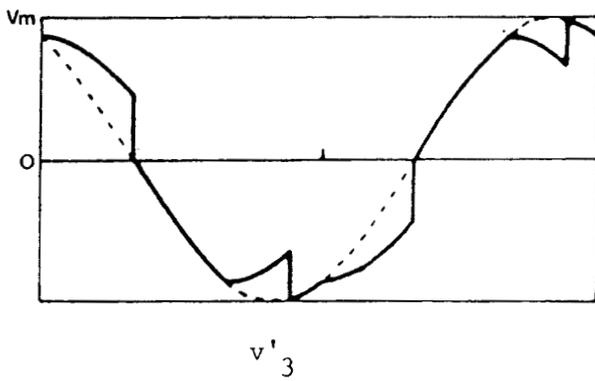
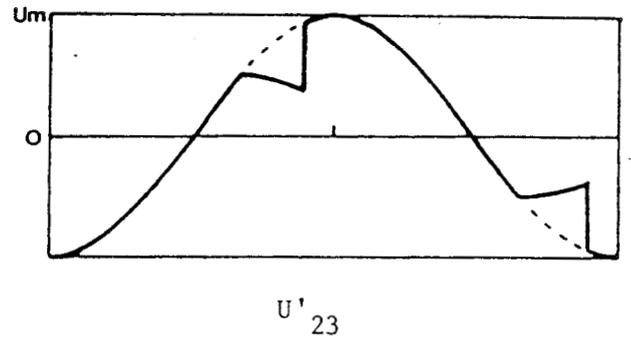
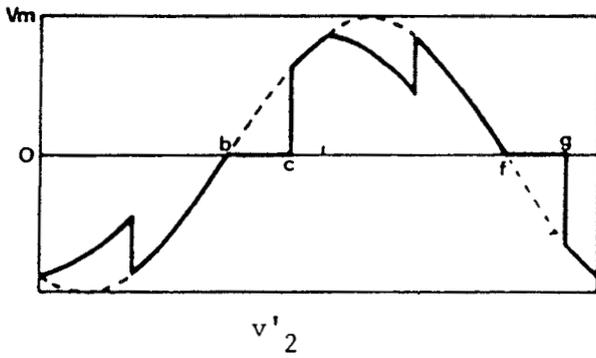
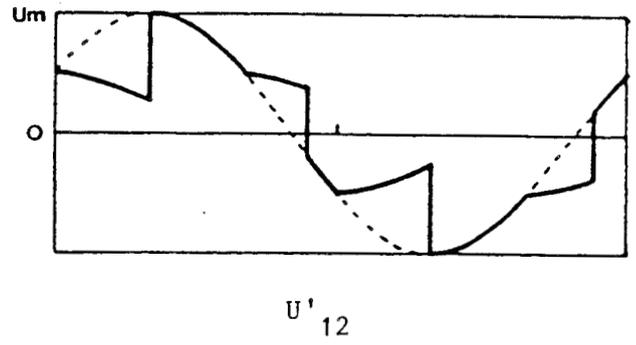
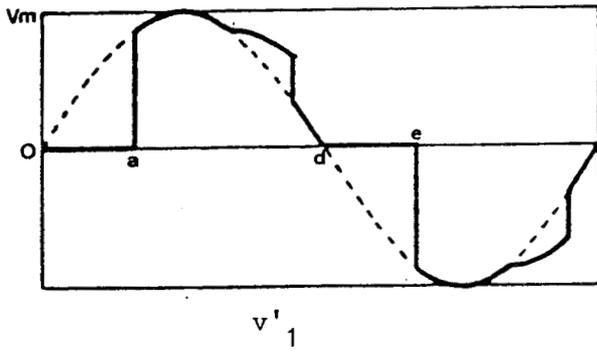
Aussi un tel convertisseur possède globalement :

un défaut :

- la présence d'un harmonique 3 important nécessitant la présence de filtres accordés importants. La présence de ces harmoniques traduit le déséquilibre du système. De plus, il existe toujours une plage de variation de ψ où un récepteur est suralimenté.

un avantage :

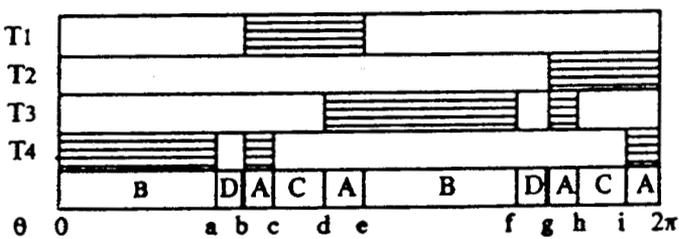
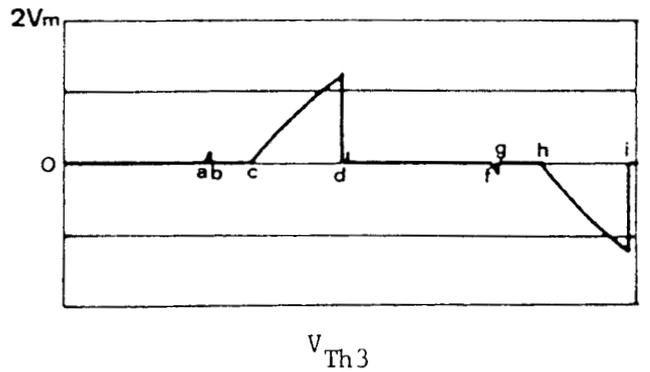
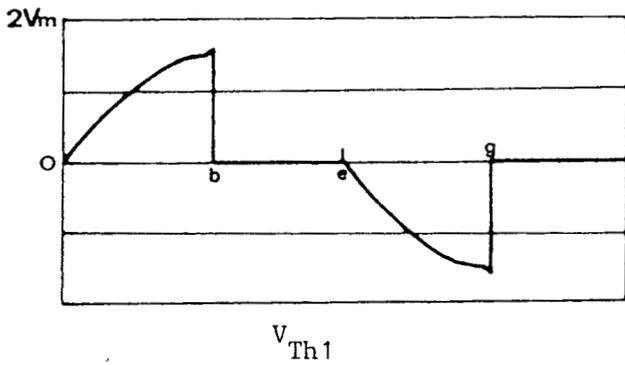
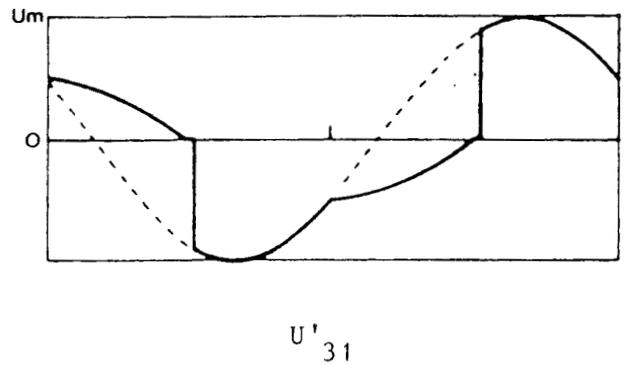
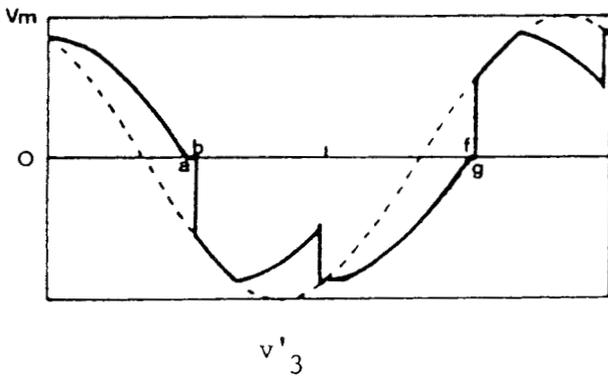
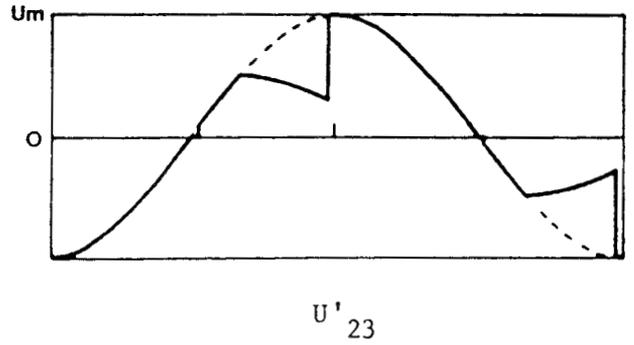
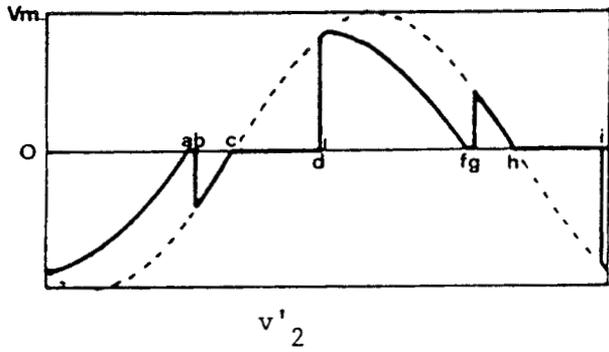
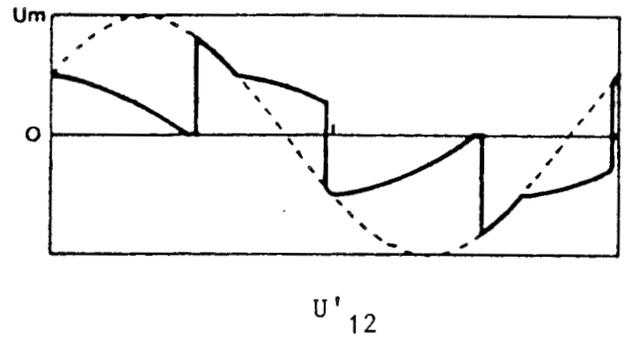
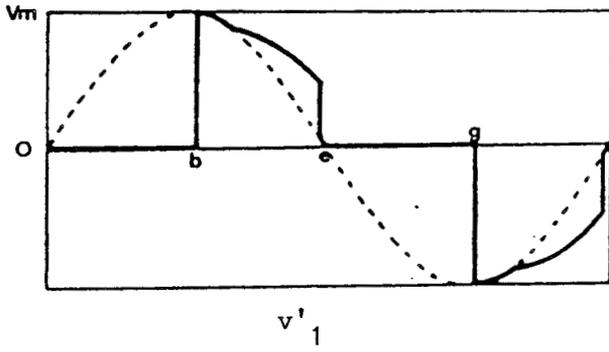
- une diminution de la puissance réactive absorbée par le système.



$a = \psi$ $e = \psi + \pi$
 $b = 2\pi/3$ $f = 5\pi/3$
 $c = \psi_1 + 2\pi/3$ $g = \psi_1 + 5\pi/3$
 $d = \pi$

Mode n°1 : Séquence A-C-A-B

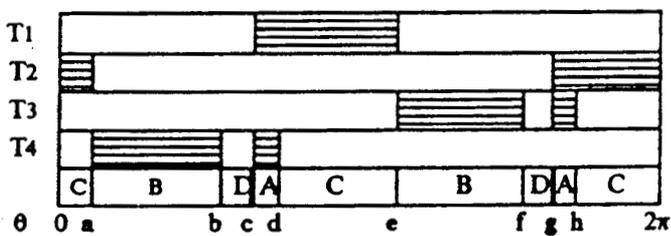
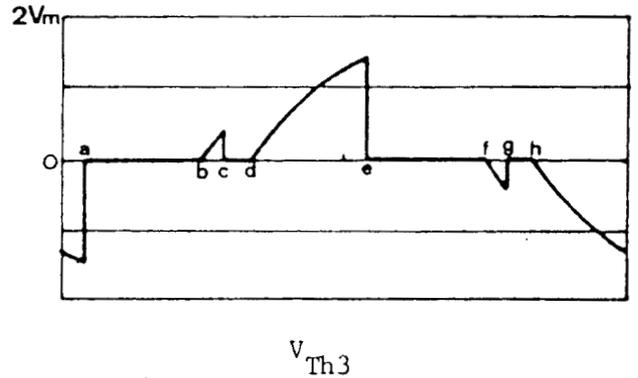
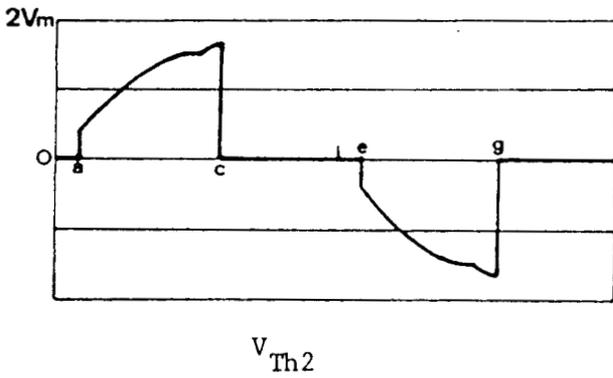
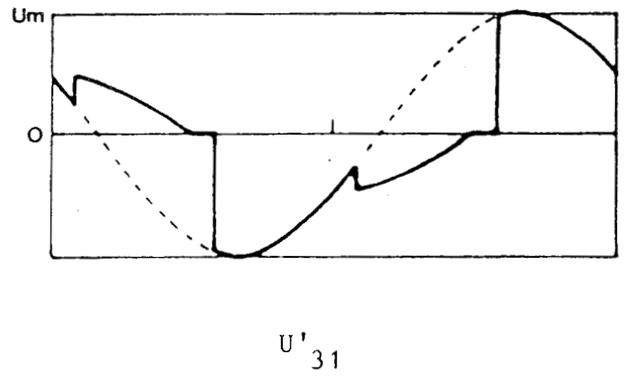
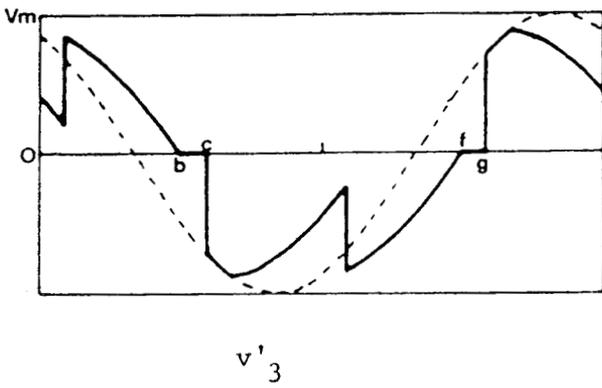
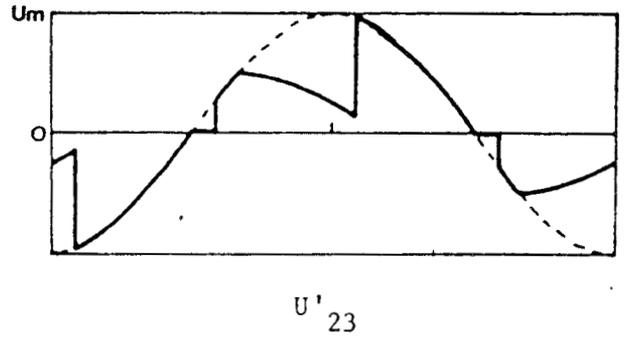
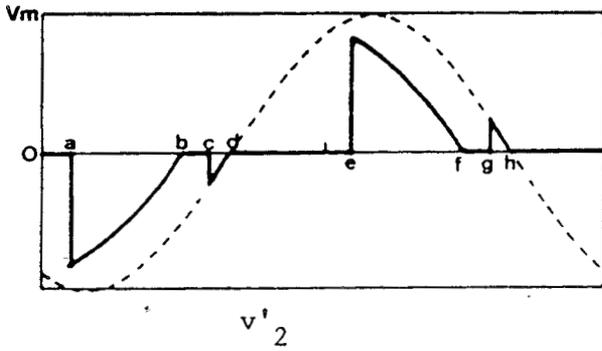
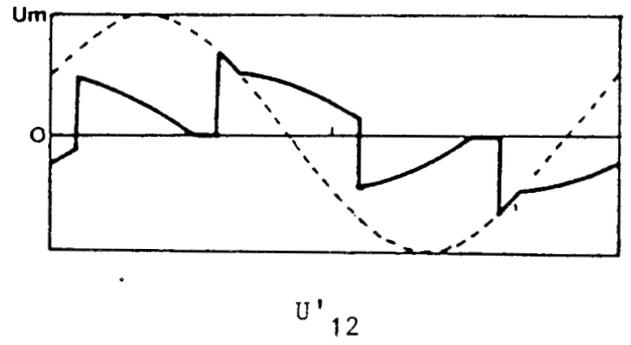
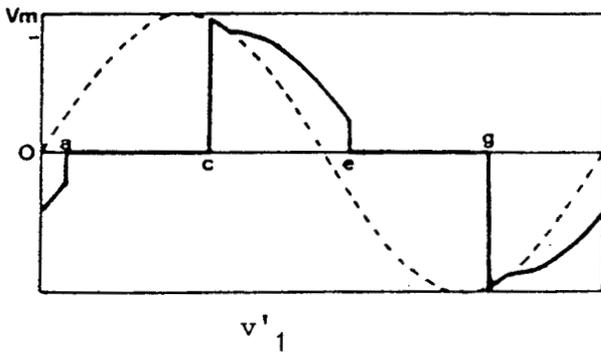
$\psi = 60^\circ$ $\psi_1 = 40^\circ$



- $a = \pi/2$
- $b = \psi$
- $c = 2\pi/3$
- $d = \psi' + 2\pi/3$
- $e = \pi$
- $f = 3\pi/2$
- $g = \psi + \pi$
- $h = 5\pi/3$
- $i = \psi' + 5\pi/3$

Mode n°4' : Séquence A-C-A-B-D

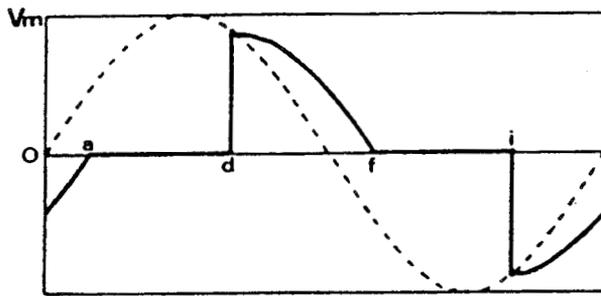
$\psi = 95^\circ \quad \psi_2 = 57^\circ 4$



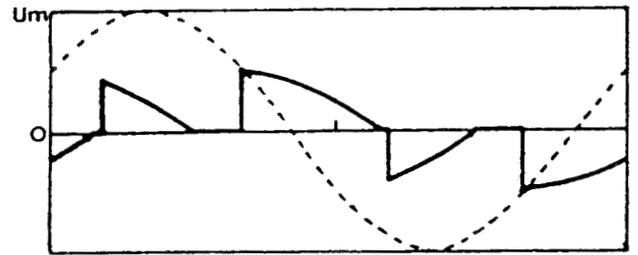
$$\begin{aligned} a &= \psi_1 - \pi/3 & e &= \psi_1 + 2\pi/3 \\ b &= \pi/2 & f &= 3\pi/2 \\ c &= \psi & g &= \psi + \pi \\ d &= 2\pi/3 & h &= 5\pi/3 \end{aligned}$$

Mode n°3 : Séquence A-C-B-D

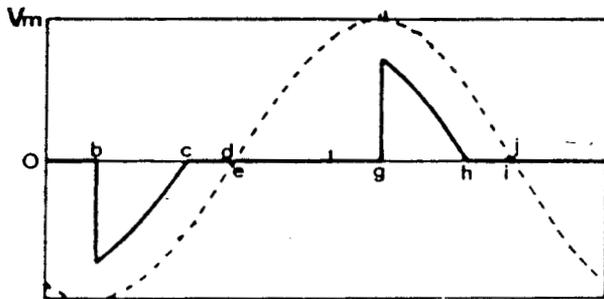
$$\psi = 105^\circ \quad \psi_1 = 75^\circ$$



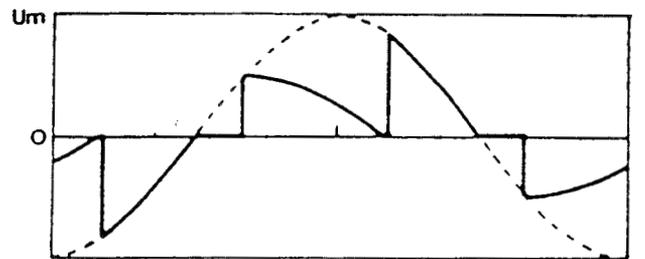
v'_1



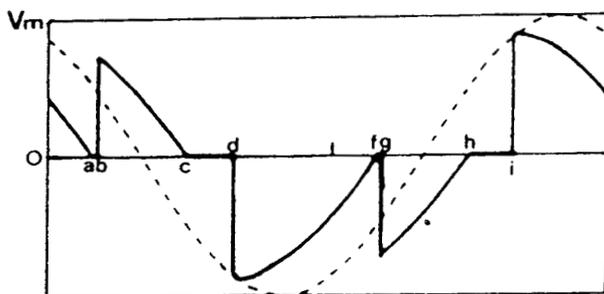
U'_{12}



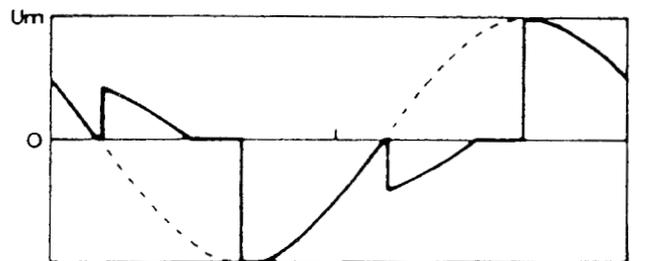
v'_2



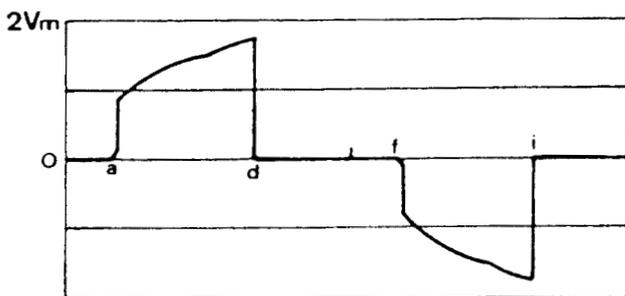
U'_{23}



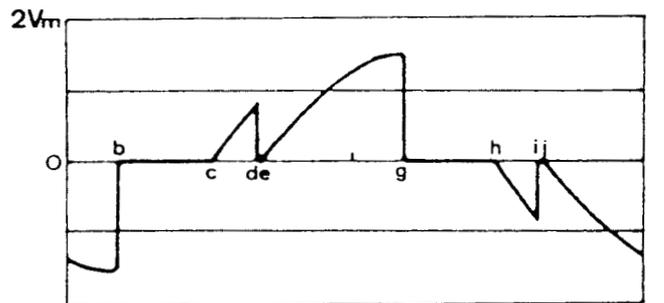
v'_3



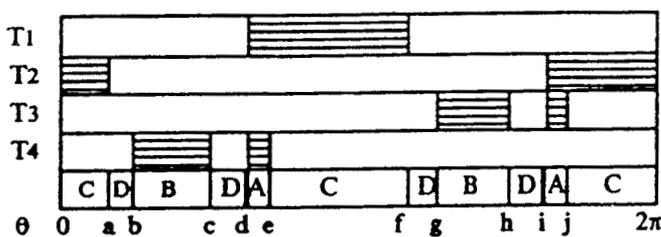
U'_{31}



V_{Th1}



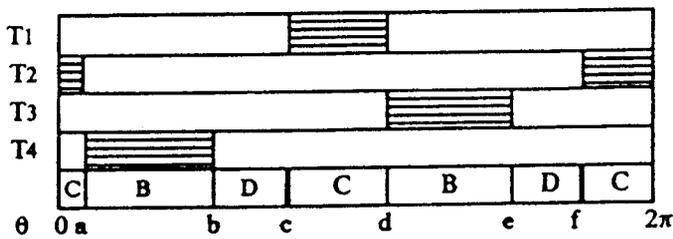
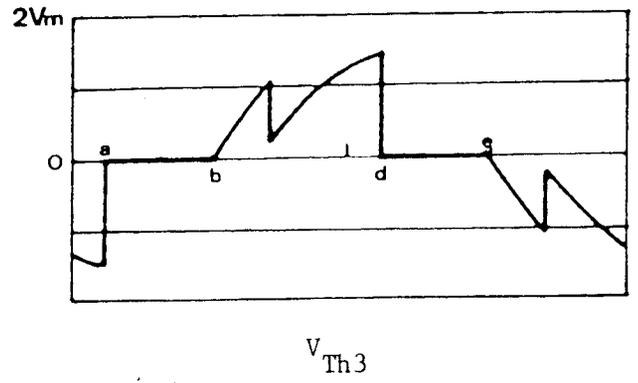
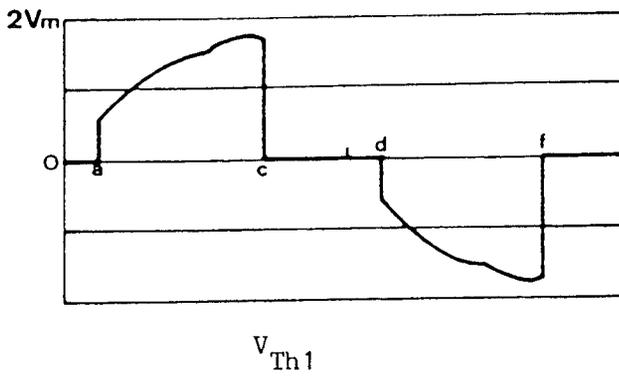
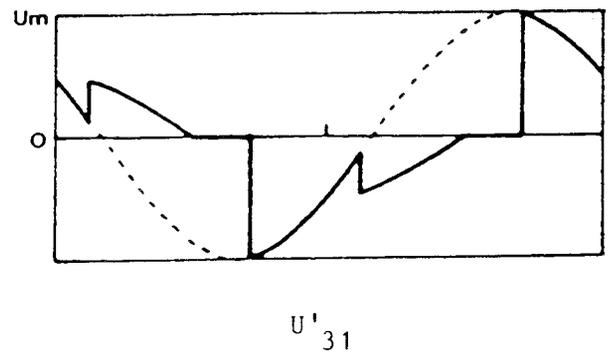
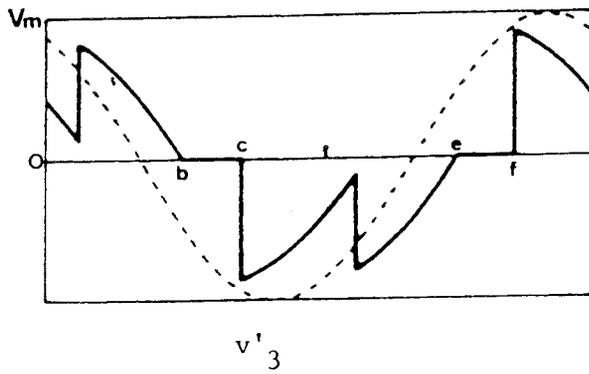
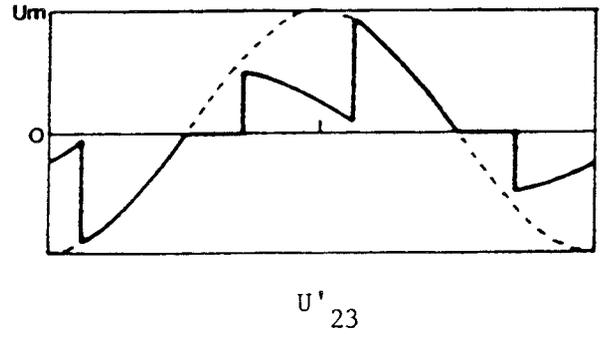
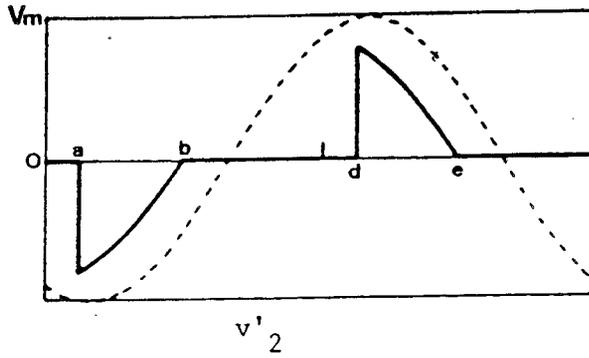
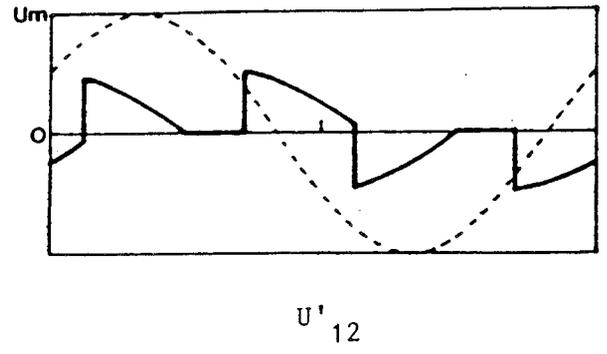
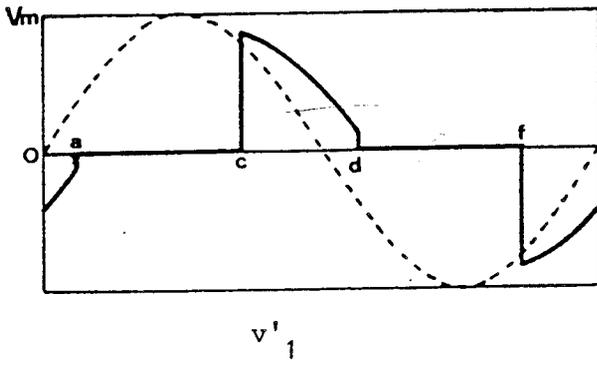
V_{Th3}



- $a = \pi/6$
- $b = \psi_1 - \pi/3$
- $c = \pi/2$
- $d = \psi$
- $e = 2\pi/3$
- $f = 7\pi/6$
- $g = \psi_1 + 2\pi/3$
- $h = 3\pi/2$
- $i = \psi + \pi$
- $j = 5\pi/3$

Mode n°4 : Séquence A-C-D-B-D

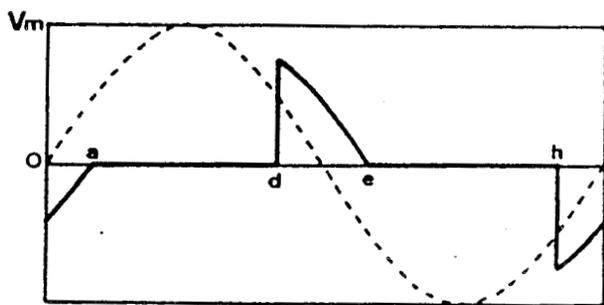
$\psi = 119^\circ$ $\psi_1 = 90^\circ$



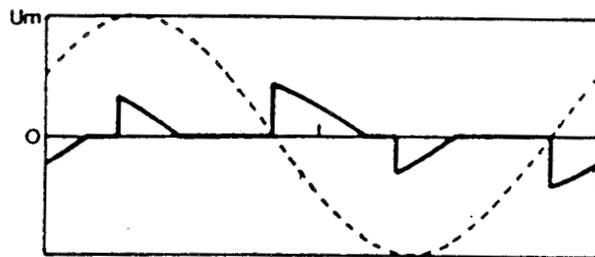
$$\begin{aligned}
 a &= \psi' - \pi/3 & d &= \psi' + 2\pi/3 \\
 b &= \pi/2 & e &= 3\pi/2 \\
 c &= \psi & f &= \psi + \pi
 \end{aligned}$$

Mode n°4' : Séquence C-B-D

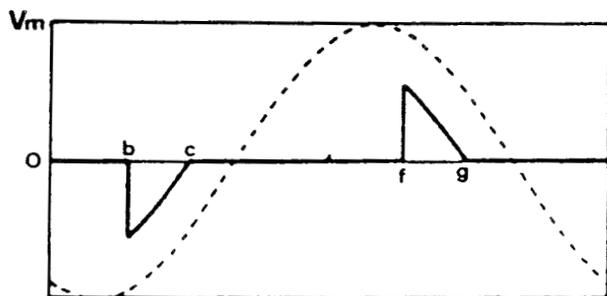
$$\psi = 125^\circ \quad \psi_2 = 90^\circ 3$$



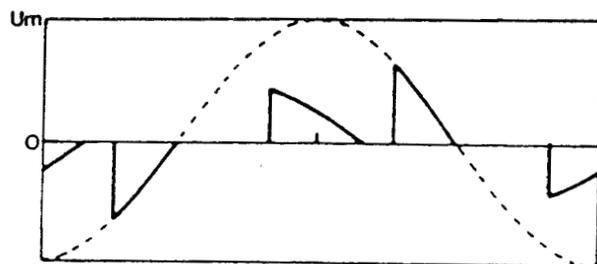
v'_1



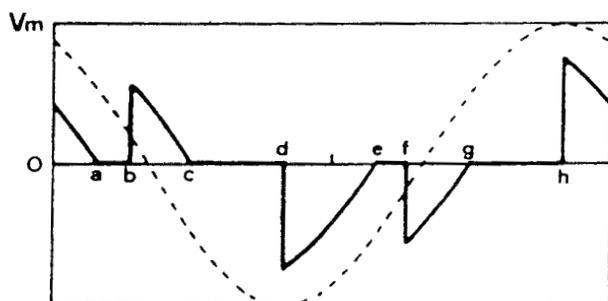
U'_{12}



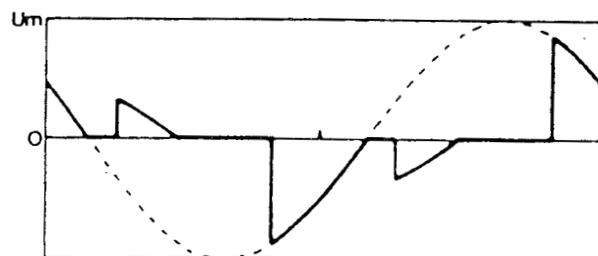
v'_2



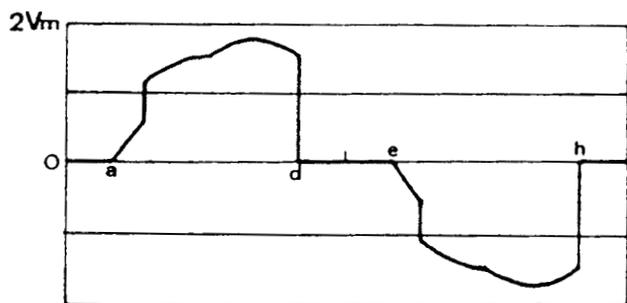
U'_{23}



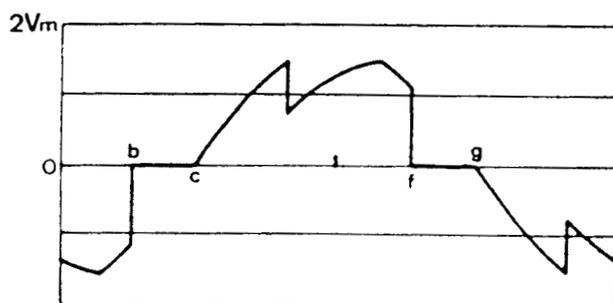
v'_3



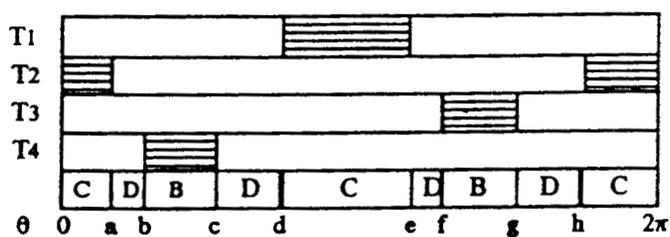
U'_{31}



V_{Th1}



V_{Th3}



- $a = \pi/6$
- $b = \psi_1 - \pi/3$
- $c = \pi/2$
- $d = \psi$
- $e = 7\pi/6$
- $f = \psi_1 + 2\pi/3$
- $g = 3\pi/2$
- $h = \psi + \pi$

Mode n°5 : Séquence C-D-B-D

$\psi = 150^\circ \quad \psi_1 = 109^\circ 3'$

CHAPITRE III

GRADATEUR ECONOMIQUE COMMANDE PAR TRAINS D'ONDES

CHAPITRE III

GRADATEUR ECONOMIQUE COMMANDE PAR TRAINS D'ONDES

Pour régler le courant fourni par une source de tension triphasée à un récepteur triphasé résistif, on peut conserver la structure présentée pour la commande par variation de l'angle de phase :

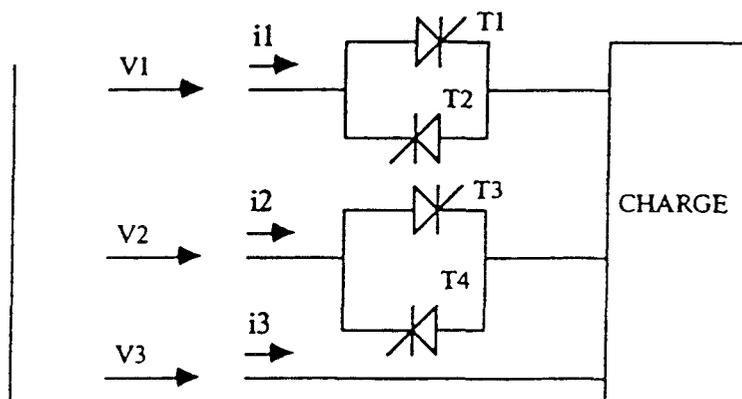


Figure 3.1

On note gradateur n°1, le bloc de thyristor T_1 et T_2 et gradateur n°2 le bloc T_3 et T_4 . Dans cette étude, on fait fonctionner les gradateurs 1 et 2 comme des interrupteurs statiques. Le courant peut toujours s'établir par l'intermédiaire de la phase n°3 qui permet le retour à la source de celui-ci.

Même avec un montage aussi simple, la commande présente certaines difficultés. L'enclenchement simultané des deux gradateurs entraîne des discontinuités du courant en ligne et le blocage se fait avec un certain décalage entre les phases, dû au déphasage entre les courants. Il faut donc adopter une commande séparée des gradateurs et définir la stratégie de commande, afin d'éviter les discontinuités de courant.

De plus, étant donné la dissymétrie du montage, on ne peut obtenir les mêmes formes d'onde décalées sur les 3 phases. On peut donc s'attendre à avoir des problèmes d'équilibrage de phase, ainsi que de composante continue sur les courants en ligne si la commande n'est pas judicieusement choisie.

On peut déjà remarquer l'impossibilité d'obtenir une égalité parfaite des valeurs efficaces des 3 tensions aux bornes de la charge (hormis en régime pleine onde), puisque la phase n°3 conduit toujours plus longtemps que l'une, au moins, des deux autres phases. Il faut donc étudier les différentes séquences de fonctionnement possible afin de réduire au mieux le déséquilibre.

On présente dans ce chapitre l'étude des 4 séquences possibles de commande des thyristors. On en déduit alors leurs caractéristiques (valeur efficace - valeur moyenne - harmoniques).

1. ANALYSE DES SEQUENCES DE FONCTIONNEMENT

On choisit de débiter chaque séquence par l'appel d'un courant positif (i_1 ou i_2), ce qui correspond à commander T_1 ou T_3 en premier.

On prend comme origine des temps l'instant qui correspond à l'annulation par valeurs croissantes de la tension v_1 . Pour éviter les discontinuités de courant, le premier gradateur est amorcé à l'instant où la tension composée adéquate est nulle : le gradateur 1 est amorcé quand $v_1 - v_3 = 0$, soit pour $\theta = \pi / 6$, le gradateur 2 est amorcé pour $v_2 - v_3 = 0$, soit $\theta = \pi / 2$.

On enclenche ensuite le second gradateur de telle manière que le courant de la phase correspondante ne subisse pas de discontinuité. Cet instant correspond au passage par zéro de la tension simple correspondante.

1.1. Cas n°1 : amorçage gradateur n°1, puis gradateur n°2 - Extinction gradateur n°1, puis gradateur n°2

Ce type de fonctionnement est représenté sur la figure n°3.2 ($N = 3, y = 2$).

On note T la période du système ($\omega_0 T = 2 N \pi$)

$y \pi$ l'angle d'extinction du gradateur n°1, y entier.

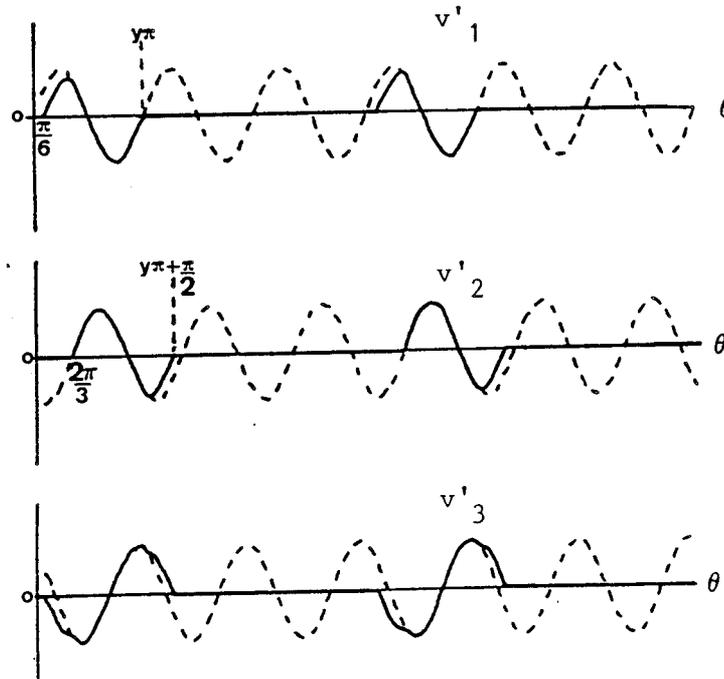


Figure 3.2

Le gradateur n°1 est passant de $\theta = \pi / 6$ à $\theta = y \pi$.

Le gradateur n°2 est passant de $\theta = 2\pi / 3$ à $\theta = y \pi + \pi / 2$.

La phase n°3 est traversée par un courant de $\theta = \pi / 6$ à $\theta = y \pi + \pi / 2$.

On a comme condition sur y : $1 \leq y \leq 2N - 1$ où y est le paramètre de réglage du système.

Au cours d'une période T , on distingue une suite de topologies :

$$\pi / 6 < \theta < 2\pi / 3, \quad v'_1 = -v'_3 = \frac{v_1 - v_3}{2} = V \sqrt{\frac{3}{2}} \sin(\theta - \pi / 6), \quad v'_2 = 0$$

$$2\pi / 3 < \theta < y \pi, \quad v'_1 = v_b, \quad v'_2 = v_2, \quad v'_3 = v_3$$

$$y \pi < \theta < y \pi + \pi / 2, \quad v'_1 = 0, \quad v'_2 = -v'_3 = \frac{v_2 - v_3}{2} = -V \sqrt{\frac{3}{2}} \cos \theta$$

$$y \pi + \pi / 2 < \theta < 2N \pi + \pi / 6, \quad v'_1 = v'_2 = v'_3 = 0$$

1.2. Cas n°2 : Amorçage gradateur n°2 puis n°1. Extinction gradateur n°2 puis gradateur n°1

Ce type de fonctionnement est représenté sur la figure n°3.3 ($N = 3, y = 2$). On note T la période du système ($T = 2N\pi$), $y\pi + 2\pi/3$ l'angle d'extinction de la phase n°2.

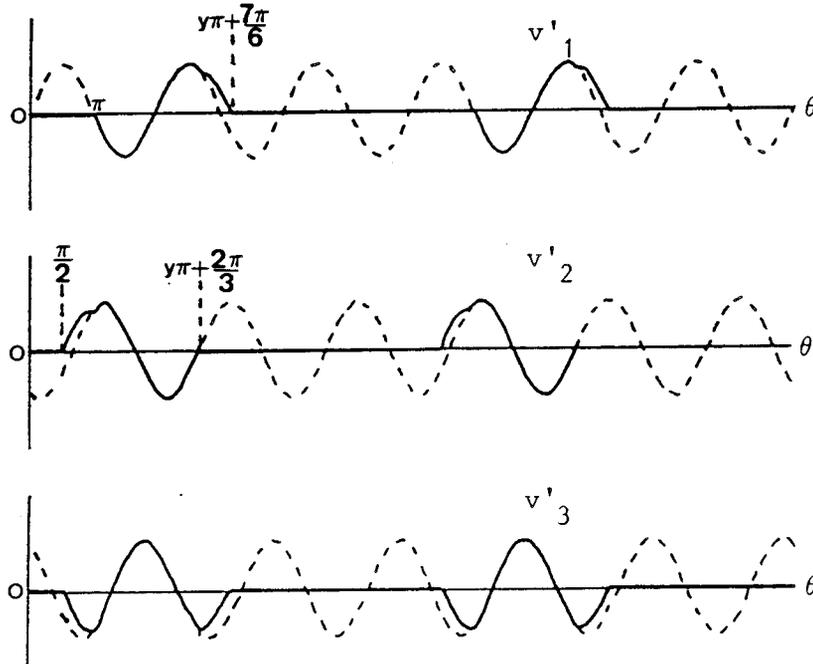


Figure 3.3

Ainsi :

le gradateur n°2 est passant de $\theta = \pi/2$ à $\theta = y\pi + 2\pi/3$

le gradateur n°1 est passant de $\theta = \pi$ à $\theta = y\pi + 7\pi/6$

la phase n°3 est traversée par un courant $\theta = \pi/2$ à $\theta = y\pi + 7\pi/6$

On a alors comme condition sur y :

$$1 \leq y \leq 2N - 1$$

Ainsi pour :

$$\pi/2 < \theta < \pi, v'_2 = -v'_3 = \frac{v_2 - v_3}{2} = -V \sqrt{3/2} \cos \theta$$

$$\pi < \theta < y\pi + 2\pi/3, v'_1 = v_b, v'_2 = v_2, v'_3 = v_3$$

$$y\pi + 2\pi/3 < \theta < y\pi + 7\pi/6, v'_1 = -v'_3 = \frac{v_1 - v_3}{2} = V \sqrt{3/2} \sin(\theta - \pi/6)$$

$$y\pi + 7\pi/6 < \theta < 2N\pi + \pi/2, v'_1 = v'_2 = v'_3 = 0$$

1.3. Cas n°3 : amorçage gradateur n°1 puis n°2. Extinction gradateur n°2, puis n°1

Ce type de fonctionnement est représenté sur la figure n°4 (N = 3, y = 2).

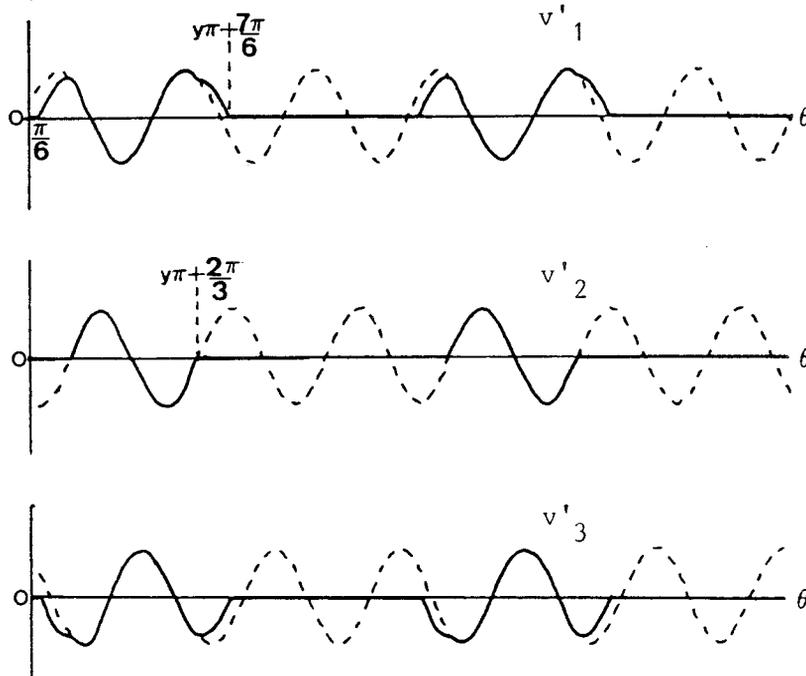


Figure 3.4

Phase n°1 : le système est passant de $\theta = \pi/6$ à $\theta = y\pi + 7\pi/6$

Phase n°2 : le système est passant de $\theta = 2\pi/3$ à $\theta = y\pi + 2\pi/3$

Phase n°3 : le système est traversé par un courant de $\theta = \pi/6$ à $\theta = y\pi + 7\pi/6$

d'où :

$$0 \leq y \leq 2N - 1$$

Ainsi pour :

$$\pi / 6 \leq \theta \leq 2\pi / 3, v'_1 = -v'_3 = \frac{v_1 - v_3}{2} = V \sqrt{3/2} \sin(\theta - \pi / 6)$$

$$2\pi / 3 \leq \theta \leq y\pi + 2\pi / 3, v'_1 = v_b, v'_2 = v_2, v'_3 = v_3$$

$$y\pi + 2\pi / 3 \leq \theta \leq y\pi + 7\pi / 6, v'_2 = 0, v'_1 = -v'_3 = \frac{v_1 - v_3}{2} = V \sqrt{3/2} \sin(\theta - \pi / 6)$$

$$y\pi + 7\pi / 6 \leq \theta \leq 2N\pi + \pi / 6, v'_1 = v'_2 = v'_3 = 0$$

1.4. Cas n°4 : Amorçage gradateur n°2 puis n°1. Extinction n°1 puis n°2

Il est représenté sur la figure n°3.5 (N = 3, y = 3).

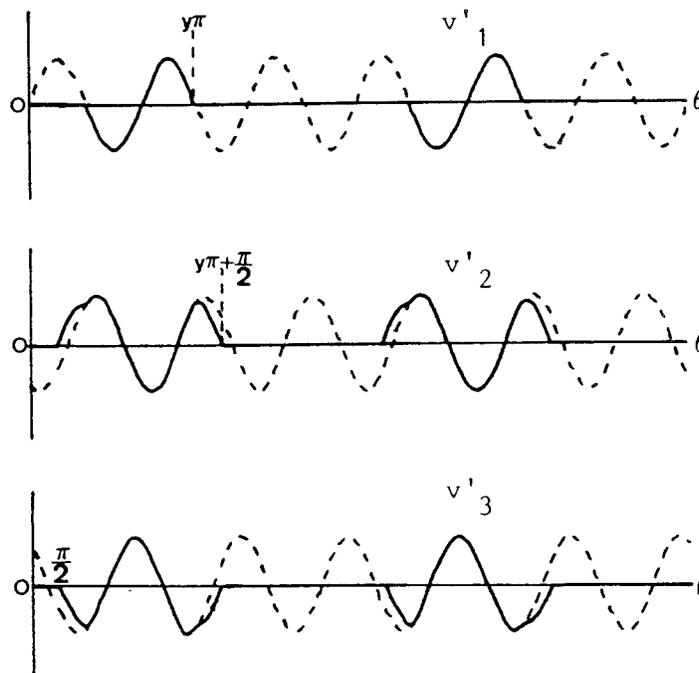


Figure 3.5

Le gradateur n°1 est passant pour $\pi < \theta < y\pi$

Le gradateur n°2 est passant pour $\pi / 2 < \theta < y\pi + \pi / 2$

La phase n°3 est traversée par un courant pour $\pi / 2 < \theta < y\pi + \pi / 2$

avec :

$$1 \leq y \leq 2N$$

$$\pi/2 \leq \theta \leq \pi, v'_1 = 0, v'_2 = -v'_3 = \frac{v_2 - v_3}{2} = -V \sqrt{\frac{3}{2}} \cos \theta$$

$$\pi \leq \theta \leq y\pi, v'_1 = v_b, v'_2 = v_2, v'_3 = v_3$$

$$y\pi \leq \theta \leq y\pi + \pi/2, v'_1 = 0, v'_2 = -v'_3 = \frac{v_2 - v_3}{2} = -V \sqrt{\frac{3}{2}} \cos \theta$$

2. CARACTERISTIQUES

Pour chacune des séquences précédemment étudiées, il est possible de déterminer les valeurs efficaces et valeurs moyennes des tensions aux bornes des 3 récepteurs, celles-ci se définissant aisément à l'aide des paramètres de réglage (y, N).

2.1. Valeurs efficaces

Pour chacun des cas étudiés, on a défini un coefficient K permettant de quantifier l'écart entre les puissances débitées dans chacun des récepteurs ($P_i = V_i'^2/R$). Ce coefficient présente l'avantage d'être indépendant du paramètre y.

$$K = \frac{\Delta V_{Max}^2}{V^2} \quad \text{où} \quad \Delta V_{Max}^2 = \text{Sup} \left(\left| V_i'^2 - V_j'^2 \right| \right)$$

	$V_1'^2$	$V_2'^2$	$V_3'^2$	K
Cas n°1	$\frac{V^2}{2 N \pi} \left[-\frac{\sqrt{3}}{4} - \frac{7 \pi}{24} + y \pi \right]$	$V_2'^2 = V_1'^2$	$\frac{V^2}{2 N \pi} \left[\frac{\pi}{12} + y \pi + \frac{\sqrt{3}}{2} \right]$	$\frac{0,4}{N}$
Cas n°2	$\frac{V^2}{2 N \pi} \left[\frac{\pi}{24} + y \pi + \frac{\sqrt{3}}{4} \right]$	$V_2'^2 = V_1'^2$	$\frac{V^2}{2 N \pi} \left[\frac{5 \pi}{12} + y \pi - \frac{\sqrt{3}}{2} \right]$	$\frac{0,02}{N}$
Cas n°3	$\frac{V^2}{2 N \pi} \left[\frac{3 \pi}{4} + y \pi \right]$	$\frac{V^2}{2 N \pi} [y \pi]$	$V_3'^2 = V_1'^2$	$\frac{0,37}{N}$
Cas n°4	$\frac{V^2}{2 N \pi} [y - 1] \pi$	$V_2'^2 = V_3'^2$	$\frac{V^2}{2 N \pi} \left[\frac{3 \pi}{4} + [y - 1] \pi \right]$	$\frac{0,37}{N}$

On constate que le coefficient K est nettement plus faible dans le cas n°2, ce qui constitue un résultat remarquable. De plus, quelle que soit la séquence utilisée, il est évident qu'en augmentant la durée du cycle, on diminue l'écart relatif entre ces grandeurs.

2.2. Valeurs moyennes des tensions aux bornes des phases du récepteur

Comme pour les valeurs efficaces, celles-ci sont différentes selon la phase considérée et la séquence choisie. Leurs valeurs dépendent de la parité du paramètre y .

		$\frac{V'_1 \text{ moyen}}{V}$	$\frac{V'_2 \text{ moyen}}{V}$	$\frac{V'_3 \text{ moyen}}{V}$
Cas n°1	y pair	$\frac{\sqrt{3} - 3}{2 N \pi \sqrt{2}} = - \frac{0,14}{N}$	$- \frac{V'_1 \text{ moyen}}{V}$	0
	y impair	$\frac{\sqrt{3} + 1}{2 N \pi \sqrt{2}} = \frac{0,31}{N}$	$\frac{V'_1 \text{ moyen}}{V}$	$- 2 \frac{V'_1 \text{ moyen}}{V}$
Cas n°2	y pair	$\frac{\sqrt{3} - 1}{2 N \pi \sqrt{2}} = \frac{0,08}{N}$	$\frac{V'_1 \text{ moyen}}{V}$	$- 2 \frac{V'_1 \text{ moyen}}{V}$
	y impair	$\frac{3 \sqrt{2} + \sqrt{6}}{4 N \pi} = \frac{0,53}{N}$	$- \frac{V'_1 \text{ moyen}}{V}$	0
Cas n°3	y pair	$\frac{\sqrt{6}}{2 N \pi} = \frac{0,39}{N}$	0	$- \frac{V'_1 \text{ moyen}}{V}$
	y impair	$- \frac{\sqrt{2}}{2 N \pi} = - \frac{0,22}{N}$	$- 2 \frac{V'_1 \text{ moyen}}{V}$	$\frac{V'_1 \text{ moyen}}{V}$
Cas n°4	y pair	$- 2 \frac{V'_2 \text{ moyen}}{V}$	$\frac{\sqrt{2}}{2 N \pi} = \frac{0,22}{N}$	$\frac{V'_2 \text{ moyen}}{V}$
	y impair	0	$\frac{\sqrt{6}}{2 N \pi} = \frac{0,39}{N}$	$- \frac{V'_2 \text{ moyen}}{V}$

Pour les fortes valeurs de N , donc pour les cycles fermeture-ouverture lents, les composantes continues deviennent très faibles. En revanche, pour les faibles valeurs de N , selon l'utilisation, il peut être nécessaire d'annuler ces composantes en adoptant une commande judicieuse.

Comme la structure commandée n'est pas symétrique (pas de thyristors sur la phase n°3), on ne peut utiliser la commande préconisée pour un gradateur à trains d'ondes à 6 thyristors en ligne : à chaque tiers de période, on décale les signaux de commande de $2 \pi / 3$ et on les applique aux thyristors de la branche suivante.

L'annulation de la composante continue peut être obtenue en utilisant simplement les propriétés de symétrie.

On commence par réaliser un train d'ondes comme l'un de ceux qui a été précédemment étudié, puis on envoie le train d'ondes symétrique par rapport à l'axe des temps du train d'ondes précédent. La nouvelle période du processus est notée T_S .

Pour $t \leq T_{S/2}$, on retrouve le même comportement que précédemment.

Pour $T_{S/2} \leq t \leq T_S$, on a un comportement symétrique (le système démarre alors sur une alternance négative avec la même séquence de fonctionnement que lors de la première demi-période). Ceci impose :

$$\omega_0 T_S = 2(2K + 1)\pi$$

2.3. Conclusion

Ces quatre cas de figures nous ont permis d'étudier les différents types de fonctionnement possibles dans le cas où le premier gradateur passant est amorcé avec un courant en ligne positif (T_1 ou T_3 conducteurs au départ). Si celui-ci est négatif, on obtient les mêmes résultats que précédemment en changeant le signe des valeurs moyennes des tensions aux bornes des phases, ce qui correspond à quatre autres cas de figures symétriques par rapport à l'axe des temps des cas étudiés précédemment.

L'étude faite montre l'influence de la durée de la période ($\omega_0 T = 2N\pi$) sur le déséquilibre et sur la composante continue.

Pour que :

$$\frac{v'_{1 \text{ moyen}}}{V} \leq 1\% \quad \text{et} \quad K < 1\%$$

il suffit que N soit supérieur à 39.

De plus, le cas n°2 permet d'obtenir un déséquilibre minimal entre les phases puisque le rapport K est de loin le plus faible parmi les quatre séquences étudiées. Le meilleur montage est celui présenté en 1.2. avec y pair.

3. DEVELOPPEMENT EN SERIE DE FOURIER DES COURANTS

La période de fonctionnement du système est $\omega_0 T = 2 N \pi$, la fréquence des courants absorbés est donc un multiple de :

$$f = \frac{f_0}{N} \quad (f_0 = 50 \text{ Hz})$$

Aussi pour $p < N$, on observe des harmoniques de fréquence inférieure à celle de la source (appelés "sous-harmoniques"). C'est seulement pour $p = N$ que l'on retrouve la fréquence f_0 du réseau.

On pose :

$$A_{ip} = \frac{1}{N \pi} \int_0^{2N\pi} \frac{v'_1}{R} \sin \frac{p}{N} \left(\theta - \frac{2(i-1)}{3} \pi \right) d\theta$$

$$B_{ip} = \frac{1}{N \pi} \int_0^{2N\pi} \frac{v'_1}{R} \cos \frac{p}{N} \left(\theta - \frac{2(i-1)}{3} \pi \right) d\theta$$

$$I_{ip} = \sqrt{\frac{A_{ip}^2 + B_{ip}^2}{2}}$$

avec :

$$I_{ip} = \sum_{p=1}^{\infty} A_{ip} \sin \frac{p}{N} \left(\theta - \frac{2(i-1)}{3} \pi \right) + B_{ip} \cos \frac{p}{N} \left(\theta - \frac{2(i-1)}{3} \pi \right)$$

On a calculé pour les quatre cas étudiés précédemment, les harmoniques des courants dans les trois phases.

a) Cas n°1

Phase n°1 :

$$A_{ip} = \frac{V}{R 2 N \pi \left(1 - \left(\frac{p}{N} \right)^2 \right)} \left[\sqrt{6} \sin \frac{p \pi}{6 N} - \sqrt{2} \sin \frac{2 \pi p}{3 N} - 2 \sqrt{2} \cos(y \pi) \sin \left(\frac{p y \pi}{N} \right) \right]$$

$$B_{ip} = \frac{V}{R 2 N \pi \left(1 - \left(\frac{p}{N} \right)^2 \right)} \left[\sqrt{6} \cos \frac{p \pi}{6 N} - \sqrt{2} \cos \frac{2 \pi p}{3 N} - 2 \sqrt{2} \cos(y \pi) \cos \left(\frac{p y \pi}{N} \right) \right]$$

Pour le "fondamental" $p = N$, on obtient :

$$A_{1N} = \frac{V}{R 2 N \pi} \left[\frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} \left(\frac{\sqrt{3}\pi}{2} + 1 \right) + \sqrt{2} \left(y\pi - \frac{2\pi}{3} - \frac{\sqrt{3}}{4} \right) \right]$$

$$B_{1N} = \frac{V}{R 2 N \pi} \left[\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \left(-\frac{\pi}{4} + \frac{\sqrt{3}}{2} \right) - \frac{3\sqrt{2}}{4} \right]$$

On note également la présence d'une composante continue I_{10} .

$$I_{10} = \frac{V}{R 2 N \pi} \left[\frac{\sqrt{3}-1}{\sqrt{2}} - \sqrt{2} (-1)^y \right]$$

Phase n°2 :

$$A_{2p} = \frac{V}{R 2 N \pi \left(1 - \left(\frac{p}{N} \right)^2 \right)} \left[-2\sqrt{2} \sin \frac{p}{N} \left(y\pi - \frac{2\pi}{3} \right) \cos \left(y\pi - \frac{2\pi}{3} \right) + \sqrt{6} \sin \frac{p}{N} \left(y\pi - \frac{\pi}{6} \right) \cos(y\pi) \right]$$

$$B_{2p} = \frac{V}{R 2 N \pi \left(1 - \left(\frac{p}{N} \right)^2 \right)} \left[2\sqrt{2} - 2\sqrt{2} \cos \left(y\pi - \frac{2\pi}{3} \right) \cos \frac{p}{N} \left(y\pi - \frac{2\pi}{3} \right) - \sqrt{6} \cos \frac{p}{N} \left(y\pi - \frac{\pi}{6} \right) \cos(y\pi) \right]$$

$$A_{2N} = \frac{V}{R 2 N \pi} \left[\sqrt{2} \left(y\pi - \frac{2\pi}{3} - \frac{\sqrt{3}}{4} \right) + \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} \left(1 + \frac{\pi\sqrt{3}}{2} \right) \right]$$

$$B_{2N} = \frac{V}{R 2 N \pi} \left[\frac{3\sqrt{2}}{4} - \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} \left(\sqrt{3} - \frac{\pi}{2} \right) \right]$$

Composante continue :

$$I_{20} = \frac{V}{R 2 N \pi} \left[(-1)^y \left(\frac{\sqrt{2}}{2} - \sqrt{\frac{3}{2}} \right) + \sqrt{2} \right]$$

Phase n°3 :

Quel que soit p , on a toujours les relations :

$$A_{3p} = B_{1p} \sin \frac{4p\pi}{3N} + B_{2p} \sin \frac{2p\pi}{3N} - A_{1p} \cos \frac{4p\pi}{3N} - A_{2p} \cos \frac{2p\pi}{3N}$$

$$B_{3p} = -A_{1p} \sin \frac{4p\pi}{3N} - A_{2p} \sin \frac{2p\pi}{3N} - B_{1p} \cos \frac{4p\pi}{3N} - B_{2p} \cos \frac{2p\pi}{3N}$$

$$I_{30} = -I_{10} - I_{20}$$

b) Cas n°2

Phase n°1 :

$$A_{1p} = \frac{V}{R 2 N \pi \left(1 - \left(\frac{P}{N}\right)^2\right)} \left[-2 \sqrt{2} \sin \frac{p \pi}{N} - 2 \sqrt{2} \cos \left(y \pi + \frac{2\pi}{3}\right) \sin \frac{p}{N} \left(y \pi + \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{6} \cos(y \pi) \sin \frac{p}{N} \left(y \pi + \frac{7\pi}{6}\right) \right]$$

$$B_{1p} = \frac{V}{R 2 N \pi \left(1 - \left(\frac{P}{N}\right)^2\right)} \left[-2 \sqrt{2} \cos \frac{p \pi}{N} - 2 \sqrt{2} \cos \left(y \pi + \frac{2\pi}{3}\right) \cos \frac{p}{N} \left(y \pi + \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{6} \cos(y \pi) \cos \frac{p}{N} \left(y \pi + \frac{7\pi}{6}\right) \right]$$

$$A_{1N} = \frac{V}{R 2 N \pi} \left[\left(y \pi - \frac{\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{4}\right) \sqrt{2} + \frac{\sqrt{3}}{2 \sqrt{2}} \left(\frac{\sqrt{3} \pi}{2} - 1\right) \right]$$

$$B_{1N} = \frac{V}{R 2 N \pi} \left[\frac{3 \sqrt{2}}{4} + \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \left(-\frac{\pi}{4} - \frac{\sqrt{3}}{2}\right) \right]$$

$$I_{10} = \frac{V}{R 2 N \pi} \cdot (-1)^{y+1} \left[\sqrt{2} \left(\frac{1}{2} - (-1)^y\right) + \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \right]$$

Phase n° 2 :

$$A_{2p} = \frac{V}{R 2 N \pi \left(1 - \left(\frac{p}{N}\right)^2\right)} \left[\sqrt{2} \sin \frac{p \pi}{6 N} - 2 \sqrt{2} \cos(y \pi) \sin \left(\frac{p}{N} y \pi\right) - \sqrt{6} \sin \left(\frac{p \pi}{6 N}\right) \right]$$

$$B_{2p} = \frac{V}{R 2 N \pi \left(1 - \left(\frac{p}{N}\right)^2\right)} \left[\sqrt{2} \cos \frac{p \pi}{6 N} - 2 \sqrt{2} \cos(y \pi) \cos \left(\frac{p}{N} y \pi\right) + \sqrt{6} \cos \left(\frac{p \pi}{6 N}\right) \right]$$

$$A_{2N} = \frac{V}{R 2 N \pi} \left[\sqrt{2} \left(y \pi - \frac{\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{4}\right) - \sqrt{3/2} \left(\frac{1}{2} - \frac{\pi \sqrt{3}}{4}\right) \right]$$

$$B_{2N} = \frac{V}{R 2 N \pi} \left[-\frac{3 \sqrt{2}}{4} + \sqrt{3/2} \left(\frac{\pi}{4} + \frac{\sqrt{3}}{2}\right) \right]$$

$$I_{20} = \frac{V}{R 2 N \pi} \left[\sqrt{2} \left(\frac{1}{2} - (-1)^y\right) + \sqrt{3/2} \right]$$

c) Cas n°3

Phase n°1 :

$$A_p = \frac{V}{R 2 N \pi \left(1 - \left(\frac{p}{N}\right)^2\right)} \left[\sqrt{6} \sin \frac{p \pi}{6 N} + \sqrt{6} \cos(y \pi) \sin \frac{p}{N} \left(y \pi + \frac{7\pi}{6}\right) - \sqrt{2} \sin \frac{2 \pi p}{3 N} - 2 \sqrt{2} \cos \left(y \pi + \frac{2\pi}{3}\right) \sin \frac{p}{N} \left(y \pi + \frac{2\pi}{3}\right) \right]$$

$$B_{1p} = \frac{V}{R 2 N \pi \left(1 - \left(\frac{p}{N}\right)^2\right)} \left[\sqrt{6} \cos \frac{p \pi}{6 N} + \sqrt{6} \cos(y \pi) \cos \frac{p}{N} \left(y \pi + \frac{7\pi}{6}\right) - \sqrt{2} \cos \frac{2 \pi p}{3 N} - 2 \sqrt{2} \cos \left(y \pi + \frac{2\pi}{3}\right) \cos \frac{p}{N} \left(y \pi + \frac{2\pi}{3}\right) \right]$$

$$A_{1N} = \frac{V}{R 2 N \pi} \left[\sqrt{2} y \pi + \frac{3\pi}{2 \sqrt{2}} \right]$$

$$B_{1N} = -\frac{V}{R 2 N \pi} \left[\frac{\pi \sqrt{3}}{2 \sqrt{2}} \right]$$

$$I_{10} = \frac{V}{R 2 N \pi} \left[\sqrt{\frac{3}{2}} (1 + (-1)^y) + \frac{\sqrt{2}}{2} (-1 + (-1)^y) \right]$$

Phase n°2:

$$A_{2p} = \frac{V \sqrt{2}}{R 2 N \pi \left(1 - \left(\frac{p}{N} \right)^2 \right)} \left[-2 \cos(y \pi) \sin \left(\frac{p}{N} y \pi \right) \right]$$

$$B_{2p} = \frac{V \sqrt{2}}{R 2 N \pi \left(1 - \left(\frac{p}{N} \right)^2 \right)} \left[2 - 2 \cos(y \pi) \cos \left(\frac{p}{N} y \pi \right) \right]$$

$$A_{2N} = \frac{V \sqrt{2}}{R 2 N \pi} y \pi$$

$$B_{2N} = 0$$

$$I_{20} = \frac{V \sqrt{2}}{R 2 N \pi} \left[1 - (-1)^y \right]$$

d) Cas n°4

Phase n°1:

$$A_{1p} = \frac{V \sqrt{2}}{R 2 N \pi \left(1 - \left(\frac{p}{N} \right)^2 \right)} \left[-2 \sin \frac{p \pi}{N} - 2 \cos(y \pi) \sin \left(\frac{p}{N} y \pi \right) \right]$$

$$B_{1p} = \frac{V \sqrt{2}}{R 2 N \pi \left(1 - \left(\frac{p}{N} \right)^2 \right)} \left[-2 \cos \frac{p \pi}{N} - 2 \cos(y \pi) \cos \left(\frac{p}{N} y \pi \right) \right]$$

$$A_{1N} = \frac{V \sqrt{2}}{R 2 N \pi} (y - 1) \pi$$

$$B_{1N} = 0$$

$$I_{10} = \frac{V \sqrt{2}}{R 2 N \pi} (1 - (-1)^y)$$

Phase n°2 :

$$A_{2p} = \frac{V}{R 2N\pi \left(1 - \left(\frac{p}{N}\right)^2\right)} \left[-\sqrt{6} \sin \frac{p\pi}{6N} - \sqrt{6} \cos(y\pi) \sin \frac{p}{N} \left| y\pi - \frac{\pi}{6} \right| - 2\sqrt{2} \cos\left(y\pi - \frac{2\pi}{3}\right) \sin \frac{p}{N} \left| y\pi - \frac{2\pi}{3} \right| + \sqrt{2} \sin\left(\frac{p\pi}{3N}\right) \right]$$

$$B_{2p} = \frac{V}{R 2N\pi \left(1 - \left(\frac{p}{N}\right)^2\right)} \left[\sqrt{6} \cos \frac{p\pi}{6N} - \sqrt{6} \cos(y\pi) \cos \frac{p}{N} \left| y\pi - \frac{\pi}{6} \right| - 2\sqrt{2} \cos\left(y\pi - \frac{2\pi}{3}\right) \cos \frac{p}{N} \left| y\pi - \frac{2\pi}{3} \right| + \sqrt{2} \cos\left(\frac{p\pi}{3N}\right) \right]$$

$$A_{2N} = \frac{V}{R 2N\pi} \left[\frac{3\pi}{2\sqrt{2}} + \sqrt{2}(y-1)\pi \right]$$

$$B_{2N} = \frac{V}{R 2N\pi} \left[\frac{\pi\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} \right]$$

$$I_{20} = \frac{V}{R 2N\pi} \left[-\sqrt{\frac{3}{2}} \left(1 - (-1)^y\right) + \frac{\sqrt{2}}{2} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2}(-1)^y\right) \right]$$

4. RESULTATS

On a tracé, pour $N = 5$, en fonction de y , les valeurs des grandeurs réduites (V_i / V) pour les cas n°1 et n°2. On observe bien dans le cas n°2 un déséquilibre faible alors qu'on constate pour les autres cas une nette différence entre ces grandeurs. Aussi l'utilisation de la séquence décrite dans le cas n°2 conduit à de meilleurs résultats quant à l'équilibrage du système (planche n°21).

On a également tracé pour $N = 5$ (planche n°22) le spectre des harmoniques ($f_0 / N < f_p < 2 f_0$) pour diverses valeurs de y pour un type de séquence (cas n°1). Pour les cas n°1, n°2, les valeurs efficaces des tensions des phases 1 et 2 sont identiques et leur développement en série de Fourier donne des modules d'harmoniques identiques. Dans le cas n°3, ce sont les phases 1 et 3 qui conduisent au même spectre harmonique et dans le cas n°4 les phases 2 et 3. Les fréquences des harmoniques sont des multiples de 10 Hz. On note une relative symétrie entre les sous-harmoniques ($p < N$) et les harmoniques ($p > N$) dans la majorité des cas.

De plus, lorsqu'on augmente N , le spectre tend à devenir semblable dans chacune des phases, puisque la dissymétrie relative du système disparaît. Ces spectres ont été tracés pour $N = 51$ et $N = 101$ (planches n°23-24).

On remarque la concentration des harmoniques les plus importants pour les fréquences encadrant le fondamental. C'est l'augmentation de N qui provoque ce phénomène :

- resserrement des raies du spectre
- diminution des amplitudes des harmoniques
- concentration des principaux harmoniques autour de la fréquence 50 Hz.

5. SYNTHÈSE : COMPARAISON AVEC LE GRADATEUR A 6 THYRISTORS

Le fait de supprimer deux composants a implicitement simplifié la commande. Bien qu'il soit impossible d'obtenir un comportement symétrique sur les trois phases, le déséquilibre devient négligeable lorsqu'on utilise un cycle long. Les performances sont alors très proches de celles obtenues avec un gradateur à 6 thyristors, qui nécessite une commande complexe lorsqu'on désire obtenir un fonctionnement symétrique.

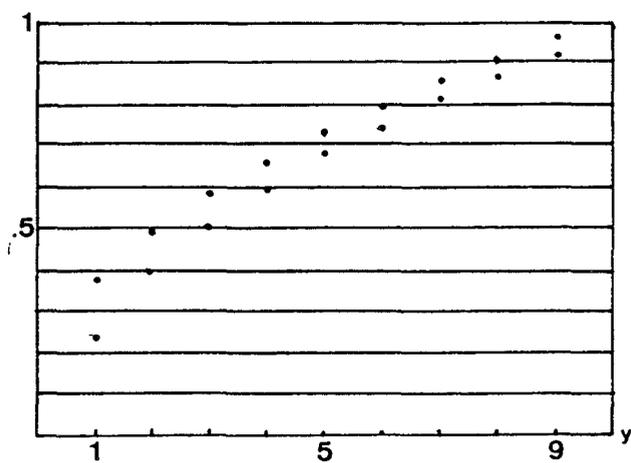
Ce choix implique la multiplication du nombre de sous-harmoniques générés par le système, mais également la concentration des plus importants en module à des fréquences voisines du fondamental. De plus, ce choix permet une meilleure précision sur le réglage de la puissance transmise à la charge.

Compte-tenu de l'utilisation faite des gradateurs commandés par trains d'ondes (chauffage), le montage de type "gradateur économique" constitue bien la structure à adopter.

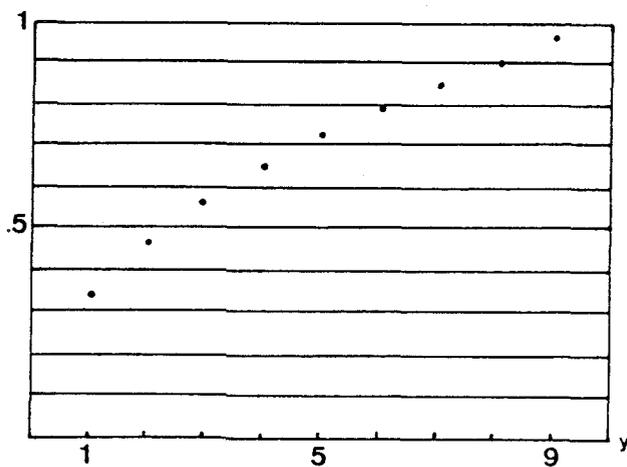
Cette structure fonctionne alors avec des cycles longs et une commande très simple. Par ce choix, on minimise sur une durée donnée, le nombre de changement d'état du système :

- sur un cycle, on a une phase passante plus une phase bloquée du fait de la simplicité de la commande
- sur une durée déterminée, on a un nombre très limité de cycles.

Ceci a pour effet direct de minimiser le nombre de fluctuations de la source de tension sur un temps donné, donc de limiter le problème de flicker, seul effet indésirable causé par ce type de commande sur le réseau.



Cas n°1 : $V'_3/V > V'_1/V = V'_2/V$



Cas n°2 : $V'_1/V = V'_2/V \approx V'_3/V$

Planche n°21 : grandeurs réduites V'_i/V pour $N = 5$

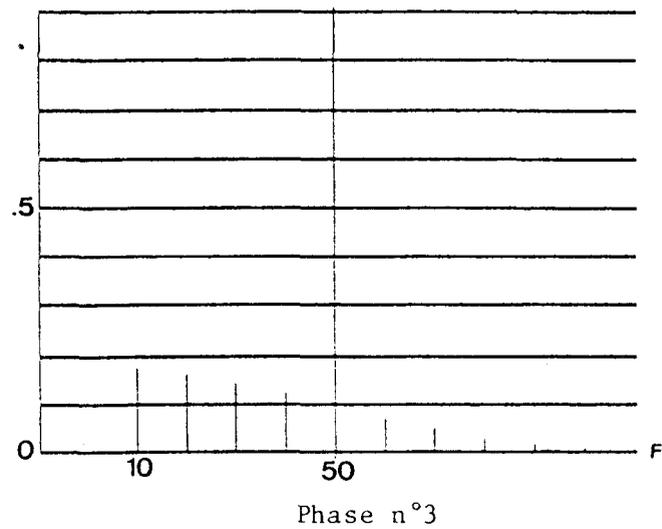
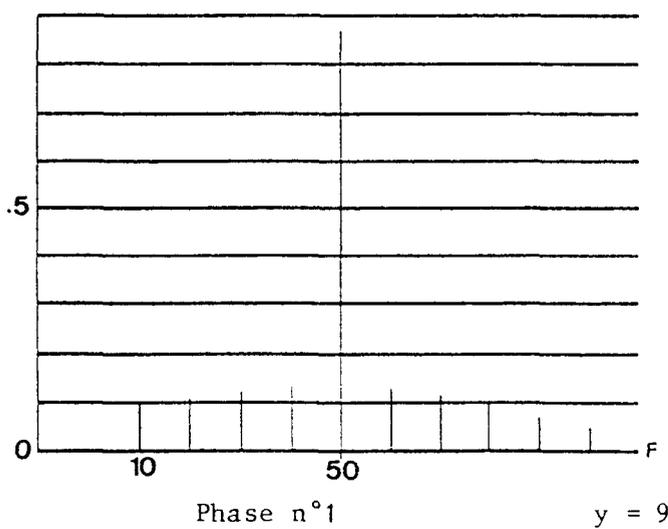
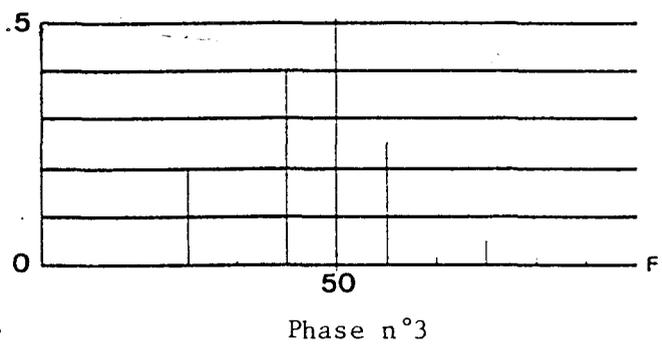
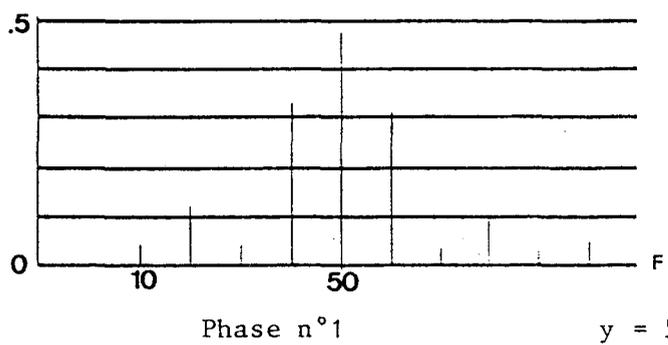
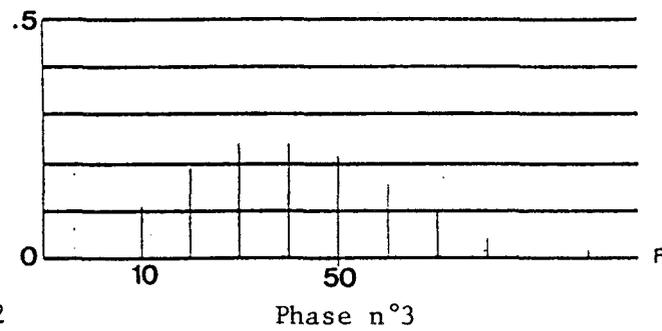
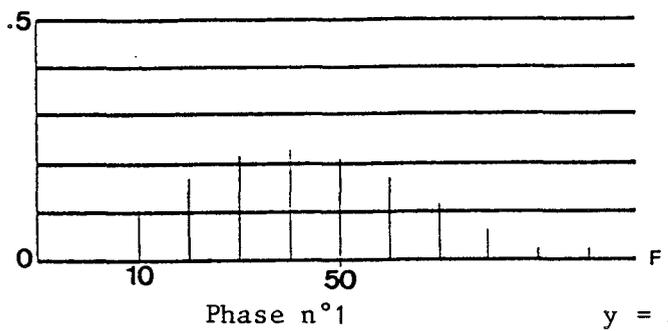


Planche n°22 : harmoniques de courants en ligne

Cas n°1 - $N = 5$

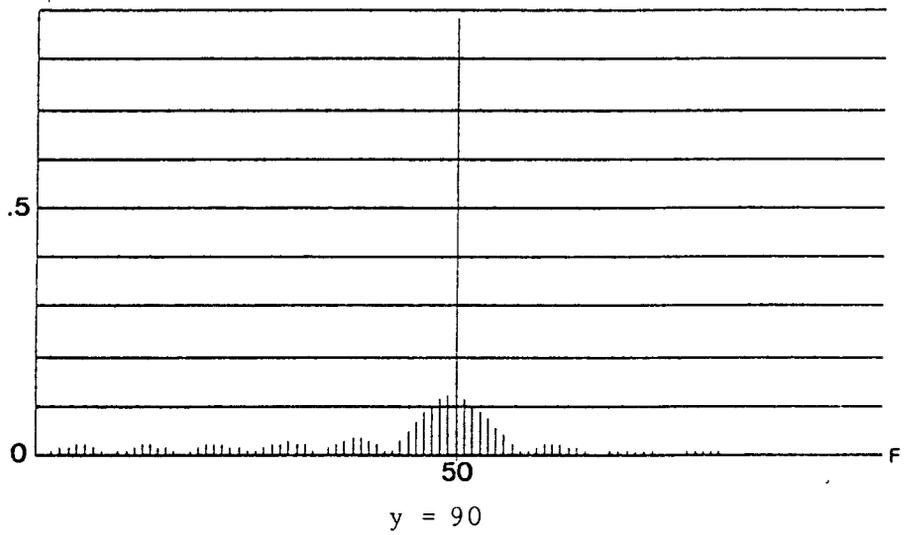
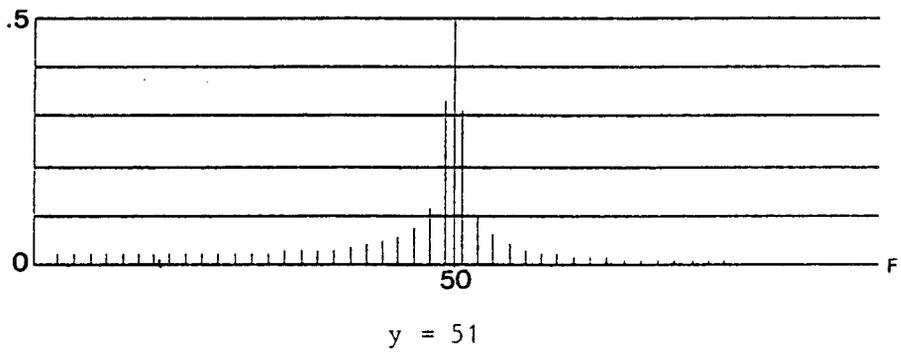
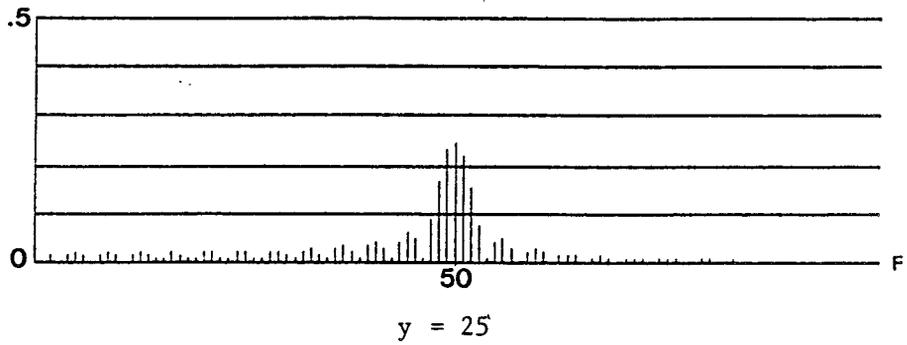
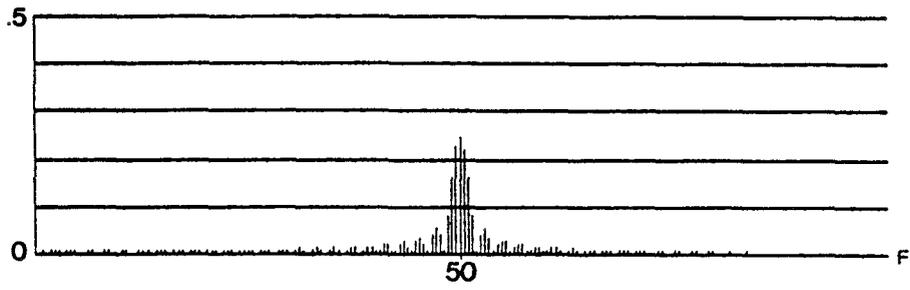


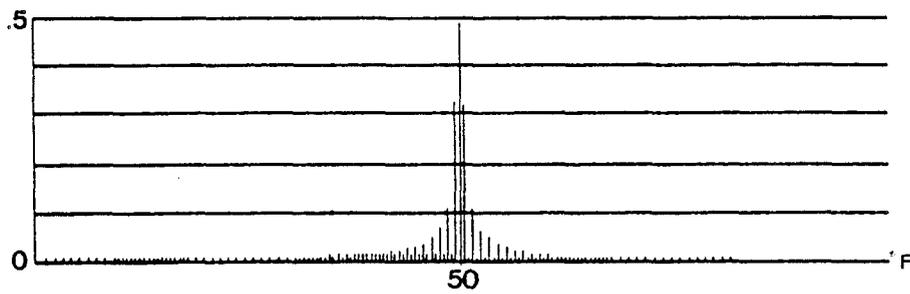
Planche n°23 : spectre harmonique pour N = 51

Cas n°1 - Phase 3

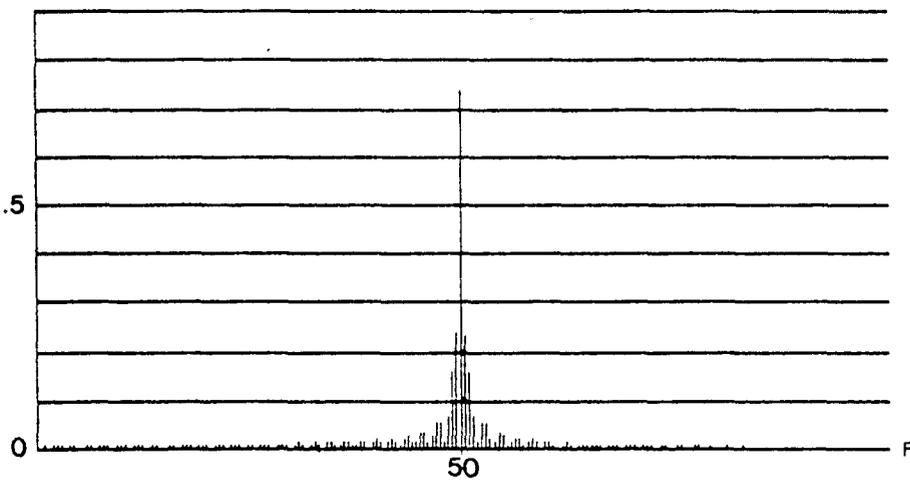
(bande 0 - 100 Hz)



y = 50



y = 100



y = 150

Planche n°24 : harmoniques de courants en ligne

Cas n°4 - N = 101

Phase n°1

CHAPITRE IV

GRADATEUR COMMANDE PAR TRAINS D'ONDES
DEBITANT A TRAVERS UN TRANSFORMATEUR
SUR RESISTANCES

CHAPITRE IV

GRADATEUR COMMANDE PAR TRAINS D'ONDES DEBITANT A TRAVERS UN TRANSFORMATEUR SUR RESISTANCES

La structure Gradateur-Transformateur-Résistance est couramment employée et ne pose pas de problème particulier de fonctionnement quand on utilise une commande par variation de l'angle de phase. Si on tient à employer une commande par trains d'ondes, des problèmes lors de la mise en conduction peuvent être rencontrés du fait de l'introduction d'une grandeur d'état supplémentaire dans le circuit magnétique du transformateur : le flux.

Pour mettre en évidence cette contrainte, nous aborderons dans un premier temps le fonctionnement de ce type de convertisseur en monophasé, puis en triphasé avec un montage de type "gradateur économique".



I - STRUCTURE MONOPHASEE

1. STRUCTURE

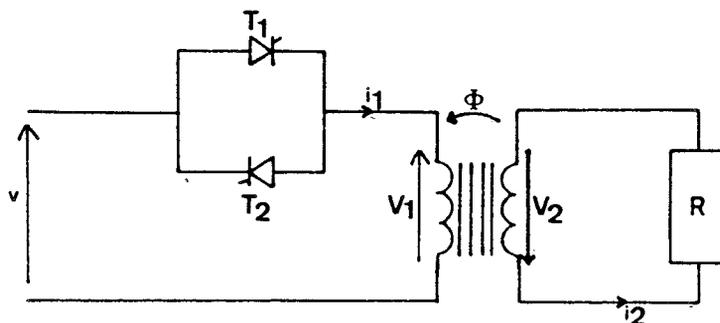


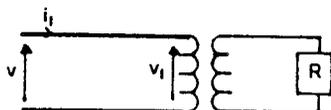
Figure 4.1

On alimente la charge en connectant par l'intermédiaire du gradateur le primaire du transformateur et on règle la puissance dissipée en agissant sur le rapport cyclique du gradateur.

Le système peut être représenté selon l'état du convertisseur, par deux topologies :

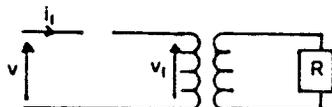
1)

transformateur sous tension, charge alimentée : $v_1 = v$



2)

transformateur déconnecté de la source $i_1 = 0$



Vu de la source, en régime sinusoïdal, et au voisinage du point nominal, le facteur de puissance de l'ensemble est voisin de l'unité : le courant i_1 est très faiblement en retard par rapport à v . Pour fonctionner correctement en trains d'ondes, on commande les thyristors adéquats dès le passage par zéro des tensions d'alimentation et l'on donne aux signaux de commande la largeur suffisante pour être assuré de leur mise en conduction.

Avec les conventions de signe définies sur la figure, et en négligeant les pertes fer, le système est régi par deux équations électriques et une équation magnétique:

$$v_1 = r_1 i_1 + l_1 \frac{d i_1}{d t} + n_1 \frac{d \phi}{d t} \quad (1)$$

$$v_2 = - r_2 i_2 - l_2 \frac{d i_2}{d t} + n_2 \frac{d \phi}{d t} = R i_2 \quad (2)$$

$$n_1 i_1 - n_2 i_2 = \int \vec{H} d l = n_1 i_\mu \quad (3)$$

où :

. n_1 (n_2) : nombre de spires au primaire (secondaire)

. r_1, l_1 (r_2, l_2) représentent respectivement la résistance et l'inductance de fuite affectée au primaire (secondaire)

. ϕ , le flux commun aux deux enroulements :

$$\phi = \phi_{1r} - \phi_{f1}$$

ϕ_{1r} : flux réel dans le primaire

ϕ_{f1} : flux de fuites

. i_μ , le courant magnétisant qui est fonction de l'état magnétique du transformateur

. v_1 , tension d'entrée du système qui est fonction de l'état du gradateur

$$v_1 = V \sqrt{2} \sin \omega t \quad \text{si le gradateur est passant}$$

. H , excitation magnétique dans le circuit magnétique du transformateur.

Les chutes de tension dues aux résistances des enroulements et aux réactances de fuites ne modifient pas le fonctionnement global du convertisseur. On peut donc simplifier les équations (1) et (2) qui deviennent :

$$v_1 = n_1 \frac{d \phi}{d t} \quad (1')$$

$$v_2 = R i_2 = n_2 \frac{d \phi}{d t} \quad (2')$$

En introduisant la notion de reluctance :

$$R = \frac{l}{\mu S}$$

avec :

- . l , longueur moyenne du circuit magnétique
- . S , la section offerte au passage du flux
- . μ , la perméabilité du fer,

la relation (3) devient :

$$n_1 i_1 - n_2 i_2 = R \phi \quad (3')$$

Dans cette relation, R est un paramètre complexe qui dépend de l'état magnétique du matériau. C'est cette non-linéarité qui est à l'origine des difficultés.

En effet, ce paramètre R dépend de deux phénomènes :

- la saturation magnétique
- l'hystérésis.

D'ordinaire, on néglige l'hystérésis et on limite l'excitation H de manière à ne pas être confronté au phénomène de saturation.

2. FONCTIONNEMENT D'UN SYSTEME SATURABLE SANS HYSTERESIS

En négligeant le phénomène d'hystérésis, la courbe de magnétisation du matériau peut être approchée de la manière suivante (figure 4.2) :

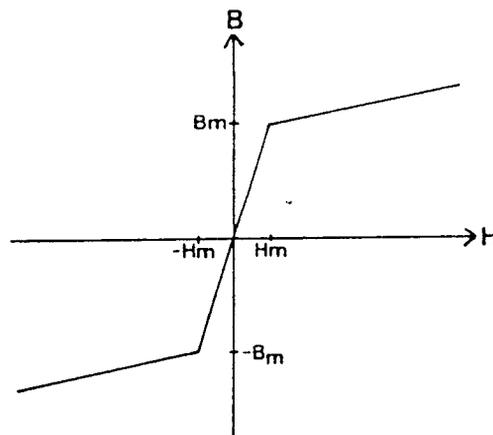


Figure 4.2

Le transformateur est choisi tel qu'alimenté sous la tension v , l'excitation magnétique varie entre $-H_m$ et $+H_m$.

μ et R sont supposés constants dans ce domaine: En dehors de celui-ci, μ varie fortement du fait de la saturation, donc R également.

On peut alors envisager de commander le convertisseur comme dans la structure gradateur-résistance : c'est une succession de phases de connexion et déconnexion de la source et du transformateur par l'intermédiaire du gradateur. Supposons que l'on impose au système un cycle de n périodes et qu'il soit connecté à la source pendant m périodes (figure 4.3).



Figure 4.3

Puisque l'on néglige le phénomène d'hystérésis, quand i_1 et i_2 sont nuls, la relation (3') impose $\phi = 0$. A chaque début de cycle, le flux peut être considéré comme nul.

Pour $0 < \theta < 2 m \pi$, on a :

$$\begin{cases} V \sqrt{2} \sin \omega t = n_1 d\phi / dt \\ R i_2 = n_2 d\phi / dt \\ n_1 i_1 - n_2 i_2 = R \phi \end{cases}$$

On en déduit, compte tenu des conditions initiales :

$$\phi = \frac{V \sqrt{2}}{n_1 \omega} [1 - \cos \omega t] = \phi_{Max} [1 - \cos \omega t]$$

avec

$$\phi_{Max} = \frac{V \sqrt{2}}{n_1 \omega} = B_m S = \mu H_m S$$

On remarque que pour $\theta = \pi$, ϕ atteint $2 \phi_{Max}$ ce qui est incompatible avec le bon fonctionnement du système. En effet, cette saturation implique la présence au primaire d'un courant magnétisant i_μ important nécessaire à l'application de l'excitation magnétique H correspondant au champ B déterminé ($B = 2 B_m$).

L'introduction d'un transformateur dans un ensemble gradateur + résistance implique une modification de la commande : on ne peut plus enclencher le gradateur au zéro de courant. Le flux dans le matériau magnétique fait intervenir une contrainte supplémentaire.

- Détermination de la commande :

Lorsque le transformateur est constamment sous tension (régime sinusoïdal), le flux permanent est tel que :

$$\frac{d \phi_p}{d t} = \frac{V \sqrt{2}}{n_1} \sin \omega t \quad \text{d'où} \quad \phi_p = - \phi_{Max} \cos \omega t$$

Il faut choisir l'angle θ_0 d'amorçage du gradateur de manière à avoir (figure 4.4) :

$$\phi_p(\theta_0) = \phi_0 = 0 \quad \text{d'où} \quad \theta_0 = \pi / 2 + k \pi$$



Figure 4.4

Avec cette commande, le régime transitoire du flux causé par l'introduction d'une composante continue est éliminé : le flux imposé est sinusoïdal et égal à ϕ_p durant la phase de conduction.

L'extinction du gradateur se produit pour $\theta_f = 2 m \pi$, à l'annulation du courant i_1 , quand le gradateur n'est plus commandé. On a alors :

$$\begin{cases} v_1 = n_1 d\phi / dt \\ v_2 = n_2 d\phi / dt = R i_2 \\ - n_2 i_2 = R \phi \end{cases}$$

$$R i_2 + \frac{n_2}{R} \frac{d i_2}{d t} = 0$$

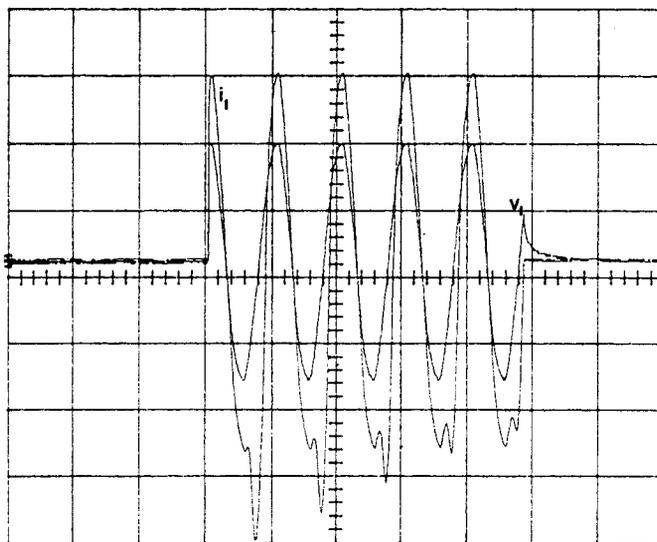
d'où :

$$\begin{cases} i_2 = i_{2f} e^{-\frac{R R}{n_2^2} (t - t_f)} \\ i_2 = - \frac{R}{n_2} \phi = \frac{v_2}{R} = \frac{n_2}{n_1 R} v_1 \end{cases} \quad \text{où} \quad i_{2f} = i_2(\theta f)$$

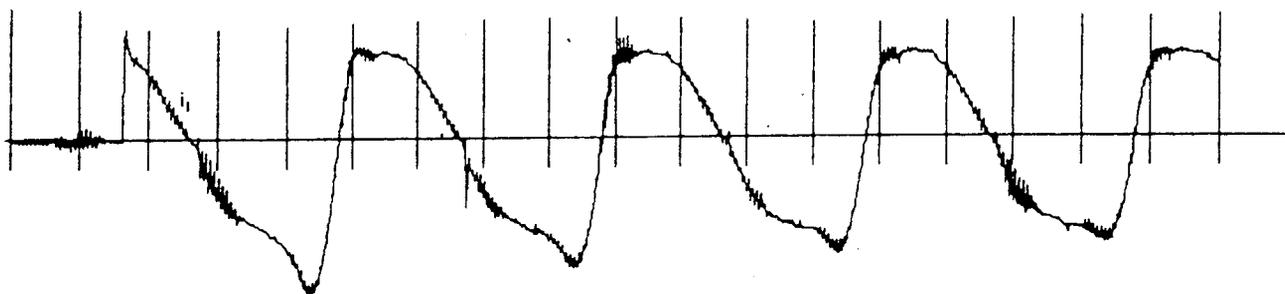
Toutes les grandeurs électriques s'annulent de manière exponentielle (i_2, v_1, v_2, ϕ), on revient alors aux conditions initiales, et on peut réamorcer le gradateur pour un angle $\theta = 2n\pi + \pi/2$. Cette phase de roue libre assure la continuité du champ magnétique dans le matériau et du courant secondaire i_2 , évitant les surtensions créées par les variations rapides de flux ($d\phi/dt$) ou de courant ($i_2 \cdot di_2/dt$).

3. VERIFICATION EXPERIMENTALE

Des essais ont été réalisés sur deux transformateurs monophasés cuirassés débitant sur une charge résistive. Leurs puissances apparentes étaient respectivement $S_1 = 400 \text{ VA}$ et $S_2 = 3000 \text{ VA}$ et avec la commande précédemment définie ($\theta_0 = \pi/2$) et en prenant $m = 5, n = 50$, on remarque que le courant i_1 est déformé par un phénomène de saturation magnétique du transformateur figure 4.5).



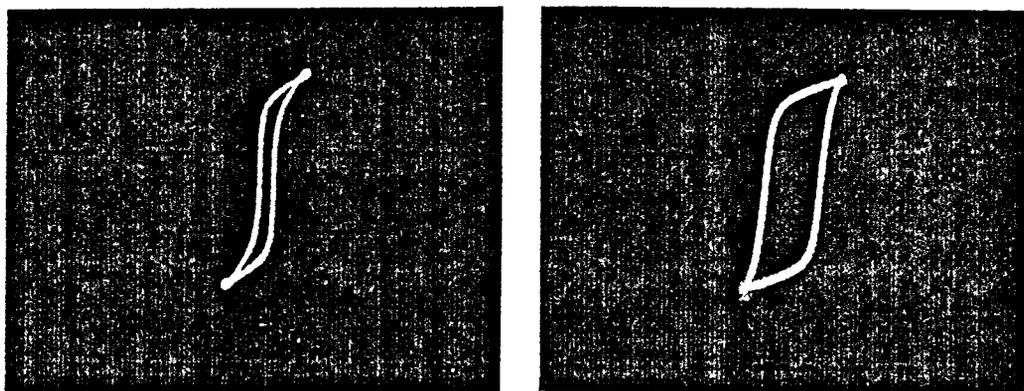
Transformateur 3000 VA



Transformateur 400 VA

Figures 4.5

L'examen de ces résultats montre qu'on ne peut pas négliger les phénomènes liés à l'hystérésis des caractéristiques $B(H)$. Les caractéristiques magnétiques à vide des deux transformateurs utilisés sont représentées ci-dessous (figure 4.6).



Transformateur 400 VA

Transformateur 3 000 VA

Figure 4.6

On note pour ces matériaux, la présence d'une induction rémanente B_r très importante, qu'il est nécessaire de prendre en compte.

4. FONCTIONNEMENT DU SYSTEME EN TENANT COMPTE DE L'HYSTERESIS ET DE LA SATURATION

La relation (3') ne peut être utilisée : il n'y a plus de relation simple entre B et H . Ce qui impose une μ variable et un R variable (figure 4.7).

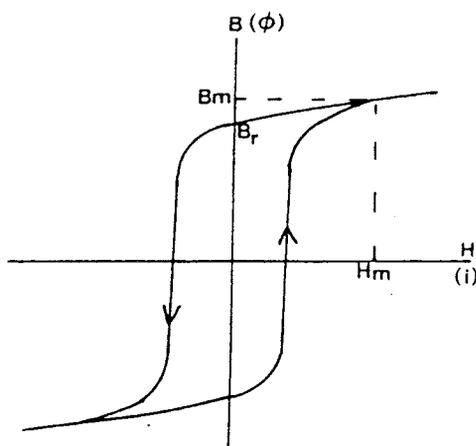


Figure 4.7

Le champ B n'est pas proportionnel à l'excitation H , de plus il dépend de tous les états magnétiques antérieurs. La figure 4.7 représente le cycle d'hystérésis d'un matériau magnétique en régime permanent sinusoïdal.

Pour une valeur de H donné, le champ B est nettement différent selon le signe de dH/dt .

Au moment de l'ouverture du gradateur, le champ est voisin de son maximum. Le théorème d'Ampère s'écrit :

$$\int H dl = -n_2 i_2$$

C'est la charge reliée au secondaire du transformateur qui permet l'annulation progressive de l'excitation. Quand H atteint 0, le champ B n'est pas nul. Il en découle une contrainte initiale différente sur le flux. En supposant que la démagnétisation suit la courbe d'hystérésis définie en régime sinusoïdal, on a $\phi_0 = \pm \phi_r$ selon le signe de dv/dt au moment de la coupure primaire, d'où la nécessité d'imposer une nouvelle valeur de l'angle d'amorçage initial θ_0 (figure 4.8).

$$\phi_p(\theta_0) = \pm \phi_r$$

$$\text{Si } \phi_0 = + \phi_r :$$

$$\theta_0 = \pi + \arccos \frac{\phi_r}{\phi_{Max}} \quad \pi < \theta_0 < 3\pi/2$$

$$\text{Si } \phi_0 = - \phi_r :$$

$$\theta_0 = \arccos \frac{\phi_r}{\phi_{Max}} \quad 0 < \theta_0 < \pi/2$$

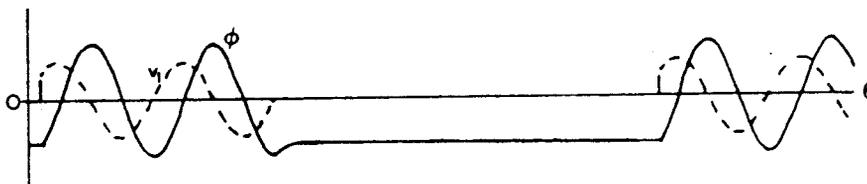
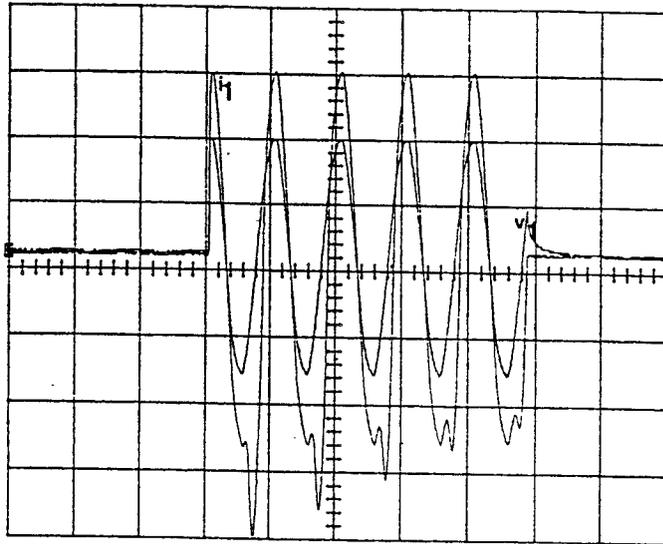


Figure 4.8

5. VERIFICATIONS EXPERIMENTALES

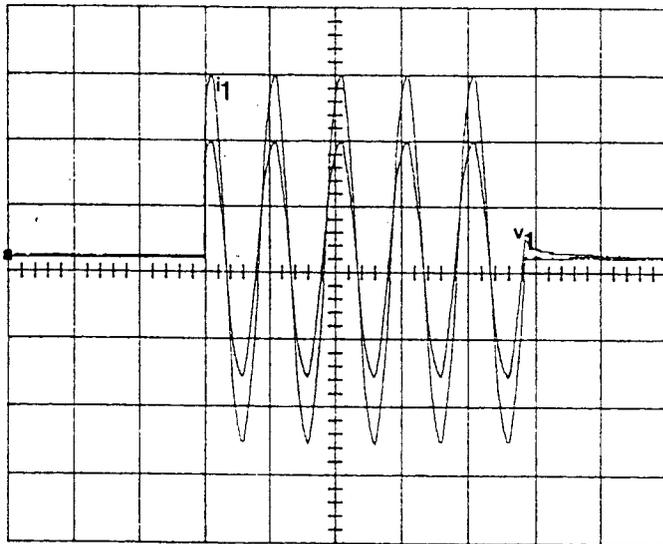
On a fait varier l'angle θ_0 entre 0 et $\pi/2$ et relevé l'allure des courants primaires (voir figures 4.9) :

- pour $\theta_0 = 0$, on a saturation dès la première demi-période
- pour $\theta_0 = \pi/6, \pi/3$ on observe un comportement correct du système sans problème de surintensité au primaire
- pour $\theta_0 = \pi/2$, saturation au cours de la seconde demi-période



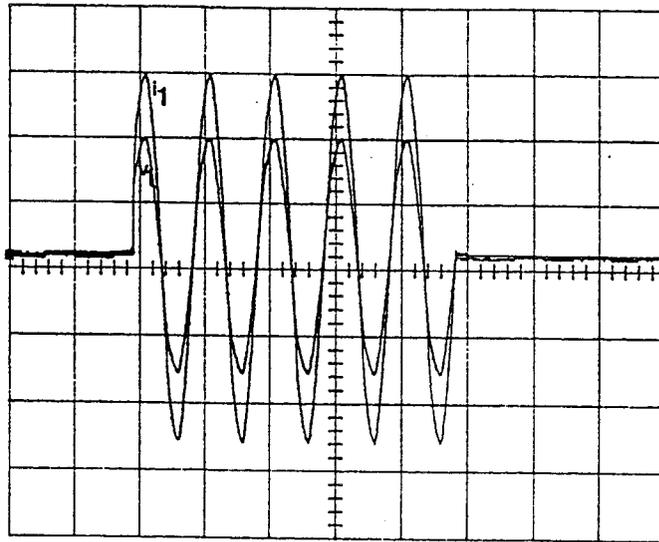
$$\theta_o = \pi/2$$

Figure 4.9a



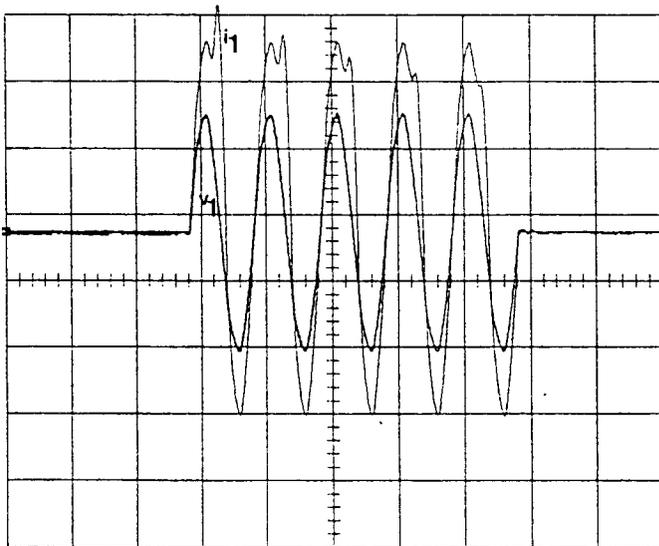
$$\theta_o = \pi/3$$

Figure 4.9b



$$\theta_o = \pi/6$$

Figure 4.9c



$$\theta_o = 0$$

Figure 4.9d

Il est donc nécessaire de régler l'angle d'amorçage du gradateur en fonction du transformateur utilisé et du signe du flux résiduel dans le circuit magnétique. Il est important de noter que même après une durée très longue, le flux résiduel est toujours présent.

6. PROBLEMES LIES A LA CONTRAINTE MAGNETIQUE

Le système, une fois l'angle θ_0 réglé, ne pose pas de problème de fonctionnement en régime établi.

Il faut par contre insister sur les précautions à prendre afin d'éviter tout problème causé par un défaut de fonctionnement. Ces défauts sont principalement dûs à :

- un défaut d'amorçage d'un thyristor
- une erreur de commande au niveau du gradateur
- une coupure de l'alimentation.

Quelle qu'en soit la cause, un défaut risque de provoquer la saturation du circuit magnétique par perte de contrôle du système. Ceci peut alors provoquer plusieurs types d'inconvénients :

- surintensité au primaire
- risque de déclenchement des protections
- perte de contrôle du gradateur.

En effet, l'apparition d'un courant magnétisant important au primaire implique une modification notable du déphasage courant / tension primaire. Ceci a pour conséquence de modifier très nettement les instants de passage par zéro des courants. Il faut donc imposer des impulsions de commande large aux thyristors permettant ainsi l'amorçage malgré le retard de l'onde de courant, autorisant ainsi le changement de signe du courant et donc l'alimentation correcte du système. Le phénomène de saturation peut alors s'amortir naturellement.

Dans le cas contraire, c'est-à-dire quand au moment de l'annulation du courant, aucun thyristor n'est commandé, le transformateur ne peut plus être alimenté par une tension alternative : seul un des thyristors peut s'amorcer, ce qui provoque une réaction en chaîne. La saturation devient systématique puisque le flux n'est plus alternatif et provoque un déphasage courant-tension important pour chaque phase de conduction (figure 4.10).

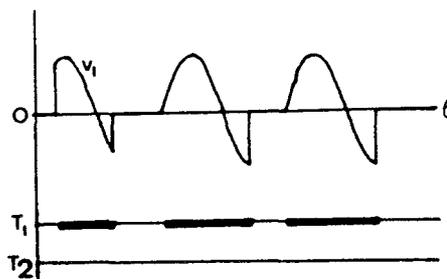
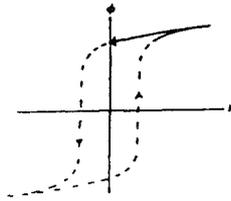


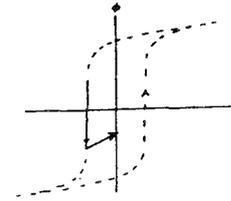
Figure 4.10

Il faut donc nécessairement commander les thyristors avec des impulsions larges ($\Delta \theta > \pi / 2$) de manière à protéger le système contre ce type d'inconvénient.

Un problème type est celui de la coupure d'alimentation. Le circuit primaire est déconnecté de la source à un instant quelconque de la période et le changement de topologie du circuit ne se fait pas nécessairement à flux maximum (figure 4.11).



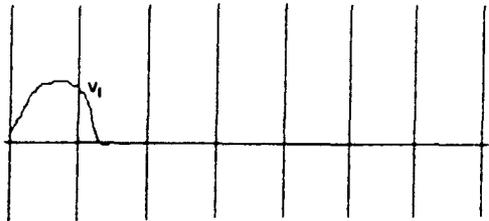
Fonctionnement normal



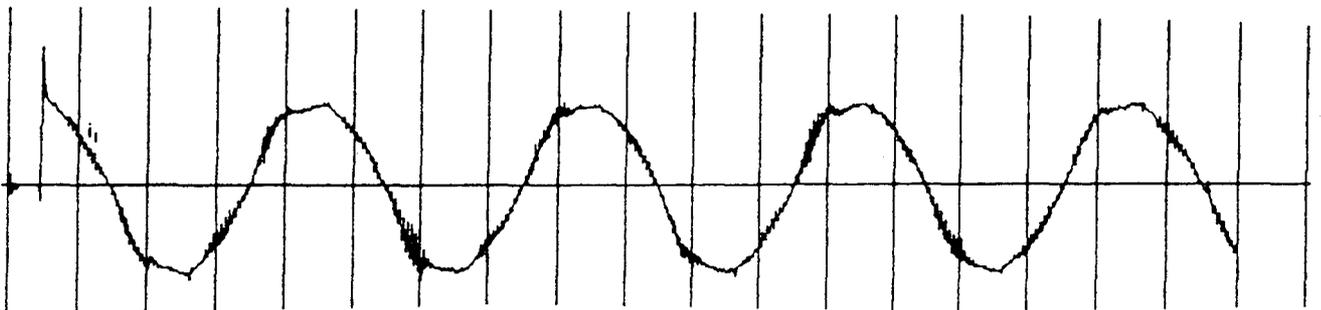
Coupure alimentation

Figure 4.11

Ce défaut a pour inconvénient de laisser un flux résiduel (ϕ_S) différent du flux rémanent. Aussi la commande prédéterminée du convertisseur entraîne à priori une saturation lors du premier cycle. Cette saturation est d'autant plus importante que $\Delta = \phi_r - \phi_S$ est important. Des essais de coupures ont été réalisés sur le transformateur chargé. Il est alors nécessaire de modifier l'angle θ_0 de réamorçage du gradateur afin de ne pas saturer le circuit magnétique. Ceci atteste bien le fait que le flux résiduel dépend de l'instant de la coupure (figure 4.12).



Coupure



Réamorçage

Figure 4.12

Coupure, réamorçage avec $\theta_0 = \pi / 2$: il n'y a pas de saturation dans ce cas.

Le flux résiduel est donc différent

7. CONCLUSION

L'utilisation du gradateur monophasé commandé par trains d'ondes avec un transformateur inséré entre celui-ci et une charge résistive ne pose pas de problème si on détermine correctement sa commande.

L'emploi de transformateur à faible flux rémanent est alors souhaitable puisqu'il permet de s'affranchir des problèmes liés aux coupures réseaux ou aux erreurs de commande : l'angle θ_0 d'amorçage du gradateur est alors sensiblement invariant ($\theta_0 = \pi / 2$) puisque le flux rémanent est négligeable.

Si la caractéristique magnétique introduit un flux rémanent non négligeable, on doit alors s'assurer du bon comportement du gradateur en surveillant notamment le courant i_1 et la tension aux bornes des thyristors. Il est également nécessaire de régler l'angle θ_0 d'amorçage du gradateur, à une valeur différente de $\pi / 2$ éliminant alors le problème de saturation à la fermeture du gradateur. Cette valeur θ_0 pré réglée pour le système n'est alors correcte que dans le cas du fonctionnement normal : l'apparition d'un défaut, tel qu'une coupure réseau, rend caduque la valeur de cet angle. On peut alors envisager pour de tels défauts, la mise sous tension progressive du transformateur lors du premier cycle, en commandant le gradateur par angle de phase sur quelques périodes avec ψ variant progressivement de π à 0. On retrouve ainsi le régime permanent, en évitant les problèmes de saturation dus au flux rémanent inconnu.

Si on ne peut commander le gradateur par angle de phase, il est alors souhaitable d'imposer un angle $\theta_0 = \pi / 2$ lors du premier cycle afin de minimiser l'amplitude maximale possible du courant due à la saturation. la composante continue du flux lors des premières périodes est toujours inférieure à ϕ_r ce qui évite d'obtenir des cas extrêmes où la composante continue peut atteindre $2 \phi_r$. A noter dans ce cas, la présence nécessaire d'une commande d'impulsions larges sur les thyristors, de manière à ne pas provoquer le phénomène de saturation en chaîne possible et préjudiciable pour le système. L'amortissement naturel de la saturation est alors possible.

II - GRADATEUR TRIPHASE ECONOMIQUE

L'insertion d'un transformateur triphasé à flux forcé entre le gradateur et la charge (figure 4.13) modifie le comportement du convertisseur. En effet, cet apport rajoute au système les grandeurs d'état que sont les flux dans chacun des noyaux. Ceci impose alors des conditions supplémentaires.

Comme précédemment, on néglige les pertes fer du transformateur, les résistances des enroulements et leurs réactances de fuite. On suppose qu'il alimente sa charge nominale. Dans ces conditions, vu de la source, le facteur de puissance du système est proche de l'unité. On peut donc supposer que les courants en ligne sont quasiment en phase avec les tensions simples ou composées, selon la séquence étudiée. Les commandes des semi-conducteurs sont alors synchronisées sur les changements de signe de ces tensions.

Il est important de remarquer l'importance des couplages primaires des transformateurs utilisés, car c'est d'eux que l'on déduit les variations de flux dans les 3 noyaux, donc la commande à appliquer au gradateur.

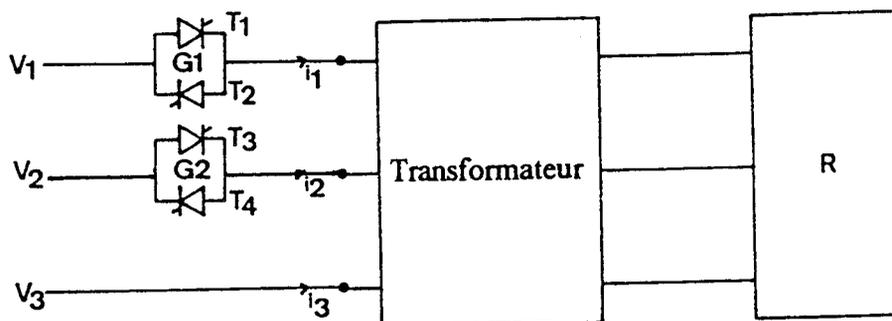


Figure 4.13

1. FONCTIONNEMENT DU SYSTEME EN NEGLIGEANT L'HYSTERESIS

1.1. Couplage du primaire en triangle

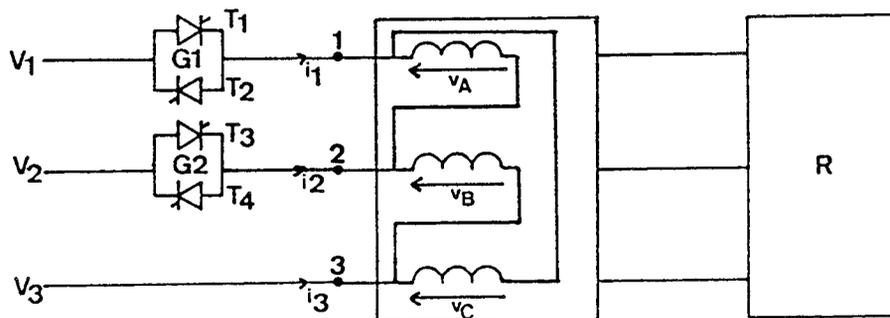


Figure 4.14

$$\begin{cases} v_1 = V \sqrt{2} \sin \theta \\ v_2 = V \sqrt{2} \sin (\theta - 2 \pi / 3) \\ v_3 = V \sqrt{2} \sin (\theta - 4 \pi / 3) \end{cases} \quad \begin{cases} v_1 - v_2 = V \sqrt{6} \cos (\theta - \pi / 3) \\ v_2 - v_3 = - V \sqrt{6} \cos \theta \\ v_3 - v_1 = - V \sqrt{6} \sin (\theta - \pi / 6) \end{cases}$$

On remarque qu'avec un couplage primaire en triangle, la mise en conduction d'un gradateur suffit pour alimenter les 3 enroulements : un enroulement sous sa tension composé, les deux autres connectés en série, placés en parallèle sur le premier.

1.1.1. Fonctionnement en régime permanent sinusoïdal

Dans cette topologie, les tensions v_A, v_B, v_C aux bornes des enroulements sont définies par :

$$v_A = v_1 - v_2 \qquad v_B = v_2 - v_3 \qquad v_C = v_3 - v_1$$

On peut alors supposer pour chacun des noyaux :

$$v_K = n_1 \frac{d \phi_K}{d t}$$

Donc, à ces valeurs imposées des tensions correspondent des flux ϕ_{Ap} , ϕ_{Bp} , ϕ_{Cp} en régime permanent sinusoïdal de la forme :

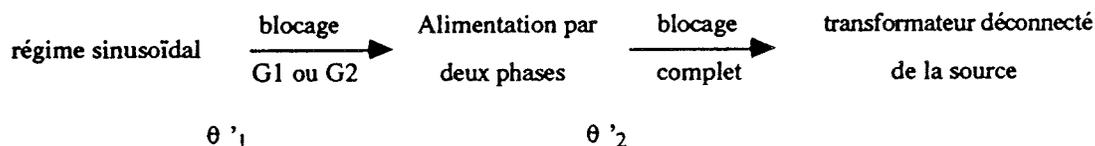
$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{Ap} = \phi_{Max} \cos (\theta - 5 \pi / 6) \\ \phi_{Bp} = - \phi_{Max} \sin \theta \\ \phi_{Cp} = - \phi_{Max} \sin (\theta - 2 \pi / 3) \end{array} \right. \quad \left(\phi_{Max} = \frac{\sqrt{6} V}{n_1 \omega} \right)$$

Ces flux vérifient :

$$\phi_{Ap} + \phi_{Bp} + \phi_{Cp} = 0$$

1.1.2. Déconnexion de la source

La coupure s'effectue en deux temps :



La charge étant résistive, le courant en ligne est quasiment en phase avec la tension simple d'alimentation correspondante. Aussi, si G_1 est le premier gradateur ouvert, le changement de topologie se fait pour $\theta ' _1 = K \pi$. Si c'est G_2 , $\theta ' _1 = K \pi + 2 \pi / 3$.

*** Si G_1 est ouvert en premier après un nombre entier de périodes : $\theta ' _1 = 2 K \pi$**

Seules les bornes 2 et 3 sont connectées à la source. Les tensions imposées aux bornes des enroulements primaires deviennent alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_B = v_2 - v_3 \\ v_A + v_C = v_3 - v_2 \end{array} \right.$$

L'enroulement alimenté à partir des bornes 2 et 3 continue à être alimenté sous la même tension et :

$$\phi_B = \phi_{Bp} = - \phi_{Max} \sin \theta$$

Puisque le transformateur est à flux forcé :

$$\phi_A + \phi_C = - \phi_{Bp}$$

C'est pour $\theta = 2K\pi + \pi/2$ que le courant s'annule au primaire puisqu'on ne réamorce pas G_2 . En effet, le courant $i_2 = -i_3$ est quasiment en phase avec la tension composée $v_2 - v_3$. Celle-ci, égale à $V\sqrt{6} \cos \theta$, s'annule pour $\theta'_2 = 2K\pi + \pi/2 = \theta'_1 + \pi/2$.

De plus pour $\theta'_1 = 2K\pi$, on a :

$$\begin{cases} \phi_A = -\frac{\sqrt{3}}{2} \phi_{Max}, & v_A = \frac{V\sqrt{6}}{2} \\ \phi_C = \frac{\sqrt{3}}{2} \phi_{Max}, & v_C = \frac{V\sqrt{6}}{2} \end{cases}$$

Si on veut connaître les flux dans chacun des noyaux, il faut déterminer les tensions v_A et v_C aux bornes des enroulements correspondants. Dans le cas d'un couplage $\Delta \lambda$ et compte-tenu des hypothèses faites (figure 4.15),

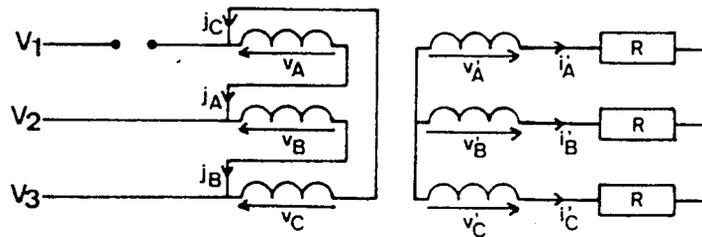


Figure 4.15

On a :

$$j_A = j_C$$

Si on a compensation des ampères-tours par noyau, ceci impose au secondaire :

$$i'_A = i'_C$$

avec :

$$v'_A + R i'_A = v'_C + R i'_C \rightarrow v'_A = v'_C$$

d'où puisque :

$$v_A = n_1 \frac{d \phi_A}{d t} \quad \text{et} \quad v'_A = n_2 \frac{d \phi_A}{d t}$$

$$v_C = n_1 \frac{d \phi_C}{d t} \quad \text{et} \quad v'_C = n_2 \frac{d \phi_C}{d t}$$

$$v_A = v_C$$

comme :

$$v_A + v_B + v_C = 0, \quad v_A = v_C = - v_B / 2$$

Ce résultat est applicable compte tenu de nos hypothèses, quel que soit le couplage secondaire.

$$v_A = v_C = - v_B / 2 \quad \text{pour} \quad \theta'_1 < \theta < \theta'_2$$

On obtient ainsi l'expression des flux pour $\theta'_1 < \theta < \theta'_2$:

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_A = \frac{\phi_{Max}}{2} (\sin \theta - \sqrt{3}) \\ \phi_B = \phi_{Bp} \\ \phi_C = \frac{\phi_{Max}}{2} (\sin \theta + \sqrt{3}) \end{array} \right.$$

d'où pour $\theta'_2 = 2 K \pi + \pi / 2$,

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_A = \frac{\phi_{Max}}{2} (\sin \theta - \sqrt{3}) = - 0,36 \phi_{Max} \\ \phi_B = - \phi_{Max} \\ \phi_C = \frac{\phi_{Max}}{2} (\sin \theta + \sqrt{3}) = 1,36 \phi_{Max} \end{array} \right.$$

Ces résultats montrent que, par nos hypothèses, on force le flux dans le noyau C à saturer. En réalité, c'est la somme des flux $\phi_A + \phi_C$ qui est imposée. Comme ϕ_C tend à saturer, ϕ_A varie plus vite que ϕ_C , donc v_A plus vite que v_C . De plus, le système s'ouvre pour $\theta > 2 K \pi + \pi / 2$ du fait du déphasage introduit par le courant magnétisant. Aussi pour $\theta'_2 = 2 K \pi + \pi / 2$,

$$\phi_A > - 0,36 \phi_{Max}$$

$$\phi_B = - \phi_{Max}$$

$$\phi_C < 1,36 \phi_{Max}$$

Ce calcul nous permet seulement d'estimer la valeur des flux dans chacun des noyaux à la fin de la phase de conduction des gradateurs.

Pour $\theta > \theta'_2$, le circuit magnétique annule les flux via la charge résistive. On retrouve alors les conditions initiales $\phi_A = \phi_B = \phi_C = 0$.

*** Si on ouvre G_2 pour $\theta'_1 = 2K\pi + 2\pi/3$, la séquence n'est guère modifiée.**

C'est l'enroulement connecté entre les bornes 1 et 2 qui reste alimenté par la tension composée $v_1 - v_2$.

Pour $\theta'_2 = (2K\pi + 2\pi/3) + \pi/2$, les courants primaires sont nuls. Comme précédemment, on obtient :

$$\phi_A < 1,36 \phi_{Max}$$

$$\phi_B > -0,36 \phi_{Max}$$

$$\phi_C = -\phi_{Max}$$

*** Si on ouvre G_1 pour $\theta'_1 = (2K + 1)\pi$ ou G_2 pour $\theta'_1 = (2K + 1)\pi + 2\pi/3$: il suffit de changer le signe des flux déterminés précédemment.**

1.1.3. Réamorçage

D'après notre hypothèse, on a $\phi_{A0} = \phi_{B0} = \phi_{C0} = 0$. Pour limiter l'effet des phénomènes transitoires, il est nécessaire d'introduire une phase préliminaire où seul un gradateur est passant.

On a le choix de réamorcer soit G_1 , soit G_2 en premier.

*** Si G_2 est réamorcé le premier,** l'enroulement B se trouve dès le début alimenté par la tension composée $v_2 - v_3$, donc $\phi_B = -\phi_{Max} \sin \theta + C$.

En amorçant G_2 pour $\theta = K'\pi$, on force le flux ϕ_B à rejoindre directement son régime permanent ϕ_{Bp} en annulant la constante C.

Initialement, $\phi_A = \phi_C = 0$, et comme précédemment, $v_A = v_C$ pour $K'\pi < \theta < \theta_2$ où θ_2 est l'angle d'amorçage du second gradateur (G_1)

$$\phi_A = \phi_C = -\frac{\phi_{Bp}}{2} = -\frac{\phi_{Max}}{2} \sin \theta$$

On cherche θ_2 tel que :

$$\phi_{Ap}(\theta_2) = \phi_{Cp}(\theta_2) = -\frac{\phi_{Bp}}{2}(\theta_1)$$

Ces égalités sont vérifiées pour $\theta_2 = K\pi + \pi/2$. On a alors :

$$\phi_{Ap}(\theta_2) = \phi_{Cp}(\theta_2) = \pm \frac{\phi_{Max}}{2}$$

*** Si G_1 est réenclenché en premier, c'est le noyau C qui détermine le premier angle d'amorçage.**

On trouve de la même manière :

$$\begin{cases} \theta_1 = K\pi + 2\pi/3 \\ \theta_2 = \theta_1 + \pi/2 \end{cases}$$

1.1.4. Fonctionnement du système en régime permanent

Il est clair que l'on peut envisager plusieurs types de séquences, du type de celles décrites dans le chapitre

III.

Amorçage G_1 , puis G_2	Blocage G_2 , puis G_1
Amorçage G_1 , puis G_2	Blocage G_1 , puis G_2
Amorçage G_2 , puis G_1	Blocage G_1 , puis G_2
Amorçage G_2 , puis G_1	Blocage G_2 , puis G_1

Seuls les angles d'amorçage initiaux sont imposés, puisque l'état final du système est toujours le même.

Dans le cas d'amorçage G_1 , puis G_2 , on a :

$$\begin{cases} \theta_1 = K\pi + 2\pi/3 \\ \theta_2 = K\pi + 7\pi/6 \end{cases}$$

Dans le cas d'amorçage G_2 , puis G_1 , on a :

$$\begin{cases} \theta_1 = K\pi \\ \theta_2 = K\pi + \pi/2 \end{cases}$$

Il suffit alors de faire varier le rapport cyclique du système de manière à faire varier la puissance dissipée dans le récepteur.

Il faut noter que, du fait du couplage triangle au primaire, les trois récepteurs sont alimentés dès $\theta = \theta_1$, et ceci jusqu'à l'ouverture du dernier gradateur et quel que soit le couplage de la charge.

1.1.5. Essais

Ces essais ont été réalisés sur un transformateur triphasé de puissance apparente égale à 3 000 VA. Ce celui-ci disposait d'un circuit magnétique à très faible rémanent, ce qui nous a permis de vérifier les hypothèses relatives à cette partie (figure 4.16).

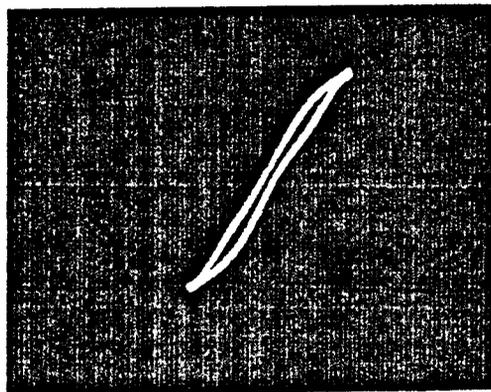


Figure 4.16

Caractéristiques magnétiques à vide du circuit magnétique lorsqu'on alimente uniquement le bobinage central sous sa tension nominale

La séquence de commande utilisée a été :

- amorçage G_2 puis G_1 , extinction G_1 puis G_2

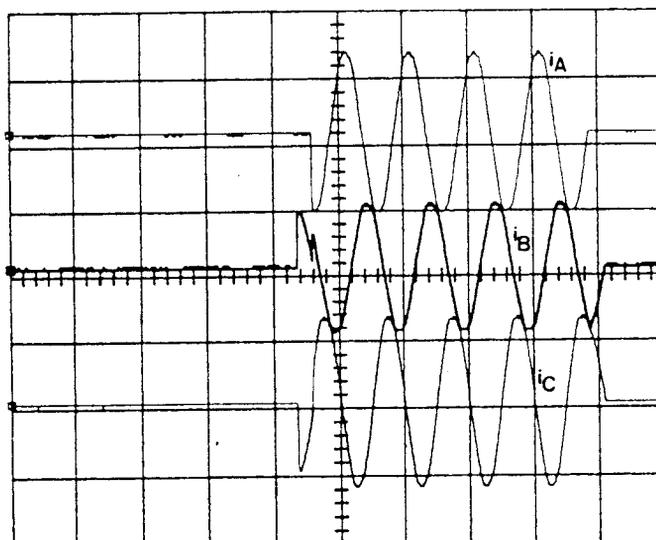


Figure 4.17a

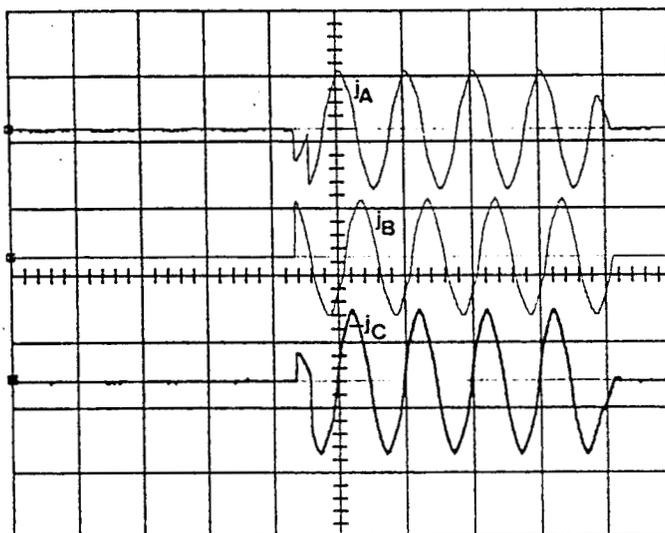


Figure 4.17b

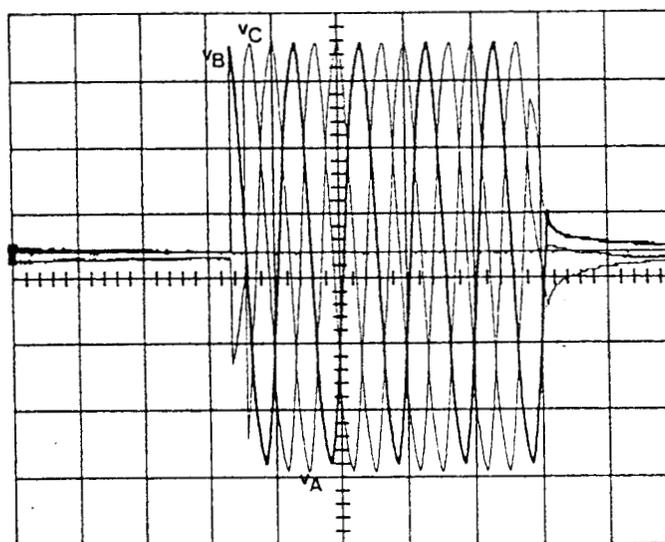


Figure 4.17c

On remarque , malgré les écarts observés (figure 4.17) entre les tensions v_A et v_C lors de la phase d'extinction et les retards lors de l'annulation des courants, que la stratégie de commande , préalablement déterminée à partir d'hypothèses très simplificatrices , donne entièrement satisfaction. En effet, on ne note pas de trace de saturation magnétique sur les formes d'ondes des courants.

1.2. Couplage du primaire en étoile

En modifiant le couplage primaire (figure 4.18), on modifie l'expression des flux dans les noyaux. Il faut donc reprendre la structure et redéfinir la commande des gradateurs.

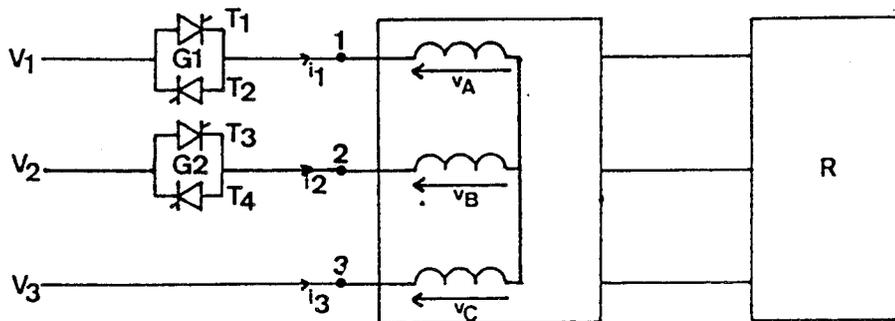


Figure 4.18

1.2.1. Fonctionnement en régime permanent sinusoïdal

On a bien évidemment :

$$\begin{cases} v_A = v_1 \\ v_B = v_2 \\ v_C = v_3 \end{cases}$$

d'où :

$$\begin{cases} \phi_{Ap} = - \frac{V \sqrt{2}}{n_1 \omega} \cos \theta \\ \phi_{Bp} = - \frac{V \sqrt{2}}{n_1 \omega} \sin (\theta - \pi / 6) \\ \phi_{Cp} = - \frac{V \sqrt{2}}{n_1 \omega} \sin (\theta - 5 \pi / 6) \end{cases}$$

avec :

$$\phi_{Ap} + \phi_{Bp} + \phi_{Cp} = 0$$

1.2.2. Déconnexion de la source

Deux choix sont possibles : extinction de G_1 suivie de celle de G_2 ou le contraire.

*** G_1 est bloqué le premier : pour $\theta = 2 K \pi$**

Compte-tenu de nos hypothèses, en supposant qu'il y a compensation des AT par noyau :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_A = 0 \\ v_B = -v_C = \frac{v_2 - v_3}{2} = -\frac{V \sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cos \theta \end{array} \right.$$

La coupure s'effectue pour $\theta = 2 K \pi$. On obtient pour $\theta > 2 K \pi$:

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_A = -\frac{V \sqrt{2}}{n_1 \omega} \\ \phi_B = -\frac{V \sqrt{3}}{\sqrt{2} n_1 \omega} \sin \theta + \frac{V}{\sqrt{2} n_1 \omega} \\ \phi_C = \frac{V \sqrt{3}}{\sqrt{2} n_1 \omega} \sin \theta + \frac{V}{\sqrt{2} n_1 \omega} \end{array} \right.$$

Le gradateur n°2 s'éteint pour $\theta = 2 K \pi + \pi / 2$; à cet instant, on a encore :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_A \approx -\phi_{Max} \\ \phi_B \approx -0,36 \phi_{Max} \\ \phi_C \approx 1,36 \phi_{Max} \end{array} \right.$$

On note de nouveau la saturation d'un flux dans un noyau. Ceci est dû à nos hypothèses simplificatrices. Elles nous permettent de connaître la valeur approximative des flux au début de la phase de réinitialisation.

Pour $\theta = 2 K \pi + \pi / 2$, la phase de roue libre du secondaire réapparaît, permettant la démagnétisation du transformateur, et par là sa réinitialisation.

*** G_2 est ouvert en premier pour $\theta = 2 K \pi + 2 \pi / 3$**

De même,

$$\left\{ \begin{array}{l} v_B = 0 \\ v_A = -v_C = \frac{v_1 - v_3}{2} = \frac{V \sqrt{3}}{2} \sin (\theta - \pi / 6) \end{array} \right.$$

La coupure est réalisée pour $\theta = 2 K \pi + 2 \pi / 3$, on a alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_A = \frac{\phi_{Max}}{2} [\sqrt{3} \sin(\theta - 2 \pi / 3) + 1] \\ \phi_B = - \phi_{Max} \\ \phi_C = \frac{\phi_{Max}}{2} [1 - \sqrt{3} \sin(\theta - 2 \pi / 3)] \end{array} \right.$$

Le gradateur n°1 s'éteint $\pi / 2$ plus tard et les flux ont pour valeur "théorique",

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_A = 1,36 \cdot \phi_{Max} \\ \phi_B = - \phi_{Max} \\ \phi_C = - 0,36 \cdot \phi_{Max} \end{array} \right.$$

De la même manière, on retrouve cette saturation théorique du flux dans le noyau A, pouvant être compensée par une variation du flux dans B et C.

Enfin la dernière étape, c'est-à-dire la roue libre sur le secondaire, permet de démagnétiser le transformateur.

*** Si on ouvre G_1 pour $\theta'_1 = (2 K + 1) \pi$ ou G_2 pour $\theta'_2 = (2 K + 1) \pi + 2 \pi / 3$: il suffit de changer le signe des flux calculés précédemment.**

1.2.3. Réamorçage du système

Comme précédemment, on doit choisir correctement les angles d'amorçage des deux gradateurs.

*** G_1 est fermé le premier : dans ce cas, ce sont les enroulements A et C qui sont mis sous tension, et on a donc :**

$$\phi_A = - \phi_C = \frac{V \sqrt{6}}{2 n_1 \omega} \sin(\theta - 2 \pi / 3)$$

La continuité en flux est évidemment assurée en amorçant G_1 pour $\theta_1 = K' \pi + 2 \pi / 3$. De plus $\pi / 2$ plus tard,

$$\begin{aligned} \cdot \phi_A = - \phi_C &= \pm \frac{\sqrt{3}}{2} \phi_{Max} = \phi_{Ap}(\theta_2) = - \phi_{Cp}(\theta_2) \\ \cdot \phi_B &= 0 = \phi_{Bp}(\theta_2) \end{aligned}$$

Ainsi en amorçant G_1 pour $\theta_1 = K'\pi + 2\pi/3$ et G_2 pour $\theta_2 = K'\pi + 7\pi/6$, on arrive à préserver la continuité du flux, sans introduire de phénomènes transitoires.

*** G2 est fermé le premier**

En imposant $\theta_1 = K'\pi$ et $\theta_2 = K'\pi + \pi/2$, on peut de la même manière utiliser sans disfonctionnement ce type de montage.

Remarque : On remarque que dans ce cas de figure (pas d'hystérésis) les valeurs des angles d'amorçage ne dépendent pas du couplage primaire utilisé : ce résultat est logique puisque la charge est, dans ce cas, linéaire et équilibrée.

1.2.4. Essais

Les essais réalisés ont permis de vérifier le bon fonctionnement du système (figure 4.19) avec une commande $\theta_1 = K\pi$, $\theta_2 = K\pi + \pi/2$, telle que :

$$\theta_1 = \pi + 2NK\pi, \theta_2 = 3\pi/2 + 2NK\pi \text{ où } T = 2N\pi/\omega_0 \text{ est la durée du cycle.}$$

Aucune saturation n'est à noter sur les courants en ligne. Quant aux tensions v_A , v_B , v_C , aux bornes des enroulements, on relève trois singularités :

- l'apparition d'une faible f.e.m sur le bobinage hors tension pour $\pi < \theta < 3\pi/2$
- le gradateur G_1 ne s'ouvre pas pour une valeur de $v_A = 0$. L'annulation du courant i_1 s'effectue pour une valeur θ postérieure à l'annulation de v_A , ceci étant dû au déphasage i/V
- on note lors de la phase de blocage une variation de tension de v_A , s'ajoutant à la décroissance exponentielle prévue.

Ces faibles écarts, sans incidence sur le fonctionnement général du convertisseur, sont dûs aux hypothèses simplificatrices adoptées.

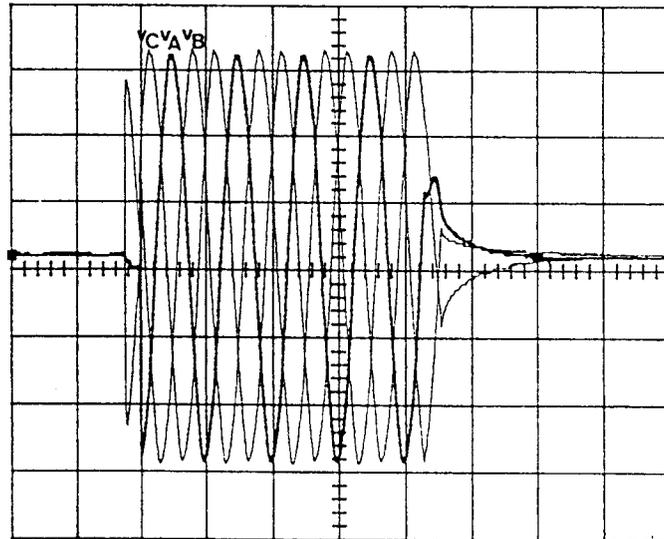
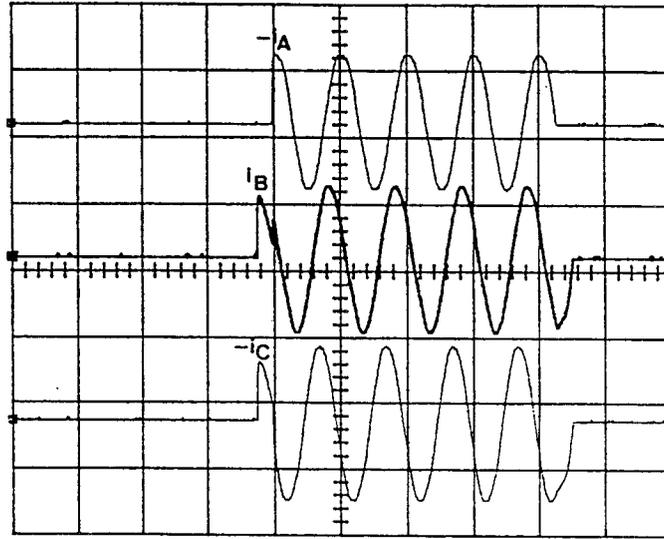


Figure 4.19

2. FONCTIONNEMENT DU SYSTEME EN TENANT COMPTE DE L'HYSTERESIS

2.1. Couplage du primaire en triangle

Le fonctionnement du système est le même que dans le cas précédent dans les phases de fonctionnement pleine onde et de déconnexion. Seules les phases de réinitialisation (roue libre au secondaire) et d'amorçage (angles θ_1 , θ_2) sont modifiées.

2.1.1. Déconnexion G_1 , puis G_2 ($\theta'_1 = 2K\pi$, $\theta'_2 = 2K\pi + \pi/2$)

Au début de la phase de roue libre, les flux ont pour valeur approximative :

$$\begin{cases} \phi_A = - 0,3 \phi_{Max} \\ \phi_B = - \phi_{Max} \\ \phi_C = 1,3 \phi_{Max} \end{cases}$$

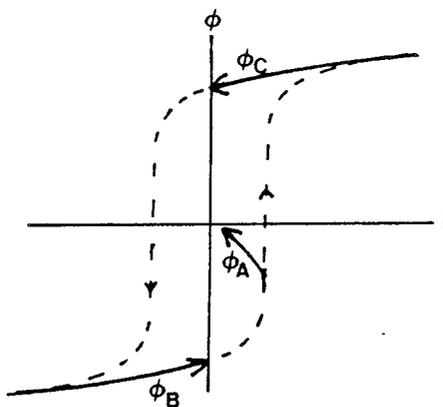


Figure 4.20

Au cours de la phase de réinitialisation, les flux ϕ_A , ϕ_B , ϕ_C prennent des valeurs qui dépendent des caractéristiques du matériau ferromagnétique (figure 4.20). Avec les valeurs des flux estimées au début de la phase de roue libre, on peut supposer qu'à l'annulation de l'excitation magnétique H, ceux-ci prennent des valeurs voisines de :

$$\phi_A \rightarrow 0$$

$$\phi_B \rightarrow - \phi_r$$

$$\phi_C \rightarrow \phi_r$$

$$\text{et } \phi_A + \phi_B + \phi_C = 0$$

*** Réamorçage G₂ puis G₁**

C'est le noyau B qui détermine alors la valeur du premier angle θ_1 :

$$\phi_{Bp} = - \phi_{Max} \sin \theta_1 = - \phi_r$$

En effet, dès $\theta = \theta_1$, on impose $v_B = v_2 - v_3$, donc il faut choisir θ_1 de manière à imposer au flux sa valeur correspondant au régime permanent. D'où :

$$\sin \theta_1 = \frac{\phi_r}{\phi_{Max}}$$

On a alors pour $\theta > \theta_1$:

$$[\phi_B = \phi_{Bp} = - \phi_{Max} \sin \theta]$$

De plus, $\phi_A + \phi_B = \phi_{Max} \sin \theta$

Compte-tenu de nos hypothèses,

$$v_A = v_C \rightarrow \frac{d \phi_A}{d t} = \frac{d \phi_C}{d t} = \frac{\phi_{Max}}{2} \cos \theta$$

$$\begin{cases} \phi_A = \frac{\phi_{Max}}{2} (\sin \theta - \sin \theta_1) = \frac{\phi_{Max}}{2} \left[\sin \theta - \frac{\phi_r}{\phi_{Max}} \right] \\ \phi_C = \frac{\phi_{Max}}{2} (\sin \theta - \sin \theta_1) + \phi_r = \frac{\phi_{Max}}{2} \left[\sin \theta - \frac{\phi_r}{\phi_{Max}} \right] + \phi_r \end{cases}$$

$$\begin{cases} \phi_A = \frac{\phi_{Max}}{2} \left[\sin \theta - \frac{\phi_r}{\phi_{Max}} \right] \\ \phi_C = \frac{\phi_{Max}}{2} \left[\sin \theta + \frac{\phi_r}{\phi_{Max}} \right] \end{cases}$$

On vérifie qu'il n'y a pas de saturation pour les flux ϕ_A et ϕ_C . On cherche θ_2 tel que :

$$\begin{cases} \phi_{Ap}(\theta_2) = \frac{\phi_{Max}}{2} \left[\sin \theta_2 - \frac{\phi_r}{\phi_{Max}} \right] = \phi_{Max} \cos(\theta_2 - 5\pi/6) \\ \phi_{Cp}(\theta_2) = \frac{\phi_{Max}}{2} \left[\sin \theta_2 + \frac{\phi_r}{\phi_{Max}} \right] = - \phi_{Max} \sin(\theta_2 - 2\pi/3) \end{cases}$$

Ces deux équations se simplifient et conduisent à la même solution :

$$\cos \theta_2 = \frac{\phi_r}{\sqrt{3} \phi_{Max}} , \sin \theta_1 = \frac{\phi_r}{\phi_{Max}}$$

Dans ce cas, on choisit $\pi / 2 < \theta_1 < \pi$ et $\theta_2 > \theta_1$. De plus, $3 \pi / 2 < \theta_2 < 2 \pi$ de manière à ce que $\Delta \theta = \theta_2 - \theta_1$ soit le plus faible possible, d'où :

$$\theta_2 = 2 \pi - \text{Arc cos} \frac{\phi_r}{\sqrt{3} \cdot \phi_{Max}}$$

$$\theta_1 = \pi - \text{Arc sin} \frac{\phi_r}{\phi_{Max}}$$

Il est important de prendre la valeur $\Delta \theta$ la plus faible car on réduit par là, la phase transitoire à un seul gradateur passant.

* Réamorçage G_1 puis G_2

Dans ce cas, c'est le flux dans le noyau C qui détermine la valeur de l'angle θ_1 . Pour cela, il faut choisir θ_1 de manière à imposer $\phi_{Cp}(\theta_1) = \phi_r$ puisque $v_C = v_3 - v_1$.

$$\phi_{Cp}(\theta_1) = - \phi_{Max} \sin(\theta_1 - 2 \pi / 3) = \phi_r$$

$$\sin(\theta_1 - 2 \pi / 3) = - \frac{\phi_r}{\phi_{Max}}$$

On a alors pour $\theta_1 < \theta < \theta_2$,

$$\phi_A + \phi_B = - \phi_C$$

Compte tenu de nos hypothèses, $v_A = v_B$

$$\begin{cases} \phi_A = \frac{\phi_{Max}}{2} \left[\sin(\theta - 2 \pi / 3) + \frac{\phi_r}{\phi_{Max}} \right] < \phi_{Max} \\ \phi_B = \frac{\phi_{Max}}{2} \left[\sin(\theta - 2 \pi / 3) - \frac{\phi_r}{\phi_{Max}} \right] < \phi_{Max} \end{cases}$$

Pour $\theta = \theta_2$, on doit avoir simultanément :

$$\begin{cases} \frac{\phi_{\text{Max}}}{2} \left[\sin (\theta_2 - 2 \pi / 3) + \frac{\phi_r}{\phi_{\text{Max}}} \right] = \phi_{\text{Max}} \cos (\theta_2 - 5 \pi / 6) \\ \frac{\phi_{\text{Max}}}{2} \left[\sin (\theta_2 - 2 \pi / 3) - \frac{\phi_r}{\phi_{\text{Max}}} \right] = - \phi_{\text{Max}} \sin \theta_2 \end{cases}$$

$$\cos (\theta_2 - 2 \pi / 3) = \frac{\phi_r}{\sqrt{3} \phi_{\text{Max}}}$$

Les solutions du système sont donc :

$$\begin{aligned} \theta_2 - 2 \pi / 3 &= \text{Arc cos } \frac{\phi_r}{\sqrt{3} \phi_{\text{Max}}} \\ \theta_1 - 2 \pi / 3 &= \text{Arc sin } \left(- \frac{\phi_r}{\phi_{\text{Max}}} \right) \end{aligned}$$

En effet, on a ainsi :

$$-\pi / 2 < \theta_1 - 2 \pi / 3 < 0 \quad \text{et} \quad 0 < \theta_2 - 2 \pi / 3 < \pi / 2$$

*** Cas où $\theta'_1 = (2K + 1)\pi$, $\theta'_2 = (2K + 1)\pi + \pi/2$**

Dans ce cas, il suffit de reprendre les angles θ_1 et θ_2 calculés précédemment et de les décaler d'un angle égal à π .

2.1.2. Déconnexion G_2 puis G_1

Au début de la phase de roue libre (pour $\theta'_2 = 2K\pi + 2\pi/3 + \pi/2$), les flux ont pour valeurs approchées :

$$\begin{cases} \phi_A = 1,3 \phi_{\text{Max}} \\ \phi_B = - 0,3 \phi_{\text{Max}} \\ \phi_C = - \phi_{\text{Max}} \end{cases}$$

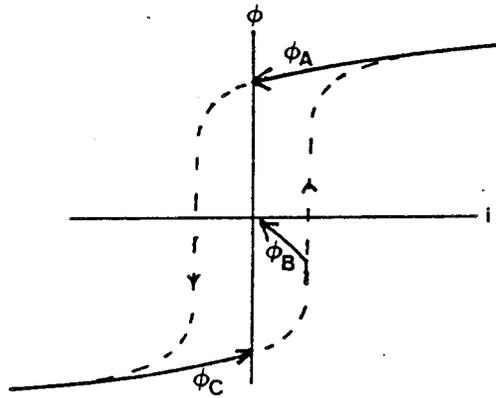


Figure 4.21

A la fin de la phase de la roue libre, comme précédemment (figure 4.21), on peut estimer les flux :

$$\begin{cases} \phi_A = \phi_r \\ \phi_B = 0 \\ \phi_C = -\phi_r \end{cases}$$

*** Réamorçage G_2 puis G_1**

Cette fois-ci, c'est le flux dans le noyau B qui impose l'angle θ_1 d'amorçage de G_2

$$-\phi_{Max} \sin \theta_1 = 0$$

d'où :

$$\theta_1 = 0$$

Pour $\theta_1 < \theta < \theta_2$

$$\begin{cases} \phi_A = \frac{\phi_{Max}}{2} \sin \theta + \phi_r \\ \phi_C = \frac{\phi_{Max}}{2} \sin \theta - \phi_r \end{cases}$$

d'où :

$$\begin{cases} \frac{\phi_{Max}}{2} \sin \theta_2 + \phi_r = \phi_{Max} \cos (\theta_2 - 5\pi/6) \\ \frac{\phi_{Max}}{2} \sin \theta_2 - \phi_r = -\phi_{Max} \sin (\theta_2 - 2\pi/3) \end{cases}$$

d'où :

$$\cos \theta_2 = -\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{\phi_r}{\phi_{Max}}$$

On remarque que l'on doit avoir $\phi_r < \sqrt{3}/2 \phi_{Max}$, sinon on ne trouve pas de solution dans ce type de séquence :

$$\theta_2 = \text{Arc cos} \left(- \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{\phi_r}{\phi_{Max}} \right)$$

Ce type de séquence doit donc être évité.

*** Réamorçage G_1 puis G_2**

Le flux dans le noyau C détermine l'angle θ_1 .

$$\phi_{Cp}(\theta_1) = -\phi_{Max} \sin(\theta_1 - 2\pi/3) = -\phi_r$$

$$\sin(\theta_1 - 2\pi/3) = \frac{\phi_r}{\phi_{Max}}$$

Enfin l'angle θ_2 permettant l'amorçage de G_2 , est défini par :

$$\begin{cases} \phi_A = \frac{\phi_{Max}}{2} \left[\sin(\theta_2 - 2\pi/3) + \frac{\phi_r}{\phi_{Max}} \right] = \phi_{Ap}(\theta_2) \\ \phi_B = \frac{\phi_{Max}}{2} \left[\sin(\theta_2 - 2\pi/3) - \frac{\phi_r}{\phi_{Max}} \right] = \phi_{Bp}(\theta_2) \end{cases}$$

d'où :

$$\cos(\theta_2 - 2\pi/3) = \frac{\phi_r}{\sqrt{3} \phi_{Max}}$$

On déduit de ces deux relations les valeurs θ_1 et θ_2 des angles de commande toujours choisis de manière à minimiser l'écart entre les 2 commandes et $\theta_1 < \theta_2$.

$$\theta_2 = 8\pi/3 - \text{Arc cos} \frac{\phi_r}{\sqrt{3} \phi_{Max}}$$

$$\theta_1 = 5\pi/3 - \text{Arc sin} \frac{\phi_r}{\phi_{Max}}$$

*** Cas où $\theta'_1 = (2K + 1)\pi + 2\pi/3$, $\theta'_2 = (2K + 1)\pi + 2\pi/3 + \pi/2$:** il suffit de reprendre les angles θ_1 et θ_2 calculés précédemment et de les décaler d'un angle égal à π .

2.2. Couplage du primaire en étoile

Comme précédemment, on cherche à déterminer les nouveaux angles θ_1, θ_2 en fonction de la séquence utilisée.

2.2.1. Déconnexion G_1 puis G_2

Pour l'angle $\theta'_2 = 2 K \pi + \pi / 2$, où le gradateur G_2 vient de d'ouvrir les flux ont pour valeur approximative :

$$\begin{cases} \phi_A = - \phi_{Max} \\ \phi_B = - 0,3 \phi_{Max} \\ \phi_C = 1,3 \phi_{Max} \end{cases}$$

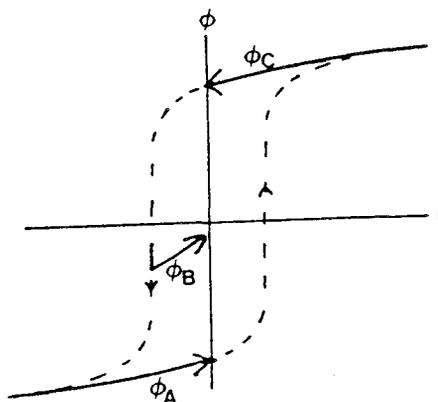


Figure 4.22

Après la phase de roue libre, les valeurs des flux tendent vers (figure 4.22) :

$$\begin{cases} \phi_A = - \phi_r \\ \phi_B = 0 \\ \phi_C = \phi_r \end{cases}$$

* Reconnexion G_2 puis G_1

Pour $\theta_1 < \theta < \theta_2$, les enroulements connectés à la phase 2 et à la phase 3 et les phases 3 sont sous tension.

Pour $\theta = \theta_2$, on doit alors avoir :

$$\begin{cases} \phi_A(\theta_2) = \phi_{Ap}(\theta_2) \\ \phi_B(\theta_2) = \phi_{Bp}(\theta_2) \\ \phi_C(\theta_2) = \phi_{Cp}(\theta_2) \end{cases}$$

Or pour $\theta_1 < \theta < \theta_2$,

$$\phi_A = -\phi_r$$

donc :

$$[\phi_B + \phi_C = \phi_r]$$

d'où :

$$\begin{cases} -\phi_{Max} \cos \theta_2 = -\phi_r \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} \phi_{Max} (\sin \theta_2 - \sin \theta_1) = -\phi_{Max} \sin(\theta_2 - \pi/6) \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \phi_{Max} (\sin \theta_2 - \sin \theta_1) + \phi_r = -\phi_{Max} \sin(\theta_2 - 5\pi/6) \end{cases}$$

Ces équations se simplifient :

$$\begin{cases} \cos \theta_2 = \frac{\phi_r}{\phi_{Max}} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta_1 = \frac{\cos \theta_2}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta_1 = \frac{\cos \theta_2}{2} - \frac{\phi_r}{\phi_{Max}} \end{cases}$$

On remarque que l'on doit connaître θ_2 pour choisir θ_1 (avec $\theta_1 < \theta_2$). D'où :

$$\begin{cases} \cos \theta_2 = \frac{\phi_r}{\phi_{Max}} \\ \sin \theta_1 = \frac{\phi_r}{\sqrt{3} \phi_{Max}} \end{cases}$$

On en déduit :

$$\begin{cases} \theta_1 = \pi - \text{Arc sin } \frac{\phi_r}{\sqrt{3} \phi_{\text{Max}}} \\ \theta_2 = 2\pi - \text{Arc cos } \frac{\phi_r}{\phi_{\text{Max}}} \end{cases}$$

*** Reconnexion G_1 puis G_2 :**

Pour $\theta_1 < \theta < \theta_2$, les enroulements A et C sont sous tension.

$$\begin{cases} \phi_A = \frac{\sqrt{3}}{2} \phi_{\text{Max}} [\sin(\theta - 2\pi/3) - \sin(\theta_1 - 2\pi/3)] - \phi_r \\ \phi_B = 0 \\ \phi_C = -\frac{\sqrt{3}}{2} \phi_{\text{Max}} [\sin(\theta - 2\pi/3) - \sin(\theta_1 - 2\pi/3)] + \phi_r \end{cases}$$

Pour $\theta = \theta_2$, on doit avoir :

$$\begin{cases} \phi_A = \frac{\sqrt{3}}{2} \phi_{\text{Max}} [\sin(\theta_2 - 2\pi/3) - \sin(\theta_1 - 2\pi/3)] - \phi_r = -\phi_{\text{Max}} \cos \theta_2 \\ \phi_B = 0 = -\phi_{\text{Max}} \sin(\theta_2 - \pi/6) \\ \phi_C = -\frac{\sqrt{3}}{2} \phi_{\text{Max}} [\sin(\theta_2 - 2\pi/3) - \sin(\theta_1 - 2\pi/3)] + \phi_r = -\phi_{\text{Max}} \sin(\theta_2 - 5\pi/6) \end{cases}$$

On en déduit :

$$\theta_2 = \frac{\pi}{6} + K\pi$$

d'où :

$$\sin(\theta_1 - 2\pi/3) = -\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{\phi_r}{\phi_{\text{Max}}}$$

On remarque que dans ce cas, il n'est pas toujours possible de trouver une solution à ce système :

$$\theta_1 = 2\pi/3 + \text{Arc sin } -\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{\phi_r}{\phi_{\text{Max}}}$$

*** Cas où $\theta'_1 = (2K+1)\pi$, $\theta'_2 = (2K+1)\pi + \pi/2$:** il suffit de reprendre les angles θ_1 et θ_2 calculés précédemment et de les décaler d'un angle égal à π

2.2.2. Déconnexion G₂ puis G₁

Au début de la phase de roue libre, les flux dans les noyaux ont pour valeur approchée ($\theta_2 = 2 K \pi + 7 \pi / 6$) :

$$\begin{cases} \phi_A = 1,3 \phi \\ \phi_B = - \phi \\ \phi_C = - 0,3 \phi \end{cases}$$

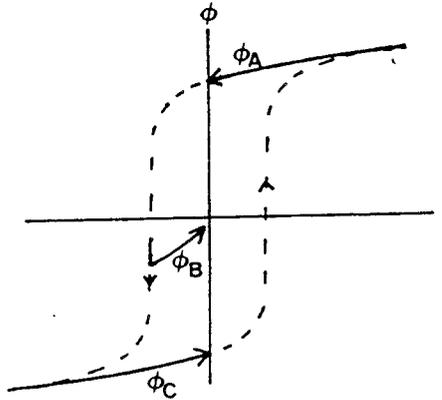


Figure 4.23

Ces grandeurs vont alors évoluer jusqu'à l'annulation du courant secondaire vers (figure 4.23) :

$$\begin{cases} \phi_A = \phi_r \\ \phi_B = - \phi_r \\ \phi_C = 0 \end{cases}$$

* Réamorçage G₂ puis G₁

Pour $\theta_1 < \theta < \theta_2$, les enroulements B et C sont sous tension. Le système doit alors vérifier pour $\theta = \theta_2$

$$\begin{cases} \phi_B = - \frac{\sqrt{3}}{2} \phi_{Max} [\sin \theta_2 - \sin \theta_1] - \phi_r = - \phi_{Max} \sin (\theta_2 - \pi / 6) \\ \phi_C = \frac{\sqrt{3}}{2} \phi_{Max} [\sin \theta_2 - \sin \theta_1] = - \phi_{Max} \sin (\theta_2 - 5 \pi / 6) \\ \phi_A = \phi_r = - \phi_{Max} \cos \theta_2 \end{cases}$$

d'où :

$$\begin{cases} \cos \theta_2 = - \frac{\phi_r}{\phi_{Max}} & \pi / 2 < \theta_2 < \pi \\ \sin \theta_1 = - \frac{1}{\sqrt{3}} \cos \theta_2 = \frac{\phi_r}{\sqrt{3} \phi_{Max}} & 0 < \theta_1 < \pi / 2 \end{cases}$$

$$\begin{cases} \theta_1 = \text{Arc sin } \frac{\phi_r}{\sqrt{3} \phi_{\text{Max}}} \\ \theta_2 = \text{Arc cos } \left(- \frac{\phi_r}{\phi_{\text{Max}}} \right) \end{cases}$$

*** Réamorçage G₁ puis G₂**

De la même manière :

$$\begin{cases} \phi_A = \frac{\sqrt{3}}{2} \phi_{\text{Max}} [\sin(\theta_2 - 2\pi/3) - \sin(\theta_1 - 2\pi/3)] + \phi_r = - \phi_{\text{Max}} \cos \theta_2 \\ \phi_B = - \phi_r = - \phi_{\text{Max}} \sin(\theta_2 - \pi/6) \\ \phi_C = - \frac{\sqrt{3}}{2} \phi_{\text{Max}} [\sin(\theta_2 - 2\pi/3) - \sin(\theta_1 - 2\pi/3)] = - \phi_{\text{Max}} \sin(\theta_2 - 5\pi/6) \end{cases}$$

d'où :

$$\begin{cases} \sin(\theta_2 - \pi/6) = \frac{\phi_r}{\phi_{\text{Max}}} \\ \sin(\theta_1 - 2\pi/3) = \frac{1}{\sqrt{3}} \sin(\theta_2 - \pi/6) = \frac{\phi_r}{\sqrt{3} \phi_{\text{Max}}} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \theta_1 = 5\pi/3 - \text{Arc sin} \left(\frac{\phi_r}{\sqrt{3} \phi_{\text{Max}}} \right) \\ \theta_2 = 13\pi/6 + \text{Arc sin} \frac{\phi_r}{\phi_{\text{Max}}} \end{cases}$$

*** Cas où $\theta'_2 = (2K + 1)\pi + 7\pi/6$:** il suffit de décaler θ_1 et θ_2 d'un angle égal à π .

2.3. Essais

Ces essais ont été réalisés sur un transformateur de puissance apparente $S = 3\,000$ VA. Grâce à la caractéristique magnétique (figure 4.24) relevée en alimentant l'enroulement central sous la tension nominale sinusoïdale, on peut déterminer le rapport :

$$\frac{\phi_{\text{Max}}}{\phi_r} = 0,62$$

Ce rapport nous permet la détermination des angles θ_1 d'amorçage dépendant de la séquence utilisée.

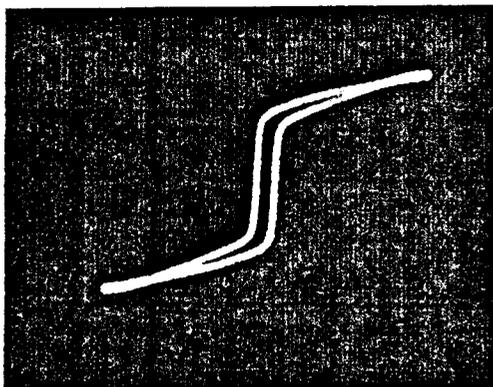


Figure 4.24

Les essais (figures 4.25, 4.26) ont alors montré que, malgré les hypothèses simplificatrices faites lors des calculs, ces angles approchent de près les valeurs expérimentales. On a ainsi obtenu :

Primaire couplé en Δ :

Extinction G1 - G2

- Amorçage G1 G2

- Amorçage G2 G1

Primaire couplé en λ

Extinction G1 G2

- Amorçage G2 G1

	θ_1 calculé	θ_1 exp	θ_2 calculé	θ_2 exp
- Amorçage G1 G2	81°	90°	188°	195°
- Amorçage G2 G1	141°	154°	291°	288°
- Amorçage G2 G1	159°	172°	309°	302°

Les grandeurs (v_A, v_B, v_C), (i_A, i_B, i_C), (j_A, j_B, j_C) ont été relevées et sont présentées en fin de chapitre. Comme précédemment, on peut, en observant les tensions aux bornes des enroulements, distinguer les différentes phases du processus. Les formes d'ondes obtenues ont même allure que celles obtenues avec le transformateur à faible rémanent, hormis les valeurs des angles d'amorçages qui ont dû être modifiés.

On note que la phase de réinitialisation (roue libre du secondaire) dure au plus 20 ms, ce qui permet une grande plage de réglage au niveau du rapport cyclique sans pour autant nécessiter une modification des angles de commande.

Il est à noter que le réglage de θ_1 et θ_2 s'avère délicat car il faut régler simultanément ces deux angles et qu'il est difficile d'obtenir un réglage parfait éliminant complètement la saturation.

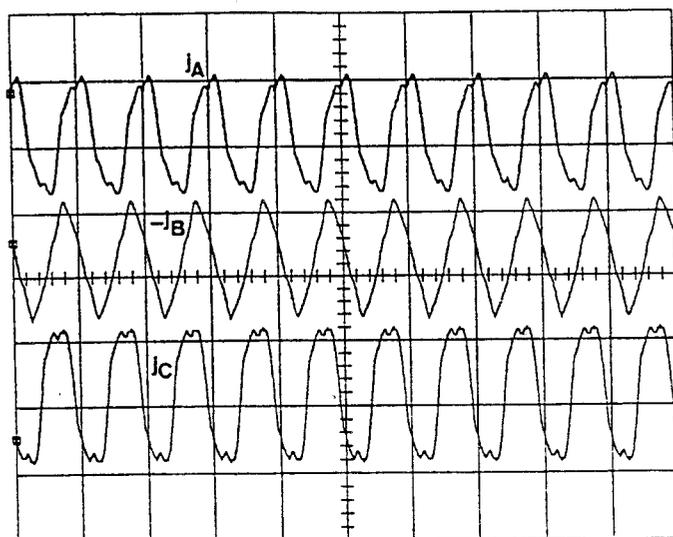


Figure 4.25a

Courants en fonctionnement pleine onde

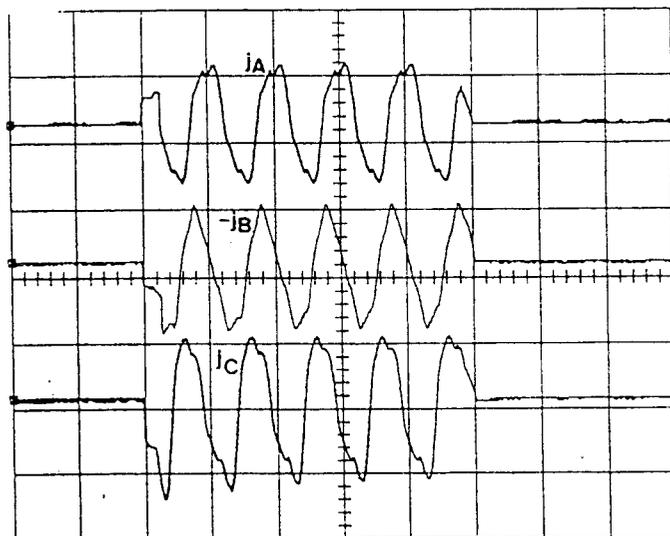


Figure 4.25b

Courants dans les enroulements

Primaire en Δ - Séquence $G_1 G_2 - G_1 G_2$

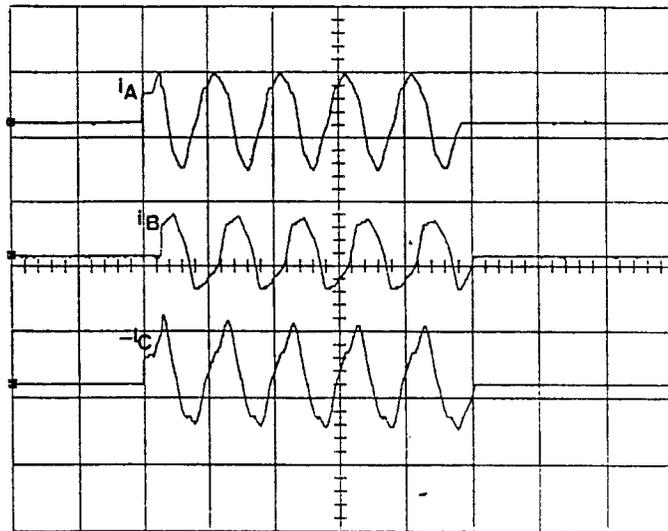


Figure 4.25c

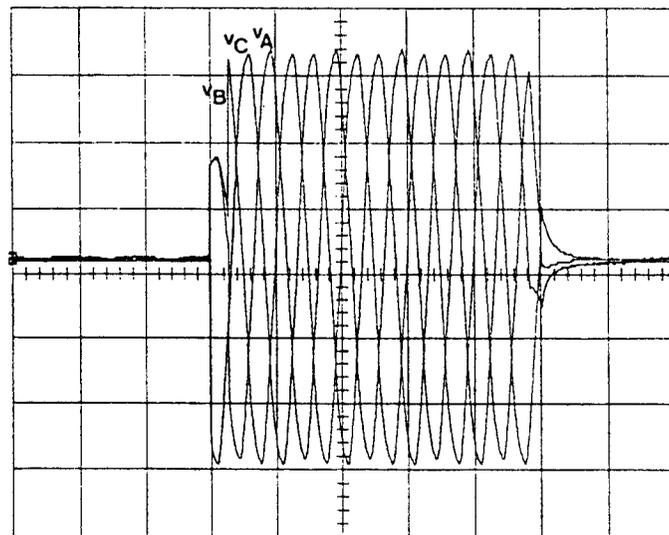


Figure 4.25d

Primaire en Δ - Séquence $G_1 G_2 - G_1 G_2$

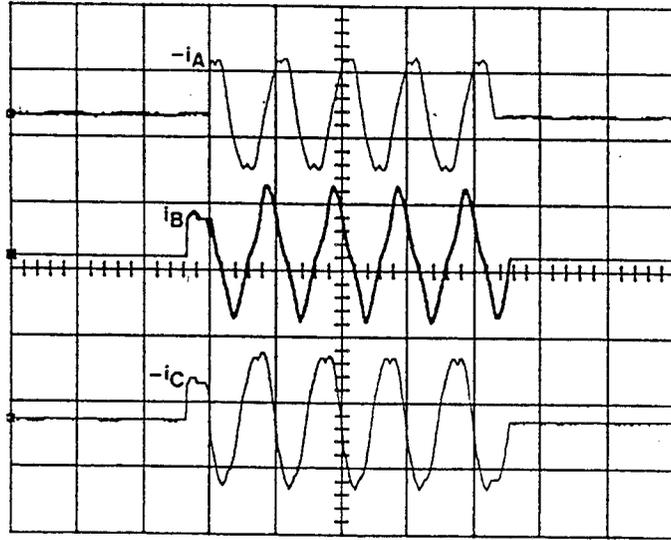


Figure 4.26a

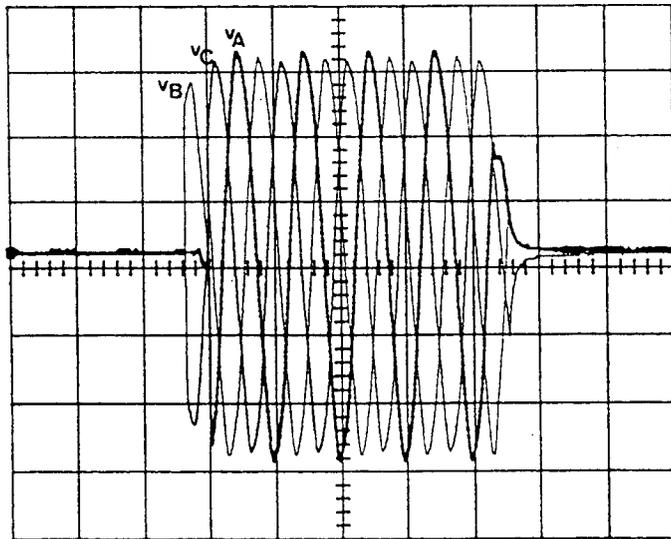


Figure 4.26b

Primaire couplé en λ - Séquence $G_1 G_2 - G_2 G_1$

2.4. Conclusion

Les essais nous ont montré , qu'en choisissant convenablement la stratégie de commande, il est possible de faire fonctionner , dans d'excellentes conditions , un gradateur économique lorsque celui-ci fonctionne en régime permanent, c'est-à-dire lorsqu'il n'est pas perturbé.

Certaines situations peuvent s'avérer conflictuelles pour le système : la mise en route de l'ensemble reste problématique, puisqu'à priori, on ne connaît pas les flux résiduels dans chacun des noyaux.

Comme en monophasé, on peut être confronté à ce problème lors d'une coupure réseau alors que les gradateurs sont passants. Toutes les hypothèses faites pour déterminer approximativement les angles θ_1 et θ_2 ne sont plus valides, puisque les flux résiduels peuvent être quelconques.

Il est donc nécessaire de prévoir une séquence de mise en route du système lors du premier cycle afin de réinitialiser les grandeurs d'état du transformateur. Il paraît donc souhaitable , dans ce cas , d'insérer une procédure permettant le rétablissement progressif du flux dans le transformateur en réalisant une commande par angle de phase progressive, utilisant par exemple la commande dissymétrique du gradateur économique, évitant par là un trop grand déséquilibre des tensions aux bornes des enroulements. Lorsqu'on obtient le fonctionnement pleine onde, il est alors aisé de rejoindre le fonctionnement prédéterminé pour l'installation considérée.

Comme pour le gradateur monophasé, le risque le plus important est l'apparition d'une saturation qui peut entraîner une réaction en chaîne si la commande des thyristors n'est pas adaptée. En effet, la saturation provoque une modification du déphasage courant / tension, donc un décalage des instants des commutations. Il faut prévoir l'envoi sur les thyristors d'impulsions de commande larges , afin de permettre , en cas de défaut , l'amortissement naturel de la saturation. Dans le cas contraire (impulsions trop fines), le transformateur risque d'être alimenté par un système de tension de valeur moyenne non nulle, entraînant la création d'une composante continue sur le flux. La saturation est systématique et conduit à une surintensité au primaire.

Si l'amortissement de la pointe de courant magnétisant est rapide, les thyristors étant capables de supporter des intensités crêtes importantes pendant des temps brefs, le gradateur peut ne pas être détérioré par une erreur de commande. Un exemple de mise sous tension brutale d'un G.T.R. est montré figure 4.27. On observe le déphasage courant/tension en ligne. Celui-ci peut être important lors des premières périodes, justifiant la nécessité d'appliquer des commandes d'impulsion de largeur au moins égale à $\pi / 2$.

Si l'amortissement du courant est lent, il paraît souhaitable d'inhiber la commande et de reprendre la phase d'initialisation progressive du transformateur par variation d'angle de phase. De plus, il est primordial de toujours adopter la même séquence d'ouverture des gradateurs pour retrouver les mêmes conditions initiales. Si on désire pouvoir finir le cycle de différentes manières, il est alors nécessaire de mémoriser les angles d'amorçages (θ_1, θ_2) correspondant à la coupure envisagée.

En conclusion, les précautions à prendre pour l'utilisation d'un tel système sont les suivantes :

- prédétermination des angles θ_1 et θ_2 du régime permanent
- utilisation d'un cycle de mise en route du système en commandant le gradateur en angle de phase dissymétrique. Ceci constitue une phase d'initialisation du système
- commande des thyristors avec des impulsions larges de manière à éviter une alimentation de valeur moyenne non nulle s'il se produit un défaut quelconque
- utilisation d'une commande très fiable de manière à minimiser le risque de défauts de commande à l'origine de la saturation
- utilisation d'un transformateur où $\phi_r / \phi_{Max} \ll 1$ (faible rémanent) de manière à simplifier la commande.

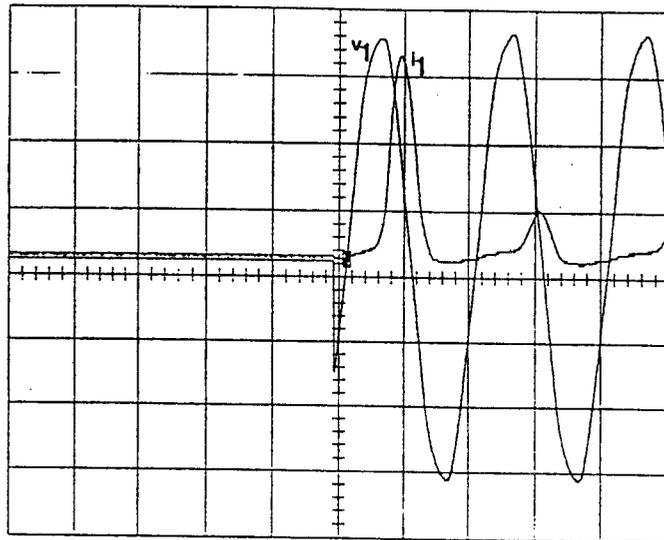


Figure 4.27a

Transformateur monophasé : $i_{pic} \approx 75 \text{ A}$, $i_{Nom} \approx 2 \text{ A}$

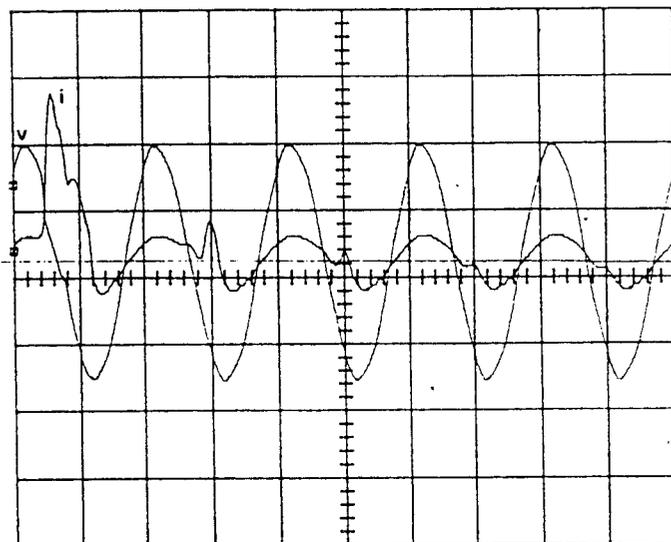


Figure 4.27b

Transformateur triphasé, primaire couplé en λ , $i_{pic} \approx 50 \text{ A}$, $i_{Nom} \approx 7 \text{ A}$

Déphasage courant / tension dans un cas de saturation du circuit magnétique

CHAPITRE V

PERTURBATIONS INDUITES SUR LE RESEAU PAR LES GRADATEURS DEBITANT SUR R

CHAPITRE V

PERTURBATIONS INDUITES SUR LE RESEAU PAR LES GRADATEURS DEBITANT SUR R

Le branchement sur le réseau d'un ensemble gradateur-résistances est à l'origine de perturbations. La nature de celles-ci est étroitement liée à la manière dont on effectue le réglage. Il est donc nécessaire d'effectuer une comparaison, basée sur des critères quantitatifs, entre les commandes par variation d'angle de phase et par trains d'ondes.

1. CRITERES USUELS

Afin de présenter les avantages et les inconvénients d'une structure, il est d'usage de prendre en compte certaines grandeurs [8] :

- l'énergie réactive absorbée
- la puissance déformante
- le taux de distorsion
- le facteur de puissance.

Cette comparaison a déjà été effectuée dans le cas d'un montage monophasé (figure 5.1). Elle montre :

- l' "équivalence" des deux commandes relativement au critère facteur de puissance : A puissance débitée donnée, les deux commandes donnent le même facteur de puissance
- leurs différences signalées par plusieurs points :
 - . une puissance réactive Q nulle en train d'onde alors qu'elle est loin d'être négligeable en commande par la phase
 - . une puissance déformante plus importante pour le gradateur commandé par trains d'ondes.

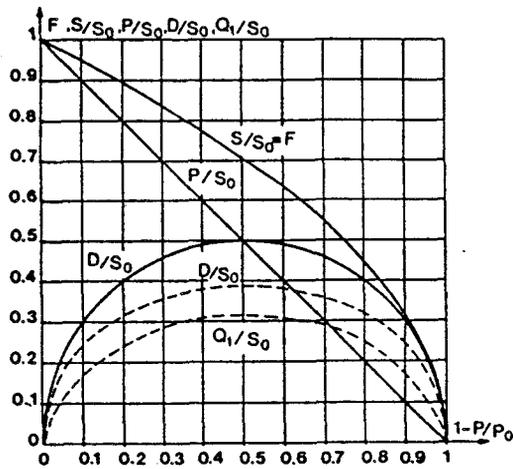


Figure 5.1

En pointillé, courbes relatives à la commande par variation de l'angle de phase

Aussi, à facteur de puissance identique, il semble à priori judicieux de choisir :

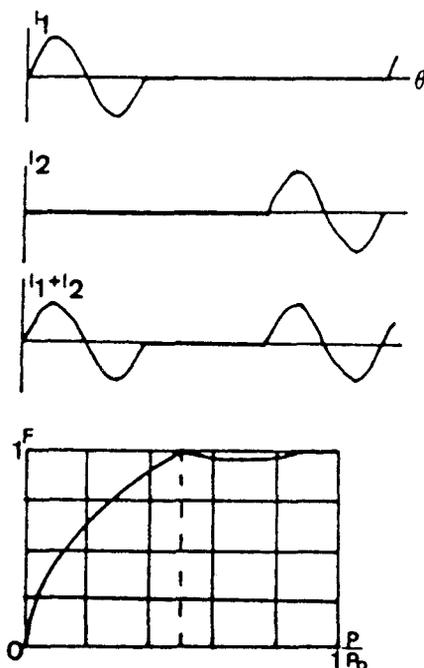
- la commande par train d'onde si on désire éliminer le réactif
- la commande par variation de l'angle de phase si on désire limiter la puissance déformante.

Il est à noter que l'on peut envisager une nette amélioration des facteurs de puissance par la mise en parallèle de deux gradateurs (figure 5.2) [30].

Dans le cas d'une commande par trains d'ondes, le simple entrelacement des commandes des deux gradateurs suffit pour obtenir le résultat escompté.

Par contre, la commande par variation de l'angle de phase ne permet pas l'obtention d'un tel résultat : deux gradateurs en parallèle cumulent leurs perturbations. Il faut modifier le mode de commande, donc les interrupteurs, pour permettre le "foisonnement" des perturbations. Pour cela, on met en parallèle un gradateur usuel et un gradateur muni d'interrupteurs commandables à l'ouverture. On a ainsi "entrelacé" les deux gradateurs

Commande par trains d'ondes



Commande par variation de l'angle de phase

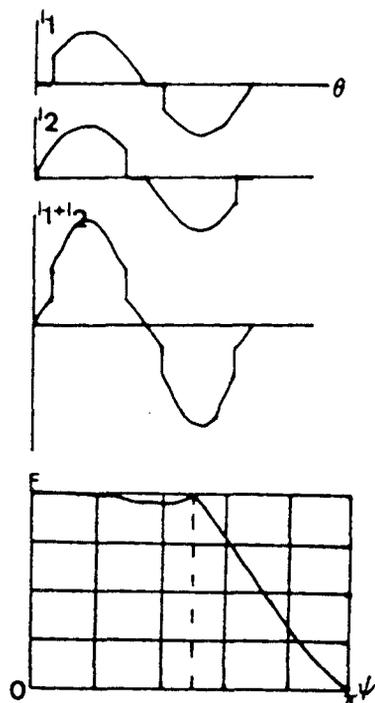


Figure 5.2

Dans le cas de la commande par trains d'ondes, la puissance déformante est diminuée, alors que par variation de l'angle de phase, la puissance réactive est annulée.

Lors de l'association de plusieurs gradateurs, la commande par trains d'ondes montre alors nettement sa supériorité par les possibilités d'entrelacement qu'elle procure. La figure 5.3 donne le facteur de puissance global d'une installation comportant 7 gradateurs entrelacés.

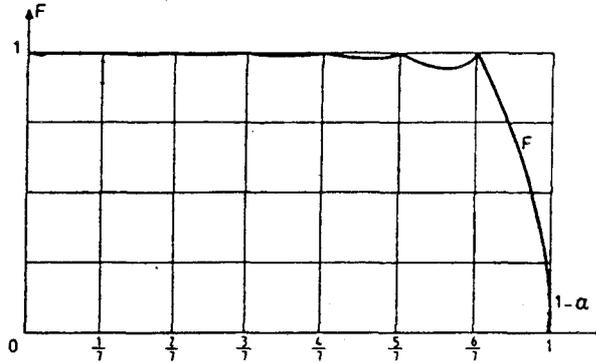


Figure 5.3

Cette commande très simple est parfaitement adaptée à l'utilisation conventionnelle des gradateurs (chauffage).

Dans le cas où on n'envisage pas la mise en parallèle de plusieurs gradateurs, il apparaît intéressant de pouvoir justifier le choix du mode de commande en comparant les harmoniques injectés sur le réseau.

2. ETUDE DU SPECTRE HARMONIQUE

2.1. Les hautes fréquences

2.1.1. Les gradateurs commandés par angle de phase

Les expressions analytiques donnant les valeurs des harmoniques des différents gradateurs sont bien connues [8]. Ces expressions peuvent être simplifiées lorsque l'ordre des harmoniques devient important.

* Gradateur monophasé :

$$\frac{I_h}{I_0} = \frac{2}{\pi h} |\sin \psi| \quad \text{avec} \quad 0 < \psi < \pi \quad \text{et} \quad h \text{ impair}$$

*** 3 gradateurs monophasés couplés en triangle :**

$$\frac{I_h}{I_0} = \frac{2}{\pi h} |\sin \psi| \quad \text{avec} \quad 0 < \psi < \pi \quad \text{et} \quad h \text{ impair non multiple de } 3$$

*** Gradateurs à 6 thyristors en ligne :**

- Mode n° 1 ($0 < \psi < \pi/3$) : $\frac{I_h}{I_0} = \frac{3}{\pi h} |\sin \psi|$ h impair non multiple de 3

- Mode n° 2 ($\pi/3 < \psi < \pi/2$) : $\frac{I_h}{I_0} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi h}$

- Mode n° 3 ($\pi/2 < \psi < 5\pi/6$) : $\frac{I_h}{I_0} = \frac{3}{\pi h} |\cos(\psi - \pi/3)|$

*** Gradateur mixte :**

- Mode n° 1 ($0 < \psi < \pi/2$) : $\frac{I_h}{I_0} = \frac{3}{2\pi h} |\sin \psi|$ h non multiple de 3

- Mode n° 2 ($\pi/2 < \psi < 2\pi/3$) : $\frac{I_h}{I_0} = \frac{3}{2\pi h}$

- Mode n° 3 ($2\pi/3 < \psi < 7\pi/6$) : $\frac{I_h}{I_0} = \frac{3}{2\pi h} |\cos(\psi - 2\pi/3)|$

Par rapport aux convertisseurs précédents, ce convertisseur semble plus mauvais : il produit tous les harmoniques de rang différent de 3K, alors que les autres éliminent les harmoniques pairs (figure 5.4).

Harmoniques	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
Gradateurs classiques	X				X		X				X		X	
Gradateurs Mixtes	X	X		X	X		X	X		X	X		X	X

Figure 5.4

Ainsi, dans une bande de fréquence donnée, si on veut comparer les perturbations produites par le gradateur mixte par rapport à celles engendrées par les gradateurs classiques, il faut tenir compte de ce fait. En effectuant la moyenne quadratique des harmoniques d'ordre h et h ± 1 du gradateur mixte, on peut comparer cette valeur avec celle de l'harmonique d'ordre h du gradateur classique.

Cette approximation se justifie du fait de la valeur élevée des fréquences étudiées comparées à celle du fondamental.

$$I_h \text{ équivalent} = \sqrt{\left(\frac{I_h}{I_0}\right)^2 + \left(\frac{I_h \pm 1}{I_0}\right)^2} = \sqrt{2} \frac{I_h}{I_0}$$

ce qui nous donne :

- Mode n° 1 : $\left(\frac{I_h}{I_0}\right)_{\text{e q}} = \frac{3}{\sqrt{2} \pi h} |\sin \psi|$
- Mode n° 2 : $\left(\frac{I_h}{I_0}\right)_{\text{e q}} = \frac{3}{\sqrt{2} \pi h}$
- Mode n° 3 : $\left(\frac{I_h}{I_0}\right)_{\text{e q}} = \frac{3}{\sqrt{2} \pi h} |\cos(\psi - 2\pi/3)|$

Ce sont ces valeurs équivalentes qui seront prises en compte pour la comparaison des différents montages.

*** Résultats**

On a tracé sur une même courbe (figure 5.5) l'évolution des grandeurs $\lambda = h \cdot (I_h / I_0)$ en fonction de ψ pour les divers montages triphasés. Le choix du paramètre λ se justifie par le fait qu'il ne dépend que de la valeur de ψ . On constate alors la supériorité du montage constitué de 3 gradateurs monophasés couplés en triangle commandés symétriquement. Viennent ensuite le gradateur mixte, puis le gradateur tout thyristor.

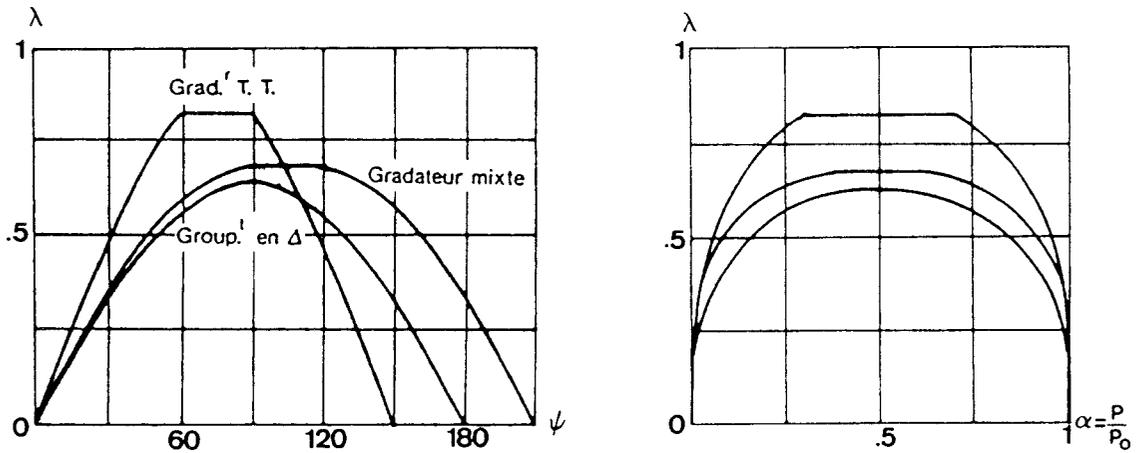


Figure 5.5

λ peut également être représenté en fonction de P / P_0 , grandeur caractérisant le réglage de puissance des divers gradateurs. Les courbes $\lambda = f(P / P_0)$ sont alors symétriques par rapport à $P / P_0 = 0,5$.

Dans tous les cas, on note que la décroissance du module des harmoniques pour les gradateurs commandés par angle de phase est inversement proportionnelle à son rang.

2.1.2. Gradateur commandé par trains d'ondes

Un gradateur monophasé de période $T = N T_0$ génère tous les harmoniques multiples de la fréquence associée au cycle. On a donc :

$$f_p = P \cdot \frac{f_0}{N}$$

Il génère des courants harmoniques I_p tels que :

$$\frac{I_p}{I_0} = \frac{2}{\pi N} \cdot \frac{\sin P \pi \alpha}{1 - \left(\frac{P}{N}\right)^2} \quad \text{où } \alpha : \text{paramètre de réglage du gradateur}$$

Pour les hautes fréquences, on a $P \gg N$, d'où :

$$\frac{I_p}{I_0} = \frac{2 N}{\pi P^2} \cdot |\sin P \pi \alpha|$$

$$\frac{I_p}{I_0} \leq \frac{2 N}{\pi P^2} \quad \text{où } I_p \text{ est l'harmonique à la fréquence } P \frac{f_0}{N}$$

Si on utilise un gradateur triphasé économique commandé par trains d'ondes, on a de la même manière :

$$\frac{I_p}{I_0} = \frac{1}{2 N \pi \left[1 - \left(\frac{P}{N}\right)^2 \right]} \cdot f(y, N, P)$$

où $f(y, N, P)$ est une somme de fonctions cosinus et sinus, donc pouvant être majorée par un réel A .

$$\frac{I_p}{I_0} < \frac{A}{2 N \pi \left[1 - \left(\frac{P}{N}\right)^2 \right]}$$

En triphasé, on a donc le même résultat qu'en monophasé, c'est-à-dire qu'à la fréquence $P \frac{f_0}{N}$,

$$\frac{I_p}{I_0} \leq \frac{A N}{\pi P^2}$$

Par variation de l'angle de phase, les fréquences des harmoniques produits sont des multiples de f_0 :

$$f_h = h \cdot f_0$$

Si on compare les deux modes de commande, on doit utiliser des paramètres définissant la même fréquence. Il faut donc :

$$P \cdot \frac{f_0}{N} = h f_0$$

soit :

$$P = N h$$

Ceci nous conduit à :

$$\frac{I_h}{I_0} < \frac{A}{\pi N h^2}$$

On note que les amplitudes des harmoniques sont d'autant plus faibles que la durée du cycle est importante. De plus, on observe une décroissance en $1/h^2$ des modules des harmoniques en fonction de la fréquence.

2.1.3. Comparaison des deux types de commande

Pour les fréquences élevées, la décroissance de l'amplitude du spectre est bien plus rapide avec la commande par trains d'ondes, quelle que soit la durée du cycle. De plus, l'augmentation de la durée du cycle implique une diminution de la pollution harmonique dans le domaine hautes fréquences. Comme la commande par trains d'ondes produit une puissance déformante plus importante, c'est dans le domaine des basses fréquences que la commande par la phase doit être avantageuse.

2.2. Les basses fréquences

2.2.1. Les gradateurs commandés par trains d'ondes

On constate avec cette commande une concentration du spectre harmonique autour du fondamental, c'est-à-dire dans la bande de fréquence (0, 100 Hz). Ainsi en monophasé, on sait que :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{I_h}{I_0} = \frac{1}{\pi} \frac{2N}{|N^2 - h^2|} |\sin h \pi \alpha| \\ \frac{I_1}{I_0} = \alpha \end{array} \right. \quad \text{avec } \alpha : \text{ rapport cyclique du gradateur}$$

Donc l'ensemble des valeurs réduites I_h / I_0 sont contenues dans l'enveloppe définie par :

$$S = \frac{1}{\pi} \frac{2 N}{|N^2 - h^2|}$$

puisque, quel que soit h , et quel que soit le rapport cyclique, $I_h / I_0 < S$

La fonction $\sin(h \pi \alpha)$ est la fonction modulante associée à l'enveloppe S . Sa valeur dépend de l'ordre de l'harmonique et du rapport cyclique α .

Il suffit de définir l'enveloppe S pour situer les limites des valeurs réduites I_h / I_0 . Or :

$$S = \frac{2}{\pi N} \cdot \frac{1}{\left|1 - \left(\frac{h}{N}\right)^2\right|} = \frac{2}{\pi N} \cdot \frac{1}{|1 - x^2|} \quad \text{où } x = h / N$$

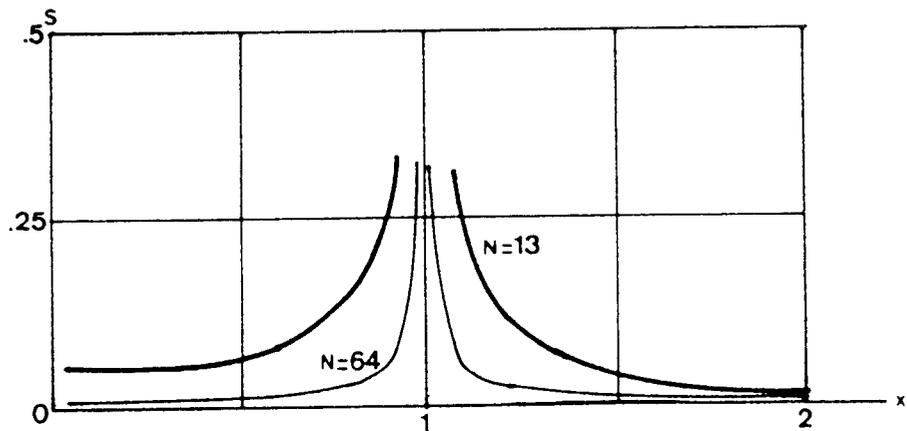


Figure 5.6

On remarque que le fait d'augmenter N , tend à ramener la courbe enveloppe vers une fonction concentrant les principaux harmoniques pour les fréquences voisines de la fréquence fondamentale (figure 5.6).

Ainsi, pour imposer :

$$\frac{I_h}{I_0} < 0,05 \quad \text{pour } f < 49 \text{ Hz}$$

il suffit d'imposer : $N > 322$, soit $T = 6,44 \text{ s}$.

Ceci implique :

$$\frac{I_h}{I_0} < 0,01 \quad \text{pour } f < 44,8 \text{ Hz et } f > 54,7 \text{ Hz}$$

et cela quel que soit le rapport cyclique imposé au gradateur.

On obtient ainsi l'harmonique maximal pour $h = N$ dans le cas où $|\sin h \pi \alpha| = 1$.

$$\text{Si } N \text{ grand, sa valeur tend vers : } \frac{I_h}{I_0} = \frac{1}{\pi}$$

Si $N \rightarrow \infty$, le spectre tend à se restreindre à l'unique fondamental, ce qui correspond en fait au cas d'une charge linéaire.

Les résultats présentés dans le cas du monophasé s'étendent au cas du fonctionnement en triphasé et cela d'autant plus que N est grand. En effet, en dehors de la première et de la dernière demi-période du courant appelé, les formes d'onde sont les mêmes. La seule modification est la majoration de la fonction modulante $f(N, y, P)$ par un réel A .

Ainsi, pour N faible, on observe un spectre principalement concentré entre 0 et 100 Hz, tandis que pour N grand, celui-ci se trouve restreint à une zone étroite encadrant le fondamental. Dès que l'on s'écarte de la fréquence de la source, les amplitudes des harmoniques décroissent très vite.

2.2.2. Gradateurs commandés par angle de phase

Les harmoniques produits par ce type de convertisseur sont bien connus. Les valeurs des fréquences harmoniques sont égales à $(6K \pm 1)f_0$ dans le cas des gradateurs triphasés tout thyristor. Leur domaine de fréquence s'étale de f_0 à $+\infty$, avec une décroissance nettement plus lente que celle produite par le train d'onde.

9

3. COMPARAISON DES PERTURBATIONS PRODUITES

Les harmoniques produits par la commande par angle de phase sont nuisibles et nécessitent la présence de filtres éliminant les harmoniques les plus importants.

Par contre, il est primordial de se poser le problème de la nuisance des harmoniques basse fréquence générés par les trains d'ondes et de la déformation apportée sur le réseau par ce type de commande, puisqu'elle constitue le point critique du système.

La quantification de la pollution par la puissance déformante paraît mal adaptée au fonctionnement par trains d'ondes lors de cycles longs. Pour le montrer, envisageons un exemple extrême : une charge résistive est alimentée 12 h / jour, elle absorbe donc un courant sinusoïdal durant ce laps de temps. Ce système peut être assimilé à un convertisseur fonctionnant par trains d'ondes, avec un cycle de 24 heures. On constate évidemment que la puissance déformante D produite par ce système est maximale et vaut $D = 0,5$. Si on cherche à déterminer le spectre harmonique de ce système, on trouve bien évidemment une multitude d'harmoniques, mais les seuls qui ont une amplitude notable, sont situés à des fréquences infiniment proches du fondamental (50 Hz).

Cet exemple très simple montre l'absence de réalité physique et la méfiance relative que l'on doit avoir en jugeant un système commandé par trains d'ondes sur un critère basé sur la puissance déformante.

La puissance déformante D traduit le fait que la puissance absorbée sur une période par la charge est nulle ou maximale, donc différente en fonction du temps. Ceci implique une variation $\Delta V / V$ de la source, due aux changements d'états du système.

La puissance déformante D est une grandeur adaptée aux convertisseurs appelant des courants non sinusoïdaux, alors qu'elle paraît partiellement inadaptée dans ce cas. En effet, elle a été définie afin de juger des systèmes induisant une déformation de la sinusoïde de tension par l'appel d'un courant non sinusoïdal.

Or, l'effet produit par les gradateurs par trains d'ondes est différent :

- lorsqu'il est ouvert, le gradateur n'altère pas la sinusoïde source
- quand il est passant, le courant appelé produit naturellement une chute de tension, modifiant ainsi l'amplitude de la sinusoïde source.

Ainsi le gradateur commandé par trains d'ondes produit dans le temps des fluctuations de l'amplitude de l'onde de référence.

Deux paramètres permettent alors de caractériser les perturbations produites :

- la variation $\Delta V / V$ de l'amplitude de la sinusoïde
- la fréquence du cycle, caractérisant le nombre de changements d'état par unité de temps.

Le flicker (fluctuation de la luminosité d'une lampe à incandescence) constitue le principal inconvénient généré par ce type de défaut. Les limites des variations $\Delta V / V$ tolérées, dépendent alors de la durée du cycle imposée.

Alors que le maximum de $\Delta V / V$ toléré est de 10 % par le distributeur pour des variations accidentelles et non répétitives, ce seuil descend à $\Delta V / V = 0,3 \%$ pour 1050 variations par minute. Dans le cas de l'utilisation de train d'onde, il faut s'écarter de cette position de manière à tolérer un $\Delta V / V$ plus important pour pouvoir connecter des systèmes de forte puissance (figure 5.7).

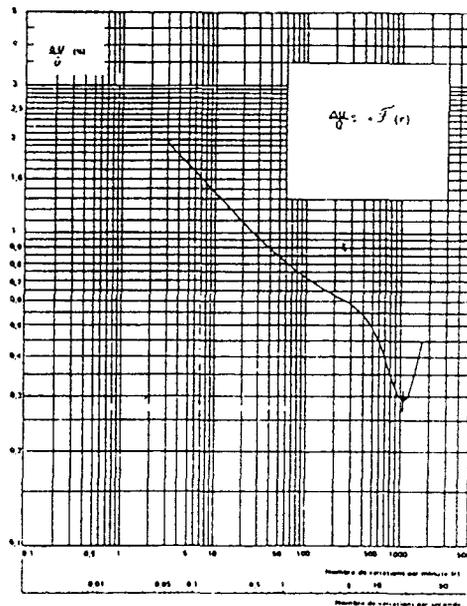


Figure 5.7

La position $\Delta V / V$ minimale correspond à un cycle de 6 périodes ($f = 8 \text{ Hz}$, $T = 0,125\text{s}$). Il est donc effectivement possible de s'écarter de cette position critique, mais il apparaît impossible d'atteindre le $\Delta V / V$ maximal toléré sur le réseau (10 %), puisqu'il correspondrait à un cycle trop long : un $\Delta V / V = 5 \%$ demande déjà un cycle de durée égale à 20 mn !!

Il faut donc assurer un compromis :

- choisir un cycle le plus long possible. La durée de ce cycle est alors déterminée en fonction de l'inertie thermique de la charge
- limiter la puissance nominale de la charge en fonction de la puissance de court-circuit du réseau, de manière à limiter le $\Delta V / V$ à la valeur tolérée.

Si T est la durée du cycle, on a d'après la courbe de Flicker (figure 5.7) :

T(s)	1	5	10
$\Delta V / V$	0,7 %	1 %	1,3 %

L'étude spectrale du courant, fourni par la source, implique les mêmes conclusions : en augmentant N, on tend à restreindre le spectre au fondamental, ce qui traduit le bon comportement du système vis à vis de la source. Il ne génère alors aucun harmonique nuisible pour le réseau puisqu'ils sont situés à des fréquences très proches du 50 Hz, ce qui élimine tous les problèmes classiques liés aux résonances dans les filtres connectés sur celui-ci.

Par conséquent, quand la durée du cycle est importante, la puissance déformante D calculée, découle de l'importance des harmoniques encadrant le fondamental. Ceux-ci n'ayant pas d'incidence directe sur le réseau, D n'a pas vraiment de réalité physique. C'est le flicker qui apparaît comme un critère limitatif pour ce mode de commande puisqu'il traduit, non pas une déformation, mais une fluctuation de la tension de la source.

4. SYNTHÈSE

Dans la mesure où le flicker n'est pas nuisible pour les utilisateurs voisins et dans la mesure où la charge se prête à la commande par trains d'ondes, il apparaît préférable d'opter pour ce type de commande. Elle présente les avantages suivants :

- absence de consommation d'énergie réactive
- absence d'harmoniques pouvant affecter les installations du réseau (filtres)
- possibilité de foisonnement de ces harmoniques avec des installations du même type (entrelacement).

Dans le cas où le flicker devient une contrainte, la commande par variation de l'angle de phase s'impose. Mais ce cas correspond à une puissance nominale de la charge relativement importante, par rapport à la puissance de court-circuit du réseau. Aussi, la sinusoïde source se trouve affectée par la non-linéarité de l'installation et il devient nécessaire d'installer des filtres d'harmoniques (h = 5, 7, 11, 13), ainsi qu'un dispositif de compensation de réactif, de manière à obtenir des performances comparables à celles obtenues pour la commande par trains d'ondes.

Les deux types de commandes posent deux problèmes distincts :

- angle de phase : discontinuité du courant demandé et continuité de la puissance moyenne demandée sur une période

→ **DEFORMATION DE L'ONDE DE TENSION**

améliorations : filtrage du courant - compensation de réactif

- trains d'ondes : discontinuité de la puissance moyenne demandée sur une période et continuité du courant

→ **FLUCTUATION DE L'AMPLITUDE DE L'ONDE DE TENSION**

CONCLUSION

CONCLUSION

L'étude menée dans ce mémoire a permis de quantifier le déséquilibre électrique introduit par la dissymétrie structurelle du convertisseur.

Dans le cas de la commande symétrique par variation de l'angle de phase, les caractéristiques globales (P, Q) du système ne pénalisent pas cette structure. En effet, la puissance réactive absorbée est plus faible que dans le cas d'une structure à 6 thyristors. Par contre, les valeurs efficaces des tensions aux bornes de la charge qui montrent qu'une phase est largement sous-alimentée, et l'analyse harmonique des courants absorbés, nous conduisent à n'envisager ce type de convertisseur que dans le cas d'une charge résistive.

Ce déséquilibre peut, malgré tout, être réduit par l'adoption d'une commande dissymétrique par variation de l'angle de phase. De cette manière, on force les thyristors de la phase sous-alimentée à conduire plus longtemps. La modification de la commande implique une action sur l'ensemble du système. Les caractéristiques énergétiques globales (P, Q) du convertisseur ne sont pourtant guère modifiées, alors que le déséquilibre provoqué a largement été réduit. Aussi, l'utilisation de cette structure commandée par angle de phase, ne peut être envisagée qu'avec une commande dissymétrique pour un récepteur résistif tolérant le déséquilibre résiduel.

Commandé par trains d'ondes, ce gradateur est tout à fait adapté à son utilisation habituelle, le chauffage électrique. Pour cette application, il est possible d'adopter des cycles longs ce qui conduit à des valeurs moyennes des courants en ligne quasiment nulles et à une limitation des inconvénients liés au phénomène de flicker. Cette commande est donc bien adaptée à cette application.

Pour les applications de forte puissance, un transformateur est souvent inséré entre la charge et le gradateur. La commande du convertisseur doit alors être modifiée de manière à tenir compte de la valeur des flux résiduels dans chacun des noyaux du transformateur, ceux-ci dépendent du cycle d'hystérésis du matériau magnétique du transformateur.

Enfin les deux types de commandes sont comparés lors du débit sur résistances. La commande par trains d'ondes est traditionnellement critiquée du fait d'une puissance déformante importante [34]. Or, l'utilisation de cycles longs enlève toute signification à ce critère : seul le phénomène de flicker apparaît comme limitatif. Les principaux harmoniques de courant sont à des fréquences proches du fondamental, et ne risquent donc pas d'exciter de résonances parallèles.

En fait, les deux types de commandes engendrent deux types de défauts bien distincts :

- la variation de l'angle de phase engendre une déformation de l'onde de tension
- la commande par trains d'ondes engendre une fluctuation du niveau de tension.

Aussi, tant que cette fluctuation ne conduit pas à un effet flicker trop important, la commande par trains d'ondes apparaît comme étant la meilleure.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] G. SEGUIER, Edition Dunod, 1984
L'Electronique de Puissance
- [2] P.J. GALLAGHER, W. SHEPHERD, IEEE Trans. Ind. Electron. Control, Vol 22, n°4, pp510-515, 1975
Operation of two parallel-connected thyristor controlled resistive loads with integral cycle triggering
- [3] M.T. LAZIM, W. SHEPHERD, IEEE Trans. Ind. Appl., Vol 18, n°5, pp 507-520, 1982
Three phase circuits with voltage control by integral-cycle single phase mode triggering of thyristors
- [4] B.W. LINGARD, R.W. JOHNSON, W. SHEPHERD, Proc. Inst. Elect. Eng., Vol 117, n°3, pp 607-608, 1970
Analysis of thyristor-controlled single phase load with integral cycle triggering
- [5] C. ROMBAUT, Thèse d'Etat, Lille, 1979
Etude des gradateurs triphasés et d'autres convertisseurs alternatif-alternatif fonctionnant en commutation naturelle
- [6] C. ROMBAUT, H. SCHOORENS, G. SEGUIER, Proc. Inst. Elect. Eng., Vol 125, n°8, pp 741-742 (1978)
Operation of a three-phase A-C thyristor-regulator feeding an R or R-L or R-C balanced load
- [7] K.A. KRISHNAMURTHY, G.K. DUBEY, G.N. REVANKAR, IEEE Trans. Ind. Elect. Cont. Ind., Vol. 24, n°1, 1977
A-C power control of an R-L load
- [8] C. ROMBAUT, G. SEGUIER, R. BAUSIERE, Technique et Documentation Lavoisier, 1986
Les convertisseurs de l'Electronique de Puissance - Tome 2 : La conversion alternatif-alternatif
- [9] C. ROMBAUT, G. SEGUIER, C.R. Acad. Sc. Paris, Vol. 277, pp 607-609, 1973
Conditions d'application de la transfiguration étoile-triangle aux récepteurs triphasés alimentés par un montage à redresseurs contrôlés
- [10] M. BOULIER, Thèse 3ème Cycle, Lille, 1977
Comportement du moteur asynchrone triphasé à cage commandé par contacteur statique
- [11] C. ROMBAUT, G. SEGUIER, J.P. SIX, Revue E., Vol. 8, n°12, pp 287-294, 1977
Conditions d'emploi des gradateurs pour faire varier la vitesse d'un moteur asynchrone à cage
- [12] M. BOULIER, C. ROMBAUT, G. SEGUIER, 3ème IFAC Symposium, Lausanne, 1983
Six thyristors A-C chopper feeding a 3 phase asynchronous motor : motor-model allowing the calculus of the control characteristics

- [13] S. RAHMAN, W. SHEPHERD, IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 124, n°9, pp 784-790, 1977
Thyristor and diode controlled variable voltage drives for 3 phase induction motors
- [14] T.M. ROWAN, T.A. LIPO, IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 19, n°3, pp 545-553, 1983
A quantitative analysis of induction motor performance improvement by S-C-R voltage control
- [15] P. CHARLES, J.Y. LEOST, R.G.E., n°8, pp 26-33, 1986
Fonctionnement dynamique des réseaux : les compensateurs statiques de puissance réactive l'améliorant
- [16] C. BOISDON, G. DROUIN, R.G.E., n°12, pp 797-807, 1984
Les systèmes de compensation statiques rapide dans les réseaux industriels
- [17] G.L. KUSIC, I.A. WHYTE, IEEE Trans. Power Appl. Syst., Vol. 103, n°4, pp 811-818, 1984
Three-phase, static VAR generator filter design for power systems
- [18] M. BOIDIN, G. DROUIN, R.G.E., Vol. 88, n°3, pp 231-245, 1979
Performances dynamiques des compensateurs statiques à thyristor et principe de régulation
- [19] J.L. COCQUERELLE, Thèse d'Etat, 1985
Etude des associations en triphasé : gradateur en angle de phase - transformateur - résistances
- [20] J.L. COCQUERELLE, C. ROMBAUT, G. VIGNON, E.P.E., Bruxelles, 1985
Analytical study of an A-C regulator-transformer-3 phase resistive load assembly
- [21] M. BEN FREDJ, Thèse 3ème Cycle, Lille, 1989
Etude du G-T-R : D₀ YY
- [22] P. GOERGER, Thèse 3ème Cycle, Lille, 1981
Ensembles gradateur-transformateur-diode destinés à l'obtention de très hautes ou de très basses tensions redressées variables
- [23] P. GOERGER, C. ROMBAUT, G. SEGUIER, R.G.E., n°5, pp 341-348, 1982
La place des gradateurs-transformateurs-diodes dans l'ensemble des montages redresseurs
- [24] VULPILLAT, R.E.P., n°10, pp 45-50, 1985
Perturbations harmoniques du réseau par les gradateurs de puissance à thyristor ou à triacs
- [25] E.D.F., Journée d'Information sur les Perturbations, Mai 1990
Perturbation et compatibilité électromagnétique liées aux applications de l'électricité
- [26] P. MEYNAUD, R.G.E., Vol. 80, N°11, pp 845-850, 1971
Flicker et conditions de raccordement au réseau d'appareils produisant des variations rapides de tension
- [27] G. BONNARD, R.G.E., n°1, 1982
Origine et nature des perturbations dans les réseaux industriels et de distribution
- [28] Rapport UNIPEDE, R.G.E., n°9, 1981
Caractéristiques de la tension d'alimentation électrique des consommateurs alimentés en basse tension

- [29] P. MEYNAUD, Rapport Comité d'Etude CIGRE, 1-9 Sept. 1982
Problèmes particuliers posés par l'étude du phénomène de distorsions harmoniques dans les réseaux. Aspects actuels et futurs

- [30] Ph. RUSSE, Thèse 3ème Cycle, 1985
Limitation des perturbations apportées au réseau par le fonctionnement des ensembles gradateurs monophasés - charge résistive

- [31] R. BAUSIERE, C. ROMBAUT, Ph. RUSSE, Journées d'Etudes, Liège, Oct. 1983
Moyens de réduire les perturbations induites dans le réseau d'alimentation par les gradateurs triphasés débitant sur résistances pures

- [32] P. GOERGER, Thèse d'Etat, Lille, 1989
Etude des gradateurs triphasés en régime déséquilibré

- [33] M. LE BITOUX, Note Technique EDF, Dec. 1987
Etude du fonctionnement du gradateur triphasé économique régi par une commande symétrique à angle de phase

- [34] G. OLIVIER, R. MARCEAU, S. MANIAS, IEEE, Montech, 1987
Etude comparative de gradateurs électroniques triphasés aux fins de chauffage à facteur de puissance élevé

SOMMAIRE

CHAPITRE I : ETUDE DU GRADATEUR ECONOMIQUE COMMANDE PAR VARIATION SYMETRIQUE DE L'ANGLE DE PHASE

(Pages 8 à 91)

<u>I. DEBIT SUR RECEPTEUR PUREMENT RESISTANT</u>	10
<u>1. HYPOTHESE ET NOTATIONS</u>	10
<u>2. ANALYSE DU FONCTIONNEMENT</u>	11
<u>2.1. Premier mode de fonctionnement A-C-A-B</u>	13
<u>2.2. Deuxième mode de fonctionnement A-C-B</u>	14
<u>2.3. Troisième mode de fonctionnement A-C-D-B-D</u>	15
<u>2.4. Quatrième mode de fonctionnement C-D-B-D</u>	16
<u>2.5. Cinquième mode de fonctionnement C-D</u>	17
<u>II. DEBIT SUR RECEPTEUR RESISTANT ET INDUCTIF</u>	23
<u>1. HYPOTHESES ET NOTATIONS</u>	23
<u>2. ANALYSE DU FONCTIONNEMENT</u>	24
<u>2.1. Premier mode de fonctionnement A-C-A-B</u>	25
<u>2.2. Deuxième mode de fonctionnement</u>	29
2.2.1. Sous-mode 2' - A-C-A-B-D	29
2.2.2. Sous-mode 2" C-A-B-D	32
<u>2.3. Troisième mode de fonctionnement A-C-D-B-D</u>	34
<u>2.4. Quatrième mode de fonctionnement C-D-B-D</u>	36
<u>2.5. Cinquième mode de fonctionnement C-D</u>	37
<u>2.6. Synthèse du fonctionnement</u>	38
<u>III. CARACTERISTIQUES</u>	51
<u>1. VALEURS EFFICACES DES TENSIONS AUX BORNES DE LA CHARGE</u>	51
<u>1.1. Expressions analytiques des tensions V'_1, V'_2 et V'_3</u>	51
1.1.1. Premier mode de fonctionnement. Succession des topologies A-C-A-B	52
1.1.2. Deuxième mode de fonctionnement	53
1.1.3. Troisième mode de fonctionnement. Succession des topologies A-C-D-B-D	55
1.1.4. Quatrième mode de fonctionnement. Succession des topologies C-D-B-D	56
1.1.5. Cinquième mode de fonctionnement. Succession de topologies C-D	57
<u>1.2. Caractéristiques donnant les valeurs efficaces des tensions aux bornes de la charge</u>	58

<u>2. VALEURS EFFICACES DES HARMONIQUES</u>	61
<u>2.1. Expressions analytiques des harmoniques des tensions aux bornes du récepteur</u>	61
2.1.1. Premier mode	62
2.1.2. Sous-mode 2'	63
2.1.3. Sous-mode 2''	64
2.1.4. Troisième mode	65
2.1.5. Quatrième mode	67
2.1.6. Cinquième mode	68
2.1.7. Cas particulier du débit sur récepteur purement résistant	68
<u>2.2. Caractéristiques</u>	69
<u>3. PUISSANCES</u>	77
<u>3.1. Puissance débitée par la source triphasée</u>	77
<u>3.2. Courants en ligne - Perturbations dues aux harmoniques</u>	77
<u>3.3. Caractéristiques</u>	78
<u>4. EXTENSION DES RESULTATS A UNE CHARGE EQUILIBREE COUPLEE EN Δ</u>	85
<u>5. CONCLUSION</u>	91

CHAPITRE II : REDUCTION DU DESEQUILIBRE ENGENDRE PAR UN GRADATEUR ECONOMIQUE DEBITANT SUR R

(Pages 92 à 155)

<u>I. CHARGE NON EQUILIBREE RESISTIVE</u>	94
<u>(COMMANDE SYMETRIQUE)</u>	
<u>1. PRESENTATION</u>	94
<u>1.1. Introduction</u>	94
<u>1.2. Topologies du montage</u>	95
<u>2. ETUDE DU FONCTIONNEMENT AVEC $k < 1$</u>	97
<u>2.1. Mode 0 : séquence A-B</u>	97
<u>2.2. Mode n°1 : séquence A-C-A-B</u>	98
<u>2.3. Mode n°2 : séquence A-C-B</u>	98
<u>2.4. Mode n°3 : séquence A-C-D-B-D</u>	99
<u>2.5. Mode n°4 : séquence C-D-B-D</u>	100
<u>2.6. Mode n°5 : séquence C-D</u>	100
<u>2.7. Calcul des valeurs efficaces des tensions</u>	101
<u>3. FONCTIONNEMENT AVEC $k > 1$ ($\beta < 0$)</u>	103
<u>3.1. Mode 0' : séquence A-C-A</u>	104
<u>3.2. Mode 1 : séquence A-C-A-B</u>	104
<u>3.3. Valeurs efficaces des tensions pour $k > 1$</u>	105
<u>4. RESULTATS</u>	105
<u>4.1. Courants en ligne</u>	105
<u>4.2. Puissance dissipée dans chaque phase</u>	106
<u>5. CAS D'UNE CHARGE COUPLEE EN Δ</u>	107
<u>5.1. Etude des topologies</u>	108
<u>5.2. Analogie avec le montage λ</u>	109
<u>6. CONCLUSION</u>	110
<u>II. COMMANDE DISSYMETRIQUE</u>	113
<u>1. PRESENTATION</u>	113
<u>2. ACTION SUR LA COMPOSANTE INVERSE DU FONDAMENTAL</u>	114
<u>2.1. Analyse du fonctionnement</u>	117
2.1.1. Premier mode : séquence A-C-A-B	119
2.1.2. Deuxième mode : séquence A-C-A-B-D	121
2.1.3. Troisième mode : séquence A-C-B-D	123
2.1.4. Quatrième mode : séquence A-C-D-B-D	124
2.1.5. Cinquième mode : séquence C-D-B-D	126

<u>2.2. Synthèse du fonctionnement</u>	127
<u>2.3. Loi de commande : $\psi_1 = f(\psi)$</u>	128
<u>2.4. Effet de la loi de commande sur la composante inverse</u>	130
<u>3. MINIMISATION DU RAPPORT $r=I_1 / I_d$</u>	
132	
<u>3.1. Analyse du fonctionnement</u>	132
3.1.1. Mode n°1 : séquence A-C-A-B	132
3.1.2. Mode n°2 : séquence A-C-A-B-D	133
3.1.3. Mode n°3 : séquence A-C-B-D	133
3.1.4. Mode 4' : séquence C-B-D	133
3.1.5. Mode n°5 : séquence C-D-B-D	134
<u>3.2. Synthèse</u>	134
<u>3.3. Action sur r de ψ_2</u>	135
<u>4. MINIMISATION DES ECARTS DES VALEURS EFFICACES DES COURANTS</u>	135
<u>5. LOIS DE COMMANDE $\psi' = f(\psi)$</u>	136
<u>6. CARACTERISTIQUES</u>	136
<u>6.1. Valeurs efficaces des tensions aux bornes des charges connectées en étoile</u>	136
<u>6.2. Puissances absorbées par les charges</u>	139
<u>6.3. Harmoniques de courants en ligne</u>	140
<u>6.4. Caractéristiques de puissance du système</u>	145
<u>7. CAS D'UNE CHARGE COUPLEE EN Δ</u>	147
<u>III. SYNTHÈSE</u>	148
<u>1. REDUCTION DU DESEQUILIBRE</u>	148
<u>2. COMPARAISON</u>	148

CHAPITRE III : GRADATEUR ECONOMIQUE COMMANDE PAR TRAINS D'ONDES

(Pages 156 à 175)

<u>1. ANALYSE DES SEQUENCES DE FONCTIONNEMENT</u>	158
<u>1.1. Cas n°1 : amorçage gradateur n°1, puis gradateur n°2 - Extinction gradateur n°1, puis gradateur n°2</u>	158
<u>1.2. Cas n°2 : amorçage gradateur n°2 puis n°1 - Extinction gradateur n°2, puis gradateur n°1</u>	160
<u>1.3. Cas n°3 : amorçage gradateur n°1, puis gradateur n°2 - Extinction gradateur n°2, puis gradateur n°1</u>	161
<u>1.4. Cas n°4 : amorçage gradateur n°2, puis gradateur n°1 - Extinction gradateur n°1, puis gradateur n°2</u>	162
<u>2. CARACTERISTIQUES</u>	163
<u>2.1. Valeurs efficaces</u>	163
<u>2.2. Valeurs moyennes des tensions aux bornes des phases du récepteur</u>	164
<u>2.3. Conclusion</u>	165
<u>3. DEVELOPPEMENT EN SERIE DE FOURIER DES COURANTS</u>	166
<u>4. RESULTATS</u>	170
<u>5. SYNTHESE : COMPARAISON AVEC LE GRADATEUR A 6 THYRISTORS</u>	171

CHAPITRE IV : GRADATEUR COMMANDE PAR TRAINS D'ONDES DEBITANT A TRAVERS UN TRANSFORMATEUR SUR RESISTANCES

(Pages 176 à 222)

<u>I. STRUCTURE MONOPHASEE</u>	178
<u>1. STRUCTURE</u>	178
<u>2. FONCTIONNEMENT D'UN SYSTEME SATURABLE SANS HYSTERESIS</u>	180
<u>3. VERIFICATION EXPERIMENTALE</u>	183
<u>4. FONCTIONNEMENT DU SYSTEME EN TENANT COMPTE DE L'HYSTERESIS ET DE LA SATURATION</u>	184
<u>5. VERIFICATIONS EXPERIMENTALES</u>	185
<u>6. PROBLEMES LIES A LA CONTRAINTE MAGNETIQUE</u>	188
<u>7. CONCLUSION</u>	190
<u>II. GRADATEUR TRIPHASE ECONOMIQUE</u>	191
<u>1. FONCTIONNEMENT DU SYSTEME EN NEGLIGEANT L'HYSTERESIS</u>	192
<u>1.1. Couplage du primaire en triangle</u>	192
1.1.1. Fonctionnement en régime permanent sinusoïdal	192
1.1.2. Déconnexion de la source	193
1.1.3. Réamorçage	196
1.1.4. Fonctionnement du système en régime permanent	197
1.1.5. Essais	198
<u>1.2. Couplage du primaire en étoile</u>	200
1.2.1. Fonctionnement en régime permanent sinusoïdal	200
1.2.2. Déconnexion de la source	201
1.2.3. Réamorçage du système	202
1.2.4. Essais	203
<u>2. FONCTIONNEMENT DU SYSTEME EN TENANT COMPTE DE L'HYSTERESIS</u>	205
<u>2.1. Couplage du primaire en triangle</u>	205
2.1.1. Déconnexion G_1 , puis G_2	205
2.1.2. Déconnexion G_2 , puis G_1	208
<u>2.2. Couplage du primaire en étoile</u>	211
2.2.1. Déconnexion G_1 , puis G_2	211
2.2.2. Déconnexion G_2 , puis G_1	214
<u>2.3. Essais</u>	215
<u>2.4. Conclusion</u>	220

CHAPITRE V : PERTURBATIONS INDUITES SUR LE RESEAU PAR LES GRADATEURS DEBITANT SUR R

(Pages 223 à 236)

<u>1. CRITERES USUELS</u>	224
<u>2. ETUDE DU SPECTRE HARMONIQUE</u>	226
<u>2.1. Les hautes fréquences</u>	226
2.1.1. Les gradateurs commandés par angle de phase	226
2.1.2. Gradateur commandé par trains d'ondes	229
2.1.3. Comparaison des deux types de commande	230
<u>2.2. Les basses fréquences</u>	230
2.2.1. Les gradateurs commandés par trains d'ondes	230
2.2.2. Gradateurs commandés par angle de phase	232
<u>3. COMPARAISON DES PERTURBATIONS PRODUITES</u>	233
<u>4. SYNTHESE</u>	235

<u>INTRODUCTION</u>	4
<u>CONCLUSION</u>	237
<u>BIBLIOGRAPHIE</u>	240
<u>SOMMAIRE</u>	244



Résumé :

Pour régler la puissance débitée par une source triphasée dans un récepteur, il est habituel d'utiliser un gradateur triphasé à 6 thyristors. La structure présentée, appelée "gradateur économique", permet la suppression de deux thyristors d'une même phase. Cette dissymétrie structurelle entraîne un déséquilibre sur la charge pour les deux types de commande usuels :

- variation de l'angle de phase
- trains d'ondes.

La variation symétrique de l'angle de phase, bien que permettant un réglage de la puissance globale dissipée dans le récepteur, introduit un déséquilibre. Il est cependant possible d'améliorer les performances du système en utilisant une commande dissymétrique. Commandé par trains d'ondes et dans les conditions usuelles d'utilisation, il est peu perturbé par la dissymétrie structurelle. De plus, cette structure permet la mise en oeuvre d'une commande simple, la troisième phase servant naturellement de retour à la source.

L'utilisation du gradateur économique, dans une structure insérant un transformateur entre le gradateur et la charge, peut être envisagée à condition d'adopter une stratégie de commande prenant en compte les contraintes apportées par le transformateur.

Enfin, une synthèse sur les perturbations induites sur le réseau par les gradateurs utilisés pour le chauffage électrique, montre l'avantage de la commande par trains d'ondes.

Mots clés :

- COMPOSANTES SYMETRIQUES
- ELECTRONIQUE DE PUISSANCE
- GRADATEUR
- HARMONIQUES
- PERTURBATIONS
- TRANSFORMATEUR