

50376
1981
11

50376
1981
11

THÈSE

présentée à

L'UNIVERSITÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR - INGENIEUR

par

Patrice GOERGER

Ingénieur IDN

**ENSEMBLES GRADATEUR-TRANSFORMATEUR-DIODES
DESTINES A L'OBTENTION DE TRES HAUTES OU
DE TRES BASSES TENSIONS REDRESSEES VARIABLES**



Soutenu le 27 février 1981 devant la Commission d'Examen

MM.	G. SEGUIER	Président
	B. TRANNOY	Examineur
	C. MAIZIERES	Examineur
	C. ROMBAUT	Rapporteur
	A. JOSSE	Examineur

AVANT - PROPOS

- * -

Les recherches dont les résultats sont résumés dans ce mémoire ont été effectuées sous la direction de Monsieur C. ROMBAUT dans le cadre du laboratoire "Applications des redresseurs de puissance" de l'Université des Sciences et Techniques de Lille dirigé par Monsieur le Professeur G. SEGUIER. Nous tenons à témoigner notre profonde gratitude à Monsieur C. ROMBAUT, Maître-Assistant à l'I.U.T de Béthune, qui nous a guidé avec attention et bienveillance tout au long de ce travail.

Nous remercions très vivement Monsieur le Professeur G. SEGUIER, qui nous fait l'honneur de présider le jury auquel nous soumettons ce mémoire et qui nous a constamment aidé et encouragé dans nos recherches.

Nous sommes heureux que Monsieur le Professeur B. TRANNOY de l'Université de Toulouse ait accepté de juger ce mémoire.

Nous exprimons notre profonde gratitude à Monsieur le Professeur C. MAIZIERES d'avoir bien voulu examiner notre travail. Grâce à lui nous avons toujours trouvé au service d'Electrotechnique de l'UER d'IEEA un excellent accueil et toute l'aide que nous sollicitons.

Monsieur A. JOSSE, ingénieur de la société Jeumont-Schneider qui a été à l'origine de l'étude du problème, a suivi avec intérêt nos travaux. Nous sommes heureux qu'il soit là au moment où nous exposons les résultats obtenus.

Nous exprimons notre vive gratitude à Madame F. TAILLY, à Monsieur P. LEROY et à Monsieur J. HOUZE qui ont assuré la réalisation pratique de ce mémoire.

INTRODUCTION

- * -

Les différents schémas proposés en électronique de puissance permettent tous de modifier, de façon entièrement statique, la présentation de l'énergie électrique [1] (1).

Lorsque celle-ci se présente sous la forme alternative, deux types de montages permettent sa modification : les montages redresseurs et les gradateurs.

- *Les montages redresseurs* assurent la conversion alternatif-continu.

. En n'utilisant que de simples diodes, ces montages réalisent à partir d'un ensemble de tensions polyphasées une tension continue, mais le rapport de la tension continue aux tensions alternatives est sensiblement constant.

. En remplaçant les diodes par des thyristors, tout en conservant les mêmes schémas, il est possible de faire varier continûment le rapport de la transformation alternatif-continu. De plus, ces montages sont réversibles, ils peuvent, sous certaines conditions, prendre la puissance du côté continu et la restituer du côté alternatif, ils fonctionnent alors en onduleurs non autonomes.

. En remplaçant une partie des diodes par des thyristors, il est toujours possible de régler le rapport de transformation, mais la puissance ne peut transiter que du côté alternatif vers le côté continu. Ces montages mixtes ne sont pas réversibles.

- *Les gradateurs* assurent la conversion alternatif-alternatif.

Ils permettent l'alimentation d'un récepteur sous une tension alternative variable, à partir d'une source de tension alternative constante. Ils permettent donc le réglage du courant absorbé par le récepteur. Qu'ils soient à thyristors, mixtes ou à triacs, les gradateurs utilisent les possibilités offertes par la nature alternative des courants à l'entrée et à la sortie du convertisseur. Ils fonctionnent en *commutation naturelle* : les redresseurs se bloquent par annulation naturelle du courant. La fin de l'intervalle de conduction de chaque redresseur n'étant pas imposée par le déblocage du redresseur suivant, elle dépend de l'instant de son propre déblocage et des caractéristiques du récepteur.

L'obtention de tensions continues variables à partir du réseau alternatif est habituellement réalisée au moyen de montages redresseurs. Ils utilisent des thyristors, ou des thyristors et des diodes qui redressent les tensions secondaires d'un transformateur. Parmi les différents montages, il est possible de choisir celui qui convient le mieux à chaque application. Il y a néanmoins deux domaines où ce type de redressement est peu satisfaisant, il s'agit de l'obtention des très hautes ou très basses tensions continues variables. Dans ces deux cas, les tensions secondaires étant très élevées, ou très basses, les thyristors du montage redresseur travaillent dans de mauvaises conditions.

(1) Les chiffres entre crochets renvoient à la bibliographie placée en fin de mémoire.

Le gradateur, inséré entre les bornes du réseau alternatif et le primaire d'un transformateur, fait varier la tension aux bornes de celui-ci. C'est lui qui définit le rapport de transformation. Les tensions secondaires du transformateur, sont alors redressées par un simple montage à diodes [2], [3].

Malgré l'adjonction des diodes opérant le redressement, le coût de l'installation est réduit, car les thyristors du gradateur, réglant la tension primaire du transformateur, ont des calibres tension et courant habituels, ce qui diminue fortement le coût des composants. [4].

LES ETUDES SUR LES GRADATEURS.

Les montages étudiés dans ce mémoire utilisent l'association gradateur-transformateur-diodes. Afin de situer notre apport, il est intéressant de rappeler les travaux portant sur les gradateurs.

L'étude générale des gradateurs monophasés et triphasés débitant sur un récepteur équilibré, linéaire, résistant et inductif a été effectuée par ROMBAUT dans sa thèse de doctorat ès sciences physiques [5]. Cette étude montre que le fonctionnement en commutation naturelle des thyristors, s'il simplifie la mise en oeuvre des montages, complique beaucoup les raisonnements et les calculs donnant les caractéristiques des montages, même quand le récepteur est linéaire.

Les premières études portant sur le *gradateur monophasé* ont été réalisées par LECORQUILLIER [6], [7], en 1953, puis par TAKEUCHI [8], SHEPHERD [9], [10] et YAIR [11]. Le récepteur utilisé était linéaire, résistant et inductif.

L'adjonction d'un transformateur entre le gradateur et le récepteur linéaire a été étudiée par SHEPHERD, STANWAY [12] et YAIR [13]. D'autres travaux ont porté sur le fonctionnement du gradateur monophasé débitant sur un récepteur capacitif [14], [15], puis de l'influence sur le fonctionnement de l'impédance de la source d'alimentation [16].

Les performances de ce montage étant relativement médiocres, plusieurs auteurs [17], [18], [19], [20] ont proposé une commande dissymétrique des deux thyristors formant le gradateur, afin d'améliorer le facteur de puissance en ligne.

Les recherches sur les *gradateurs triphasés* ont été menées, principalement au laboratoire "Applications des redresseurs de puissance" de l'Université des Sciences et Techniques de Lille, sous la direction de M. Le Professeur SEGUIER.

La première étude a porté sur le gradateur triphasé tout thyristors débitant sur résistance pure [21] ; puis sur les trois types de gradateurs triphasés tout thyristors, mixte, et groupement en triangle de trois gradateurs monophasés, débitant sur un récepteur résistant et inductif [22], ce qui a permis leur comparaison [23]. Le cas du débit sur récepteur résistant et capacitif a, lui aussi, été traité [24], [25].

D'autres montages peuvent être envisagés, mais l'équivalence étoile-triangle appliquée aux récepteurs alimentés par gradateurs [26] limite à trois le nombre des montages différents. En associant convenablement ces montages il est possible de réduire l'importance des harmoniques de courant pris à la source [27], [28].

Les applications des gradateurs sont nombreuses, nous nous limiterons ici à celles permettant la réalisation d'une tension continûment variable. Les premiers travaux portant sur les associations gradateur-transformateur-montage redresseur ont été réalisés par PERRIN et SCHONHOLZER [2], le primaire du transformateur étant couplé en triangle.

ROMBAUT a étudié l'association d'un gradateur mixte, d'un transformateur et d'un montage redresseur à trois diodes permettant d'obtenir un courant élevé sous une basse tension continue variable, en réduisant le coût de l'équipement [29].

Le département matériel électrique de Jeumont-Schneider a expérimenté et commercialisé des montages du type gradateur en ligne-transformateur à flux libre-montage redresseur à diodes sous le nom de JISIL-R destinés au traitement des surfaces par électrolyse [30]. Enfin, nous avons effectué une comparaison des associations gradateur-transformateur-montage redresseur à diodes avec C. ROMBAUT et G. SEGUIER [31].

PRESENTATION DU MEMOIRE.

. La première partie de ce mémoire est consacrée aux associations gradateur-transformateur-diodes, permettant l'obtention de hautes tensions continues variables. Dans ces conditions, le montage redresseur comporte six diodes montées en pont, et le gradateur six thyristors.

Plusieurs montages sont possibles pour le gradateur. Afin de pouvoir effectuer la comparaison des différents montages, nous avons calculé et tracé toutes les caractéristiques. Les planches sur lesquelles nous les avons reproduites sont regroupées à la fin de chaque chapitre. De plus, afin d'illustrer l'analyse du fonctionnement des montages, dans chacun des modes qui le composent nous avons représenté, à l'aide de deux photographies, les oscillogrammes de quatre grandeurs caractéristiques. Celles-ci sont disposées à la fin de l'étude de chaque mode.

Enfin nous avons essayé d'abrégé le plus possible les calculs en nous efforçant néanmoins de présenter les différentes étapes de leur déroulement.

Nous indiquons successivement le fonctionnement et les caractéristiques des associations gradateur-transformateur-diodes dans les cas suivants :

- le primaire du transformateur est couplé en triangle (chap. 1),
- le gradateur est inséré dans les phases primaires du transformateur, l'ensemble étant couplé en triangle (chap. 2),
- le primaire du transformateur est couplé en étoile (chap. 3).

Le chapitre 4 traite les variantes du montage précédent. Dans le chapitre 5, nous comparons les différents montages étudiés et indiquons comment choisir le montage le plus approprié en fonction de la puissance de l'installation.

. *La deuxième partie* traite du redressement basse tension, utilisant la même association gradateur-transformateur-diodes. S'il est possible de conserver les mêmes schémas pour le gradateur et le transformateur, la basse tension secondaire interdit l'utilisation d'un montage redresseur en pont.

En effet, celui-ci nécessitant la mise en série de deux diodes, la chute de tension correspondante est prohibitive. Afin d'obtenir comme pour les montages de la première partie, une tension d'ordre six, on utilise un montage redresseur du type double étoile avec bobine interphases. Les différentes associations sont étudiées dans le chapitre 6.

Si l'on veut obtenir une tension continue d'ordre 3, il n'est plus nécessaire d'utiliser un gradateur tout thyristors. Il suffit d'associer un gradateur mixte, un transformateur, et un simple montage redresseur à trois diodes (chap. 7).

PREMIERE PARTIE

REDRESSEMENT HAUTE TENSION

CHAPITRE I

ASSOCIATION D'UN GRADATEUR TOUT THYRISTORS, D'UN TRANSFORMATEUR TRIANGLE-ETOILE,

ET

D'UN MONTAGE REDRESSEUR EN PONT A DIODES

- * -

Le gradateur triphasé tout thyristors est formé de trois groupes de deux thyristors Th_A et Th'_A , Th_B et Th'_B , Th_C et Th'_C connectés en parallèle inverse. Il est disposé entre les bornes de la source triphasée et celles du primaire du transformateur (fig. 1.1).

Le circuit magnétique du transformateur à trois noyaux N_A , N_B et N_C est représenté en traits discontinus. ϕ_A , ϕ_B et ϕ_C désignent les flux dans ces noyaux.

Les enroulements du primaire du transformateur sont couplés en triangle. Les tensions aux bornes des bobinages du secondaire, couplé en étoile, sont redressées par six diodes, D_A , D_B , D_C à cathodes réunies, D'_A , D'_B , D'_C à anodes réunies, formant un montage redresseur à commutation parallèle double.

La tension redressée u_c est prise entre le point de jonction des cathodes de D_A , D_B , D_C et le point de jonction des anodes de D'_A , D'_B , D'_C .

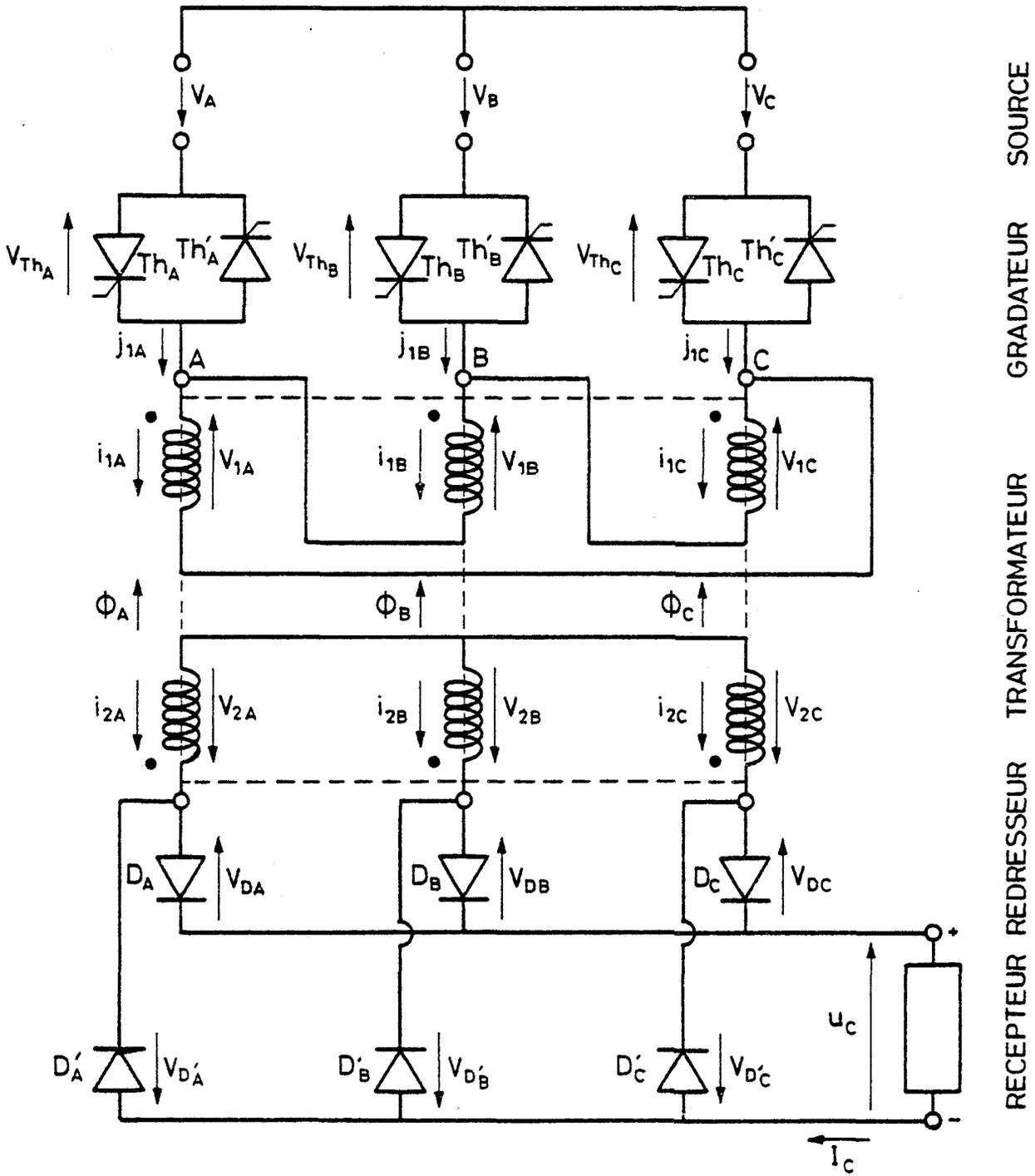


Figure 1.1

I. ETUDE DU FONCTIONNEMENT.

I.1 NOTATIONS ET HYPOTHESES.

On désigne par v_A , v_B , v_C les tensions simples sinusoïdales de pulsation ω fournies par le réseau dont on néglige l'impédance,

$$v_A = V_m \sin \theta ; v_B = V_m \sin(\theta - 2\pi/3) ; v_C = V_m \sin(\theta - 4\pi/3) ;$$

$$\text{avec } \theta = \omega t \text{ et } V_m = V\sqrt{2} ;$$

V étant la valeur efficace des tensions simples d'alimentation.

On désigne par v_{AC} , v_{BA} , v_{CB} les tensions composées de la source :

$$v_{AC} = v_A - v_C ; v_{BA} = v_B - v_A ; v_{CB} = v_C - v_B .$$

Les enroulements primaires du transformateur, de n_1 tours, ont pour tensions à leurs bornes v_{1A} , v_{1B} , v_{1C} et sont parcourus par des courants i_{1A} , i_{1B} , i_{1C} . Les enroulements secondaires, sièges des tensions v_{2A} , v_{2B} , v_{2C} sont traversés par des courants i_{2A} , i_{2B} , i_{2C} . Les courants en ligne sont notés j_{1A} , j_{1B} , j_{1C} .

Les tensions aux bornes des trois ensembles de thyristors du gradateur sont désignées par v_{ThA} , v_{ThB} , v_{ThC} . Les diodes du montage redresseur sont traversées par les courants i_{D_A} , i_{D_B} , i_{D_C} , $i_{D'_A}$, $i_{D'_B}$, $i_{D'_C}$, les tensions à leur bornes sont notées v_{D_A} , v_{D_B} , v_{D_C} , $v_{D'_A}$, $v_{D'_B}$, $v_{D'_C}$.

On suppose parfaits le transformateur et tous les redresseurs, ce qui revient à négliger toutes les causes de chute de tension en charge, les flux de fuite, le courant magnétisant et les pertes dans le fer du transformateur.

Dans ces conditions, les tensions aux bornes des bobinages du transformateur sont liées par les relations :

$$\frac{v_{1A}}{v_{2A}} = \frac{v_{1B}}{v_{2B}} = \frac{v_{1C}}{v_{2C}} = \frac{n_1}{n_2} = m . \quad (1)$$

Comme de plus, le transformateur est à trois noyaux, $\phi_A + \phi_B + \phi_C = 0$ donc :

$$n_1 \frac{d\phi_A}{dt} + n_1 \frac{d\phi_B}{dt} + n_1 \frac{d\phi_C}{dt} = 0$$

et ainsi $v_{1A} + v_{1B} + v_{1C} = 0$. (2)

On suppose également que le courant continu débité par ce convertisseur est parfaitement lissé et donc que sa valeur instantanée i_c peut être confondue avec sa valeur moyenne I_c tout au long du déroulement de la période.

On déclenche les thyristors dans l'ordre suivant : $Th_A, Th'_C, Th_B, Th'_A, Th_C, Th'_B$, à des intervalles de temps égaux à un sixième de période. Le déblocage de Th_A est repéré par l'angle ψ , compté à partir du moment où v_A devient positive, donc à partir de $\theta = 0$.

Le montage étant symétrique, les mêmes phénomènes se reproduisent dans les trois phases au décalage de $2\pi/3$ et $4\pi/3$ près. De plus, les thyristors Th'_A, Th'_B, Th'_C étant déclenchés une demi-période après Th_A, Th_B, Th_C , les courants dans le transformateur et les tensions aux bornes des enroulements ont des formes d'onde telles que l'alternance négative est identique, au signe près, à l'alternance positive.

Ces symétries permettent de limiter à un sixième de période l'étude de l'évolution des variations. Pour les courants primaires, par exemple, puisque :

$$i_{1A}(\theta) = -i_{1C}(\theta + \pi/3) = i_{1B}(\theta + 2\pi/3) = -i_{1A}(\theta + \pi) = i_{1C}(\theta + 4\pi/3) = -i_{1B}(\theta + 5\pi/3),$$

on a :

$$\begin{aligned} i_{1A}(\theta) &= i_{1A}(\theta) ; i_{1A}(\theta + \pi/3) = -i_{1B}(\theta) ; i_{1A}(\theta + 2\pi/3) = i_{1C}(\theta) ; \\ i_{1A}(\theta + \pi) &= -i_{1A}(\theta) ; i_{1A}(\theta + 4\pi/3) = i_{1B}(\theta) ; i_{1A}(\theta + 5\pi/3) = -i_{1C}(\theta). \end{aligned}$$

Le même type de relations existe pour les autres courants et tensions du montage.

Les valeurs moyennes des courants dans les bobinages étant nulles, et aucune condition spéciale n'étant imposée aux courants alternatifs primaires, il y a compensation des Ampère-tours sur chaque noyau, on a donc :

$$\begin{aligned} m_{i_{1A}} &= i_{2A} & j_{1A} &= i_{1A} - i_{1B} = (i_{2A} - i_{2B})/m \\ m_{i_{1B}} &= i_{2B} \text{ et pour les courants en ligne} & j_{1B} &= i_{1B} - i_{1C} = (i_{2B} - i_{2C})/m \\ m_{i_{1C}} &= i_{2C} & j_{1C} &= i_{1C} - i_{1A} = (i_{2C} - i_{2A})/m \end{aligned} \quad (3)$$

De plus l'absence de conducteur neutre au secondaire entraîne :

$$i_{2A} + i_{2B} + i_{2C} = 0, \text{ compte-tenu des relations (3), il vient } i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} = 0. \quad (4)$$

Quand l'angle ψ croit de 0 à $5\pi/6$, trois modes de fonctionnement caractérisés par le nombre de redresseurs simultanément conducteurs se succèdent :

- . Premier mode : conduction de 3 ou 2 thyristors du gradateur
débit de 2 ou 3 diodes du montage redresseur.
- . Deuxième mode : conduction de 2 thyristors du gradateur
débit de 3 diodes du montage redresseur.
- . Troisième mode : conduction de 2 ou 0 thyristors du gradateur
débit de 3 ou 6 diodes du montage redresseur.

On a représenté pour des valeurs de ψ correspondant à chacun des modes de fonctionnement et au début de chacun d'eux, soit pour $\psi = 0$; $\psi = \pi/6$, (planche 1.1) $\psi = \pi/3$, $\psi = 5\pi/12$ (planche 1.2) $\psi = \pi/2$, $\psi = 2\pi/3$ (planche 1.3) les diagrammes de conduction des redresseurs, les formes d'onde des tensions d'alimentation, de la tension v_{1A} aux bornes d'un enroulement primaire, de la tension u_c redressée, de v_{Th} , tension aux bornes d'un thyristor ainsi que v_{DA} , tension aux bornes d'une diode du montage redresseur. On a également représenté les formes d'onde du courant en ligne j_{1A} et de i_{1A} , courant dans un bobinage primaire. Le courant dans les enroulements secondaires étant identique à celui traversant les bobinages primaires, au rapport de transformation près, n'a pas été représenté.

1.2 PREMIER MODE ($0 < \psi < \pi/3$) : conduction de 3 ou 2 thyristors, (pl: 1.1) débit de 2 ou 3 diodes

- Pendant l'intervalle $\psi < \theta < \pi/3$, Th_A , Th'_B , Th_C , D'_B et D_C conduisent.

. Un thyristor par phase étant conducteur les tensions composées du réseau sont directement appliquées aux bornes du primaire du transformateur, on a donc :

$$\begin{aligned} v_{1A} &= v_{AC} & v_{2A} &= v_{AC}/m \\ v_{1B} &= v_{BA} \text{ et d'après (1)} & v_{2B} &= v_{BA}/m \\ v_{1C} &= v_{CB} & v_{2C} &= v_{CB}/m \end{aligned}$$

Tant que θ est inférieur à $\pi/3$, v_{CB} est la plus positive des tensions composées. La diode D_C a donc son anode reliée à la plus positive des tensions secondaires, v_{2C} . Sa conduction entraîne ou confirme le blocage de D_A et D_B car :

$$v_{D_C} = 0; v_{D_A} = v_{2A} - v_{2C} = (v_{AC} - v_{CB})/m = -3v_C/m < 0.$$

$$v_{D_B} = v_{2B} - v_{2C} = (v_{BA} - v_{CB})/m = 3v_B/m < 0.$$

De même, v_{BA} étant la plus négative des tensions composées, la diode D'_B a sa cathode reliée à la plus négative des tensions secondaires v_{2B} . Sa conduction entraîne ou confirme le blocage de D'_A et D'_C car :

$$v_{D'_B} = 0 \quad ; \quad v_{D'_A} = v_{2B} - v_{2A} = (v_{BA} - v_{AC})/m = -3v_A/m < 0 \quad ;$$

$$v_{D'_C} = v_{2B} - v_{2C} = (v_{BA} - v_{CB})/m = 3v_B/m < 0 .$$

La tension redressée u_c est alors égale à $v_{2C} - v_{2B}$, donc :

$$u_c = (v_{CB} - v_{BA})/m = -3v_B/m .$$

Les diodes D'_C et D'_B écoulent le courant continu I_c , les autres diodes sont bloquées donc :

$$i_{2A} = 0 \quad ; \quad i_{2B} = -I_c \quad ; \quad i_{2C} = I_c ,$$

et puisqu'il y a compensation des Ampères-tours par noyau :

$$i_{1A} = 0 \quad ; \quad i_{2B} = I_c/m \quad ; \quad i_{1C} = I_c/m .$$

Les relations (3) donnent en ligne : $j_{1A} = j_{1C} = I_c/m$ et $j_{1B} = -2I_c/m$ ce qui confirme la conduction des thyristors Th_A , Th_C et Th'_B .

-Pendant l'intervalle $\pi/3 < \theta < \psi + \pi/3$, Th_A , Th'_B , D_A , D_C et D'_B conduisent.

. A l'instant où $\theta = \pi/3$ la tension $v_{D'_A} = -3v_C/m$ qui était négative s'annule et tend à devenir positive. La diode D'_A se met donc à conduire alors que les diodes D'_B et D_C écoulent le courant I_c .

Si la conduction de D'_A entraînait le blocage de D_C , c'est D'_A seule qui écoulerait I_c . On aurait alors $i_{2A} = I_c$ et $i_{2C} = 0$ avec $i_{2B} = -I_c$. Les relations (3) donneraient alors $j_{1A} = 2I_c/m$, $j_{1B} = -I_c/m$, $j_{1C} = -I_c/m < 0$, ce qui suppose le blocage de Th_C et la mise en conduction de Th'_C . Or le thyristor Th'_C ne recevra son impulsion de déblocage que pour $\theta = \psi + \pi/3$.

Dès que θ devient supérieur à $\pi/3$, les diodes D_A et D_C se mettent à conduire simultanément.

Le débit simultané de D_A et D_C entraîne l'égalité des tensions v_{2A} et v_{2C} donc celle des tensions primaires v_{1A} et v_{1C} . Les bornes primaires A et C ne peuvent plus être reliées simultanément à la source, l'un des deux thyristors Th_A ou Th_C doit se bloquer.

Si l'on envisage le blocage de Th_A , le courant fourni par la source s'écoule par Th_C et Th'_B . On a donc $j_{1A} = 0$ et $j_{1B} = -j_{1C}$.

De plus les diodes D'_A et D'_C étant bloquées, la diode D'_B écoule I_c donc $i_{2B} = -I_c$. Les équations de compensation des Ampères-tours (3) donnent

$$m j_{1A} = i_{2A} - i_{2B} .$$

et puisque $j_{1A} = 0$, $i_{2A} = i_{2B} = -I_c$, ce qui est impossible, la diode D'_A étant bloquée. C'est donc le thyristor Th_C qui se bloque.

. La source fournit le courant au montage à travers les thyristors Th_A et Th'_B on a donc :

$$j_{1A} = -j_{1B} \quad \text{et} \quad j_{1C} = 0$$

Les diodes D'_A et D'_C étant bloquées, D'_B écoule I_c et $i_{2B} = -I_c$. La diode D_B étant bloquée $i_{2A} + i_{2C} = I_c$ d'après (4). Dans ces conditions, puisque $m_{j_{1C}} = i_{2C} - i_{1A} = 0$ et d'après (3)

$$i_{2A} = i_{2C} = I_c/2$$

Les relations de compensation des Ampères-tours (3) donnent :

$$j_{1A} = 3I_c/2m \quad ; \quad j_{1B} = -3I_c/2m \quad ; \quad j_{1C} = 0,$$

relations qui confirment bien les conductions des thyristors Th_A et Th'_B .

. La connaissance des redresseurs conducteurs permet la détermination des tensions aux bornes des enroulements, puisque $v_{1A} = v_{1C}$, que $v_{1B} = v_{BA}$ et que $v_{1A} + v_{1B} + v_{1C} = 0$, il vient :

$$v_{1A} = v_{1C} = -v_{BA}/2 \quad ; \quad v_{1B} = v_{BA}$$

On en déduit les expressions des tensions aux bornes des différents redresseurs :

$$v_{Th_A} = v_{Th_B} = 0 \quad \text{et} \quad v_{Th_C} = v_{CB} - v_{1C} = v_{CB} + v_{BA}/2 = 3v_C/2 < 0 \quad ;$$

$$v_{D_A} = v_{D_C} = v_{D'_B} = 0 \quad ;$$

$$v_{D'_A} = v_{D'_C} = v_{D_B} = v_{2B} - v_{2A} = 3v_{BA}/2m < 0.$$

La tension redressée u_c vaut alors $u_c = v_{2A} - v_{2B} = -3v_{BA}/2m > 0$.

- A l'instant où $\theta = \psi + \pi/3$, une impulsion de déblocage est envoyée sur Th'_C . La tension à ses bornes, $-3v_C/2$, étant positive, ce thyristor se met à conduire. Les thyristors Th_A et Th'_B étant précédemment conducteurs, au déblocage de Th'_C un thyristor par phase est conducteur et les tensions de la source sont directement appliquées aux phases primaires du transformateur. Les tensions secondaires deviennent :

$$v_{2A} = v_{AC}/m \quad ; \quad v_{2B} = v_{BA}/m \quad ; \quad v_{2C} = v_{CB}/m.$$

La tension v_{2A} étant la plus positive des tensions secondaires, le débit de D_A entraîne le blocage de D_C .

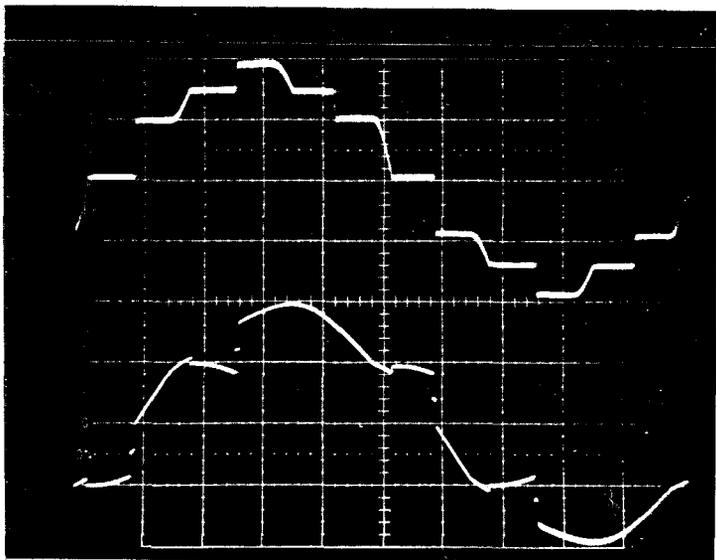
La mise en conduction de Th'_C entraîne le blocage de D_C .

A partir de $\theta = \psi + \Pi/3$ commence un intervalle de fonctionnement à 3 thyristors et 2 diodes conducteurs analogue à celui rencontré un sixième de période plus tôt.

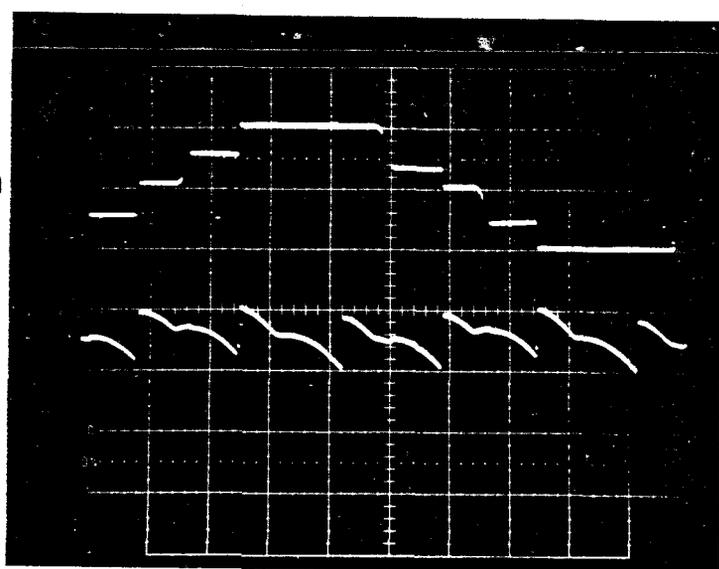
Ce mode de fonctionnement existe tant que demeure la possibilité de fonctionnement simultanée de 3 thyristors, donc tant que pour $\theta = \psi$, Th'_B et Th_C demeurent passants. Th_C se bloquant avec le déblocage de la diode D_A obtenu pour $\psi = \Pi/3$, la valeur limite supérieure de ψ pour ce mode de fonctionnement est $\psi = \Pi/3$.

Pour des valeurs supérieures de ψ , on passe au deuxième mode de fonctionnement caractérisé par la conduction simultanée de 2 thyristors et de 3 diodes.

A titre d'illustration, on a donné ci-dessous les formes d'onde du courant en ligne, de la tension aux bornes d'un enroulement primaire ainsi que celles du courant secondaire et de la tension redressée, pour $\psi = \Pi/6$, relevées sur un petit convertisseur. Le transformateur a une puissance apparente de 4 KVA, la tension aux bornes d'un enroulement primaire est 230 V, celle aux bornes d'une bobine secondaire 110 V. Il permet de délivrer un courant de 10 A, sous une tension variant continûment de 0 à 257 V.



courant en ligne
tension primaire



courant secondaire
tension redressée

fig. 1.2. Relevés oscillographiques pour $\psi = \Pi/6$.

I.3 DEUXIEME MODE ($\Pi/3 < \psi < \Pi/2$) : Conduction de 2 thyristors (pl. 1.2)
Débit de 3 diodes.

- Pendant l'intervalle $\psi < \theta < \psi + \Pi/3$, Th_A , Th'_B , D_A , D'_B , D_C conduisent. A l'instant où $\theta = \psi$, on amorce Th_A alors que Th'_B , Th_C , D'_A , D'_B et D_C conduisent. Instantanément les trois bornes du primaire du transformateur sont réunies à la source. Puisque ψ est supérieur à $\Pi/3$, $v_{2A} = v_{AC}$ devient la plus positive des tensions secondaires et D_A se met à conduire, entraînant le blocage de D'_A . Comme dans la deuxième partie du premier mode pour $\theta > \Pi/3$, Th'_C n'a pas encore reçu son impulsion de déblocage, les diodes D_A et D_C conduisent simultanément ce qui entraîne le blocage de Th_C .

La conduction de Th_A , pour $\theta = \psi$, entraîne la conduction de D_A et le blocage de D'_A et Th_C .

Comme précédemment, la source n'est reliée au transformateur que par les thyristors Th_A et Th'_B . D_A et D_C étant simultanément conductrices, on obtient pour les tensions :

$$\begin{aligned} v_{2A} = v_{2C} \text{ donc } v_{1A} = v_{1C} \text{ et puisque } v_{1B} = v_{BA}, v_{1A} = v_{1C} = -v_{BA}/2 ; \\ v_{Th_A} = v_{Th_B} = 0 ; v_{Th_C} = 3v_C/2 < 0 ; \\ v_{Th_A} = v_{D_C} = v_{D'_B} = 0 ; v_{D'_A} = v_{D'_C} = v_{D_B} = 3v_{BA}/2m < 0 ; \\ u_c = -3v_{BA}/2m > 0. \end{aligned}$$

De même, pour les courants :

$$\begin{aligned} i_{2A} = i_{2C} = I_c/2 ; i_{2B} = -I_c. \\ j_{1A} = 3I_c/2m ; j_{1B} = -3I_c/2m ; j_{1C} = 0. \end{aligned}$$

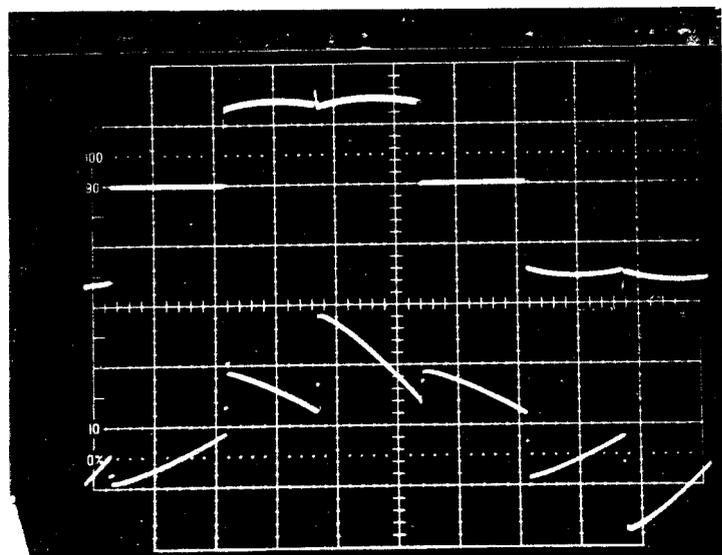
A l'instant où $\theta = \psi + \Pi/3$, une impulsion de déblocage est envoyée sur Th'_C , la tension à ses bornes, $-3v_C/2$, étant positive, ce thyristor se met à conduire et de la même façon que dans l'intervalle précédent, sa conduction entraîne celle de la diode D'_C et l'extinction de D_C et de Th'_B .

A partir de $\theta = \psi + \Pi/3$ commence un intervalle de fonctionnement analogue à celui rencontré un sixième de période plus tôt.

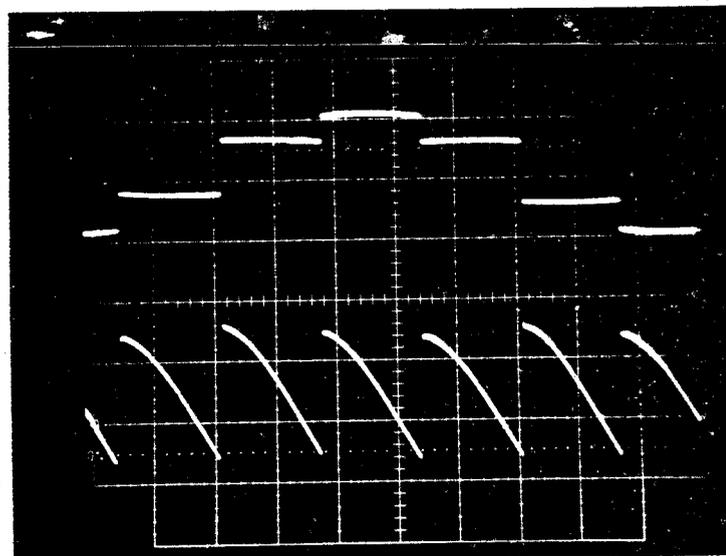
- Ce mode de fonctionnement cesse lorsque, au moment où on amorce le thyristor Th'_C pour $\theta = \psi + \Pi/3$, la tension aux bornes des diodes D'_A , D'_C et D_B , supposées bloquées, cesse d'être négative. Cette tension $3v_{BA}/2m$ s'annule pour $\theta = 5\Pi/6$.

La valeur limite de ce mode est obtenue pour $\psi + \Pi/3 = 5\Pi/6$ soit $\psi = \Pi/2$. Pour des valeurs de ψ supérieures à $\Pi/2$, on passe au troisième mode de fonctionnement.

On a donné pour $\psi = 5\pi/12$, les formes d'onde des mêmes courants et tensions que lors de l'étude du premier mode de fonctionnement, relevées sur le même convertisseur.



*courant en ligne
tension primaire*



*courant secondaire
tension redressée*

Fig. 1.3 Relevés oscillographiques pour $\psi = 5\pi/12$.

I.4. TROISIEME MODE ($\pi/2 < \psi < 5\pi/6$) : conduction de 2 ou 0 thyristors (pl. 1.3)
débit de 3 ou 6 diodes

- Pendant l'intervalle $\psi < \theta < 5\pi/6$, Th_A , Th'_B , D_A , D_C , D'_B conduisent.

Le fonctionnement du montage est identique, pendant cet intervalle, à celui du deuxième mode. Il y a 2 thyristors et 3 diodes conducteurs. Les mêmes redresseurs assurant les mêmes connexions, les expressions des différents courants et tensions sont celles données au paragraphe précédent.

- A l'instant où $\theta = 5\pi/6$, la tension commune $3v_{BA}/2m$ aux bornes des diodes bloquées D'_A , D'_C , D_B , cesse d'être négative. Les six diodes se mettent donc à conduire simultanément. Les 3 tensions secondaires, donc les 3 tensions primaires deviennent égales, ce qui suppose le primaire du transformateur déconnecté du réseau, donc que les thyristors Th_A et Th'_B se bloquent.

- Pendant l'intervalle $5\pi/6 < \theta < \psi + \pi/3$, tous les thyristors sont bloqués, les six diodes conduisent. Tous les courants primaires, donc tous les courants secondaires sont nuls, les tensions aux bornes des enroulements et donc la tension redressée sont nulles. Le courant continu I_c , provenant du récepteur, se partage dans chacun des deux groupes de 3 diodes et chacune d'elle est traversée par

$I_c/3$. Les tensions primaires étant toutes nulles, les faibles courants de fuite des thyristors portent les points A, B, C, au potentiel du neutre du réseau. Les tensions aux bornes des thyristors bloqués sont donc égales aux tensions simples du réseau

$$v_{Th_A} = v_A \quad ; \quad v_{Th_B} = v_B \quad ; \quad v_{Th_C} = v_C$$

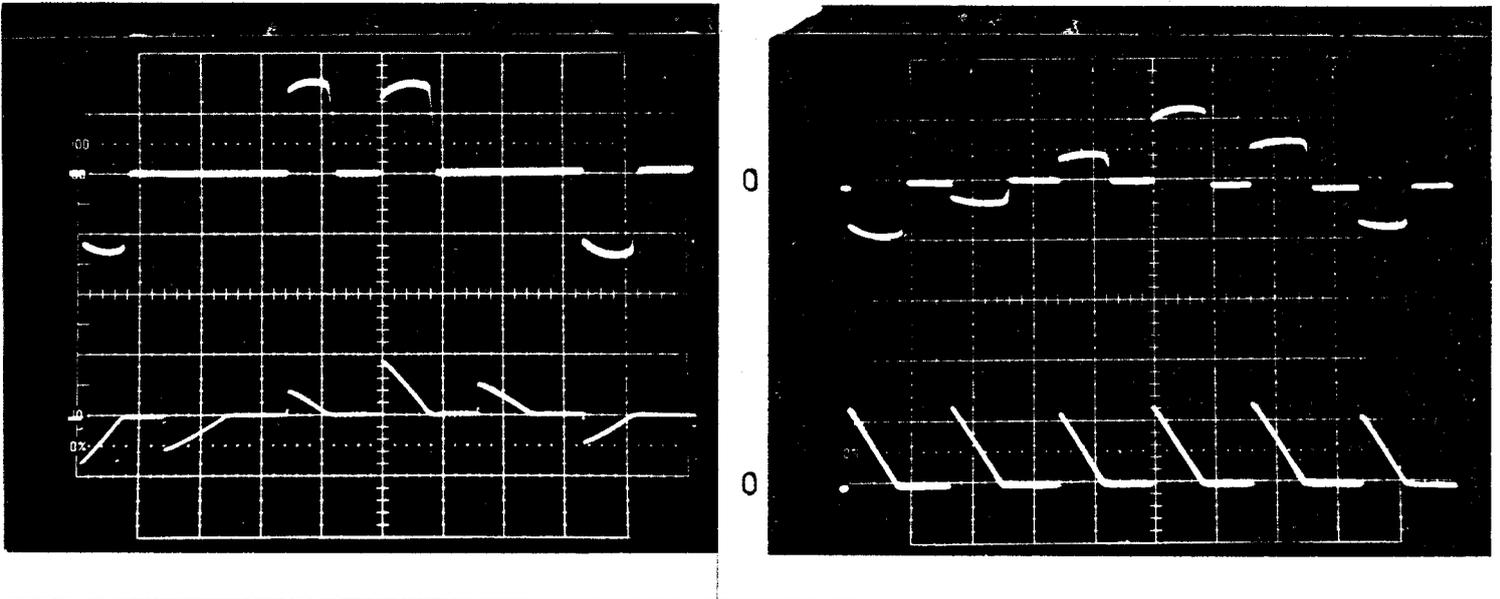
-A l'instant où $\theta = \psi + \pi/3$, l'impulsion de déblocage est envoyée sur Th'_C . Tous les autres thyristors étant bloqués, le fonctionnement n'est possible que si l'on réamorçe le thyristor Th_A en même temps que Th'_C . La tension aux bornes de l'ensemble $Th_A - Th'_C$, $v_{Th_A} + v_{Th'_C} = v_{AC}$ étant positive, l'envoi simultané d'une impulsion sur les 2 thyristors les déclenche, rendant conductrices les diodes D_A, D'_B, D'_C . On retrouve un fonctionnement analogue à celui rencontré un sixième de période plus tôt.

Ce mode de fonctionnement cesse quand l'ensemble des deux thyristors $Th_A - Th'_C$ n'a plus sa tension anodique positive lors de l'envoi des impulsions de déblocage pour $\theta = \psi + \pi/3$. Or cette tension égale à v_{AC} cesse d'être positive pour $\theta = 7\pi/6$. La valeur limite de ψ est obtenue pour $\psi + \pi/3 = 7\pi/6$, soit $\psi = 5\pi/6$. Pour les valeurs de ψ supérieures à $5\pi/6$, les thyristors du gradateur ne peuvent plus être déblocués, le transformateur est déconnecté du réseau et la tension redressée u_c est constamment nulle.

Remarque. Lors du troisième mode de fonctionnement, quand on veut déblocuer un thyristor dans son premier intervalle de conduction de la période, il faut réamorcer celui qui conduisait un sixième de période auparavant. Pour cela on peut :

- soit commander par des créneaux ou des rafales d'impulsions ayant une largeur supérieure à $\pi/3$.
- soit envoyer une impulsion de confirmation, c'est-à-dire envoyer des impulsions sur les 2 thyristors qui doivent être déblocués simultanément.

Comme pour les 2 modes précédents, on a représenté les formes d'onde des courants et tensions relevées sur le même convertisseur, pour $\psi = 2\pi/3$, ce qui correspond à un fonctionnement selon le 3e mode.



*Courant en ligne
tension primaire*

*Courant secondaire
tension redressée*

Fig. 1.4 Relevés oscillographiques pour $\psi = 2\pi/3$.

II. CARACTÉRISTIQUES.

Connaissant les expressions des différentes variables tout au long de la période, on peut pour évaluer les performances du montage, calculer littéralement :

- la valeur moyenne U_c de la tension redressée
- les valeurs efficaces des courants, dans le secondaire I_2 , dans le primaire I_1 et en ligne I
- le développement en série du courant demandé au réseau
- le facteur de puissance en ligne
- la valeur efficace de la tension V_1 appliquée au primaire du transformateur
- les pertes Joule dans les bobinages du transformateur
- le courant moyen dans les thyristors.

Toutes ces expressions sont données en fonction de l'angle d'amorçage ψ , à courant redressé I_c donné.

II.1 VALEUR MOYENNE DE LA TENSION REDRESSEE.

La valeur moyenne U_c de la tension redressée u_c est donnée par :

$$U_c = \frac{1}{2\Pi} \int_0^{2\Pi} u_c d\theta \text{ ou puisque la tension } u_c \text{ est d'ordre 6 par}$$

$$U_c = \frac{3}{\Pi} \int_{\psi}^{\psi+\Pi/3} u_c d\theta.$$

Cette valeur moyenne est rapportée à U_{co} , valeur de U_c obtenue en l'absence de gradateur, ou pour ψ nul.

$$U_{co} = \frac{3}{\Pi} \int_0^{\Pi/3} (-3v_B/m) d\theta = \frac{-9V}{m\Pi} \int_0^{\Pi/3} \sin(\theta-2\Pi/3) d\theta = \frac{9V}{m\Pi}$$

En remplaçant u_c par son expression dans chacun des modes de fonctionnement, on obtient :

- Pour le premier mode : $0 < \psi < \Pi/3$,

$$U_c = \frac{3}{\Pi} \int_{-\psi}^{\Pi/3} (-3v_B/m) d\theta + \frac{3}{\Pi} \int_{\Pi/3}^{\psi+\Pi/3} (-3v_{BA}/2m) d\theta$$

$$U_c = \frac{-9V}{m\Pi} \int_{-\psi}^{\Pi/3} \sin(\theta-2\Pi/3) d\theta - \frac{9\sqrt{3}V}{2m\Pi} \int_{\Pi/3}^{\psi+\Pi/3} \sin(\theta-5\Pi/6) d\theta$$

ce qui donne :

$$U_c = \frac{9V}{m\Pi} \cdot \frac{1+\cos\psi}{2} \text{ ou } U_c = U_{co} \frac{1+\cos\psi}{2}.$$

- Pour le deuxième mode : $\Pi/3 < \psi < \Pi/2$

$$U_c = \frac{3}{\Pi} \int_{\psi}^{\psi+\Pi/3} (-3v_{BA}/m) d\theta = \frac{9\sqrt{3}V}{2m\Pi} \int_{\psi}^{\psi+\Pi/3} -\sin(\theta-5\Pi/6) d\theta$$

ce qui donne :

$$U_c = \frac{9\sqrt{3}V}{2m\Pi} \sin(\psi+\Pi/3) \text{ ou } U_c = U_{co} \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\psi+\Pi/3).$$

- Pour le troisième mode : $\pi/2 < \psi < 5\pi/6$,

$$U_c = \frac{3}{\pi} \int_{\psi}^{5\pi/6} (-3v_{BA/m}) d\theta = \frac{9\sqrt{3}V_m}{2m\pi} \int_{\psi}^{5\pi/6} -\sin(\theta-5\pi/6) d\theta$$

ce qui donne :

$$U_c = \frac{9\sqrt{3}V_m}{2m\pi} (1-\cos(\psi-5\pi/6)) \text{ ou } U_c = U_{co} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} (1-\cos(\psi-5\pi/6)).$$

II.2 VALEUR EFFICACE DU COURANT SECONDAIRE.

Le montage étant symétrique et les thyristors de la série Th' étant débloqués une demi-période après ceux de la série Th, l'alternance négative du courant secondaire est identique, au signe près, à l'alternance positive. La valeur moyenne de ce courant est donc nulle.

Sa valeur efficace I_2 peut être calculée sur une demi-période, par :

$$I_2^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_{2A}^2 d\theta.$$

On obtient :

- Pour le premier mode de fonctionnement :

$$I_2^2 = \frac{2}{\pi} \int_{\pi/3}^{\psi+\pi/3} (I_c^2/4) d\theta + \frac{1}{\pi} \int_{\psi+\pi/3}^{\pi} I_c^2 d\theta = I_c^2 [2/3 - \psi/2\pi]$$

d'où
$$I_2 = I_c \sqrt{\frac{2}{3} - \frac{\psi}{2\pi}}$$

- Pour le deuxième mode de fonctionnement :

la forme d'onde du courant secondaire est indépendante de la valeur de ψ , tant que $\pi/3 \leq \psi \leq \pi/2$. Sa valeur efficace est donc égale à celle obtenue pour $\psi = \pi/3$ dans l'expression précédente :

$$I_2 = I_2(\psi = \pi/3) \text{ soit } I_2 = I_c / \sqrt{2}.$$

- Pour le troisième mode de fonctionnement :

$$I_2^2 = \frac{2}{\pi} \int_{\psi}^{5\pi/6} \frac{I_c^2}{4} d\theta + \frac{1}{\pi} \int_{\psi+\pi/3}^{7\pi/6} I_c^2 d\theta = \frac{3}{2} I_c^2 \left[\frac{5}{6} - \frac{\psi}{\pi} \right]$$

soit

$$I_2 = I_c \sqrt{\frac{3}{2} \left(\frac{5}{6} - \frac{\psi}{\pi} \right)}.$$

II.3 VALEUR EFFICACE DU COURANT PRIMAIRE.

Le montage assurant la compensation des Ampère-Tours par noyau, les formes d'onde des courants dans les bobinages primaires et secondaires sont identiques au rapport du nombre de spires m près. Dans ces conditions, la valeur efficace I_1 du courant polygonal est donné par :

$$I_1 = I_2/m.$$

II.4 VALEUR EFFICACE DU COURANT EN LIGNE.

Le courant en ligne est obtenu par différence deux à deux des courants polygonaux. Sa valeur moyenne est donc nulle. La somme instantanée des trois courants en ligne étant nulle, ce système triphasé de courant n'a donc pas de composante homopolaire. Dans ces conditions, les valeurs efficaces des courants en ligne sont liées à celles des courants polygonaux par la relation :

$$J = \sqrt{3} I,$$

d'où les expressions :

$$\begin{aligned} \text{- pour le premier mode} \quad J &= \frac{I_c}{m} \sqrt{2 - \frac{3\psi}{2\pi}} \\ \text{- pour le deuxième mode} \quad J &= \frac{I_c}{m} \sqrt{\frac{3}{2}} \\ \text{- pour le troisième mode} \quad J &= \frac{3I_c}{m} \sqrt{\frac{5}{12} - \frac{\psi}{2\pi}} \end{aligned}$$

II.5 DEVELOPPEMENT EN SERIE DES COURANTS EN LIGNE.

La somme instantanée des courants en ligne étant toujours nulle, et la demi-onde négative étant identique, au signe près, à la demi-onde positive, le développement en série des courants ne comprendra ni les harmoniques de rang 3 ou multiples de 3, ni les harmoniques pairs. Outre le fondamental, on trouvera donc les harmoniques de rang $n = 2K+1$, K étant différent de $1+3K'$ avec $K' \in \mathbb{N}$.

La valeur efficace de l'harmonique de rang n est donnée par :

$$J_{1n} = \frac{8}{T\sqrt{2}} \left| \int_{(T/4)} j(t) \sin n\omega t \, dt \right| = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \left| \int_{(\pi/2)} j(\theta) \sin n\theta \, d\theta \right|$$

car chaque demi-onde étant symétrique par rapport au milieu de l'alternance, on choisit l'origine de manière à n'obtenir que les termes en sinus impairs, et on effectue le calcul sur un quart de période. On obtient :

- Pour le premier mode de fonctionnement.

$$J_{1n} = \frac{2\sqrt{2}}{\Pi} \left| \int_{\psi/2}^{\Pi/3-\psi/2} \frac{I_c}{m} \sin n\theta d\theta + \int_{\Pi/3-\psi/2}^{\Pi/3+\psi/2} \frac{3I_c}{2m} \sin n\theta d\theta + \int_{\Pi/3+\psi/2}^{\Pi/2} \frac{2I_c}{m} \sin n\theta d\theta \right|$$

L'intégration de ces expressions donne :

$$J_{1n} = \frac{2\sqrt{2}}{\Pi m n} \frac{I_c}{n} \left| \frac{1}{2} \cos n(\Pi/3-\psi/2) + \cos n\Pi/2 + \frac{1}{2} \cos n(\psi/2+\Pi/3) \right|$$

Après simplifications, il vient :

$$J_{1n} = \frac{2\sqrt{2}I_c}{\Pi m n} \cos n\Pi/6 \left| \cos n\left(\frac{\Pi}{6} + \frac{\psi}{2}\right) + \cos n\left(\frac{\Pi}{6} - \frac{\psi}{2}\right) \right| \text{ et,}$$

$$J_{1n} = \frac{4\sqrt{2}}{\Pi m n} \frac{I_c}{n} \cos^2 n \Pi/6 \left| \cos n \frac{\psi}{2} \right|$$

- Pour le deuxième mode de fonctionnement :

Puisque la forme d'onde du courant en ligne ne change pas durant tout le second mode, la valeur de J_{1n} est celle obtenue pour $\psi = \Pi/3$, valeur correspondant au début de ce mode dans l'expression précédente soit :

$$J_{1n} = J_{1n}(\psi=\Pi/3) = \frac{4\sqrt{2}}{\Pi m n} \frac{I_c}{n} \left| \cos^3 n \frac{\Pi}{6} \right|$$

- Pour le troisième mode de fonctionnement :

$$J_{1n} = \frac{2\sqrt{2}}{\Pi} \left| \int_{\psi/2-\Pi/12}^{3\Pi/4-\psi/2} \frac{3}{2} \frac{I_c}{m} \sin n\theta d\theta \right|$$

$$J_{1n} = \frac{3\sqrt{2}}{\Pi m n} \frac{I_c}{n} \left| \cos n(3\Pi/4 - \psi/2) - \cos n(\psi/2 - \Pi/12) \right|$$

$$J_{1n} = \frac{6\sqrt{2}}{\Pi m n} \frac{I_c}{n} \left| \sin n \frac{\Pi}{3} \sin n\left(\frac{5\Pi}{12} - \frac{\psi}{2}\right) \right|$$

II.6 FACTEUR DE PUISSANCE EN LIGNE.

Le facteur de puissance en ligne f_L donne le rapport de la puissance active débitée par le convertisseur à la puissance apparente demandée à la source

On a donc

$$f_L = \frac{U_c I_c}{3 \frac{V_m}{\sqrt{2}} J}$$

En remplaçant U_c et J par leur expression en fonction de ψ il vient :

- pour le premier mode

$$f_L = \frac{\frac{9V_m}{m\Pi} \cdot \frac{1+\cos \psi}{2} \cdot I_c}{3 \frac{V_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_c}{m} \sqrt{2 - \frac{3\psi}{2\Pi}}} = \frac{3(1+\cos\psi)}{2\Pi \sqrt{1 - \frac{3\psi}{4\Pi}}}$$

- pour le deuxième mode

$$f_L = \frac{\frac{9V_m}{m\Pi} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\psi+\Pi/3) \cdot I_c}{3 \frac{V_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_c}{m} \sqrt{\frac{3}{2}}} = \frac{3}{\Pi} \sin(\psi+\Pi/3)$$

- pour le troisième mode

$$f_L = \frac{\frac{9V_m}{m} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} [1-\cos(\psi-5\Pi/6)] I_c}{3 \frac{V_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_c}{m} \cdot 3 \sqrt{\frac{5}{12} - \frac{\psi}{2\Pi}}} = \frac{3 [1-\cos(\psi-5\Pi/6)]}{\Pi \sqrt{\frac{5}{2} - \frac{3\psi}{\Pi}}}$$

II.7 VALEUR EFFICACE DE LA TENSION AUX BORNES D'UN ENROULEMENT PRIMAIRE.

La diminution de la valeur de la tension redressée quand l'angle ψ croît est liée à celle de la tension appliquée aux bornes d'un enroulement primaire. Les pertes fer dans le transformateur dépendant de la tension qui lui est appliquée, il est intéressant de connaître les variations de celle-ci en fonction de l'angle ψ .

La demi-onde négative de la tension v_{1A} étant identique au signe près à la demi-onde positive, le calcul sera effectué sur une demi-période. La valeur efficace V_1 de la tension v_{1A} est donnée par

$$V_1^2 = \frac{1}{\Pi} \int_{\Pi}^{\psi+\Pi} v_{1A}^2 d\theta.$$

Compte-tenu des diverses symétries on obtient :

- Pour le premier mode :

$$V_1^2 = \frac{1}{\Pi} \int_{\psi}^{\Pi/3} v_{AC}^2 d\theta + \frac{2}{\Pi} \int_{\Pi/3}^{\psi+\Pi/3} \frac{v_{AB}^2}{4} d\theta + \frac{1}{\Pi} \int_{\psi+\Pi/3}^{\Pi} v_{AC}^2 d\theta$$

$$V_1^2 = \frac{3V_m^2}{\Pi} \int_{\psi}^{\Pi/3} \sin^2(\psi-\Pi/6) d\theta + \frac{3V_m^2}{2\Pi} \int_{\Pi}^{\psi+\Pi/3} \sin^2(\psi-5\Pi/6) d\theta \\ + \frac{3V_m^2}{\Pi} \int_{\psi+\Pi/3}^{\Pi} \sin^2(\theta - \frac{\Pi}{6}) d\theta.$$

Le calcul de ces 3 intégrales donne :

$$V_1^2 = \frac{3V_m^2}{2\Pi} \left[\Pi - \frac{3\psi}{2} + \frac{1}{4} \sin 2\psi + \frac{1}{2} \sin(2\psi-\Pi/3) + \frac{1}{2} \sin(2\psi+\Pi/3) \right]$$

avec $V_m = V\sqrt{2}$. On ramène cette tension à $V\sqrt{3}$, tension composée de la source qui est la tension appliquée aux bornes d'un enroulement primaire pour $\psi = 0$, ou en l'absence de gradateur. On obtient :

$$\frac{V_1}{V\sqrt{3}} = \sqrt{1 - \frac{3\psi}{2\Pi} + \frac{3}{4\Pi} \sin 2\psi}$$

- Pour le deuxième mode :

$$V_1^2 = \frac{2}{\Pi} \int_{\psi}^{\psi+\Pi/3} \frac{v_{BA}^2}{4} d\theta + \frac{1}{\Pi} \int_{\psi+\Pi/3}^{\psi+2\Pi/3} v_{AC}^2 d\theta$$

$$V_1^2 = \frac{3V_m^2}{2\Pi} \int_{\psi}^{\psi+\Pi/3} \sin^2(\psi-5\Pi/6) d\theta + \frac{3V_m^2}{\Pi} \int_{\psi+\Pi/3}^{\psi+2\Pi/3} \sin^2(\theta-\Pi/6) d\theta$$

En intégrant ces expressions, il vient :

$$V_1^2 = \frac{3V_m^2}{2\Pi} \left[\frac{\Pi}{2} + \frac{3}{4} \sin 2\psi + \frac{3}{4} \sin \left(2\psi + \frac{\Pi}{3} \right) \right]$$

et en grandeur réduite :

$$\frac{V_1}{V\sqrt{3}} = \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\Pi} \sin(2\psi + \Pi/6)}$$

- Pour le troisième mode :

$$V_1^2 = \frac{2}{\Pi} \int_{\psi}^{5\Pi/6} \frac{v_{BA}^2}{4} d\theta + \frac{1}{\Pi} \int_{\psi+\Pi/3}^{7\Pi/6} v_{AC}^2 d\theta$$

$$V_1^2 = \frac{3V_m^2}{2\Pi} \int_{\psi}^{5\Pi/6} \sin^2(\theta-5\Pi/6) d\theta + \frac{3V_m^2}{\Pi} \int_{\psi+\Pi/3}^{7\Pi/6} \sin^2(\theta-\Pi/6) d\theta$$

ce qui donne

$$V_1^2 = \frac{3}{2\pi} V_m^2 \left[\frac{5\pi}{4} - \frac{3\psi}{2} + \frac{3}{4} \sin(2\psi + \pi/3) \right]$$

soit

$$\frac{V_1}{V\sqrt{3}} = \sqrt{\frac{5}{4} - \frac{3\psi}{2} + \frac{3}{4} \sin(2\psi + \frac{\pi}{3})}$$

II.8 PERTES JOULE DANS LES BOBINAGES DU TRANSFORMATEUR.

Lorsque l'angle ψ croit de 0 à $5\pi/6$, la tension redressée U_C passe de son maximum à zéro. A courant continu I_C débité constant, la diminution de U_C s'accompagne d'une diminution des courants dans les enroulements du transformateur, donc des pertes dans ces bobinages.

En appelant r_1 et r_2 les résistances d'un bobinage primaire et d'un bobinage secondaire, I_{10} et I_{20} les valeurs efficaces des courants les traversant pour $\psi = 0$, les pertes Joule obtenues en l'absence de gradateur sont

. pour le primaire : $3r_1 I_{10}^2$

. pour le secondaire : $3r_2 I_{20}^2$.

Pour une valeur quelconque de ψ , ces mêmes pertes valent au primaire $3r_1 I_1^2$, au secondaire $3r_2 I_2^2$.

En ramenant leurs valeurs à celles qu'elles ont pour $\psi = 0$, on obtient :

. pour le primaire $\frac{3r_1 I_1^2}{3r_1 I_{10}^2} = \frac{I_1^2}{I_{10}^2}$

. pour le secondaire $\frac{3r_2 I_2^2}{3r_2 I_{20}^2} = \frac{I_2^2}{I_{20}^2}$,

puisque $I_2 = mI_1$ et $I_{20} = mI_{10}$, le rapport $(\frac{I_2}{I_{20}})^2$ donne en valeur réduite les pertes Joule dans les bobinages, tant au primaire qu'au secondaire.

On obtient :

- Pour le premier mode :

$$\left(\frac{I_2}{I_{20}}\right)^2 = \frac{2/3 - \psi/2\pi}{2/3} = 1 - \frac{3\psi}{4\pi}$$

- Pour le deuxième mode :

$$\left(\frac{I_2}{I_{20}}\right)^2 = \frac{1/2}{2/3} = \frac{3}{4}$$

- Pour le troisième mode :

$$\left(\frac{I_2}{I_{20}}\right)^2 = \frac{3/2(5/6 - \psi/\pi)}{2/3} = \frac{9}{4} \left(\frac{5}{6} - \frac{\psi}{\pi}\right)$$

II.9 COURANT MOYEN DANS LES THYRISTORS.

Les pertes dans un thyristor étant de la forme $P = \Delta U \cdot I_{th_{moy}}$, ce calcul permet l'évaluation des pertes dans les redresseurs effectuée au chapitre 5.

- Pour le premier mode :

$$I_{Th_{moy}} = \frac{1}{2\pi} \left[2 \int_{\psi}^{\frac{\pi}{3}} \frac{I_c}{n} d\theta + 2 \int_{\frac{\pi}{3}}^{\psi + \frac{\pi}{3}} \frac{3I_c}{2m} d\theta + \int_{\psi + \frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \frac{2I_c}{m} d\theta \right]$$

$$I_{Th_{moy}} = \frac{I_c}{m} \left(\frac{2}{3} - \frac{\psi}{2\pi} \right).$$

- Pour le deuxième mode :

$$I_{Th_{moy}} = \frac{I_c}{2m}$$

- Pour le troisième mode :

$$I_{Th_{moy}} = \frac{1}{\pi} \int_{\psi}^{\frac{5\pi}{6}} \frac{3}{2} \frac{I_c}{m} d\theta = \frac{I_c}{m} \left(\frac{5}{4} - \frac{3\psi}{2\pi} \right).$$

II.10 RESULTATS - TRACE DES CARACTERISTIQUES.

On a tracé (Planche 1.4) la caractéristique de réglage (courbe en traits continus) qui montre comment faire varier l'angle de commande ψ pour obtenir une tension continue U_c .

On a également représenté sur le même graphe, la courbe donnant en fonction de ψ les valeurs des courants dans les bobinages ramenées à la valeur qu'ils auraient pour $\psi = 0$ (traits discontinus). Cette courbe montre l'intérêt principal du montage: à courant continu I_c débité constant, dès que le réglage de la tension commence, il y a réduction des courants dans les bobinages du transformateur. Cette réduction interrompue pendant le deuxième mode, alors que les courants ont déjà baissé de 13,4 %, va jusqu'à leur annulation pour $\psi = 5\pi/6$.

Cette réduction est mise en évidence par la courbe donnant les variations du facteur de puissance (traits mixtes) en fonction de ψ . A courant I_c donné, quand on baisse la tension continue donc la puissance fournie, la diminution des courants demandés à la source de tension alternative conduit à une dégradation moins rapide du facteur de puissance.

Ce procédé de réglage de la tension redressée par action sur la tension appliquée au primaire du transformateur, entraîne une diminution des pertes dans celui-ci. Pour le montrer on a représenté (planche 1.5) la courbe donnant la valeur relative des pertes Joule dans les enroulements $(I_1/I_{10})^2 = (I_2/I_{20})^2$ (traits pleins) et celle donnant la valeur efficace réduite $V_1/V\sqrt{3}$ de la tension appliquée au primaire du transformateur (traits interrompus). Bien que cette tension comporte des harmoniques de rang $2K+1$ avec $K \neq 1 + 3K'$ et $K' \in \mathbb{N}$, la diminution de tension entraîne celle des pertes fer.

Dès que le montage est de puissance notable, il est important de connaître la qualité de l'onde de courant demandée au réseau. On a donc représenté (planche 1.6) les courbes donnant en fonction de ψ les valeurs du fondamental et des premiers harmoniques de courant. On voit que dès que ψ s'écarte de zéro, l'amplitude des harmoniques diminue, elle ne commence à croître qu'à partir du troisième mode, alors que la tension redressée a été réduite de près de 60 %.

Les tracés de formes d'onde des grandeurs relatives aux redresseurs et les calculs des caractéristiques de courant permettent de déterminer les contraintes maxima exercées sur les composants

- . Les thyristors sont traversés par un courant efficace maximum égal à $\frac{I_c}{m}$, les tensions inverse et directe à bloquer valent $3V/\sqrt{2}$.
- . Les diodes conduisent un courant efficace maximum égal à $I_c/\sqrt{3}$, leur tension inverse maximum est $3V\sqrt{2}/m$.

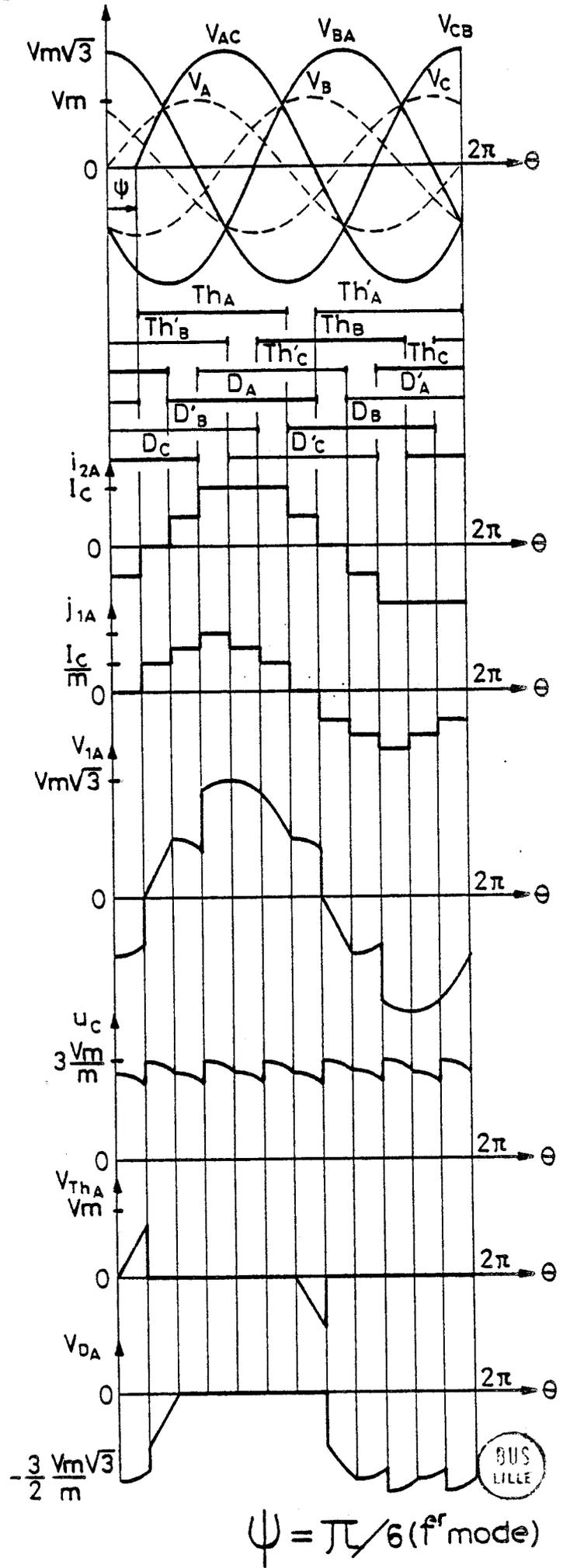
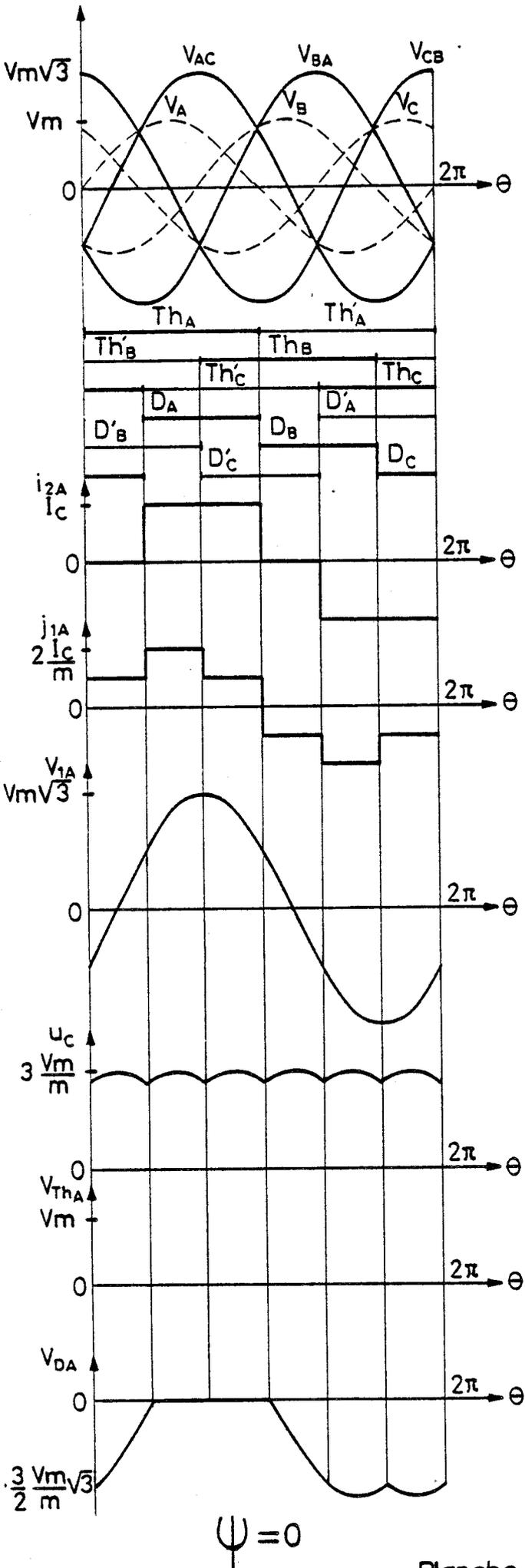


Planche 1.1

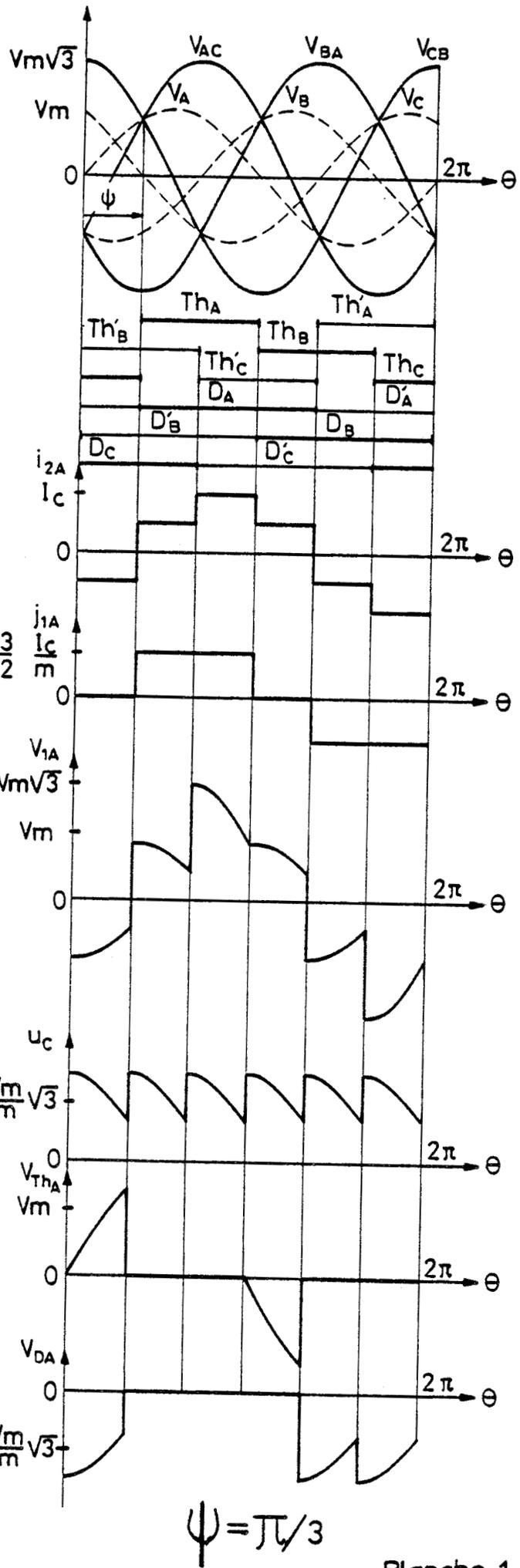
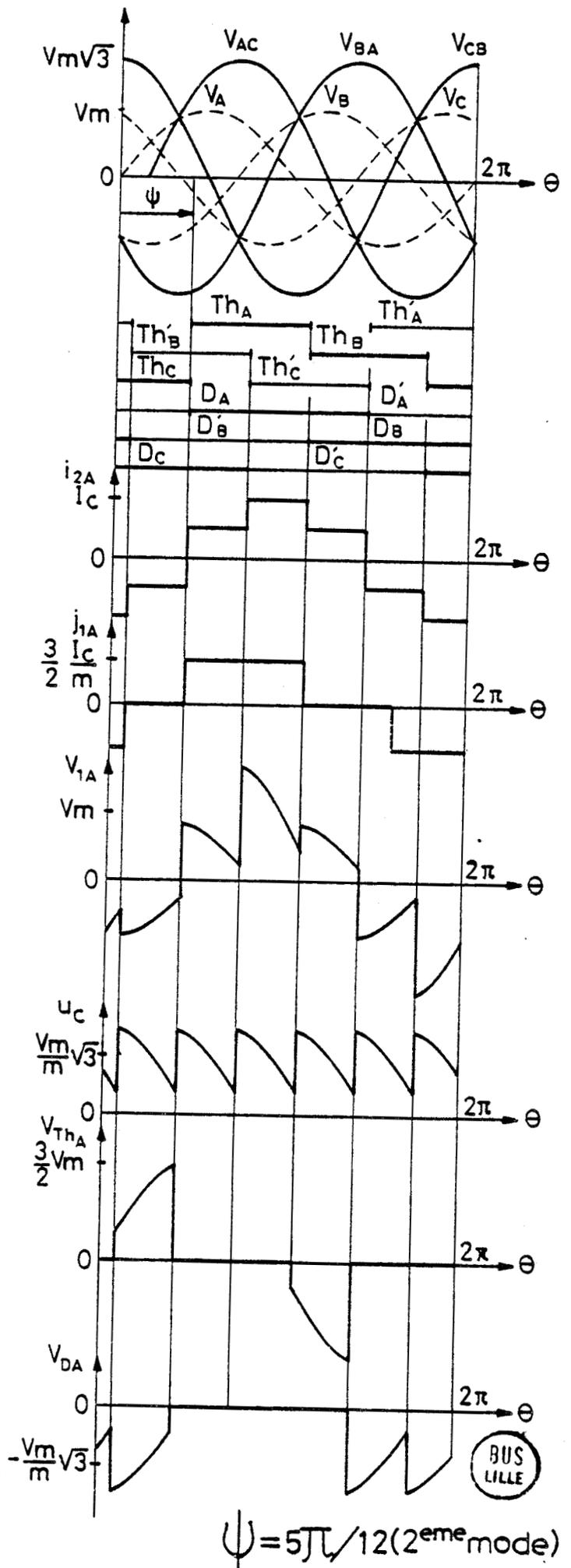
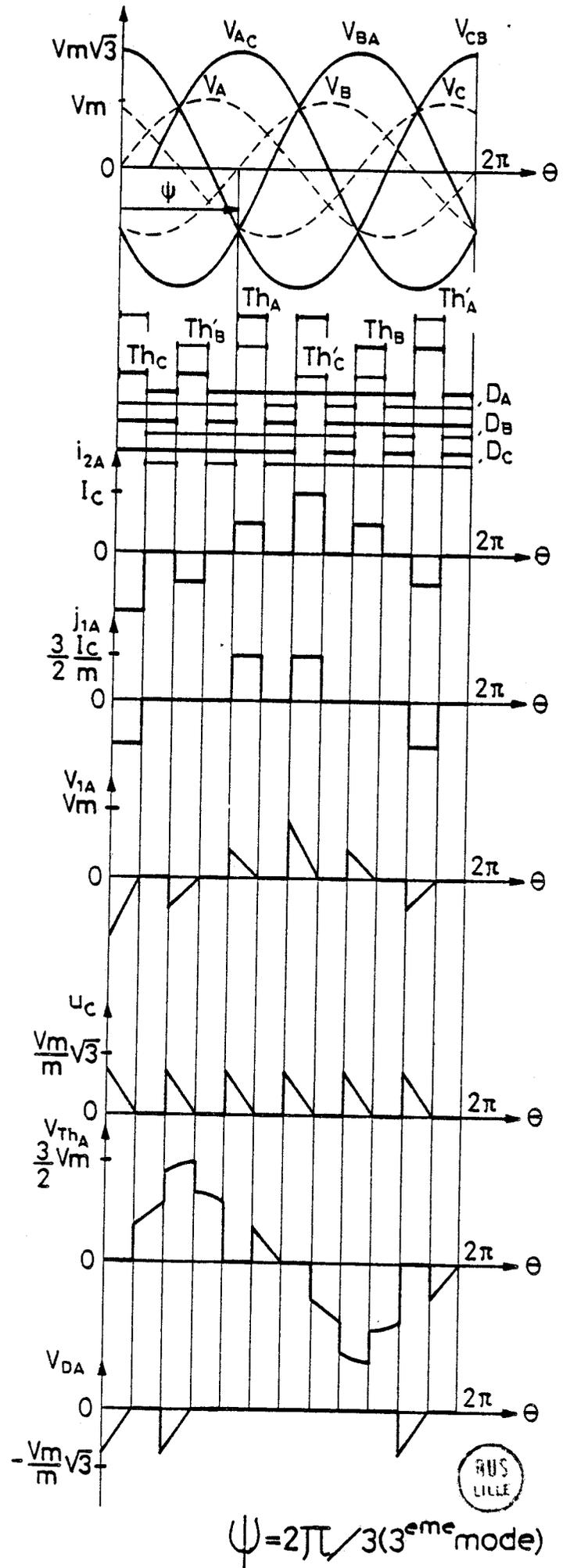
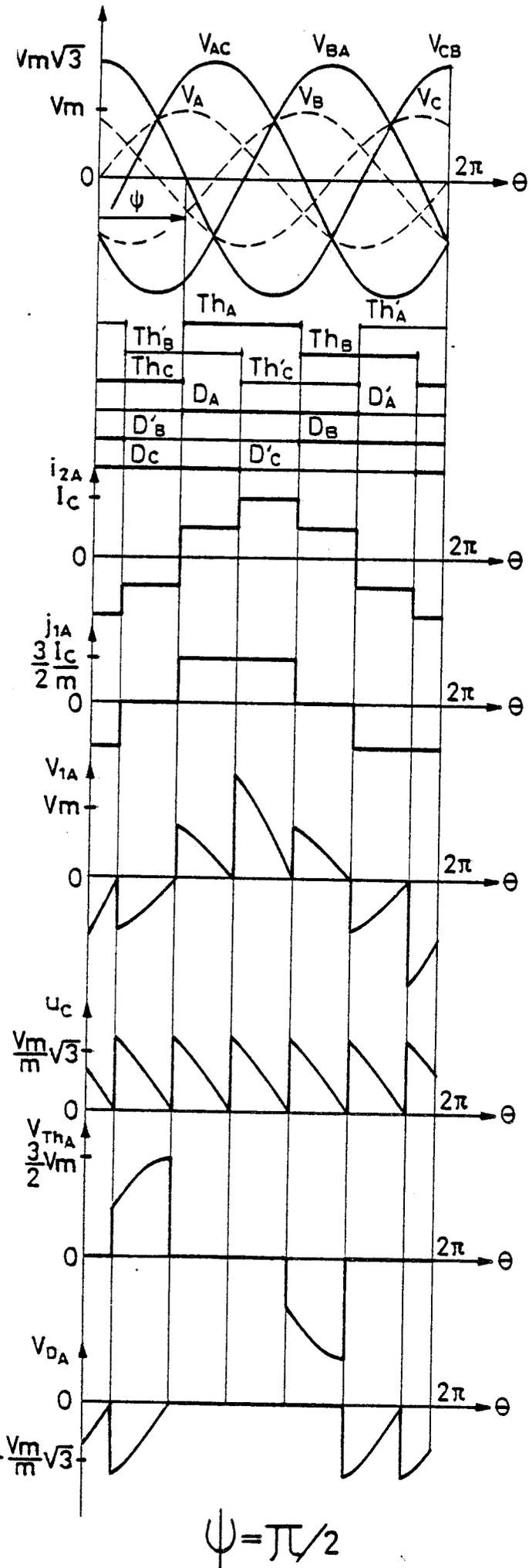
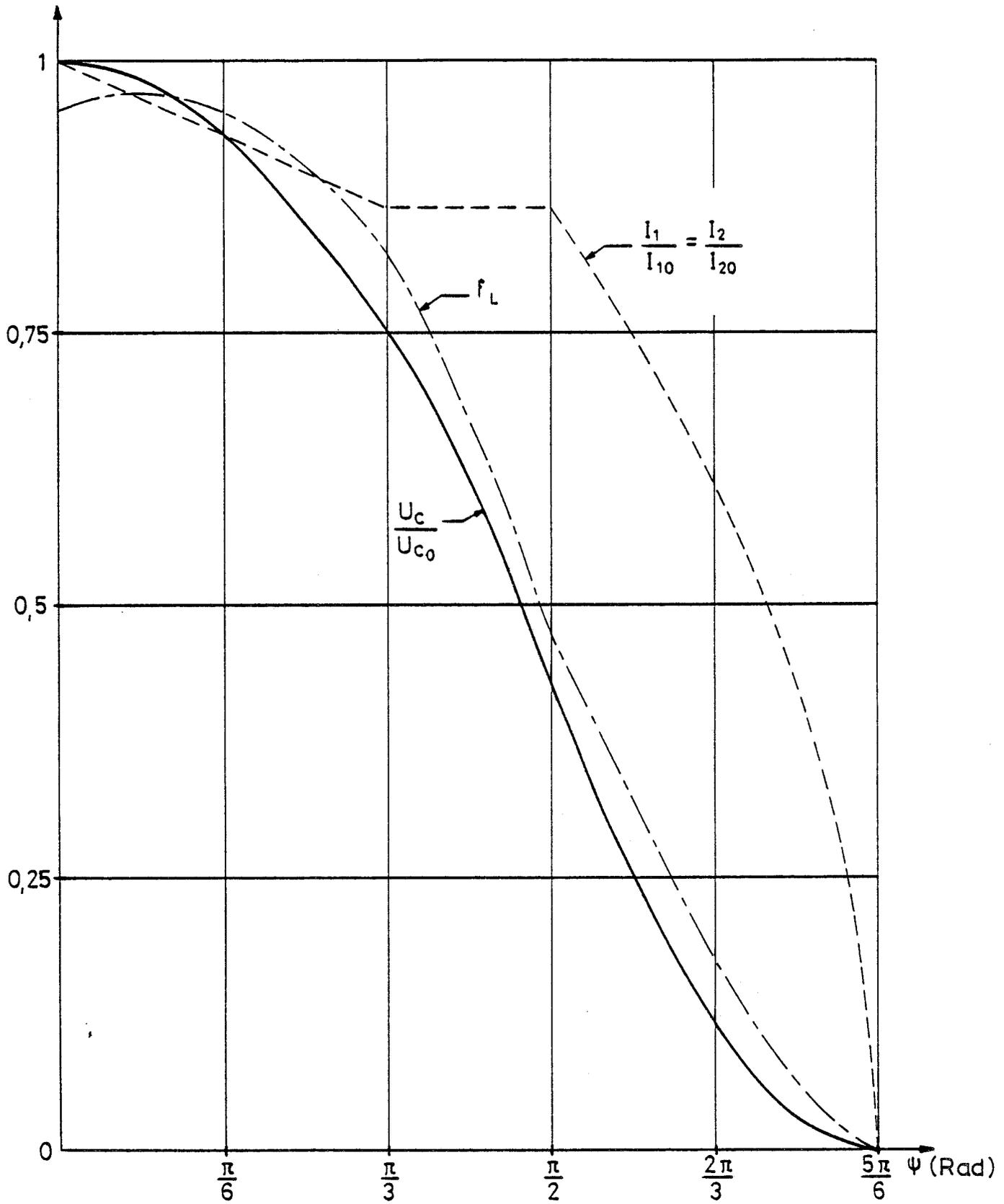


Planche 1.2

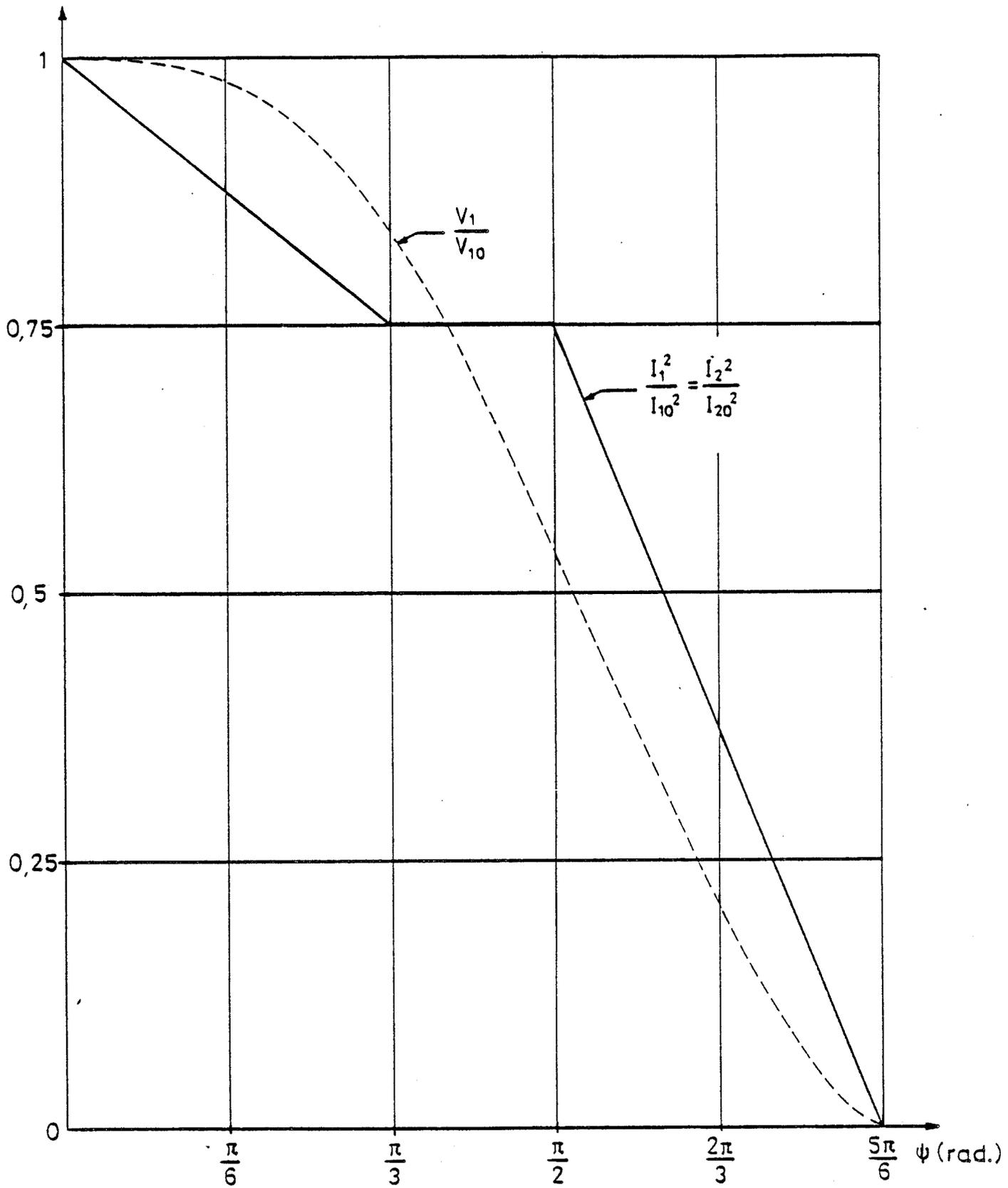






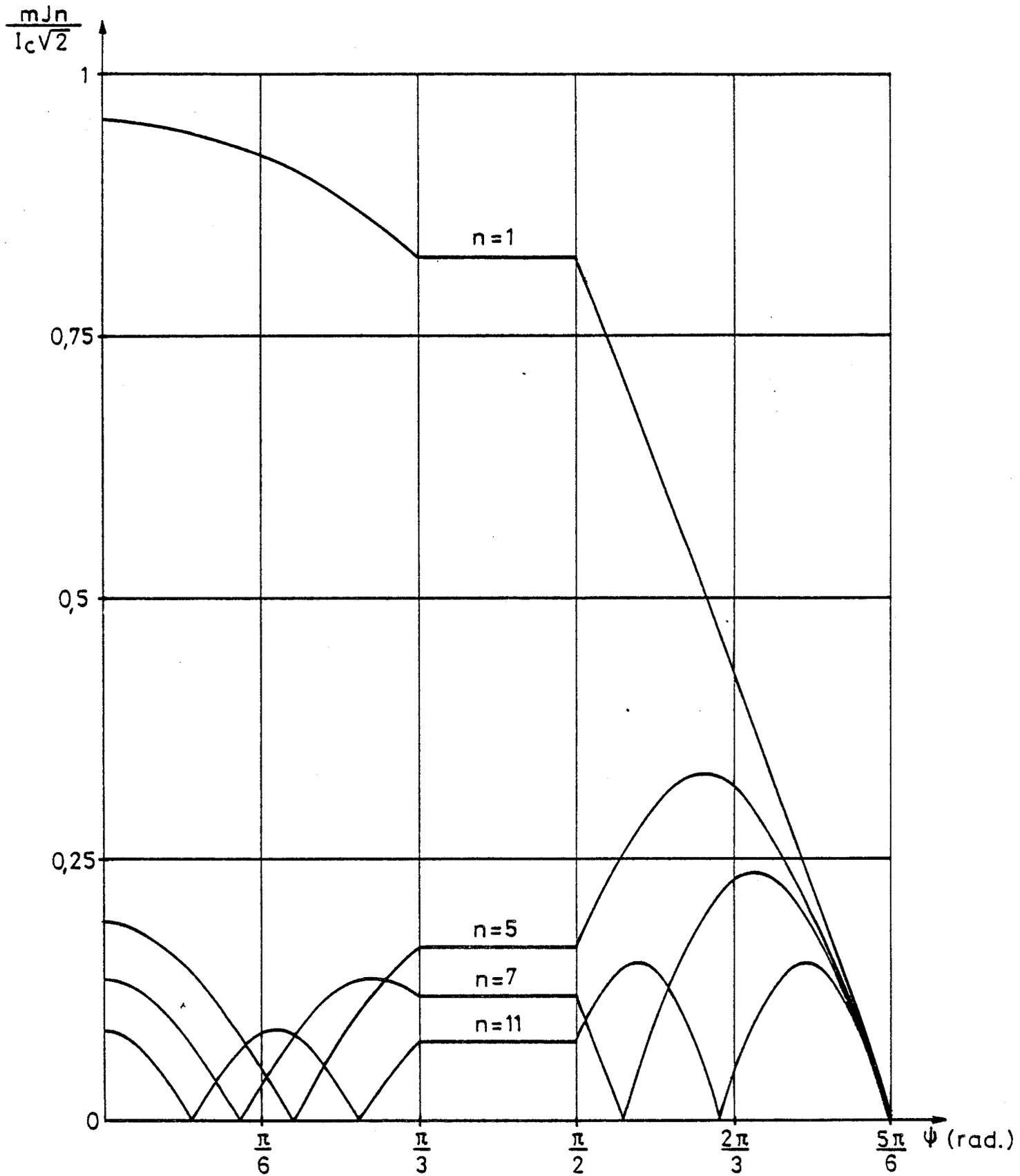
Montage Δ - \curvearrowright : Caractéristiques





Montage Δ - Y - Caractéristiques -





Valeurs efficaces des harmoniques du courant en ligne
(Montage Δ - Y et ths. dans le Δ)



CHAPITRE 2

ASSOCIATION D'UN GRADATEUR TOUT THYRISTORS,
INSERE DANS LES PHASES PRIMAIRES D'UN TRANSFORMATEUR TRIANGLE-ETOILE,
ET
D'UN MONTAGE REDRESSEUR EN PONT A DIODES.

- * -

Une autre façon d'effectuer le réglage de la tension redressée fournie par un montage redresseur à diodes au moyen d'un gradateur consiste à insérer les trois ensembles de thyristors directement dans les phases du primaire du transformateur couplées en triangle. Les enroulements secondaires branchés en étoile alimentent un montage redresseur à six diodes en pont (fig. 2.1). Dans cette configuration chaque "gradateur monophasé", ensemble de deux thyristors connectés tête-bêche, règle directement le courant dans une phase primaire. Si la mise en conduction des thyristors est commandée, leur extinction est imposée par les commutations s'opérant sur le montage redresseur. Ce montage ne permet pas la compensation des Ampère-tours par noyau.

Comme précédemment on désigne par Th_A , Th'_A , Th_B , Th'_B , Th_C , Th'_C les six thyristors du gradateur et par D_A , D_B , D_C , D'_A , D'_B , D'_C les six diodes du montage redresseur.

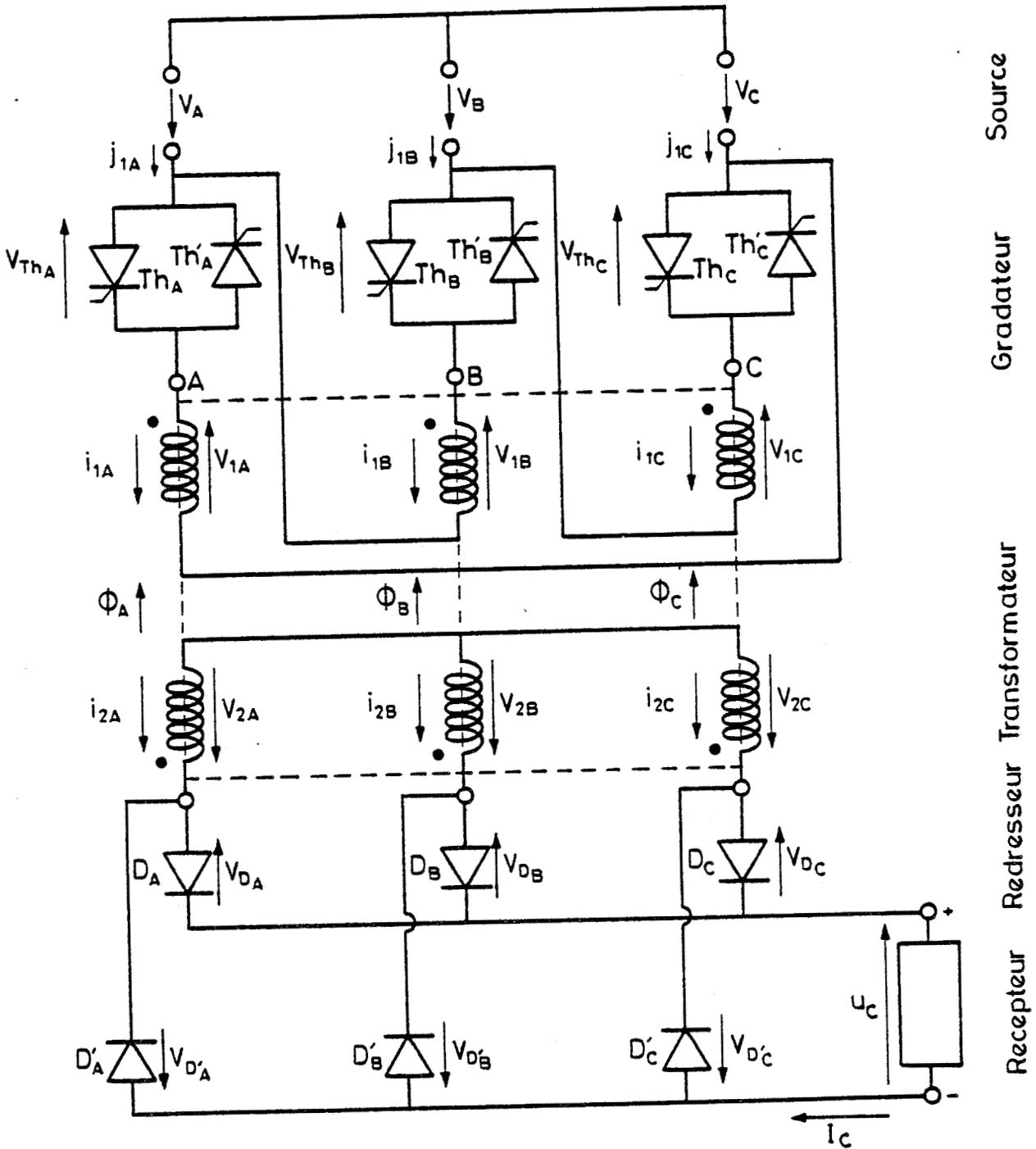


figure 2.1: SHEMA DU MONTAGE

I. ETUDE DU FONCTIONNEMENT.

II.1 NOTATIONS ET HYPOTHESES.

Comme au chapitre précédent, les tensions simples sinusoïdales de la source de pulsation ω sont désignées par :

$$v_A = V_m \sin \theta; v_B = V_m \sin (\theta - 2\pi/3); v_C = V_m \sin (\theta - 4\pi/3).$$

Les tensions composées sont notées $v_{AC} = v_A - v_C$; $v_{BA} = v_B - v_A$; $v_{CB} = v_C - v_B$.

Les enroulements primaires de n_1 tours chacun ont des tensions à leurs bornes notées v_{1A} , v_{1B} , v_{1C} et sont traversés par les courants i_{1A} , i_{1B} , i_{1C} . Les courants en ligne sont désignés par j_{1A} , j_{1B} , j_{1C} avec $j_{1A} = i_{1A} - i_{1B}$; $j_{1B} = i_{1B} - i_{1C}$; $j_{1C} = i_{1C} - i_{1A}$. Les enroulements secondaires de n_2 tours sont le siège de tensions v_{2A} , v_{2B} , v_{2C} et sont traversés par les courants i_{2A} , i_{2B} , i_{2C} .

Les thyristors du gradateur sont traversés par les courants polygonaux primaires. Les tensions à leurs bornes sont notées v_{Th_A} , v_{Th_B} , v_{Th_C} . On désigne par v_{D_A} , v_{D_B} , v_{D_C} , $v_{D'_A}$, $v_{D'_B}$, $v_{D'_C}$ les tensions aux bornes des diodes du montage redresseur.

Le transformateur et les redresseurs sont supposés parfaits. On néglige donc les chutes de tension en charge, les flux de fuite, le courant magnétisant et les pertes dans le fer du transformateur. Dans ces conditions les tensions aux bornes des enroulements sont liées par les relations :

$$\frac{v_{1A}}{v_{2A}} = \frac{v_{1B}}{v_{2B}} = \frac{v_{1C}}{v_{2C}} = m = \frac{n_1}{n_2} . \tag{1}$$

En appelant ϕ_A , ϕ_B , ϕ_C , les flux dans les 3 noyaux du transformateur, le circuit magnétique étant à flux forcé, on a :

$$\phi_A + \phi_B + \phi_C = 0, \text{ donc}$$

$$n_1 \frac{d\phi_A}{dt} + n_1 \frac{d\phi_B}{dt} + n_1 \frac{d\phi_C}{dt} = 0 \text{ soit } v_{1A} + v_{1B} + v_{1C} = 0 . \tag{2}$$

Dans le triangle formé par les enroulements primaires du transformateur et les paires de thyristors, tête-bêches, du gradateur, on a la relation :

$$v_{1A} + v_{Th_A} + v_{1B} + v_{Th_B} + v_{1C} + v_{Th_C} = 0$$

d'où
$$v_{Th_A} + v_{Th_B} + v_{Th_C} = 0. \quad (3)$$

Les équations de compensation des Ampère-tours le long de tout circuit magnétique fermé donnent entre les courants les relations suivantes :

$$\begin{aligned} j_{1A} &= i_{1A} - i_{1B} = (i_{2A} - i_{2B})/m \\ j_{1B} &= i_{1B} - i_{1C} = (i_{2B} - i_{2C})/m \\ j_{1C} &= i_{1C} - i_{1A} = (i_{2C} - i_{2A})/m \end{aligned} \quad (4)$$

le secondaire étant couplé en étoile sans neutre, à chaque instant $i_{2A} + i_{2B} + i_{2C} = 0$ (5). Les thyristors insérés dans les phases primaires pouvant empêcher les courants polygonaux de choisir les voies de moindre réactance, la compensation des Ampère-tours par noyau n'est pas automatiquement réalisée, et il n'existe pas de relation analogue à la relation (5) pour les courants polygonaux, qui possèdent donc une composante homopolaire non nulle.

On suppose de plus, le courant continu débité par le montage redresseur parfaitement lissé, sa valeur instantanée i_c est donc égale à sa valeur moyenne I_c .

On déclenche les thyristors tous les sixièmes de période dans l'ordre suivant $Th_A, Th'_C, Th_B, Th'_A, Th_C, Th'_B$. Le déblocage de Th_A est repéré par l'angle ψ compté à partir du moment où v_{AC} devient la plus positive des tensions de la source, donc à partir de $\theta = \Pi/3$.

Le montage étant symétrique, les mêmes phénomènes se reproduisent dans les 3 phases au décalage d'un tiers de période près, de plus les thyristors de la deuxième série étant déclenchés une demi-période après ceux de la première Th_A, Th_B, Th_C , les courants et tensions relatifs au transformateur ont des formes d'onde telles que la demi-onde négative est identique, au signe près, à la demi-onde positive. Comme dans le montage précédent ces symétries permettent de limiter l'analyse du fonctionnement à un sixième de période puisque la connaissance des différentes variables pendant cet intervalle suffit à la détermination de chacune d'elles pendant toute la période.

On a pour le courant primaire, par exemple :

$$\begin{aligned} i_{1A}(\theta) &= i_{1A}(\theta) ; i_{1A}(\theta + \Pi/3) = -i_{1B}(\theta) ; i_{1A}(\theta + 2\Pi/3) = i_{1C}(\theta) ; \\ i_{1A}(\theta + \Pi) &= -i_{1A}(\theta) ; i_{1A}(\theta + 4\Pi/3) = i_{1B}(\theta) ; i_{1A}(\theta + 5\Pi/3) = -i_{1C}(\theta). \end{aligned}$$

Des relations analogues existent pour les autres tensions et courants.

Quand l'angle ψ croit de 0 à $5\Pi/6$, trois modes de fonctionnement caractérisés par le nombre de redresseurs simultanément conducteurs se succèdent.

- . Premier mode : conduction de 2 ou 1 thyristors du gradateur
débit de 2 ou 3 diodes du montage redresseur.
- . Deuxième mode : conduction d'un seul thyristor du gradateur
débit de 3 diodes du montage redresseur.
- . Troisième mode : conduction de 1 ou 0 thyristor du gradateur
débit de 3 ou 6 diodes du montage redresseur.

On a représenté pour $\psi = 0$, $\psi = \Pi/6$ (planche 2.1) $\psi = \Pi/3$, $\psi = 5\Pi/12$ (planche 2.2), $\psi = \Pi/2$, $\psi = 2\Pi/3$ (planche 2.3), valeurs de ψ qui correspondent à chacun des modes de fonctionnement et à leur début, les diagrammes de conduction des redresseurs, les formes d'onde des tensions de la source, de la tension v_{1A} aux bornes d'un enroulement primaire, de celle u_c de la tension redressée, de celles v_{Th_A} et v_{D_A} de la tension aux bornes d'un thyristor et d'une diode.

On a également représenté les formes d'onde des courants i_{1A} et i_{2A} dans les enroulements du transformateur.

I.2 PREMIER MODE ($0 < \psi < \Pi/3$) : CONDUCTION DE 2 OU 1 THYRISTORS (pl 2.1) DEBIT DE 2 OU 3 DIODES.

Pendant l'intervalle $\psi + \Pi/3 < \theta < 2\Pi/3$, Th_A , Th'_B , D_A et D'_B conduisent.

Th_A et Th'_B étant passants, les tensions v_{1A} et v_{1B} sont imposées par la source, $v_{1A} - v_{BA} = v_{CB}$. Les tensions aux bornes des enroulements primaires sont donc égales aux tensions composées de la source et les tensions secondaires s'en déduisent par les relations (1)

$$v_{2A} = v_{AC}/m, \quad v_{2B} = v_{BA}/m, \quad v_{2C} = v_{CB}/m.$$

Durant cet intervalle v_{2A} est la plus positive des tensions secondaires, la diode D_A est donc passante et sa conduction entraîne ou confirme le blocage des diodes D_B et D_C puisque :

$$v_{D'_A} = 0 \quad ; \quad v_{D_B} = v_{2B} - v_{2A} = (v_{BA} - v_{AC})/m = -3v_A/m < 0 ;$$

$$v_{D'_C} = v_{2C} - v_{2A} = (v_{CB} - v_{AC})/m = 3v_C/m < 0.$$

De même, tant que θ est inférieur à $2\Pi/3$, v_{2B} est la plus négative des tensions secondaires. La diode D'_B est donc passante, et sa conduction entraîne ou confirme le blocage des diodes D'_A et D'_C . En effet

$$v_{D'_B} = 0 \quad v_{D'_A} = v_{2B} - v_{2A} = (v_{BA} - v_{AC})/m = -3v_A/m < 0$$

$$v_{D'_C} = v_{2B} - v_{2C} = (v_{BA} - v_{CB})/m = 3v_B/m < 0$$

Aux bornes des thyristors conducteurs $v_{Th_A} = v_{Th_B} = 0$, et aux bornes de Th_C bloqué, $v_{Th_C} = 0$ d'après (3).

La tension redressée u_c est égale à $v_{2A} - v_{2B}$, donc $u_c = (v_{AC} - v_{BA})/m = 3v_A/m$.
Les diodes D_A et D'_B seules conductrices écoulent le courant continu I_c donc

$$i_{2A} = -i_{2B} = I_c \text{ et } i_{2C} = 0.$$

Les équations de compensation des Ampère-tours donnent les courants en ligne :

$$j_{1A} = 2I_c/m; j_{1B} = -I_c/m; j_{1C} = -I_c/m$$

Les thyristors Th_C et Th'_C étant bloqués, $i_{1C} = 0$. On en déduit les valeurs des autres courants dans les phases primaires :

$$i_{1B} = -I_c/m \quad ; \quad i_{1A} = I_c/m.$$

Il y a donc compensation des Ampère-tours par noyau.

- A l'instant où $\theta = 2\pi/3$ la tension $v_{D'_C} = 3v_B/m$ aux bornes de D'_C bloquée s'annule pour devenir positive. La diode D'_C se met donc à conduire.

Si la conduction de D'_C entraînait le blocage de D'_B , la diode D'_C devrait écouler seule le courant I_c , on aurait donc $i_{2C} = -I_c$, $i_{2B} = 0$, $i_{2A} = I_c$.

Les relations (4) donneraient $j_{1A} = I_c/m$; $j_{1B} = I_c/m$; $j_{1C} = -2I_c/m$.
Les thyristors Th_C et Th'_C étant bloqués, $i_{1C} = 0$, et les courants dans les phases primaires auraient pour valeur $i_{1B} = I_c/m$ et $i_{1A} = 2I_c/m$. Ces résultats supposent la conduction de Th_B , qui ne recevra son impulsion de déblocage que pour $\theta = \psi + \pi$.

Dès que θ devient supérieur à $2\pi/3$, les diodes D'_B et D'_C se mettent à conduire simultanément.

Le débit simultané de D'_B et D'_C entraîne l'égalité des tensions v_{2B} et v_{2C} , donc celle des tensions primaires v_{1B} et v_{1C} , la borne B (fig. 2.1) de l'enroulement primaire ne peut donc plus être reliée à la source, le thyristor Th'_B se bloque.

Le seul thyristor conducteur du gradateur est Th_A .

- Pendant l'intervalle $2\pi/3 < \theta < \psi + 2\pi/3$, Th_A , D_A , D'_B , D'_C conduisent.

Seul Th_A conduit donc $i_{1B} = i_{1C} = 0$.

Les diodes D_B , D_C et D'_A étant bloquées, $i_{2A} = I_c$ et $i_{2B} + i_{2C} = -I_c$.

Les équations de compensation des Ampère-tours donnent :

$$m j_{1A} = m i_{1A} = I_c - i_{2B}$$

$$m j_{1B} = 0 = i_{2B} - i_{2C}$$

$$m j_{1C} = m i_{1A} = i_{2C} - I_c$$

On en déduit $i_{2B} = i_{2C} = -I_c/2$, $i_{1A} = 3I_c/2m$ et pour les courants en ligne

$$j_{1A} = -j_{1C} = 3I_c/2m \text{ et } j_{1B} = 0.$$

Pendant cet intervalle la compensation des Ampère-tours n'est pas réalisée par noyau et les courants dans les bobinages primaires présentent une composante homopolaire.

Le thyristor Th_A étant passant, $v_{1A} = v_{AC}$, et puisque $v_{1B} = v_{1C}$ et que $v_{1A} + v_{1B} + v_{1C} = 0$ il vient $v_{1B} = v_{1C} = -v_{AC}/2$.

De l'expression des tensions aux bornes des enroulements, on tire celle des tensions aux bornes des différents redresseurs.

$$v_{Th_A} = 0, v_{Th_B} = v_B - v_A - v_{1B} = v_B - v_A + v_A/2 - v_C/2 = 3v_B/2,$$

$$v_{Th_C} = v_C - v_B - v_{1C} = v_C - v_B + v_A/2 - v_C/2 = -3v_B/2,$$

$$v_{D'_A} = v_{D'_B} = v_{D'_C} = 0, v_{D'_A} = v_{D_B} = v_{D_C} = v_{2B} - v_{2A} = -3v_{AC}/2m < 0.$$

La tension redressée u_c vaut alors : $u_c = v_{2A} - v_{2B} = 3v_{AC}/2m$.

- A l'instant où $\theta = \psi + 2\pi/3$, une impulsion de déblocage est envoyée sur Th'_C . Ce thyristor ayant une tension à ses bornes égale à $3v_B/2$, donc positive se met à conduire. Les thyristors Th_A et Th'_C étant simultanément passants

$v_{1A} = v_{AC}$ et $v_{1C} = v_{CB}$, donc puisque $v_{1A} + v_{1B} + v_{1C} = 0$, $v_{1B} = -v_{BA}$. Les tensions primaires sont égales aux tensions composées de la source. Parmi les tensions secondaires égales aux tensions primaires au rapport de transformation près, la tension v_{2C} , égale à v_{CB}/m est la plus négative. La conduction de D'_C entraîne donc le blocage de D'_B .

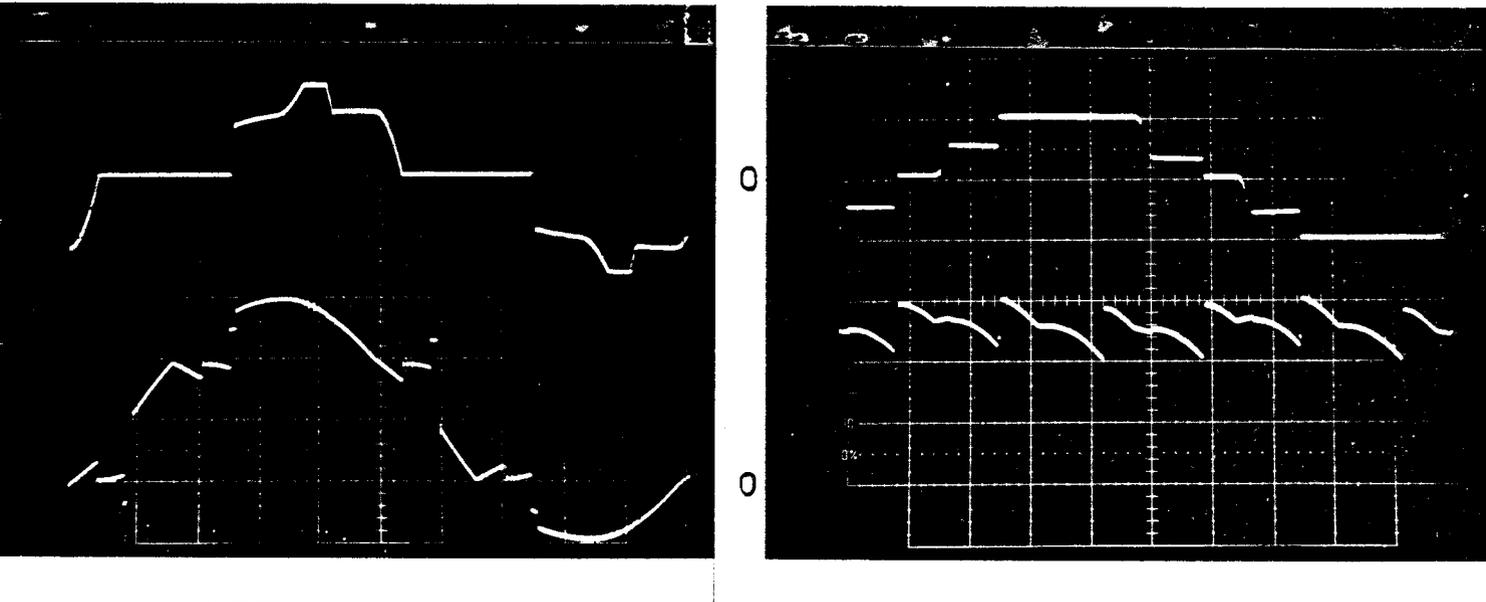
Les redresseurs conducteurs sont Th_A , Th'_C , D_A et D'_C . Il y a donc conduction de 2 thyristors et 2 diodes. A partir de $\theta = \psi + 2\pi/3$ commence un intervalle de fonctionnement analogue à celui rencontré un sixième de période auparavant.

- L'existence de ce mode de fonctionnement est liée à la possibilité de conduction simultanée de 2 thyristors pendant un certain intervalle de la période, donc qu'à l'instant de déclenchement de Th_A , Th'_B soit encore conducteur.

Ce thyristor s'éteignant avec la conduction de D'_C obtenue pour $\psi = 2\pi/3$ et Th_A étant amorcé pour $\theta = \psi + \pi/3$, la limite supérieure de ce mode est obtenue pour $\psi + \pi/3 = 2\pi/3$ soit $\psi = \pi/3$.

Pour des valeurs supérieures de ψ , on passe au deuxième mode caractérisé par la conduction d'un seul thyristor et le débit simultané de 3 diodes.

On a reproduit ci-dessous, les photographies des relevés oscillographiques de la tension redressée, du courant dans un bobinage secondaire, du courant dans un enroulement primaire et de la tension à ses bornes pour $\psi = \pi/6$. Ces relevés ont été effectués sur un convertisseur réalisé avec les mêmes éléments que celui décrit au chapitre 1.



courant primaire
tension primaire

courant secondaire
tension redressée

Fig. 2.2 Relevés oscillographiques pour $\psi = \pi/6$.

I.3 DEUXIEME MODE ($\pi/3 < \psi < \pi/2$) : conduction d'un thyristor (pl. 2.2) débit de 3 diodes.

-Pendant l'intervalle $\psi + \pi/3 < \theta < \psi + 2\pi/3$, Th_A , D_A , D'_B , D'_C conduisent. A l'instant où $\theta = \psi + \pi/3$, on amorce Th_A alors que Th'_B , D_A , D'_B et D_C conduisent.

Instantanément les tensions de la source sont appliquées aux bornes A et B du transformateur donc $v_{1A} = v_{AC}$, $v_{1B} = v_{BA}$, $v_{1C} = v_{CB}$. Puisque $\psi + \pi/3$ est supérieur à $2\pi/3$, la tension v_{2C} devient la plus négative des tensions secondaires et la diode D'_C se met à conduire entraînant le blocage de la diode D_C . Comme pour le deuxième intervalle étudié au premier mode et puisque Th_B n'a pas encore reçu son impulsion de déblocage, les diodes D'_C et D'_B conduisent simultanément, ce qui entraîne le blocage immédiat de Th'_B .

Le déclenchement pour $\theta = \psi + \pi/3$ du thyristor Th_A entraîne la conduction de D'_C et le blocage de D_C et Th'_B .

Les redresseurs conducteurs pendant cet intervalle sont ceux qui conduisaient pendant l'intervalle $(2\pi/3, \psi + 2\pi/3)$ du premier mode. Le montage présentant la même configuration, les tensions et courants ont même expression :

$$i_{2A} = I_c, \quad i_{2B} = i_{2C} = -I_c/2 ; \quad i_{1A} = 3I_c/2m, \quad i_{1B} = i_{1C} = 0 .$$

$$j_{1A} = -j_{1C} = 3I_c/2m, \quad j_{1B} = 0 .$$

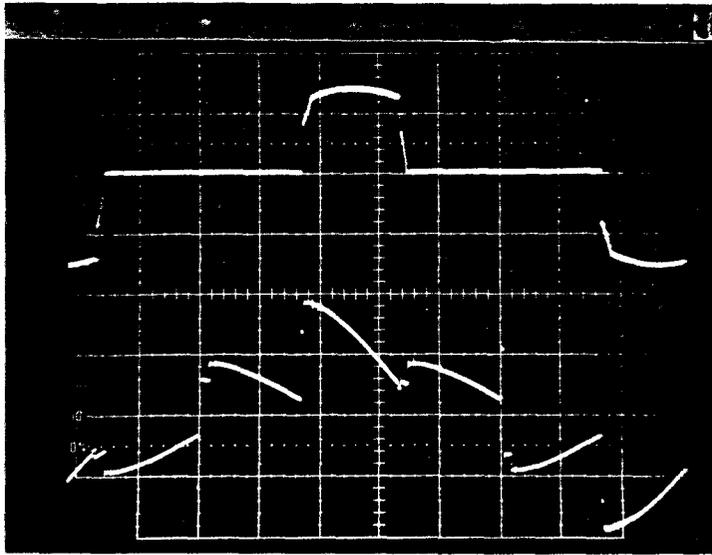
$$v_{1A} = v_{AC}, \quad v_{1B} = v_{1C} = -v_{AC}/2 ; \quad v_{Th_A} = 0, \quad v_{Th_B} = -v_{Th_C} = 3v_B/2,$$

$$v_{D_A} = v_{D'_B} = v_{D'_C} = 0 ; \quad v_{D'_A} = v_{D_B} = -3v_{AC}/2m = -u_c .$$

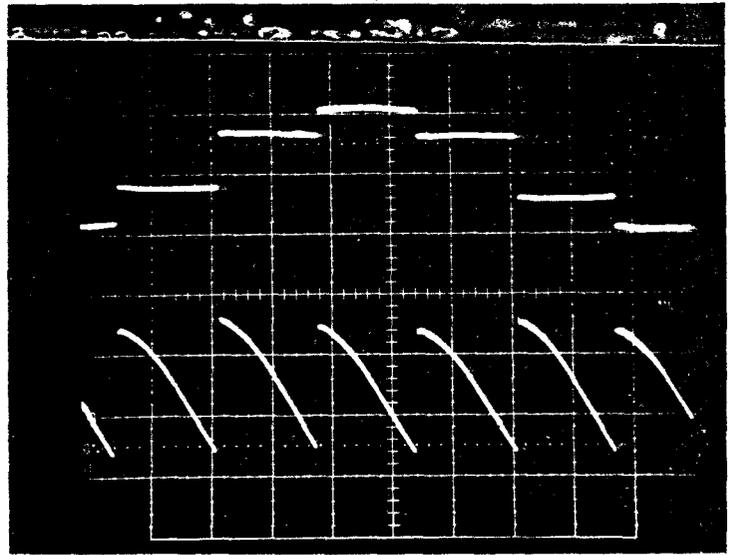
-A l'instant où $\theta = \psi + 2\pi/3$, une impulsion de déblocage est envoyée sur Th'_C . La tension à ses bornes, $3v_B/2$, étant positive ce thyristor se met à conduire. De la même façon que dans l'intervalle précédent, la conduction de ce redresseur entraîne celle de la diode D_B et par là l'extinction de la diode D'_B et du thyristor Th_A . A partir de $\theta = \psi + 2\pi/3$ commence un intervalle de fonctionnement analogue à celui rencontré un sixième de période plus tôt.

-Ce mode de fonctionnement cesse quand au déblocage de Th'_C pour $\theta = \psi + 2\pi/3$ la tension aux bornes des diodes supposées bloquées, soit D'_A , D_B et D_C , cesse d'être négative. Or cette tension égale à $-3v_{AC}/2m$ s'annule pour $\theta = 7\pi/6$. La limite supérieure de ce mode est donc obtenue pour $\psi + 2\pi/3 = 7\pi/6$ soit pour $\psi = \pi/2$. Pour des valeurs de ψ supérieures à $\pi/2$, on passe au troisième mode de fonctionnement.

On a représenté les formes d'onde des mêmes tensions et courants qu'au premier mode de fonctionnement mais pour une valeur de ψ , $5\pi/12$, correspondant au deuxième mode.



courant primaire
tension primaire



courant secondaire
tension redressée

Fig. 2.3. Relevés oscillographiques pour $\psi = 5\pi/12$.

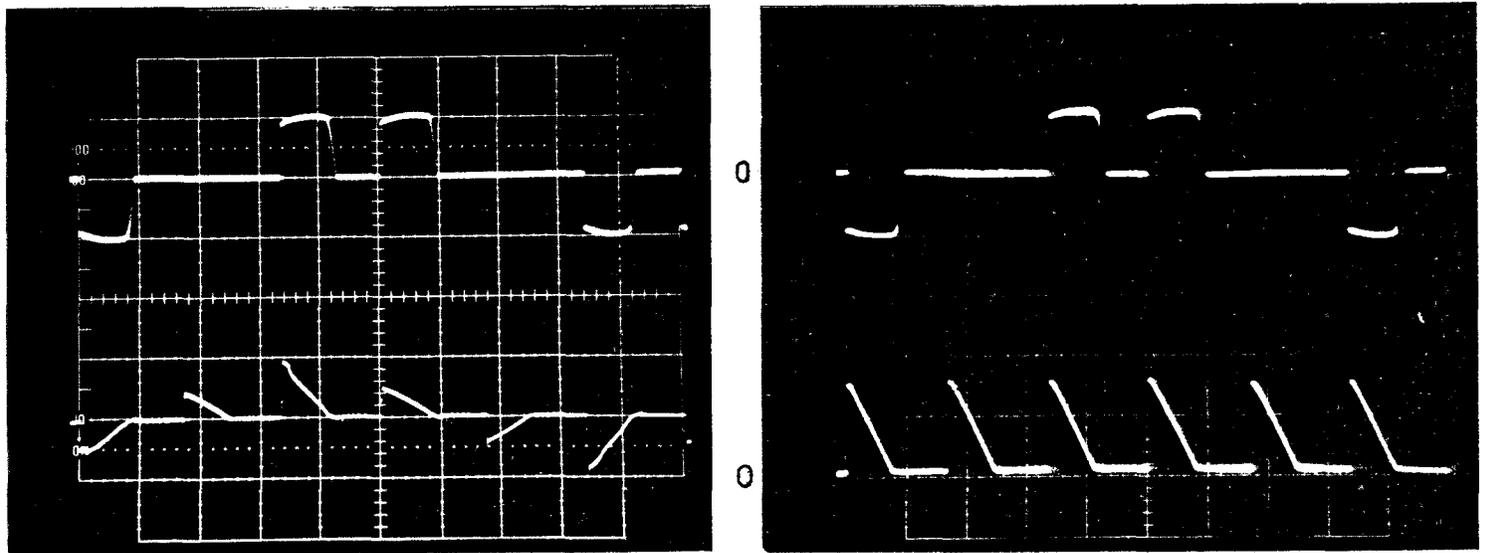
I.4 TROISIEME MODE ($\pi/2 < \psi < 5\pi/6$) : conduction de 1 ou 0 thyristor (pl. 2.3)
débit de 3 ou 6 diodes.

- Pendant l'intervalle $\psi + \pi/3 < \psi < 7\pi/6$, Th_A , D_A , D'_B et D'_C conduisent. Le fonctionnement du montage est identique pendant cet intervalle à celui du deuxième mode, puisque les mêmes redresseurs sont conducteurs. Les expressions des différents courants et tensions sont celles données au paragraphe précédent.

- A l'instant où $\psi = 7\pi/6$, la tension $-3v_{AC}/2m$ aux bornes des 3 diodes bloquées D'_A , D_B , D_C s'annule pour devenir positive. Les 6 diodes du montage redresseur se mettent donc à conduire simultanément rendant égales les tensions aux bornes des trois bobinages secondaires. Les tensions primaires étant elles aussi égales, le transformateur ne peut plus être relié à la source et le thyristor Th_A se bloque.

- Pendant l'intervalle $7\pi/6 < \theta < \psi + 2\pi/3$, tous les thyristors sont bloqués et toutes les diodes passantes. Tous les courants, tant au primaire qu'au secondaire sont nuls, de même les tensions aux bornes des enroulements, la tension redressée et les tensions aux bornes des diodes sont toutes nulles. Les tensions aux bornes des thyristors sont égales aux tensions composées de la source.

On a représenté ci-dessous, les relevés oscillographiques de i_{1A} , v_{1A} , puis de i_{2A} et u_c pour $\psi = \pi/2$, valeur correspondant à un deuxième mode.



courant primaire
tension primaire

courant secondaire
tension redressée

Fig. 3.4 Relevés oscillographiques pour $\psi = \pi/2$.

I.4 ANALYSE DU FONCTIONNEMENT, LE COURANT MAGNETISANT NE POUVANT SEUL MAINTENIR LA CONDUCTION DES THYRISTORS.

Lorsque le courant de maintien des thyristors est supérieur au courant nécessaire à la circulation du flux et à sa conservation, ce qui peut être le cas si le transformateur est alimenté sous tension réduite, les thyristors se bloquent dès l'annulation du courant de charge qui les traverse. La continuité du flux dans le circuit magnétique est alors assurée par la conduction des diodes du montage redresseur qui peuvent, elles, écouler des courants de faible amplitude.

Les connexions entre les divers éléments du convertisseur sont encore modifiées et il est nécessaire de reprendre l'étude du fonctionnement.

On a représenté toujours pour les mêmes valeurs de ψ afin de pouvoir effectuer des comparaisons, (planche 3.6 $\psi = 0$, $\psi = \pi/6$, planche 3.7 $\psi = \pi/3$, $\psi = \pi/2$) les diagrammes de conduction des redresseurs, la forme d'onde du courant secondaire, de la tension primaire v_{1A} , de la tension redressée u_c , des tensions aux bornes des thyristors v_{ThA} et des diodes v_{DA} . On a également représenté pour les mêmes valeurs de ψ (planche 3.8) les variations du flux ϕ_A dans le noyau N_A . (Ces tracés ont été rappelés planche 3.6 et 3.7).

II. CARACTERISTIQUES.

La comparaison des fonctionnements des montages étudiés au chapitre 1 et au chapitre 2 montre que pour les mêmes valeurs de ψ , les conceptions des thyristors réalisent les mêmes connexions entre la source et les enroulements primaires du transformateur, que les thyristors soient branchés dans les fils de ligne ou directement insérés dans les phases primaires du transformateur.

Dans ces conditions, pour une valeur de ψ donnée, les formes d'onde des tensions primaires, et donc secondaires, sont identiques dans les deux configurations. Les diodes secondaires, ayant les mêmes tensions à redresser, commutent aux mêmes instants. A courant continu I_c débité donné, les courants dans les diodes et les phases secondaires du transformateur sont identiques dans les deux montages.

Mais, alors que lorsque les thyristors sont branchés dans les fils de ligne, les courants peuvent circuler dans les bobinages primaires et assurer la compensation des Ampère-tours par noyau, leur insertion dans le triangle des enroulements primaires impose le trajet des courants et la compensation des Ampère-tours n'est réalisée que le long d'un circuit magnétique fermé. Une composante homopolaire circule dans les enroulements primaires du transformateur mais n'apparaît pas en ligne.

Toutes les caractéristiques sauf celles relatives au courant dans les bobinages du primaire du transformateur, sont celles calculées au chapitre 1. On ne donnera donc, dans ce chapitre, que les caractéristiques relatives au courant primaire.

II.1 VALEUR EFFICACE DU COURANT PRIMAIRE.

Les thyristors de la série Th' étant déclenchés une demi-période après ceux de la série Th, l'alternance négative des courants dans les enroulements primaires est identique au signe près à l'alternance positive. La valeur moyenne de ce courant est donc nulle.

La valeur efficace I_1 de ce courant peut être calculée sur une demi-période par :

$$I_1^2 = \frac{1}{\pi} \int_{(\pi)} i_{1A}^2 d\theta.$$

On obtient :

- pour le premier mode de fonctionnement.

$$I_1^2 = \frac{2}{\pi} \int_{\psi+\pi/3}^{2\pi/3} \left(\frac{I_c}{m}\right)^2 d\theta + \frac{1}{\pi} \int_{2\pi/3}^{\psi+2\pi/3} \left(\frac{3I_c}{2m}\right)^2 d\theta$$

soit
$$I_1 = \frac{I_c}{m} \sqrt{\frac{2}{3} + \frac{\psi}{4\pi}}$$

- Pour le deuxième mode de fonctionnement.

Puisque la forme d'onde du courant primaire est inchangée pendant tout le deuxième mode, sa valeur efficace est celle obtenue pour $\psi = \pi/3$, valeur de ψ limite entre le premier et le second mode, dans l'expression précédente.

$$I_1 = I_1(\psi=\pi/3) \text{ soit } I_1 = \frac{I_c}{m} \frac{\sqrt{3}}{2}.$$

- Pour le troisième mode de fonctionnement.

$$I_1^2 = \frac{1}{\pi} \int_{\psi+\pi/3}^{7\pi/6} \left(\frac{3}{2} \frac{I_c}{m}\right)^2 d\theta \text{ soit } I_1 = \frac{I_c}{m} \sqrt{\frac{15}{8} - \frac{9\psi}{4\pi}}.$$

II.2 PERTES JOULE DANS LES BOBINAGES DU TRANSFORMATEUR.

En appelant r_1 et r_2 les résistances d'un bobinage primaire et d'un bobinage secondaire, I_{10} et I_{20} les valeurs efficaces du courant dans ces enroulements, pour $\psi = 0$ les pertes Joule obtenues en l'absence du gradateur sont :

- pour le primaire : $3r_1 I_{10}^2$

- pour le secondaire : $3r_2 I_{20}^2$

Pour une valeur quelconque de ψ , ces mêmes pertes valent $3r_1 I_1^2$ au primaire et $3r_2 I_2^2$ au secondaire.

Ramenées à leur valeur pour $\psi = 0$, on obtient :

- pour le primaire : $\frac{3r_1 I_1^2}{3r_1 I_{10}^2} = \frac{I_1^2}{I_{10}^2}$

- pour le secondaire : $\frac{3r_2 I_2^2}{3r_2 I_{20}^2} = \frac{I_2^2}{I_{20}^2}$

Que les thyristors soient insérés dans les fils de ligne ou directement dans le triangle des enroulements primaires, I_{10} et I_{20} conservent les mêmes valeurs.

De même, pour les mêmes valeurs de ψ , les courants secondaires sont inchangés.

La caractéristique $\frac{I_2^2}{I_{20}^2}$ calculée au chapitre 1 donne toujours en valeur réduite, les pertes Joule dans les bobinages secondaires.

Il est par contre nécessaire de calculer à nouveau les pertes Joule dans les enroulements primaires. En valeur réduite, on obtient :

- pour le premier mode :

$$\left(\frac{I_1}{I_{10}}\right)^2 = \frac{2/3 + \psi/4\pi}{2/3} = 1 + \frac{3\psi}{8\pi}$$

- pour le deuxième mode :

$$\left(\frac{I_1}{I_{10}}\right)^2 = \frac{3/4}{2/3} = \frac{9}{8}$$

- pour le troisième mode :

$$\left(\frac{I_1}{I_{10}}\right)^2 = \frac{15/8 - 9\psi/\pi}{2/3} = \frac{45}{16} - \frac{27\psi}{8\pi}$$

II.3 COURANT MOYEN DANS LES THYRISTORS.

Les pertes dans un thyristor étant de la forme $\Delta U \cdot I_{Th_{moy}}$, ce calcul permet l'évaluation des pertes dans les redresseurs effectuée au chapitre 5.

- pour le premier mode :

$$I_{Th_{moy}} = \frac{1}{2\pi} \left[2 \int_{\psi + \frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \frac{I_c}{m} d\theta + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\psi + \frac{2\pi}{3}} \frac{3I_c}{2m} d\theta \right]$$

$$I_{Th_{moy}} = \frac{I_c}{m} \left(\frac{1}{3} - \frac{\psi}{4\pi} \right).$$

- pour le deuxième mode :

$$I_{Th_{moy}} = \frac{I_c}{4m}.$$

- pour le troisième mode :

$$I_{Th_{moy}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\psi + \frac{\pi}{3}}^{\frac{7\pi}{6}} \frac{3I_c}{2m} d\theta = \frac{I_c}{m} \left(\frac{5}{8} - \frac{3\psi}{4\pi} \right).$$

II.4 RESULTATS - TRACE DES CARACTERISTIQUES.

- Toutes les caractéristiques tracées au chapitre 1, sauf celles relatives au courant et aux pertes Joule dans les enroulements primaires du transformateur, sont directement applicables au montage étudié chapitre 2.

On a donc tracé (planche 2.4) les courbes donnant, en fonction de ψ , les variations du courant efficace, I_1/I_{10} , et des pertes Joule relatives dans les enroulements primaires $(I_1/I_{10})^2$ (courbes en traits pleins).

On voit que malgré la réduction de tension, la circulation de courants harmoniques de rang 3 ou multiples de 3 dans le triangle formé par les enroulements primaires et les 6 thyristors, entraîne une augmentation du courant I_1 et donc des pertes Joule au primaire, pour les deux premiers modes de fonctionnement et le début du troisième.

Cependant, lorsque ψ croît, il y a réduction du courant I_2 et des pertes Joule dans l'enroulement secondaire. Pour le rappeler, on a tracé² (courbes en traits interrompus) les variations de I_2 et de I_2^2/I_{20}^2 sur le même graphe. Les pertes Joule dans les enroulements du transformateur, ramenées à leur valeur pour $\psi = 0$ dépendent des résistances des enroulements. Leur valeur est donnée par :

$$\frac{P_J}{P_{J0}} = \frac{3r_1 I_1^2 + 3r_2 I_2^2}{3r_1 I_{10}^2 + 3r_2 I_{20}^2}$$

En supposant que les enroulements du transformateur ont été calculés pour admettre les mêmes densités de courant au primaire et au secondaire, on a $r_1 = m^2 r_2$, et puisque pour $\psi = 0$, $I_{20} = m I_{10}$, $\frac{P_J}{P_{J0}}$ se simplifie et devient :

$$\frac{P_J}{P_{J0}} = \frac{I_1^2}{2I_{10}^2} + \frac{I_2^2}{2I_{20}^2}$$

On a représenté (courbe en traits mixtes) les variations des pertes Joule en grandeur réduite en fonction de ψ .

On voit que malgré l'augmentation des pertes Joule dans les enroulements primaires, l'importante réduction du courant secondaire conduit à une réduction globale des pertes Joule dans le transformateur lorsqu'on réduit la tension redressée.

-Les tracés des formes d'onde des tensions aux bornes des redresseurs et les calculs des caractéristiques de courant permettent la détermination des contraintes maxima exercées sur les semi-conducteurs.

.La valeur efficace maximum du courant dans les thyristors est obtenue pour $\psi = 0$
sa valeur est $\frac{I_c}{m} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}}$. Les tensions directes et inverses maximales valent $V\sqrt{6}$.

.Les diodes sont traversées au maximum par $I_c \frac{1}{\sqrt{3}}$, et leur tension inverse ne peut excéder $3V\sqrt{2}/m$.

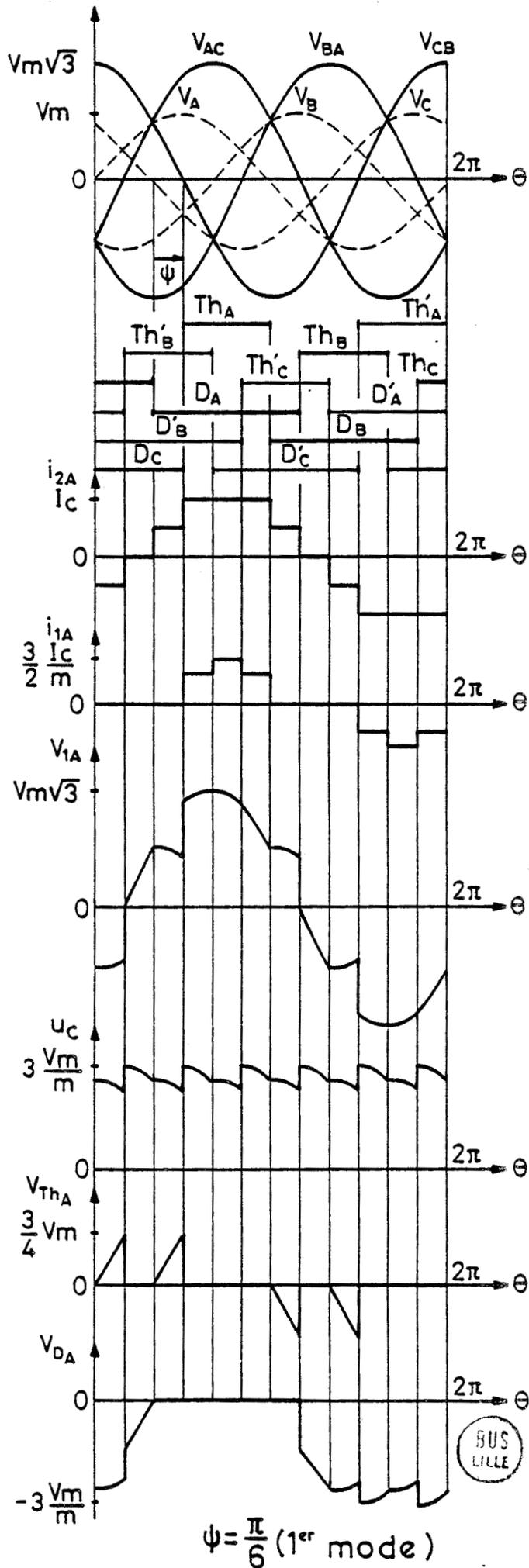
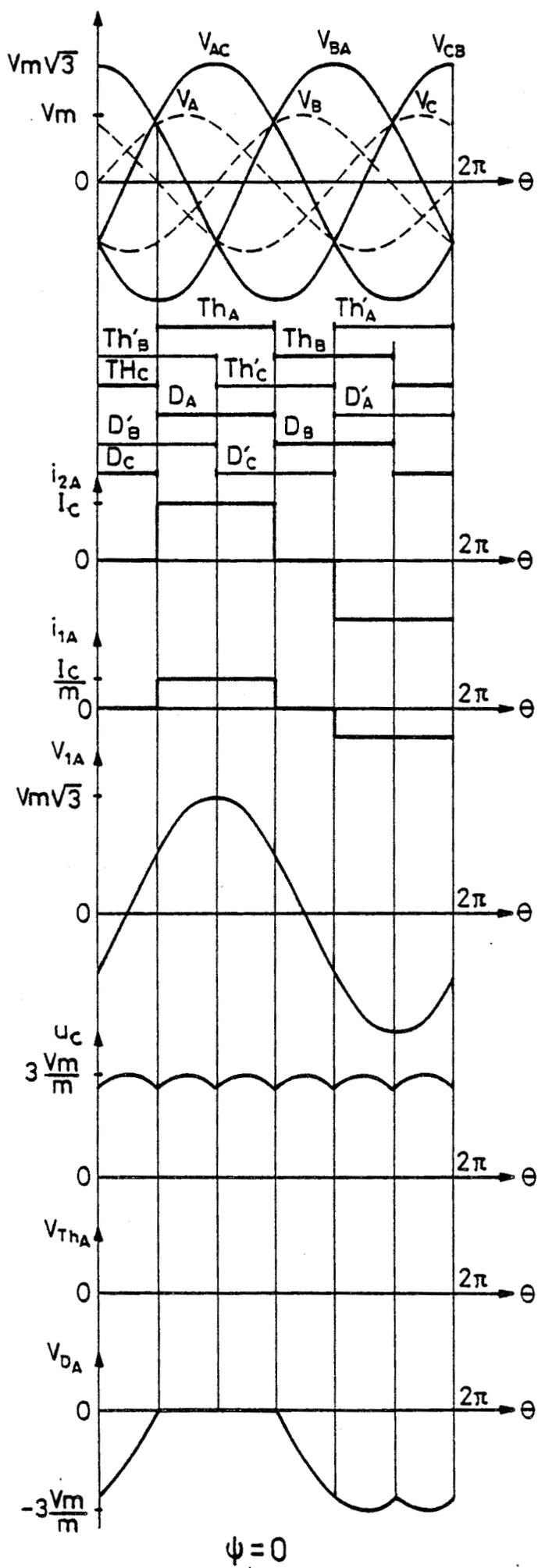


Planche 2.1

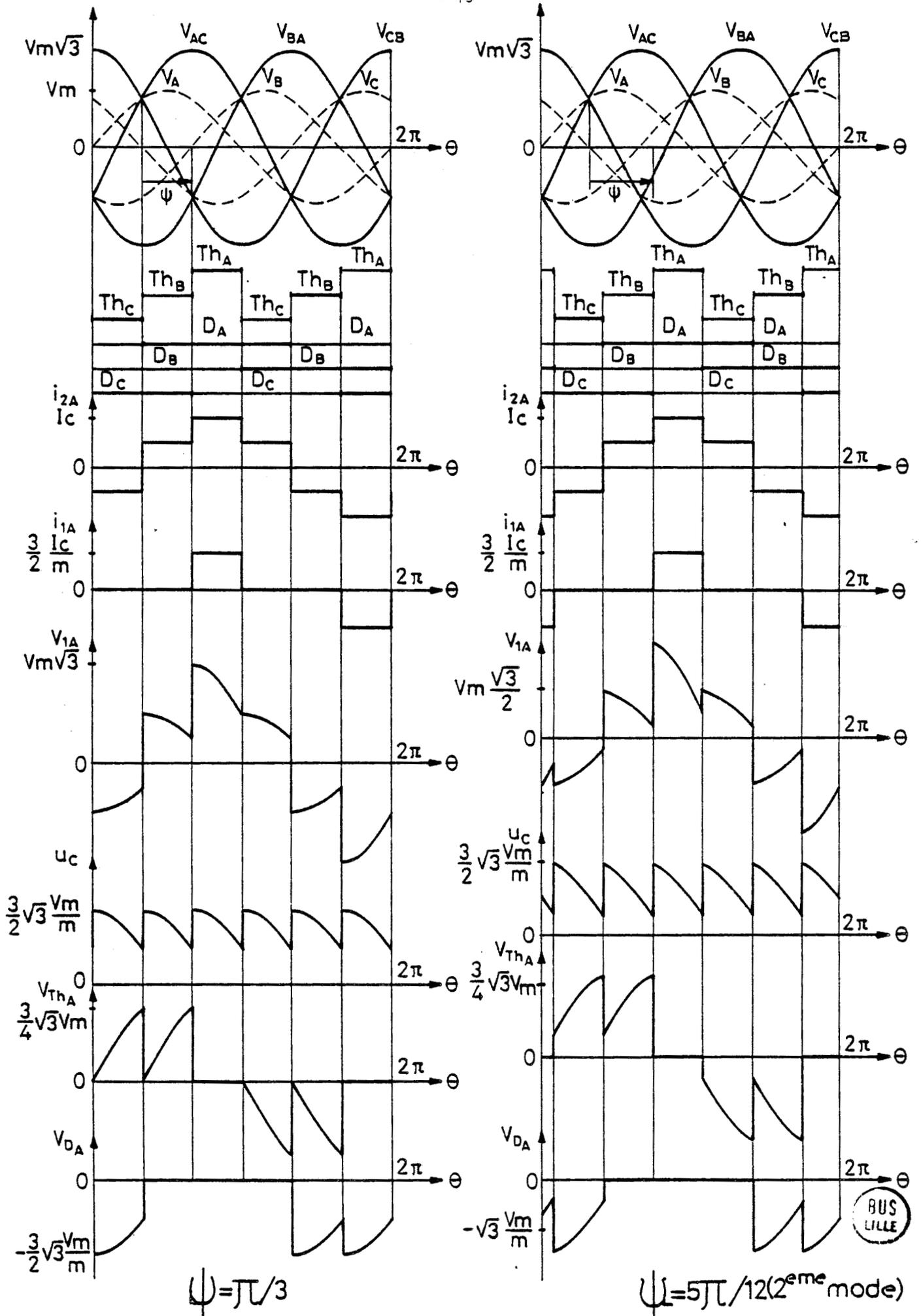


Planche 2.2

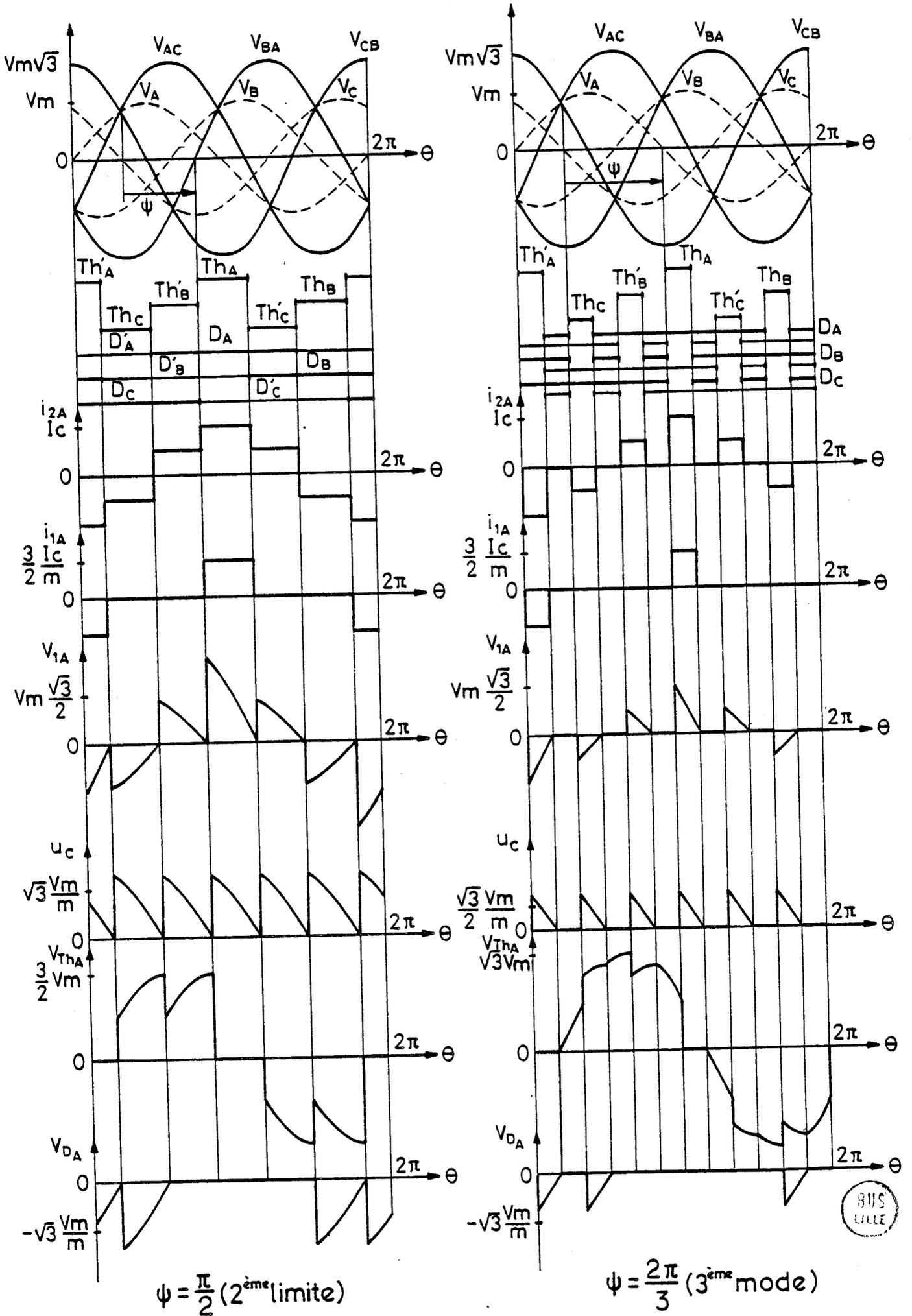
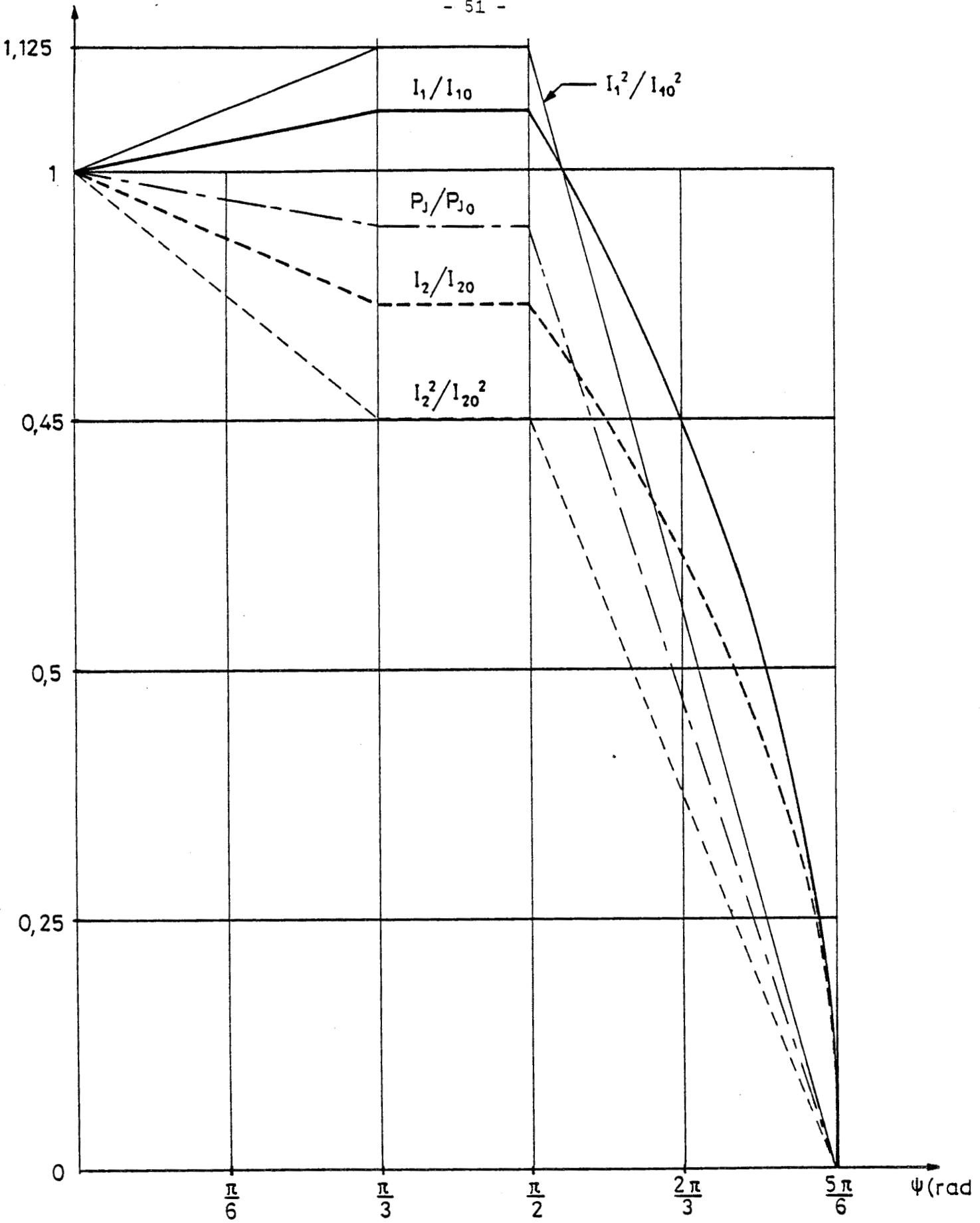


Planche 2.3





CARACTERISTIQUES

Planche 2.4



CHAPITRE 3

ASSOCIATION D'UN GRADATEUR TOUT THYRISTORS,

D'UN TRANSFORMATEUR ETOILE-ETOILE

ET

D'UN MONTAGE REDRESSEUR EN PONT A DIODES

- * -

Il est possible de coupler en étoile le primaire du transformateur placé entre le gradateur triphasé et les diodes (fig. 3.1). Bien que ce montage ne se différencie de celui étudié au chapitre 1 que par le couplage du primaire du transformateur, les *caractéristiques* obtenues diffèrent notablement.

De plus pour rendre compte du *fonctionnement*, il n'est plus possible de négliger les courants magnétisants devant les courants principaux. Ces courants magnétisants, qui créent le flux dans le circuit magnétique du transformateur et qui sont tels que ce flux ne subisse pas de discontinuité, peuvent en effet circuler seuls dans les redresseurs durant certains intervalles. Dans ces conditions, l'instant d'extinction des thyristors dépend de l'importance relative du courant magnétisant et des courants de maintien des redresseurs.

Le fonctionnement même du montage est donc lié aux caractéristiques du transformateur et des thyristors. Néanmoins les courants dans les phases du transformateur et la tension continue délivrée par le montage redresseur ne dépendent que de l'instant d'enclenchement des thyristors, donc de la commande et les caractéristiques d'entrée et de sortie du convertisseur sont indépendantes des éléments constitutifs du montage. Pour le montrer, le fonctionnement sera analysé dans les trois cas suivants :

. le courant magnétisant est supposé nul et les redresseurs se bloquent dès l'annulation du courant de charge. Cette hypothèse, si elle permet des raisonnements analogues à ceux développés dans les chapitres précédents n'est que théorique.

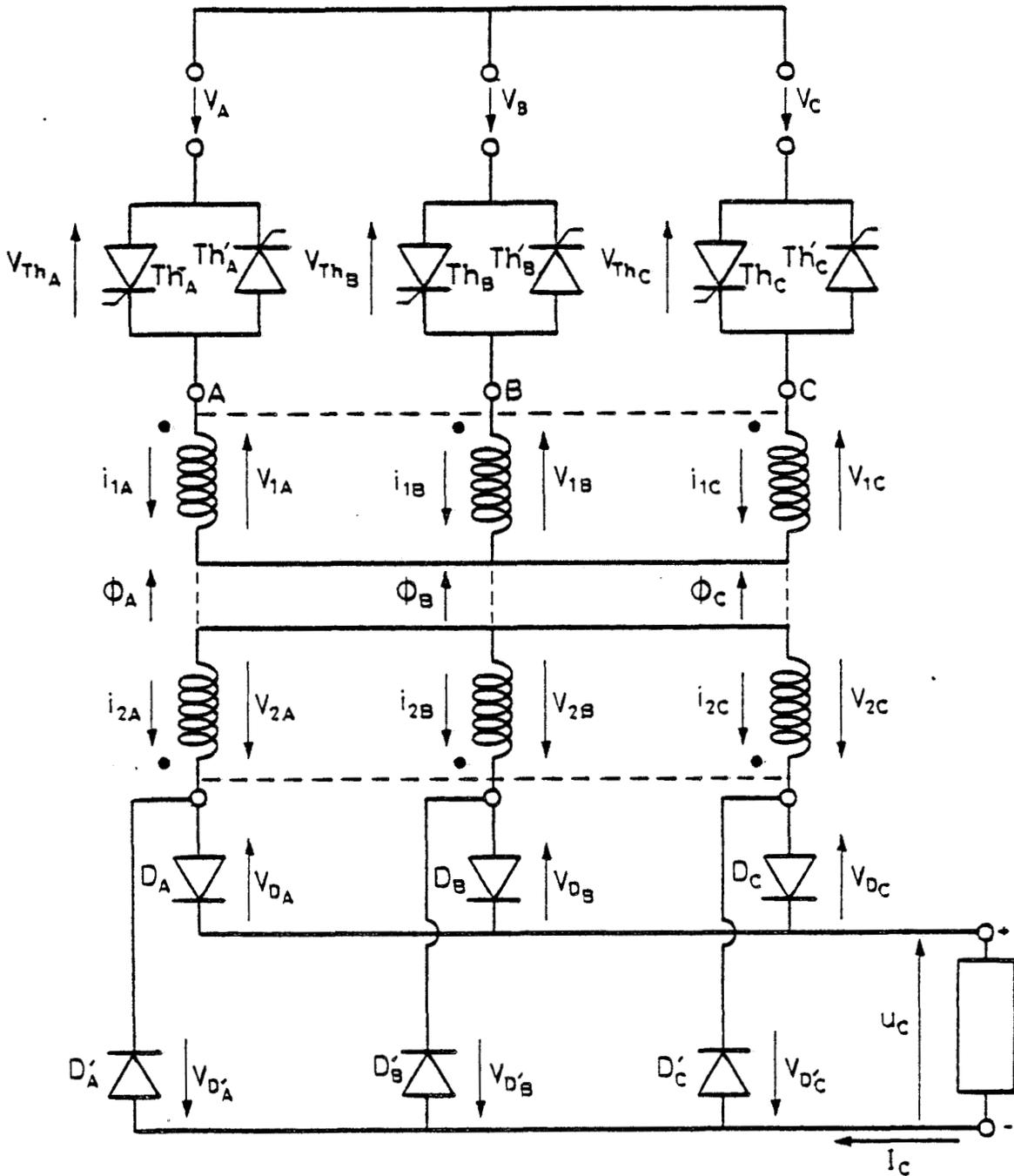


FIGURE 3-1 : SCHEMA DU MONTAGE

GRADATEUR SOURCE
RECEPTEUR REDRESSEUR TRANSFORMATEUR



. Le courant magnétisant est toujours supérieur au courant de maintien des thyristors. C'est le cas habituel lorsque la tension de la source est égale à la tension nominale du transformateur.

. Le courant magnétisant ne permet pas à lui seul, de maintenir la conduction des thyristors. La continuité du flux nécessite alors la magnétisation du circuit magnétique par des courants passant dans les enroulements secondaires et dans les diodes. Ce peut être le cas lorsque la tension de la source est inférieure à la tension nominale du transformateur.

I. ÉTUDE DU FONCTIONNEMENT.

I.1 NOTATIONS ET HYPOTHESES.

-Les tensions simples sinusoïdales, de pulsation ω de la source sont désignées par

$$v_A = V_m \sin \theta \quad ; \quad v_B = V_m \sin (\theta - 2\pi/3) \quad ; \quad v_C = V_m \sin(\theta - 4\pi/3)$$

avec $\theta = \omega t$ et $V_m = V\sqrt{2}$, V étant la valeur efficace des tensions de la source.

Les tensions composées sont notées $v_{AC} = v_A - v_C$; $v_{BA} = v_B - v_A$; $v_{CB} = v_C - v_B$:

-Les courants demandés à la source i_{1A} , i_{1B} , i_{1C} traversent les n'_1 spires des enroulements primaires. Ceux ci ont des tensions v_{1A} , v_{1B} , v_{1C} à leurs bornes. Les bobinages secondaires de n'_2 tours sont sièges des tensions v_{2A} , v_{2B} , v_{2C} et sont traversés par les courants i_{2A} , i_{2B} , i_{2C} .

Les tensions aux bornes des trois ensembles de thyristors sont notées v_{Th_A} , v_{Th_B} , v_{Th_C} . Aux bornes des diodes du montage redresseur, on trouve les tensions v_{D_A} , v_{D_B} , v_{D_C} , $v_{D'_A}$, $v_{D'_B}$, $v_{D'_C}$.

-On suppose parfaits tous les redresseurs. On néglige les résistances des enroulements, les flux de fuite et les pertes dans le fer du transformateur. On tient compte, dans les deuxième et troisième parties du paragraphe du courant nécessaire à la circulation du flux dans le fer du transformateur : le courant magnétisant. Dans ces conditions, les tensions aux bornes des enroulements sont liées par les relations :

$$\frac{v_{1A}}{v_{2A}} = \frac{v_{1B}}{v_{2B}} = \frac{v_{1C}}{v_{2C}} = m' = \frac{n'_1}{n'_2} \quad (1)$$

En appelant ϕ_A, ϕ_B, ϕ_C les flux dans les noyaux du transformateur et R les reluctances, supposées égales, des portions de circuit magnétique traversées par ces flux, les équations d'Ampère-tours le long de tout circuit magnétique fermé donnent :

$$\begin{aligned} n'_1 i_{1A} - n'_2 i_{2A} - n'_1 i_{1B} + n'_2 i_{2B} &= R(\phi_A - \phi_B) \\ n'_1 i_{1B} - n'_2 i_{2B} - n'_1 i_{1C} + n'_2 i_{2C} &= R(\phi_B - \phi_C) \\ n'_1 i_{1C} - n'_2 i_{2C} - n'_1 i_{1A} + n'_2 i_{2A} &= R(\phi_C - \phi_A) \end{aligned} \quad (2)$$

Les enroulements primaires et secondaires étant couplés en étoile, la somme des valeurs instantanées des courants les traversant est nulle :

$$i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} = 0 \quad \text{et} \quad i_{2A} + i_{2B} + i_{2C} = 0. \quad (3)$$

Compte tenu des relations (3), les relations (2) peuvent s'écrire :

$$\begin{aligned} m'(2i_{1A} + i_{1C}) - (2i_{2A} + i_{2C}) &= R(\phi_A - \phi_B)/n'_2 \\ m'(2i_{1B} + i_{1A}) - (2i_{2B} + i_{2A}) &= R(\phi_B - \phi_C)/n'_2 \\ m'(2i_{1C} + i_{1B}) - (2i_{2C} + i_{2B}) &= R(\phi_C - \phi_A)/n'_2 \end{aligned} \quad (4)$$

Le circuit magnétique étant à flux forcé $\phi_A + \phi_B + \phi_C = 0$ (5).

En soustrayant deux à deux les relations (4) et compte tenu de (3) et (5) on obtient :

$$\begin{aligned} m' i_{1A} - i_{2A} &= R\phi_A/n'_2 \\ m' i_{1B} - i_{2B} &= R\phi_B/n'_2 \\ m' i_{1C} - i_{2C} &= R\phi_C/n'_2 \end{aligned} \quad (6)$$

Il y a donc compensation des Ampère-tours par noyau.

-On suppose de plus que le récepteur a une réactance infinie et donc que le courant continu délivré par le montage redresseur est parfaitement lissé. Sa valeur instantanée i_c est alors égale à sa valeur moyenne I_c .

-On déclenche les thyristors dans l'ordre suivant $Th_A, Th'_C, Th_B, Th'_A, Th_C, Th'_B$ à des intervalles de temps égaux à un sixième de période. Le déblocage de Th_A est repéré par l'angle ψ , compté à partir du moment où v_A devient la plus positive des tensions de la source, donc à partir de $\theta = \pi/6$.

Comme pour les montages précédents, l'identité au décalage d'un tiers de période près des ondes des courants et tensions dans le transformateur, et la symétrie de leurs alternances positive et négative, permettent de limiter l'étude du fonctionnement à un sixième de période.

Pour le courant primaire, par exemple, la connaissance des expressions de i_{1A}, i_{1B} et i_{1C} pendant un intervalle d'amplitude $\pi/3$, est suffisante puisque :

$$i_{1A}(\theta) = i_{1A}(\theta) ; i_{1A}(\theta+\pi/3) = -i_{1B}(\theta) ; i_{1A}(\theta+2\pi/3) = i_{1C}(\theta) ;$$

$$i_{1A}(\theta+\pi) = -i_{1A}(\theta) ; i_{1A}(\theta+4\pi/3) = i_{1B}(\theta) ; i_{1A}(\theta+5\pi/3) = -i_{1C}(\theta).$$

Des relations analogues existent pour les autres tensions ou courants.

-Lorsque ψ croit de 0 à $2\pi/3$ deux modes de fonctionnement se succèdent. Le nombre de redresseurs passants dans chacun des 2 modes de fonctionnement dépend des hypothèses réalisées sur le courant magnétisant.

Si l'on néglige les forces magnétomotrices nécessaires à la circulation du flux dans le fer du transformateur, il y a conduction de 2 thyristors et 2 diodes pendant le premier mode, et débit de 2 ou 0 thyristors et 2 ou 6 diodes pendant le second. C'est un cas théorique. Si le courant magnétisant permet de maintenir seul la conduction des thyristors, il y a conduction de 3 ou 2 thyristors et 2 ou 3 diodes pendant le premier mode et débit de 2 ou 0 thyristors et 3 ou 6 diodes pendant le second. Si l'on tient compte du courant magnétisant, mais s'il ne peut circuler seul dans les thyristors, car inférieur à leur courant de maintien, il y a conduction de 2 thyristors et 3 diodes pendant le premier mode, puis débit de 2 ou 0 thyristors et 3 ou 6 diodes pendant le second.

I.2 ANALYSE DU FONCTIONNEMENT EN NEGLIGEANT LE COURANT MAGNETISANT.

Comme pour les montages dans les chapitres I et II, on néglige le courant nécessaire à la circulation du flux dans le fer du transformateur, ce qui revient à négliger les reluctances des différentes parties du circuit magnétique. Les équations (6) deviennent alors :

$$m'i_{1A} = i_{2A} ; m'i_{1B} = i_{2B} ; m'i_{1C} = i_{2C}. \quad (7)$$

On a représenté pour $\psi = 0, \psi = \pi/6$ (planche 3.1), $\psi = \pi/3, \psi = \pi/2$ (planche 3.2) valeurs de ψ qui correspondent à chacun des deux modes et à leur débit, les diagrammes de conduction des redresseurs, les formes d'onde des tensions de la source, de v_{Th_A} tension aux bornes d'un enroulement primaire, de v_C tension redressée, de v_{D_A} et v_{D_A} , tensions aux bornes de Th_A et de D_A . On a également représenté les formes d'onde des courants i_{1A} et i_{2A} dans les enroulements primaires et secondaires du transformateur.

I.2.1 Premier mode ($0 < \psi < \Pi/3$) : conduction de 2 thyristors (planche 3.1)
débit de 2 diodes

-Pendant l'intervalle $\psi + \Pi/6 < \theta < \psi + \Pi/2$, Th_A , Th'_B , D_A et D'_B conduisent, D_A et D'_B étant les seules diodes conductrices, elles écoulent chacune le courant continu I_c , on a donc :

$$i_{2A} = I_c ; i_{2B} = -I_c ; i_{2C} = 0.$$

les équations (7) donnent alors : $i_{1A} = I_c/m'$, $i_{1B} = -I_c/m'$ et $i_{1C} = 0$.

Le primaire du transformateur n'est relié à la source que par les thyristors Th_A et Th'_B , donc $v_{1A} - v_{1B} = v_{AB}$ et $v_{1A} + v_{1B} = 0$.

Puisque le transformateur est à flux forcé $\phi_A + \phi_B + \phi_C = 0$ et $v_{1A} + v_{1B} + v_{1C} = 0$, il vient alors :

$$v_{1A} = -v_{1B} = -v_{BA}/2 \quad \text{et} \quad v_{1C} = 0.$$

D'après les relations (1), $v_{2A} = -v_{2B} = -v_{BA}/2m'$ et $v_{2C} = 0$.

La tension redressée u_c a pour expression $u_c = v_{2A} - v_{2B} = -v_{BA}/m'$. La tension aux bornes de l'ensemble des 2 thyristors bloqués Th_C et Th'_C est donnée par :

$$v_{Th_C} = v_C - v_B + v_{1B} - v_{1C} = v_C - v_B - (v_A - v_B)/2 = \frac{3}{2} v_C.$$

Les tensions aux bornes des diodes ont pour expression :

$$v_{D_A} = 0 ; v_{D_B} = v_{2B} - v_{2A} = v_{BA}/m' < 0 ;$$

$$v_{D_C} = v_{2C} - v_{2A} = v_{BA}/2m' < 0 ; v_{D'_A} = v_{2B} - v_{2A} = v_{BA}/m' < 0 ;$$

$$v_{D'_B} = 0 ; v_{D'_C} = v_{2B} - v_{2C} = v_{BA}/2m' < 0.$$

-Pour $\theta = \psi + \Pi/2$, une impulsion est envoyée sur le thyristor Th'_C .

Puisque $v_{Th_C} = \frac{3}{2} v_C < 0$, sa tension anodique est positive, celui-ci se met à conduire.

Instantanément Th_A , Th'_B et Th'_C étant passants, les 3 bornes du primaire du transformateur sont reliées à celles de l'alimentation. Les tensions aux bornes des enroulements deviennent égales aux tensions simples de la source et $v_{1A} = v_A$;

$v_{1B} = v_B$; $v_{1C} = v_C$. De même $v_{2A} = v_A/m'$; $v_{2B} = v_B/m'$; $v_{2C} = v_C/m'$.

v_{2C} étant la plus négative des tensions secondaires, la diode D'_C se met à conduire et sa conduction entraîne le blocage de D'_B puisque $m' i_{1B} = i_{2B}$, le courant i_{1B} dans le thyristor Th'_B s'annule et celui-ci se bloque.

L'entrée en conduction de Th'_C entraîne la conduction de D'_C et le blocage de D'_B et de Th_B .

-Pour $\psi + \pi/2 < \theta < \psi + 2\pi/3$, Th_A , Th'_C , D_A et D'_C conduisent, on retrouve un fonctionnement à 2 thyristors et 2 diodes simultanément conducteurs analogue à celui rencontré un sixième de période plus tôt.

-La limite de ce mode est obtenue quand, au déclenchement du thyristor Th'_C , la tension aux bornes des diodes supposées bloquées cesse d'être négative donc quand pour $\psi + \pi/2$, $-v_{BA}$ s'annule. Or $v_{BA} = 0$ quand $\theta = 5\pi/6$. La limite est donc obtenue pour $\psi = \pi/3$.

I.2.2 Deuxième mode ($\pi/3 < \psi < 2\pi/3$) : conduction de 2 ou 0 thyristors (planche 3.2) débit de 2 ou 6 diodes

-Pendant l'intervalle $\psi + \pi/6 < \theta < 5\pi/6$, Th_A , Th'_B , D_A , D'_B conduisent. Le fonctionnement du montage pendant cet intervalle est analogue à celui du premier mode, les mêmes redresseurs étant passants. Les expressions des divers courants et tensions sont celles données au paragraphe précédent.

-A l'instant où $\theta = 5\pi/6$, la tension aux bornes des diodes bloquées s'annule et tend à devenir positive. Les 6 diodes se mettent donc à conduire. Les 3 tensions secondaires donc les 3 tensions primaires deviennent égales ce qui suppose le primaire du transformateur déconnecté de la source et les thyristors Th_A et Th'_B se bloquent.

-Pendant l'intervalle $5\pi/6 < \theta < \psi + \pi/2$, les 6 diodes conduisent, les thyristors sont bloqués. Tous les courants dans le transformateur sont nuls, le courant I_C provenant du récepteur se partage dans les 2 groupes de 3 diodes, et chacune d'elle est traversée par $I_C/3$.

Les tensions aux bornes des enroulements et donc la tension redressée sont nulles. Les faibles courants de fuite des thyristors portent les points A, B, C, (fig. 3.1) au potentiel du neutre du réseau et $v_{Th_A} = v_A$; $v_{Th_B} = v_B$; $v_{Th_C} = v_C$.

-A l'instant où $\theta = \psi + \pi/2$, on envoie une impulsion de déblocage sur Th'_C . Tous les autres thyristors étant bloqués, il est nécessaire d'envoyer simultanément une impulsion sur Th_A . Les tensions aux bornes de l'ensemble $Th_A-Th'_C$ étant égale à $v_{AC} > 0$, ces deux thyristors se mettent à conduire entraînant les conductions de D_A et de D'_C . Commence alors un régime à 2 thyristors et 2 diodes passants analogue à celui rencontré un sixième de période plus tôt.

L'existence de ce deuxième mode est donc liée à celle d'une commande à double impulsion (deux impulsions décalées de $\pi/3$) ou à impulsions de largeur supérieure à $\pi/3$.

-Ce mode cesse quand il n'est plus possible d'amorcer simultanément les 2 thyristors $Th_A - Th'_C$ pour $\theta = \psi + \pi/2$, car la tension v_{AC} aux bornes de l'ensemble cesse d'être positive. v_{AC} s'annulant pour $\theta = \pi/6$, lorsque θ devient égal ou supérieur à $2\pi/3$ les thyristors ne peuvent plus être déclenchés, le transformateur est déconnecté de la source et la tension redressée est constamment nulle.

I.3 ANALYSE DU FONCTIONNEMENT, LES THYRISTORS POUVANT ECOULER SEULS LE COURANT MAGNETISANT.

Lorsque le convertisseur est alimenté sous tension nominale, les courants nécessaires à la circulation du flux dans le circuit magnétique du transformateur sont normalement supérieurs au courant de maintien des thyristors. Le maintien à l'état passant des redresseurs alors qu'ils n'écoulent pas le courant principal modifie les connexions entre les phases primaires et la source d'une part, entre les phases secondaires et les bornes de sortie d'autre part. L'analyse du fonctionnement nécessite l'examen du signe du courant magnétisant traversant les redresseurs supposés passants, donc celle des flux dans le circuit magnétique du transformateur.

On a donc représenté pour les mêmes valeurs de ψ que dans l'étude précédente, soit $\psi = 0$, $\psi = \pi/6$ (planche 3.3) $\psi = \pi/3$, $\psi = \pi/2$ (planche 3.4) les diagrammes de conduction des redresseurs, les formes d'onde des courants i_{1A} et i_{2A} , celle v_{1A} de la tension aux bornes des redresseurs. On a également représenté, pour les mêmes valeurs de ψ (planche 3.5), les variations du flux ϕ_A dans le noyau N_A . (Les variations de ce flux sont rappelées planches 3.3 et 3.4).

I.3.1 Premier mode ($0 < \psi < \pi/3$) : conduction de 3 ou 2 thyristors (planche 3.3) débit de 2 ou 3 diodes.

-Pendant l'intervalle $\psi + \pi/6 < \theta < \pi/2$, Th_A , Th'_B , Th_C , D_A , D'_B conduisent.

Puisque, un thyristor par phase du gradateur est passant, les tensions primaires égalent les tensions simples de la source

$$v_{1A} = v_A$$

$$v_{2A} = v_A/m'$$

$$v_{1B} = v_B$$

et d'après la relation (1) $v_{2B} = v_B/m'$

$$v_{1C} = v_C$$

$$v_{2C} = v_C/m'$$

Durant cet intervalle, v_{2A} étant la plus positive des tensions secondaires, D_A conduit et sa conduction entraîne ou confirme le blocage de D_B et D_C car :

$$v_{D_A} = 0 ; v_{D_B} = v_{2B} - v_{2A} = v_{BA}/m' < 0 ;$$

$$v_{D_C} = v_{2C} - v_{2A} = -v_{AC}/m' < 0 .$$

De la même façon, v_{2B} étant la plus négative des tensions secondaires, D'_B conduit entraînant ou confirmant le blocage de D'_A et D'_C , puisque

$$v_{D'_B} = 0 ; v_{D'_A} = v_{2B} - v_{2A} = v_{BA}/m' < 0 ;$$

$$v_{D'_C} = v_{2B} - v_{2C} = -v_{CB}/m' < 0 .$$

La tension redressée u_c est alors égale à $v_{2A} - v_{2B}$, on a donc :

$$u_c = v_A/m' - v_B/m' = -v_{BA}/m'$$

Les diodes D_A et D'_B étant seules passantes, elles écoulent le courant I_c . Les courants secondaires ont donc pour expression :

$$i_{2A} = I_c ; i_{2B} = -I_c ; i_{2C} = 0 .$$

Les relations (6) donnent les courants dans les enroulements primaires

$$i_{1A} = I_c/m' + R\phi_A/n'_1$$

$$i_{1B} = -I_c/m' + R\phi_B/n'_1$$

$$i_{1C} = R\phi_C/n'_1$$

Outre le courant principal I_c/m' , les thyristors Th_A et Th'_B sont traversés par les courants $R\phi_A/n'_1$ et $R\phi_B/n'_1$. L'amplitude de ces courants, faible par rapport à I_c/m' ne peut changer le signe de i_{1A} et i_{1B} donc les conductions des thyristors. Le thyristor Th_C est traversé par le courant $R\phi_C/n'_1$, le fonctionnement est donc celui décrit à condition que ce courant puisse être écoulé par Th_C donc qu'il soit positif. Il est donc nécessaire de calculer les flux dans les noyaux du transformateur.

En négligeant les résistances des enroulements, il vient :

$$v_{1A} = V_m \sin \theta = n_1' \omega \frac{d\phi_A}{d\theta} \text{ soit } \phi_A = -\frac{V_m}{n_1' \omega} \cos \theta + K_1$$

$$v_{1B} = V_m \sin (\theta - 2\pi/3) = n_1' \omega \frac{d\phi_B}{d\theta} \text{ soit } \phi_B = -\frac{V_m}{n_1' \omega} \cos (\theta - 2\pi/3) + K_2$$

$$v_{1C} = V_m \sin (\theta - 4\pi/3) = n_1' \omega \frac{d\phi_C}{d\theta} \text{ soit } \phi_C = -\frac{V_m}{n_1' \omega} \cos (\theta - 4\pi/3) + K_3$$

Puisque $\phi_A + \phi_B + \phi_C = 0$, les constantes K_1, K_2, K_3 sont liées par la relation $K_1 + K_2 + K_3 = 0$. Le signe de ϕ_C , donc de i_{1C} , est lié à la valeur de K_3 . Le flux ne pouvant pas subir de discontinuité, la valeur de cette constante dépend de l'état antérieur du circuit magnétique.

Pour le déterminer, il est nécessaire d'effectuer l'étude complète du montage sur un sixième de période en supposant Th_C conducteur dans l'intervalle $(\psi + \pi/6, \pi/2)$ et de vérifier à posteriori la validité de cette hypothèse.

-A l'instant où $\theta = \pi/2$, la tension $v_{D'_C} = -v_{CB}/m'$ tend à devenir positive, ce qui provoque l'entrée en conduction de la diode D'_C .

Si la conduction de D'_C entraînait le blocage de D'_B , alors D'_C écoulerait I_c , on aurait alors

$$i_{2C} = -I_c ; i_{2B} = 0 \quad \text{et} \quad i_{2A} = I_c.$$

En utilisant les relations (6), les courants dans les bobinages primaires seraient :

$$i_{1A} = I_c/m' + R\phi_A/n_1'$$

$$i_{1B} = R\phi_B/n_1'$$

$$i_{1C} = -I_c/m' + R\phi_C/n_1'$$

Le courant i_{1C} étant négatif, il ne pourrait être écoulé que par Th'_C . Or ce thyristor n'a pas encore reçu d'impulsion de déblocage.

Pour $\theta = \pi/2$, les diodes D'_B et D'_C conduisent simultanément.

Le débit simultané de D'_B et D'_C entraîne l'égalité des tensions v_{2B} et v_{2C} donc celle de v_{1B} et v_{1C} . Les bornes primaires des enroulements B et C ne peuvent plus être reliées directement à la source, l'un des deux thyristors Th'_B ou Th'_C doit se bloquer. Le thyristor Th'_B assurant le retour du courant provenant de la phase A par Th_A , c'est Th'_C qui se bloque.

La conduction simultanée de D'_B et D'_C entraîne le blocage de Th'_C .

-Pendant l'intervalle $\Pi/2 < \theta < \psi + \Pi/2$, Th_A , Th'_B , D_A , D'_B , D'_C conduisent.
Puisque $v_{1B} = v_{1C}$, et que $v_{1A} + v_{1B} + v_{1C} = 0$ on a $v_{1A} = -2v_{1B}$. Comme Th_A et Th'_B conduisent $v_{1B} - v_{1A} = v_{BA}$, on obtient pour les tensions primaires :

$$v_{1A} = -2v_{BA}/3 ; v_{1B} = v_{1C} = v_{BA}/3$$

de même

$$v_{2A} = -2v_{BA}/3m', v_{2B} = v_{2C} = v_{BA}/3m'.$$

La tension redressée vaut alors $u_c = v_{2A} - v_{2B} = -v_{BA}/m'$, expression identique à celle trouvée pour $\psi + \Pi/6 < \theta < \Pi/2$.

Les commutations opérées pour $\theta = \Pi/2$ ne modifient pas l'expression de la tension redressée.

Les tensions aux bornes des thyristors deviennent :

$$v_{Th_A} = v_{Th_B} = 0 ; v_{Th_C} = v_C - v_{1C} + v_{1B} - v_B = v_{CB} < 0.$$

celles aux bornes des diodes :

$$v_{D_A} = v_{D'_B} = v_{D'_C} = 0 ; v_{D_B} = v_{D_C} = v_{D'_A} = v_{BA}/m' < 0$$

Les thyristors Th_C et Th'_C étant bloqués, aucun courant ne circule dans l'enroulement primaire de la phase C et $i_{1C} = 0$, $i_{1A} = -i_{1B}$.

Les équations (6) donnent alors :

$$i_{2C} = -R\phi_C/n'_2 \text{ et puisque } i_{2A} = I_c \text{ et que } i_{2A} + i_{2B} + i_{2C} = 0, i_{2B} = -I_c + R\phi_C/n'_2,$$

$$i_{1A} = I_c/m' + R\phi_A/n'_1 = -i_{1B}$$

La configuration du montage est représentée fig 3.2.

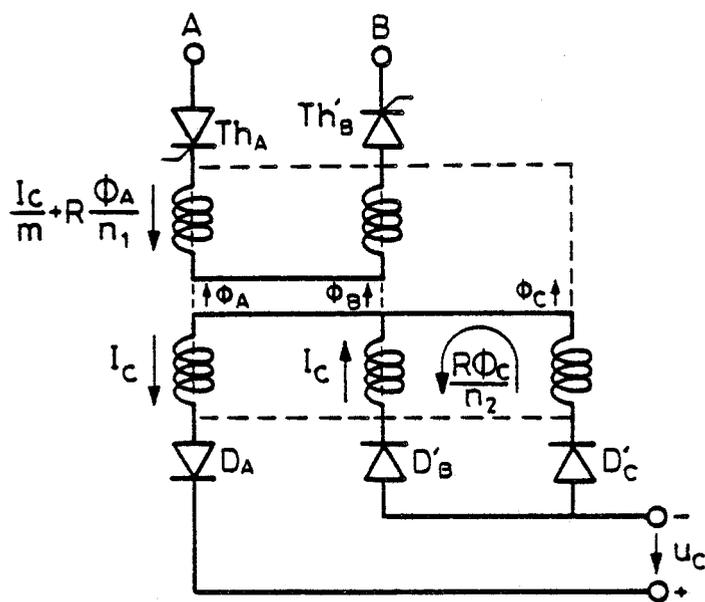


Fig. 3.2

C'est le courant $R\phi_C/n_2'$ qui circule dans le circuit fermé par les enroulements secondaires des phases B et C et les diodes D'_B et D'_C , qui magnétise le noyau N_C , maintient la conduction de D'_C et réalise l'égalité des tensions v_{2B} et v_{2C} .

Ce fonctionnement n'existe que si le courant dans D'_C donc le flux ϕ_C est positif.

Connaissant les expressions des tensions, on tire celle des flux.

$$v_{1A} = -2v_{BA}/3 = -\frac{2V_m}{3} (\sin(\theta-2\pi/3) - \sin\theta) = n_1'\omega \frac{d\phi_A}{d\theta}$$

$$v_{1B} = v_{1C} = v_{BA}/3 = \frac{V_m}{3} (\sin(\theta-2\pi/3) - \sin\theta) = n_1'\omega \frac{d\phi_B}{d\theta} = n_1'\omega \frac{d\phi_C}{d\theta}$$

L'intégration de ces expressions donne :

$$\phi_A = \frac{2V_m}{3n_1'\omega} [\cos(\theta-2\pi/3) - \cos\theta] + \lambda_1$$

$$\phi_B = \frac{-V_m}{3n_1'\omega} [\cos(\theta-2\pi/3) - \cos\theta] + \lambda_2$$

$$\phi_C = -\frac{V_m}{3n_1'\omega} \left[\cos(\theta - 2\pi/3) - \cos \theta \right] + \lambda_3$$

et puisque $\phi_A + \phi_B + \phi_C = 0$, $\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3 = 0$. Les flux ne pouvant subir de discontinuité pour $\theta = \pi/2$, on a :

$$\phi_A(\pi/2) = K_1 = \frac{2V_m}{3n_1'\omega} \cos(-\pi/6) + \lambda_1$$

$$\phi_B(\pi/2) = -\frac{V_m}{n_1'\omega} \cos(\pi/2 - 2\pi/3) + K_2 = +\frac{V_m}{3n_1'\omega} \left[\cos(\pi/2 - 2\pi/3) - \cos \pi/2 \right] + \lambda_2$$

$$\phi_C(\pi/2) = -\frac{V_m}{n_1'\omega} \cos(\pi/2 - 4\pi/3) + K_3 = -\frac{V_m}{3n_1'\omega} \left[\cos(\pi/2 - 2\pi/3) - \cos \pi/2 \right] + \lambda_3$$

D'où les relations entre $K_1, K_2, K_3, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$.

$$K_1 = \lambda_1 + \frac{V_m}{\sqrt{3}n_1'\omega}$$

$$K_2 = \lambda_2 + \frac{V_m}{\sqrt{3}n_1'\omega}$$

$$K_3 = \lambda_3 - \frac{2V_m}{\sqrt{3}n_1'\omega}$$

Puisque l'on retrouve sur les flux, les mêmes propriétés de symétrie que sur les courants, on a $\phi_A(\theta) = -\phi_C(\theta + \pi/3)$; $\phi_B(\theta) = -\phi_A(\theta + \pi/3)$; $\phi_C(\theta) = -\phi_B(\theta + \pi/3)$.

Ces 3 équations écrites pour $\theta = \psi + \pi/6$ donnent :

$$\phi_A(\psi + \pi/6) = -\phi_C(\psi + \pi/2) \quad \text{ou} \quad -\frac{V_m}{n_1'\omega} \cos(\psi + \pi/6) + K_1 = \frac{V_m}{3n_1'\omega} \left[\cos(\psi - \pi/6) - \cos(\psi + \pi/2) \right] - \lambda_3$$

$$\phi_B(\psi + \pi/6) = -\phi_A(\psi + \pi/2) \quad \text{ou} \quad -\frac{V_m}{n_1'\omega} \cos(\psi - \pi/2) + K_2 = -\frac{2V_m}{3n_1'\omega} \left[\cos(\psi - \pi/6) - \cos(\psi + \pi/2) \right] - \lambda_1$$

$$\phi_C(\psi + \pi/6) = -\phi_B(\psi + \pi/2) \quad \text{ou} \quad -\frac{V_m}{n_1'\omega} \cos(\psi - 7\pi/6) + K_3 = \frac{V_m}{3n_1'\omega} \left[\cos(\psi - \pi/6) - \cos(\psi + \pi/2) \right] - \lambda_2$$

En remplaçant K_1, K_2, K_3 par leur valeur et après simplifications, on obtient :

$$\lambda_1 + \lambda_3 = \frac{V_m}{\sqrt{3}n_1'\omega} (2 \cos \psi - 1)$$

$$\lambda_1 + \lambda_2 = -\frac{V_m}{\sqrt{3}n_1'\omega} (1 + \cos \psi)$$

$$\lambda_1 + \lambda_3 = \frac{V_m}{\sqrt{3}n_1'\omega} (2 - \cos \psi)$$

La résolution de ce système d'équations donne les valeurs de $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$, donc les valeurs de K_1, K_2, K_3 . On obtient :

$$\lambda_1 = \frac{V_m}{\sqrt{3n_1'\omega}} (\cos \psi - 2) ; \lambda_2 = \frac{V_m}{\sqrt{3n_1'\omega}} (1 - 2 \cos \psi) ; \lambda_3 = \frac{V_m}{\sqrt{3n_1'\omega}} (1 + \cos \psi) ;$$

$$K_1 = \frac{V_m}{\sqrt{3n_1'\omega}} (\cos \psi - 1) ; K_2 = \frac{V_m}{\sqrt{3n_1'\omega}} (2 - 2 \cos \psi) ; K_3 = \frac{V_m}{\sqrt{3n_1'\omega}} (\cos \psi - 1) .$$

D'où l'expression des flux dans le transformateur :

. pour $\psi + \Pi/6 < \theta < \Pi/2$

$$\phi_A = -\frac{V_m}{n_1'\omega} \cos \theta + \frac{V_m}{\sqrt{3n_1'\omega}} (\cos \psi - 1)$$

$$\phi_B = -\frac{V_m}{n_1'\omega} \cos(\theta - 2\Pi/3) + \frac{2V_m}{\sqrt{3n_1'\omega}} (1 - \cos \psi)$$

$$\phi_C = -\frac{V_m}{n_1'\omega} \cos(\theta - 4\Pi/3) + \frac{V_m}{\sqrt{3n_1'\omega}} (\cos \psi - 1)$$

. pour $\Pi/2 < \theta < \psi + \Pi/2$

$$\phi_A = \frac{2V_m}{\sqrt{3n_1'\omega}} \sin(\theta - \Pi/3) + \frac{V_m}{\sqrt{3n_1'\omega}} (\cos \psi - 2)$$

$$\phi_B = -\frac{V_m}{\sqrt{3n_1'\omega}} \sin(\theta - \Pi/3) + \frac{V_m}{\sqrt{3n_1'\omega}} (1 - 2 \cos \psi)$$

$$\phi_C = -\frac{V_m}{\sqrt{3n_1'\omega}} \sin(\theta - \Pi/3) + \frac{V_m}{\sqrt{3n_1'\omega}} (1 + \cos \psi)$$

On peut alors vérifier que le flux ϕ_C dans les deux intervalles considérés est positif, ce qui justifie la conduction de Th_C dans le premier intervalle et celle de D'_C dans le second.

-A l'instant où $\theta = \psi + \Pi/2$, une impulsion de déblocage est envoyée sur Th'_C . La tension à ses bornes, $-v_{CB}$, étant positive, ce thyristor se met à conduire. Les thyristors Th_A, Th'_B et Th'_C conduisent alors et les tensions simples de la source sont appliquées aux bornes des enroulements primaires. Les tensions secondaires ont pour expressions :

$$v_{2A} = v_A/m' ; v_{2B} = v_B/m' ; v_{2C} = v_C/m' .$$

La tension v_{2C} étant la plus négative des tensions secondaires, le débit de D'_C entraîne le blocage de D'_B .

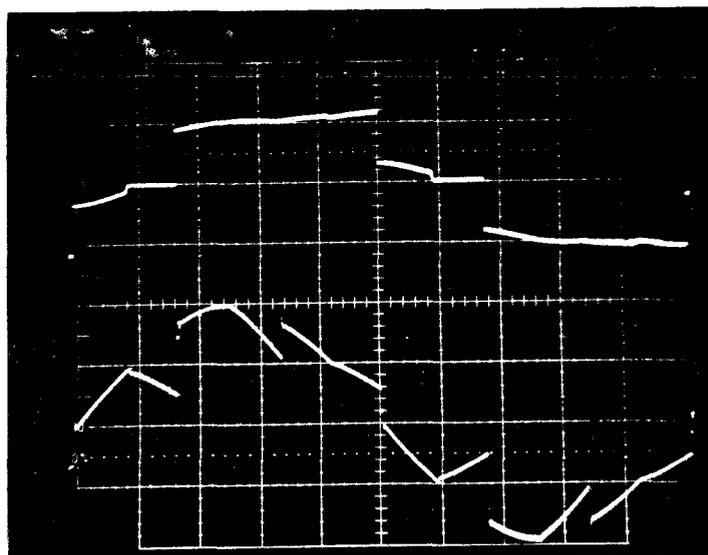
A partir de $\theta = \psi + \pi/2$, commence un intervalle de fonctionnement analogue à celui rencontré un sixième de période plus tôt.

-L'existence de ce mode de fonctionnement suppose que trois thyristors puissent conduire simultanément pendant un certain intervalle de la période donc que Th_C conduise encore à l'amorçage de Th_A . Th_C s'éteignant pour $\theta = \pi/2$ avec la conduction de D'_C et Th_A étant déclenché pour $\theta = \psi + \pi/6$, la limite supérieure est obtenue pour $\psi = \pi/3$.

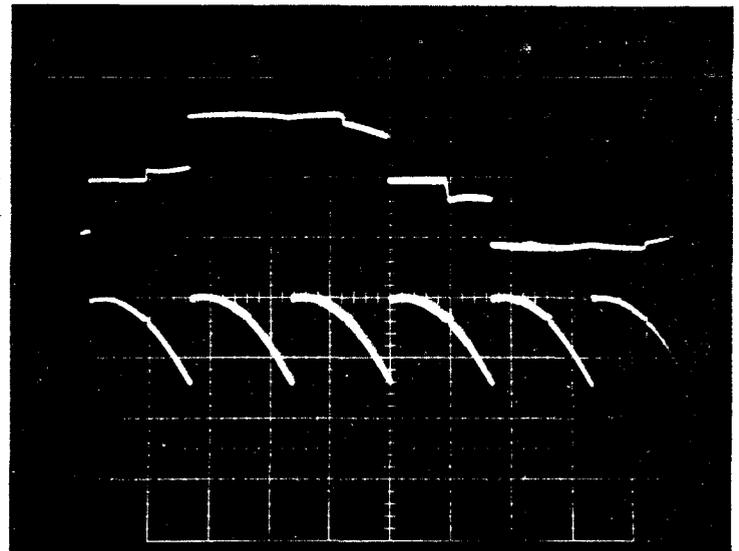
Pour des valeurs de ψ supérieures à $\pi/3$, on passe au deuxième mode.

On a représenté ci-dessous les oscillogrammes donnant le courant dans un enroulement primaire et la tension à ses bornes, puis le courant secondaire et la tension redressée pour $\psi = \pi/6$.

Ces relevés effectués sur un petit convertisseur alimenté sous tension nominale 398 V montrent bien la prolongation de la conduction des thyristors due au courant magnétisant, la conséquence qu'elle entraîne sur la forme d'onde de la tension appliquée au transformateur, et l'absence d'influence de cette conduction sur la forme d'onde de la tension redressée.



courant primaire
tension primaire



courant secondaire
tension redressée

Fig. 3.3 Relevés oscillographiques pour $\psi + \pi/6$.

I.3.2 Deuxième mode $\pi/3 < \psi < 2\pi/3$: conduction de 2 ou 0 thyristors (pl. 3.4) débit de 3 ou 6 diodes.

-Pendant l'intervalle $\psi + \pi/6 < \theta < 5\pi/6$, Th_A , Th'_B , D_A , D'_B , D'_C conduisent.

A l'instant où $\theta = \psi + \pi/6$, on amorce Th_A en même temps que Th'_B , les diodes D_A , D'_B et D'_C vont conduire et l'on retrouve un fonctionnement à deux thyristors et 3 diodes conducteurs comme dans le deuxième intervalle du premier mode. Les mêmes redresseurs étant passants, on a de la même façon pour les tensions :

$$\begin{aligned}
 v_{1A} &= -2v_{BA}/3 & ; & \quad v_{1B} = v_{1C} = v_{BA}/3 ; \\
 v_{2A} &= -2v_{BA}/3m' & ; & \quad v_{2B} = v_{2C} = v_{BA}/3m' ; \\
 u_c &= -v_{BA}/m' & ; & \quad v_{Th_A} = v_{Th_B} = 0 \quad v_{Th_C} = v_{CB} < 0 ; \\
 v_{D_A} &= v_{D'_B} = v_{D'_C} = 0 & ; & \quad v_{D_B} = v_{D_C} = v_{D'_A} = v_{BA}/m' < 0 .
 \end{aligned}$$

et pour les courants :

$$\begin{aligned}
 i_{1A} &= -i_{1B} = I_c/m' + R\phi_A/n'_1 ; \quad i_{1C} = 0 ; \\
 i_{2A} &= I_c \quad i_{2B} = -I_c + R\phi_C/n'_2 ; \quad i_{2C} = -R\phi_C/n'_2 .
 \end{aligned}$$

Si les expressions des courants sont inchangées, les conditions initiales n'_1 étant plus les mêmes, il est nécessaire de calculer à nouveau les flux dans le transformateur.

$$\begin{aligned}
 v_{1A} &= -2v_{BA}/3 = \frac{2V_m}{\sqrt{3}} \cos(\theta - \Pi/3) = n'_1 \omega \frac{d\phi_A}{d\theta} \\
 v_{1B} &= v_{1C} = v_{BA}/3 = -\frac{V_m}{\sqrt{3}} \cos(\theta - \Pi/3) = n'_1 \omega \frac{d\phi_B}{d\theta} = n'_1 \omega \frac{d\phi_C}{d\theta}
 \end{aligned}$$

En intégrant ces expressions il vient :

$$\begin{aligned}
 \phi_A &= \frac{2V_m}{\sqrt{3}n'_1\omega} \sin(\theta - \Pi/3) + \alpha_1 \\
 \phi_B &= -\frac{V_m}{\sqrt{3}n'_1\omega} \sin(\theta - \Pi/3) + \alpha_2 \\
 \phi_C &= -\frac{V_m}{\sqrt{3}n'_1\omega} \sin(\theta - \Pi/3) + \alpha_3
 \end{aligned}$$

La diode D'_C n'est conductrice que si i_{2C} est négatif, soit ϕ_C positif. Le signe de ϕ_C ne peut être déterminé qu'en connaissant la valeur de α_3 , ce qui nécessite l'analyse du fonctionnement sur un sixième de période.

-A l'instant où $\theta = 5\Pi/6$, la tension v_{BA}/m' aux bornes des trois diodes D'_A , D_B et D_C cesse d'être négative. Les six diodes du montage redresseur vont conduire simultanément.

Les 3 tensions secondaires étant alors égales, les 3 tensions primaires vont l'être aussi, ce qui suppose le transformateur déconnecté du réseau. Les thyris-

tors Th_A et Th'_B se bloquent.

-Pendant l'intervalle $5\pi/6 < \theta < \psi + \pi/2$, les 6 diodes conduisent, les thyristors sont bloqués. Les thyristors étant tous bloqués $v_{1A} = v_{1B} = v_{1C} = 0$ et $v_{2A} = v_{2B} = v_{2C} = 0$, la tension redressée $u_c = 0$. Les tensions aux bornes des diodes toutes passantes sont nulles. Les faibles courants de fuite directs des thyristors portent les points A, B, C (fig 3.1) au potentiel du neutre du réseau et les tensions aux bornes des thyristors sont égales aux tensions simples de la source :

$$v_{Th_A} = v_A \quad ; \quad v_{Th_B} = v_B \quad ; \quad v_{Th_C} = v_C$$

Les courants dans les phases primaires étant nuls, $i_{1A} = i_{1B} = i_{1C} = 0$, les courants dans les phases secondaires sont donnés par les relations (6) :

$$i_{2A} = -R\phi_A/n'_2 \quad ; \quad i_{2B} = -R\phi_B/n'_2 \quad ; \quad i_{2C} = -R\phi_C/n'_2$$

Le courant continu I_c , provenant du récepteur, se partage dans les deux groupes de 3 diodes et ne traverse pas les phases secondaires. Les faibles courants magnétisants des enroulements secondaires se referment par les 6 diodes sans passer par le récepteur. Chaque diode est traversée par $I_c/3$ et par une partie des courants secondaires.

Les tensions aux bornes des phases étant nulles, les flux dans les différentes parties du circuit magnétique sont constants.

$$\phi_A = \beta_1 \quad ; \quad \phi_B = \beta_2 \quad ; \quad \phi_C = \beta_3 \quad \text{avec } \beta_1 + \beta_2 + \beta_3 = 0$$

Les flux ne pouvant pas subir de discontinuité, pour $\theta = 5\pi/6$ on obtient :

$$\begin{aligned} \phi_A(5\pi/6) = \beta_1 &= \frac{2V_m}{\sqrt{3}n'_1\omega} + \alpha_1 \\ \phi_B(5\pi/6) = \beta_2 &= -\frac{V_m}{\sqrt{3}n'_1\omega} + \alpha_2 \\ \phi_C(5\pi/6) = \beta_3 &= -\frac{V_m}{\sqrt{3}n'_1\omega} + \alpha_3 \end{aligned}$$

Les propriétés de symétrie établies pour les courants demeurent valables pour le flux, on a donc :

$$\phi_A(\theta) = -\phi_C(\theta + \pi/3) \quad ; \quad \phi_B(\theta) = -\phi_A(\theta + \pi/3) \quad ; \quad \phi_C(\theta) = -\phi_B(\theta + \pi/3)$$

Pour $\theta = \psi + \pi/6$, il vient :

$$\phi_A(\psi+\pi/6) = -\phi_C(\psi+\pi/2) \text{ ou } \frac{2V_m}{\sqrt{3n_1}\omega} \sin(\psi-\pi/6) + \alpha_1 = -\beta_3$$

$$\phi_B(\psi+\pi/6) = -\phi_A(\psi+\pi/2) \text{ ou } -\frac{V_m}{\sqrt{3n_1}\omega} \sin(\psi-\pi/6) + \alpha_2 = -\beta_1$$

$$\phi_C(\psi+\pi/6) = -\phi_B(\psi+\pi/2) \text{ ou } -\frac{V_m}{\sqrt{3n_1}\omega} \sin(\psi-\pi/6) + \alpha_3 = -\beta_2$$

En remplaçant $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ par leurs valeurs en fonction de α_1, α_2 et α_3 , il vient :

$$\alpha_1 + \alpha_3 = \frac{V_m}{\sqrt{3n_1}\omega} \left[1 - 2 \sin(\psi - \pi/6) \right]$$

$$\alpha_1 + \alpha_2 = \frac{V_m}{\sqrt{3n_1}\omega} \left[\sin(\psi - \pi/6) - 2 \right]$$

$$\alpha_2 + \alpha_3 = \frac{V_m}{\sqrt{3n_1}\omega} \left[1 + \sin(\psi - \pi/6) \right]$$

La résolution de ce système d'équations donne :

$$\alpha_1 = -\frac{V_m}{\sqrt{3n_1}\omega} (1 + \sin(\psi - \pi/6))$$

$$\alpha_2 = \frac{V_m}{\sqrt{3n_1}\omega} (2 \sin(\psi - \pi/6) - 1)$$

$$\alpha_3 = \frac{V_m}{\sqrt{3n_1}\omega} (2 - \sin(\psi - \pi/6))$$

On obtient donc les expressions du flux pendant les 2 intervalles étudiés :

. Pour $\psi + \pi/6 < \theta < 5\pi/6$

$$\phi_A = \frac{2V_m}{\sqrt{3n_1}\omega} \sin(\theta - \pi/3) - \frac{V_m}{\sqrt{3n_1}\omega} (1 + \sin(\psi - \pi/6))$$

$$\phi_B = -\frac{V_m}{\sqrt{3n_1}\omega} \sin(\theta - \pi/3) + \frac{V_m}{\sqrt{3n_1}\omega} (2 \sin(\psi - \pi/6) - 1)$$

$$\phi_C = -\frac{V_m}{\sqrt{3}n_1'\omega} \sin(\theta - \Pi/3) + \frac{V_m}{\sqrt{3}n_1'\omega} (2 - \sin(\psi - \Pi/6)) > 0$$

Puisque ϕ_C est positif dans cet intervalle, $i_{2C} = -\frac{R\phi_C}{n_2'}$ est négatif, ce qui justifie la conduction de D_C' .

. pour $5\Pi/6 < \theta < \psi + \Pi/2$, les flux écoulés sont constants.

$$\phi_A = \frac{V_m}{\sqrt{3}n_1'\omega} (1 - \sin(\psi - \Pi/6)) > 0$$

$$\phi_B = -\frac{2V_m}{\sqrt{3}n_1'\omega} (1 - \sin(\psi - \Pi/6)) < 0$$

$$\phi_C = \frac{V_m}{\sqrt{3}n_1'\omega} (1 - \sin(\psi - \Pi/6)) > 0$$

On a donc $\phi_A = \phi_C = -\phi_B/2$, donc $i_{2A} = i_{2C} = \pm i_{2B}'/2 < 0$.

-A l'instant où $\theta = \psi + \Pi/2$, on déclenche Th_C' et on réamorçage Th_A . La tension aux bornes de l'ensemble $Th_A - Th_C'$ étant $v_{Th_A} + v_{Th_C}' = v_{AC} > 0$, ces thyristors se mettent à conduire. Les diodes D_A et D_C' écoulent alors le courant principal et D_A' et D_C se bloquent. Juste devant la commutation, le courant magnétisant i_{2B} était positif ; à la commutation, puisque i_{1B} reste nul et que le flux dans le noyau N_B ne peut subir de discontinuité, la diode D_B continue à écouler un courant magnétisant positif et la diode D_B' se bloque.

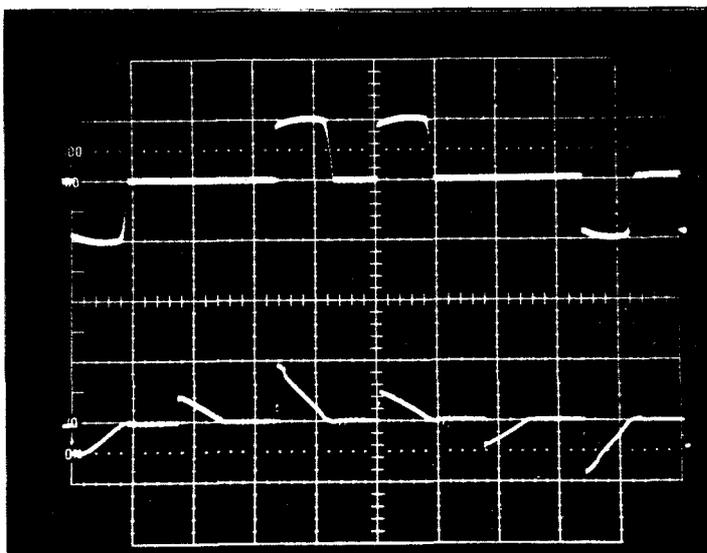
On retrouve donc un fonctionnement à 2 thyristors et 3 diodes conducteurs, analogue à celui rencontré un sixième de période plus tôt.

-Comme dans l'étude précédente, l'existence de ce mode nécessite une commande à double impulsion, ou des impulsions de largeur supérieure à $\Pi/3$.

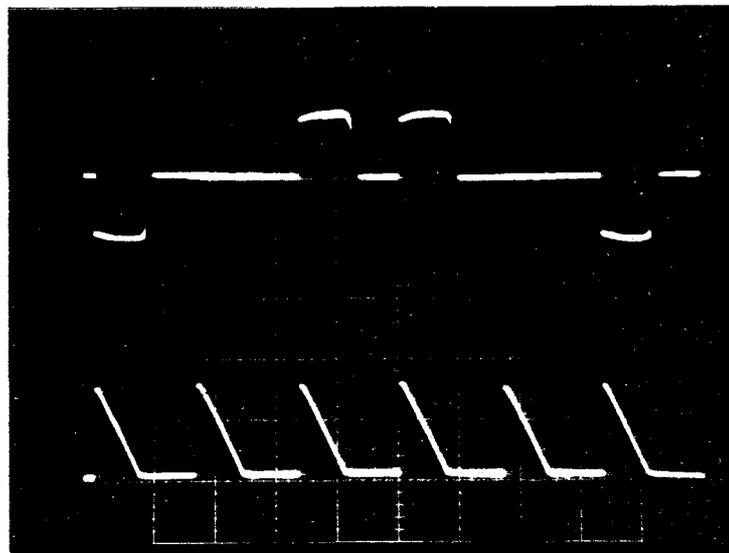
-Ce mode de fonctionnement cesse quand l'ensemble $Th_A - Th_C'$ n'a plus à ses bornes une tension positive lors de l'envoi des impulsions de déblocage pour $\theta = \psi + \Pi/2$. Or cette tension v_{AC} s'annule pour $\theta = 7\Pi/6$. La valeur limite de ψ est obtenue pour $\psi + \Pi/2 = 7\Pi/6$ soit $\psi = 2\Pi/3$.

Pour des valeurs de ψ supérieures à $2\Pi/3$, les thyristors du gradateur ne peuvent plus être déblocés, et la tension redressée u_c est constamment nulle.

On a représenté ci-dessous, les relevés oscillographiques de i_{1A} , v_{1A} , puis de i_{2A} et u_c pour $\psi = \pi/2$, valeur correspondant à un deuxième mode.



courant primaire
tension primaire



courant secondaire
tension redressée

Fig. 3.4 Relevés oscillographiques pour $\psi = \pi/2$.

I.4 ANALYSE DU FONCTIONNEMENT, LE COURANT MAGNETISANT NE POUVANT SEUL MAINTENIR LA CONDUCTION DES THYRISTORS.

Lorsque le courant de maintien des thyristors est supérieur au courant nécessaire à la circulation du flux et à sa conservation, ce qui peut être le cas si le transformateur est alimenté sous tension réduite, les thyristors se bloquent dès l'annulation du courant de charge qui les traverse. La continuité du flux dans le circuit magnétique est alors assurée par la conduction des diodes du montage redresseur qui peuvent, elles, écouler des courants de faible amplitude.

Les connexions entre les divers éléments du convertisseur sont encore modifiées et il est nécessaire de reprendre l'étude du fonctionnement.

On a représenté toujours pour les mêmes valeurs de ψ afin de pouvoir effectuer des comparaisons, (planche 3.6 $\psi = 0$, $\psi = \pi/6$, planche 3.7 $\psi = \pi/3$, $\psi = \pi/2$) les diagrammes de conduction des redresseurs, la forme d'onde du courant secondaire, de la tension primaire v_{1A} , de la tension redressée u_c , des tensions aux bornes des thyristors v_{ThA} et des diodes v_{DA} . On a également représenté pour les mêmes valeurs de ψ (planche 3.8) les variations du flux ϕ_A dans le noyau N_A . (Ces tracés ont été rappelés planche 3.6 et 3.7).

I.4.1 Premier mode ($0 < \psi < \Pi/3$) : conduction de deux thyristors (planche 3.6)
débit de 3 diodes

-Pour $\theta = \psi + \Pi/6$, on amorce Th_A alors que Th'_B , Th_C , D_A , D'_B et D_C conduisent.

Instantanément Th_A , Th'_B et Th_C étant passants les tensions simples de la source sont appliquées à chacun des enroulements primaires du transformateur. Les tensions secondaires deviennent $v_{2A} = v_A/m'$, $v_{2B} = v_B/m'$, $v_{2C} = v_C/m'$. v_{2A} étant la plus positive des tensions secondaires, D_A continue à conduire, mais sa conduction entraîne le blocage de D_C puisque $v_{D_C} = v_{2C} = -v_{AC}/m' < 0$. De même v_{2B} étant la plus négative des tensions secondaires, la conduction de D'_B confirme le blocage de D'_A et D'_C .

Si les 3 thyristors Th_A , Th'_B et Th_C conduisent simultanément, seules D_A et D'_B peuvent conduire.

Dans ces conditions, dès que θ devient supérieur à $\psi + \Pi/6$, $i_{2A} = I_c$, $i_{2B} = -I_c$ et $i_{2C} = 0$. Les équations (6) donnent alors :

$$i_{1A} = I_c/m' + R\phi_A/n'_1$$

$$i_{1B} = -I_c/m' + R\phi_B/n'_1$$

$$i_{1C} = R\phi_C/n'_1$$

Puisque ϕ_C est différent de 0, ce fonctionnement suppose que Th_C écoule le courant magnétisant $R\phi_C/n'_1$. Ce courant étant inférieur au courant de maintien du thyristor, Th_C se bloque.

Seuls Th_A et Th'_B peuvent conduire, i_{1C} étant nul, les équations (6) donnent $i_{2C} = -R\phi_C/n'_2$, en supposant ϕ_C positif pour $\theta = \psi + \Pi/6$, c'est la diode D'_C qui écoule ce courant. La vérification du signe de ϕ_C est effectuée après le calcul des flux réalisé sur un sixième de période.

-Pour $\psi + \Pi/6 < \theta < \psi + \Pi/3$, Th_A , Th'_B , D_A , D'_B , D'_C conduisent. La conduction simultanée de D'_B et D'_C entraîne l'égalité des tensions v_{2B} et v_{2C} , donc des tensions v_{1B} et v_{1C} . Puisque $v_{1A} + v_{1B} + v_{1C} = 0$ et que $v_{1A} - v_{1B} = -v_{BA}$, on obtient pour les tensions primaires :

$$v_{1A} = -2v_{BA}/3 \quad ; \quad v_{1B} = v_{1C} = v_{BA}/3.$$

Pour les tensions secondaires $v_{2A} = -2v_{BA}/3m'$; $v_{2B} = v_{2C} = v_{BA}/3m'$.
Puisque D'_C écoule $i_{2C} = -R\phi_C/n'_2$, le courant I_c est écoulé par D_A et D'_B .
Comme, de plus $i_{2A} = I_c$ et que $i_{2A} + i_{2B} + i_{2C} = 0$, on en déduit

$$i_{2B} = -I_c + R\phi_C/n'_2.$$

Les équations (6) donnent les courants primaires :

$$i_{1A} = -i_{1B} = I_c/m' + R\phi_A/n'_1 \quad ; \quad i_{1C} = 0.$$

Aux bornes des redresseurs, on trouve :

$$v_{Th_A} = v_{Th_B} = 0 \quad ; \quad v_{Th_C} = v_C - v_B + v_{1B} - v_{1C} = v_{CB} ;$$

$$v_{D_A} = v_{D'_B} = v_{D'_C} = 0 \quad ; \quad v_{D_B} = v_{D_C} = v_{D'_A} = v_{2A} - v_{2B} = v_{BA}/m'.$$

et la tension redressée a toujours la même expression : $u'_c = v_{2A} - v_{2B} = v_{BA}/m'$.

-Pour $\theta = \psi + \Pi/2$, une impulsion est envoyée sur Th'_C . La tension à ses bornes étant positive, ce thyristor se met à conduire. Comme précédemment sa conduction entraîne le blocage de D'_B , celui de Th'_B et donc le déblocage de D_B . On retrouve alors un fonctionnement à 2 thyristors et 3 diodes passants analogue à celui intervenant un sixième de période plus tôt.

-Cette analyse n'est acceptable que si ϕ_C est positif dans l'intervalle $(\psi + \Pi/6, \psi + \Pi/2)$. Calculons les flux dans le transformateur. Avec les mêmes hypothèses que précédemment :

$$v_{1A} = -\frac{2v_{BA}}{3} = -\frac{2}{3} V_m \sqrt{3} \sin(\theta - \frac{5\Pi}{6}) = n'_1 \omega \frac{d\phi_A}{d\theta}$$

$$v_{1B} = v_{1C} = \frac{V_m}{3} \sqrt{3} \sin(\theta - \frac{5\Pi}{6}) = n'_1 \omega \frac{d\phi_A}{d\theta} = n'_1 \omega \frac{d\phi_B}{d\theta}$$

En intégrant ces expressions, il vient :

$$\phi_A = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_m}{n'_1 \omega} \cos(\theta - 5\Pi/6) + \lambda_1$$

$$\phi_B = -\frac{1}{\sqrt{3}} \frac{V_m}{n'_1 \omega} \cos(\theta - 5\Pi/6) + \lambda_2$$

$$\phi_C = -\frac{1}{\sqrt{3}} \frac{V_m}{n'_1 \omega} \cos(\theta - 5\Pi/6) + \lambda_3 \text{ avec } \lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3 = 0$$

Les propriétés de symétrie établies pour les grandeurs relatives au transformateur permettent d'écrire :

$$\phi_A(\theta) = -\phi_C(\theta + \Pi/3) ; \phi_B(\theta) = -\phi_A(\theta + \Pi/3) ; \phi_C(\theta) = -\phi_B(\theta + \Pi/3)$$

Ces 3 équations écrites pour $\theta = \psi + \Pi/6$ donnent :

$$\phi_A(\psi + \Pi/6) = -\phi_C(\psi + \Pi/2) \text{ ou } \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_m}{n_1' \omega} \cos(\psi - 2\Pi/3) + \lambda_1 = \frac{V_m}{\sqrt{3}n_1' \omega} \cos(\psi - \Pi/3) - \lambda_3$$

soit

$$\lambda_1 + \lambda_3 = \frac{V_m}{\sqrt{3}n_1' \omega} \left[-2 \cos(\psi - 2\Pi/3) + \cos(\psi - \frac{\Pi}{3}) \right]$$

$$\phi_B(\psi + \Pi/6) = -\phi_A(\psi + \Pi/2) \text{ ou } -\frac{V_m}{\sqrt{3}n_1' \omega} \cos(\psi - \frac{2\Pi}{3}) + \lambda_2 = -\frac{2V_m}{\sqrt{3}n_1' \omega} \cos(\psi - \Pi/3) - \lambda_1$$

soit

$$\lambda_1 + \lambda_2 = \frac{V_m}{\sqrt{3}n_1' \omega} \left[\cos(\psi - 2\Pi/3) - 2 \cos(\psi - \Pi/3) \right]$$

$$\phi_C(\psi + \Pi/6) = -\phi_B(\psi + \Pi/2) \text{ ou } -\frac{V_m}{\sqrt{3}n_1' \omega} \cos(\psi - 2\Pi/3) + \lambda_3 = \frac{V_m}{\sqrt{3}n_1' \omega} \cos(\psi - \Pi/3) - \lambda_2$$

soit

$$\lambda_2 + \lambda_3 = \frac{V_m}{\sqrt{3}n_1' \omega} \left[\cos(\psi - 2\Pi/3) + \cos(\psi - \Pi/3) \right]$$

En résolvant ce système d'équations, on obtient :

$$\lambda_1 = -\frac{V_m}{n_1' \omega} \sin \psi ; \lambda_2 = -\frac{V_m}{n_1' \omega} \cos(\psi + \Pi/6) ; \lambda_3 = \frac{V_m}{n_1' \omega} \cos(\psi - \Pi/6).$$

D'où l'expression des flux

$$\phi_A = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_m}{n_1' \omega} \cos(\theta - 5\Pi/6) - \frac{V_m}{n_1' \omega} \sin \psi$$

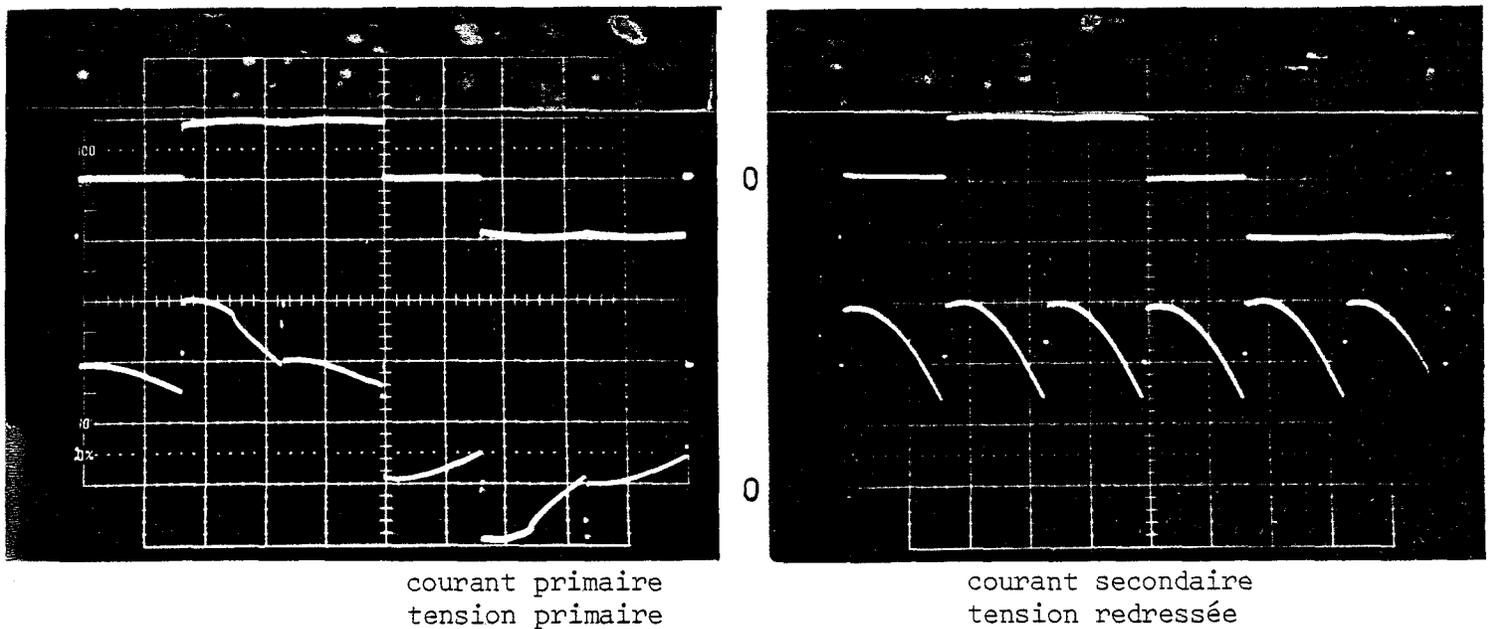
$$\phi_B = -\frac{1}{\sqrt{3}} \frac{V_m}{n_1' \omega} \cos(\theta - 5\Pi/6) - \frac{V_m}{n_1' \omega} \cos(\psi + \frac{\Pi}{6})$$

$$\phi_C = -\frac{1}{\sqrt{3}} \frac{V_m}{n_1' \omega} \cos(\theta - 5\Pi/6) + \frac{V_m}{n_1' \omega} \cos(\psi - \Pi/6)$$

On peut vérifier que pendant l'intervalle $(\psi + \pi/6, \psi + \pi/2)$ ϕ_C est positif, ce qui justifie la conduction de D'_C .

-Ce mode de fonctionnement existe tant que reste négative la tension aux bornes des diodes bloquées. Cette tension égale à v_{BA}/m' s'annule pour $\psi = 5\pi/6$. La valeur limite de ψ est obtenue quand $\psi + \pi/2 = 5\pi/6$ soit $\psi = \pi/3$.

On a représenté fig 3.5 les oscillogrammes donnant le courant et la tension primaire, ainsi que le courant secondaire et la tension redressée obtenus pour $\psi = \pi/6$. Ces relevés ont été effectués sur le même convertisseur que celui utilisé précédemment, mais alimenté sous tension réduite. On voit que les thyristors s'éteignent dès l'annulation du courant principal et que leur blocage, s'il modifie la tension aux bornes du primaire du transformateur n'affecte pas la forme d'onde de la tension redressée.



courant primaire
tension primaire

courant secondaire
tension redressée

Fig.3.5 Relevés oscillographiques pour $\psi = \pi/6$.

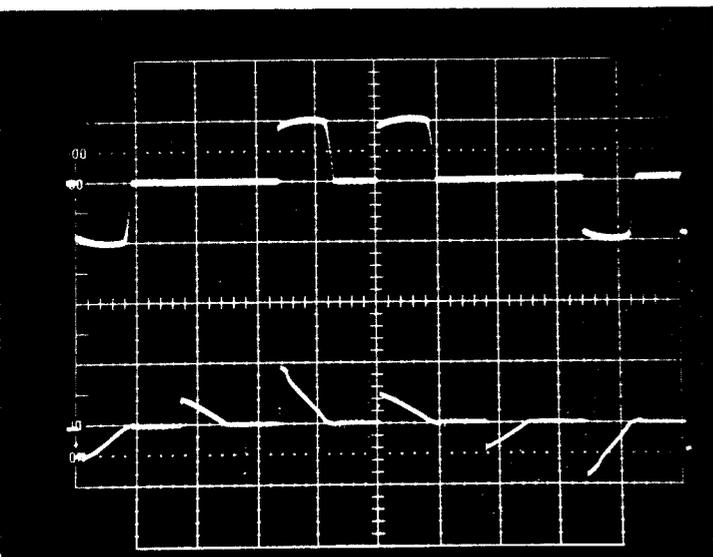
I.4.2 Deuxième mode ($\pi/3 < \psi < 2\pi/3$) : conduction de 2 ou 0 thyristors (pl. 3.7) débit de 3 ou 6 diodes

Pour la valeur limite entre le premier et le second mode de fonctionnement, soit $\psi = \pi/3$ et quelle que soit l'hypothèse réalisée sur le courant de maintien des thyristors, si l'on tient compte des courants magnétisants, le montage est dans le même état, les mêmes redresseurs conduisent au même instant.

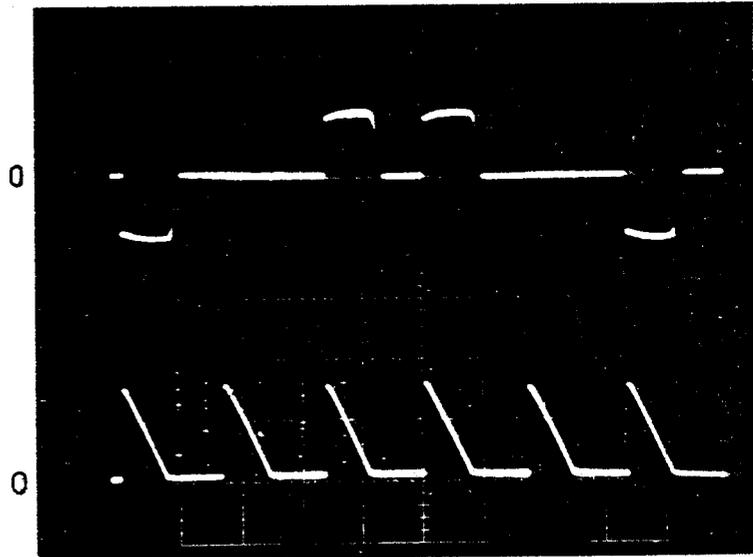
De plus, pendant tout le second mode, on a montré (paragraphe I.3.2) que les thyristors ne sont conducteurs que lorsqu'ils écoulent le courant de charge.

Le fonctionnement du montage pour $\Pi/3 < \psi < 2\Pi/3$ est donc indépendant de l'importance relative du courant magnétisant et du courant de maintien des thyristors, c'est celui étudié au paragraphe I.3.2.

Les deux photos (fig 3.6) des relevés à l'oscilloscope de i_{1A} , v_{1A} puis i_{2A} et u_c , pour $\psi = \Pi/2$, alors que le convertisseur est alimenté sous tension réduite, montrent bien que pour le deuxième mode le fonctionnement du montage est indépendant de la valeur du courant magnétisant.



courant primaire
tension primaire



courant secondaire
tension redressée

Fig. 3.6. Relevés oscillographiques pour $\psi = \Pi/2$.

I.5 INFLUENCE DE L'IMPORTANCE DU COURANT MAGNETISANT SUR LE FONCTIONNEMENT DU CONVERTISSEUR.

Dans les montages étudiés précédemment (chapitres I et II), le courant magnétisant se superposait aux courants de charge et ne pouvait de ce fait intervenir sur les commutations des redresseurs. Son amplitude étant faible par rapport aux courants absorbés, il pouvait être négligé.

Dans le montage étudié dans ce chapitre, il existe des intervalles pendant lesquels le magnétisant seul, est susceptible de maintenir la conduction des redresseurs. On a montré, paragraphes I.2, I.3 et I.4 dans les 3 cas envisageables que le fonctionnement même du montage, donc le nombre de redresseurs simultanément passants dépendait de l'existence et le cas échéant, de l'importance relative du courant magnétisant et du courant de maintien des thyristors.

Néanmoins, si l'on néglige l'amplitude du courant magnétisant par rapport à celle des courants de charge dans les 3 fonctionnements possibles, la comparaison des formes d'onde représentées planches 3.1, 3.2 puis 3.3, 3.4 et 3.6, 3.7 montre que pour la même tension de la source, le même courant débité I_c , et les mêmes valeurs de ψ , on obtient :

- . la même tension redressée
- . les mêmes courants dans les bobinages du transformateur.

Les redresseurs, traversés par les mêmes courants n'ont pas les mêmes tensions à leurs bornes, cependant les valeurs maxima de ces tensions sont identiques, et quelle que soit l'hypothèse faite, il est nécessaire de prévoir leur dimensionnement de la même façon.

Dans les 3 fonctionnements étudiés, seules diffèrent les tensions aux bornes des redresseurs et des enroulements du transformateur, donc des variables internes au convertisseur.

A tension de la source et récepteur donnés, le courant absorbé et la tension aux bornes du récepteur ne dépendent que de l'instant d'amorçage des thyristors, donc de la commande. L'étude des caractéristiques pourra être effectuée en négligeant le courant magnétisant, sans pour autant supposer que l'on néglige les conséquences qu'il entraîne sur le fonctionnement.

II. CARACTÉRISTIQUES

Si pour rendre compte du fonctionnement du convertisseur, il n'est pas possible de négliger les courants magnétisants devant les courants principaux, on a montré que la tension redressée et les courants dans les phases du transformateur ne dépendent que de l'instant d'enclenchement des thyristors donc de l'angle ψ .

L'amplitude du courant nécessaire à la circulation du flux étant faible devant celle des courants principaux, le calcul des caractéristiques relatives aux courants peut être effectué en négligeant le courant magnétisant.

Connaissant les expressions des différentes variables tout au long de la période on peut, comme au chapitre 1, calculer :

- la valeur moyenne U_c de la tension redressée
- les valeurs efficaces des courants secondaires I_2 et primaires I_1
- le développement en série du courant demandé au réseau, c'est ici le courant dans le primaire du transformateur puisque celui-ci est couplé en étoile.
- le facteur de puissance en ligne
- les pertes Joule dans les bobinages du transformateur.
- le courant moyen dans les thyristors.

Ces expressions sont données en fonction de l'angle ψ , à courant redressé I_c donné.

Pour montrer comment la réduction de la tension redressée, obtenue par accroissement de l'angle ψ , s'accompagne d'une diminution de la tension appliquée au primaire du transformateur, on peut calculer la valeur efficace V_1 de cette tension en fonction de ψ .

Or sa forme d'onde, et donc V_1 , dépendent du fonctionnement. Puisque cette caractéristique est interne au convertisseur, elle ne renseigne en effet que sur la façon dont le transformateur est alimenté, on n'effectuera son calcul que dans le cas, le plus usuel, où le courant magnétisant du transformateur est supérieur au courant de maintien des thyristors.

II.1 VALEUR MOYENNE DE LA TENSION REDRESSEE

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

$$U_c = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_c d\theta, \text{ ou puisque la tension est d'ordre 6 par :}$$

$$U_c = \frac{3}{\pi} \int_{\psi+\pi/6}^{\psi+\pi/2} u_c d\theta$$

Cette valeur moyenne est rapportée à U_{c0} , valeur de U_c obtenue pour $\psi = 0$, ou en l'absence de gradateur :

$$U_{c0} = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} u_c d\theta = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} (v_A - v_B)/m' d\theta = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} -\frac{v_m \sqrt{3}}{m'} \sin(\theta - 5\pi/6) d\theta$$

$$U_{c0} = \frac{3\sqrt{3}v_m}{\pi m'}$$

En remplaçant u_c par son expression dans chacun des modes de fonctionnement, on obtient :

- pour le premier mode : $0 < \psi < \pi/3$,

$$U_c = \frac{3}{\pi} \int_{\psi+\pi/6}^{\psi+\pi/2} (v_A - v_B)/m' d\theta = \frac{3}{\pi} \int_{\psi+\pi/6}^{\psi+\pi/2} -\frac{v_m \sqrt{3}}{m'} \sin(\theta - 5\pi/6) d\theta$$

ce qui donne :

$$U_c = \frac{3\sqrt{3}v_m}{\pi m'} \cos \psi \text{ ou } U_c = U_{c0} \cos \psi .$$

- pour le deuxième mode : $\pi/3 < \psi < 2\pi/3$,

$$U_c = \frac{3}{\pi} \int_{\psi+\pi/6}^{5\pi/6} (v_A - v_B)/m' d\theta = \frac{3}{\pi} \int_{\psi+\pi/6}^{5\pi/6} -\frac{v_m \sqrt{3}}{m'} \sin(\theta - 5\pi/6) d\theta$$

ce qui donne

$$U_c = \frac{3\sqrt{3}v_m}{\pi m'} (1 - \cos(2\pi/3 - \psi)) \text{ ou } U_c = U_{c0} (1 - \cos(2\pi/3 - \psi)).$$

II.2 VALEUR EFFICACE DU COURANT SECONDAIRE

Le montage étant symétrique, et les thyristors de la série Th' étant débloqués une demi-période après ceux de la série Th, les alternances négative et positive du courant secondaire sont identiques au signe près. La valeur moyenne de ce courant est donc nulle.

On peut calculer sa valeur efficace I_2 sur une demi-période :

$$I_2^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_{2A}^2 d\theta.$$

On obtient :

- pour le premier mode de fonctionnement :

$$I_2^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi/3} I_c^2 d\theta = \frac{2}{3} I_c^2$$

d'où

$$I_2 = I_c \sqrt{\frac{2}{3}}.$$

- pour le deuxième mode de fonctionnement :

$$I_2^2 = \frac{2}{\pi} \int_{\psi+\pi/6}^{5\pi/6} I_c^2 d\theta = 2\left(\frac{2}{3} - \frac{\psi}{\pi}\right) I_c^2$$

d'où

$$I_2 = I_c \sqrt{\frac{4}{3} - \frac{2\psi}{\pi}}$$

II.3 VALEUR EFFICACE DU COURANT PRIMAIRE

Le montage assure la compensation des Ampère-tours par noyau. Comme de plus, on néglige le courant magnétisant, les formes d'onde des courants dans les bobinages primaires et secondaires sont identiques au rapport du nombre de spires près.

Dans ces conditions, la valeur efficace I_1 du courant primaire, qui est aussi le courant demandé à la source, est donnée par :

$$I_1 = I_2/m'.$$

II.4 DEVELOPPEMENT EN SERIE DES COURANTS EN LIGNE.

La somme instantanée des courants en ligne étant nulle, puisque le primaire est couplé en étoile, et la demi-onde positive étant identique, au signe près, à la demi-onde négative, le développement en série des courants ne comprendra, ni les harmoniques de rang 3 ou multiples de 3, ni les harmoniques pairs. On ne trouvera dans le développement que les harmoniques de rang $n = 2K+1$,

avec K différent de $3K'+1$ et $K' \in \mathbb{N}$.

La valeur efficace de l'harmonique de rang n est donnée par :

$$J_{1n} = \frac{8}{T\sqrt{2}} \left| \int_{(T/4)} j(t) \sin n\omega t dt \right| = \frac{2\sqrt{2}}{\Pi} \left| \int_{(\Pi/2)} j(\theta) \sin n\theta d\theta \right|$$

On obtient :

- pour le premier mode de fonctionnement :

$$J_{1n} = \frac{2\sqrt{2}}{\Pi} \left| \int_{\Pi/6}^{\Pi/2} \frac{I_c}{m} \sin n\theta d\theta \right| = \frac{4\sqrt{2}}{\Pi m n} I_c \left| \cos n \frac{\Pi}{2} - \cos n \frac{\Pi}{6} \right|$$

Compte-tenu de l'ordre des harmoniques, cette expression se simplifie et donne :

$$J_{1n} = \frac{I_c \sqrt{6}}{\Pi m n}$$

- pour le deuxième mode de fonctionnement :

$$J_{1n} = \frac{2\sqrt{2}}{\Pi} \left| \int_{\psi/2}^{2\Pi/3-\psi/2} \frac{I_c}{m} \sin n\theta d\theta \right| = \frac{2\sqrt{2}}{\Pi m n} I_c \left| \cos n(2\Pi/3-\psi/2) - \cos n \frac{\psi}{2} \right|$$

ce qui donne :

$$J_{1n} = \frac{4\sqrt{2} I_c}{\Pi m n} \left| \sin n \frac{\Pi}{3} \cdot \sin n (\Pi/3 - \psi/2) \right|$$

II.5 FACTEUR DE PUISSANCE EN LIGNE

Le facteur de puissance en ligne f_L est le rapport de la puissance active débitée par le convertisseur à la puissance apparente fournie par la source. On a donc :

$$f_L = \frac{U_c I_c}{3 \frac{m}{\sqrt{2}} \cdot I_1}$$

En remplaçant U_c et I_1 par leur valeur en fonction de ψ , on obtient :

- pour le premier mode

$$f_L = \frac{\frac{3\sqrt{3}V_m}{m'\Pi} \cos\psi I_c}{3 \frac{V_m}{\sqrt{2}} \frac{I_c}{m'} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}} = \frac{3}{\Pi} \cos \psi$$

- pour le deuxième mode

$$f_L = \frac{\frac{3\sqrt{3}V_m}{m'\Pi} (1 - \cos(2\Pi/3 - \psi)) I_c}{3 \frac{V_m}{\sqrt{2}} \frac{I_c}{m'} \sqrt{\frac{4}{3} - \frac{2\psi}{\Pi}}} = \frac{\sqrt{3} [1 - \cos(2\Pi/3 - \psi)]}{\Pi \sqrt{\frac{2}{3} - \frac{\psi}{\Pi}}}$$

II.6 PERTES JOULE DANS LES BOBINAGES DU TRANSFORMATEUR

A courant continu débité I_c constant, quand on augmente l'angle pour réduire la valeur moyenne de la tension redressée, on a montré que si les valeurs efficaces des courants dans les bobinages ne variaient pas pendant le premier mode, elles baissaient dès le début du second mode.

En appelant r_1 et r_2 les résistances d'une bobine primaire et d'un enroulement secondaire, I_{10} et I_{20} les valeurs efficaces des courants les traversant pour $\psi = 0$, les pertes Joule valent :

$$3r_1 I_{10}^2 \text{ au primaire}$$

$$3r_2 I_{20}^2 \text{ au secondaire, pour } \psi = 0.$$

-Pendant le premier mode, soit pour $0 < \psi < \Pi/3$, $I_2 = I_{20} = I_c \sqrt{\frac{2}{3}}$ et $I_1 = I_{10} = \frac{I_c}{m'} \sqrt{\frac{2}{3}}$. Les courants étant indépendants de l'angle ψ , les pertes Joule sont constantes durant ce mode.

-Pendant le deuxième mode, soit $\Pi/3 < \psi < 2\Pi/3$, la valeur efficace des courants diminue dès que ψ augmente. Il en résulte une diminution des pertes Joule dans les bobinages.

En valeur réduite on obtient pour le secondaire :

$$\frac{3r_2 I_2^2}{3r_2 I_{20}^2} = \left(\frac{I_2}{I_{20}}\right)^2 = \frac{4/3 - 2\psi/\Pi}{2/3} = 2 - \frac{3\psi}{\Pi}$$

Puisque $I_2 = m I_1$ et $I_{20} = m I_{10}$, $\left(\frac{I_1}{I_{10}}\right)^2 = \left(\frac{I_2}{I_{20}}\right)^2$, les pertes Joule au primaire sont réduites dans les mêmes proportions.

II.7 VALEUR EFFICACE DE LA TENSION AUX BORNES D'UN ENROULEMENT PRIMAIRE

Alors que pendant le premier mode les pertes Joule dans les enroulements du transformateur restent constantes, dès que l'on commence à faire croître l'angle ψ pour diminuer la tension redressée, la tension aux bornes des bobinages varie. Dès que la tension baisse, les pertes dans le fer du transformateur diminuent. Il est donc intéressant de connaître les variations de la valeur efficace V_1 de la tension aux bornes d'un enroulement primaire en fonction de ψ . Le calcul est effectué dans le cas usuel où le courant magnétisant est supérieur au courant du maintien des thyristors.

Les deux demi-ondes positive et négative de la tension v_{1A} étant identiques au signe près, le calcul de V_1 peut être effectué sur une demi-période, par :

$$V_1^2 = \frac{1}{\Pi} \int_0^{\Pi} v_{1A}^2 d\theta$$

Compte-tenu des diverses symétries on obtient :

- pour le premier mode :

$$\begin{aligned} V_1^2 &= \frac{1}{\Pi} \int_{\psi+\Pi/6}^{\Pi/2} v_1^2 d\theta + \frac{2}{\Pi} \int_{\Pi/2}^{\psi+\Pi/2} \left(-\frac{2}{3} v_{BA}\right)^2 d\theta + \frac{1}{\Pi} \int_{\psi+\Pi/2}^{5\Pi/6} v_A^2 d\theta \\ &+ \frac{1}{\Pi} \int_{\psi+5\Pi/6}^{7\Pi/6} v_A^2 d\theta \\ V_1^2 &= \frac{1}{\Pi} \int_{\psi+\Pi/6}^{\Pi/2} v_m^2 \sin^2 \theta d\theta + \frac{1}{\Pi} \int_{\psi+\Pi/2}^{5\Pi/6} v_m^2 \sin^2 \theta d\theta + \frac{1}{\Pi} \int_{\psi+5\Pi/6}^{7\Pi/6} v_m^2 \sin^2 \theta d\theta \\ &+ \frac{8}{3\Pi} \int_{\Pi/2}^{\psi+\Pi/2} v_m^2 \sin^2(\theta-5\Pi/6) d\theta \end{aligned}$$

L'intégration de ces expressions donne :

$$V_1^2 = \frac{V_m^2}{2\Pi} \left[\Pi - \psi/3 - \frac{2}{\sqrt{3}} - \frac{4}{3} \sin^2(\psi - \Pi/3) \right]$$

En ramenant cette tension à V , valeur efficace de la tension aux bornes d'une phase pour $\psi = 0$, on obtient :

$$\frac{V_1}{V} = \sqrt{1 - \frac{2}{\Pi\sqrt{3}} - \frac{\psi}{3\Pi} - \frac{4}{3\Pi} \sin 2(\psi - \Pi/3)}$$

- pour le deuxième mode

$$V_1^2 = \frac{2}{\pi} \int_{\psi+\pi/6}^{5\pi/6} \left(-\frac{2}{3} v_{BA}\right)^2 d\theta = \frac{8}{3\pi} \int_{\psi+\pi/6}^{5\pi/6} v_m^2 \sin^2(\theta-5\pi/6) d\theta$$

$$V_1^2 = \frac{4V_m^2}{3\pi} \left[\frac{2\pi}{3} - \psi + \frac{1}{2} \sin(2\psi - \frac{4\pi}{3}) \right]$$

En valeur réduite :

$$\frac{V_1}{V} = 2 \sqrt{\frac{2}{3} \left| \frac{2}{3} - \frac{\psi}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2(\psi - 2\pi/3) \right|}$$

II.8 COURANT MOYEN DANS LES THYRISTORS

Les pertes dans un thyristor étant de la forme $\Delta U \cdot I_{th}$, ce calcul permet l'évaluation des pertes dans les redresseurs effectuée au chapitre 5.

- Pour le premier mode :

$$I_{Th_{moy}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} \frac{I_c}{m'} d\theta = \frac{I_c}{3m'}$$

- Pour le deuxième mode :

$$I_{Th_{moy}} = \frac{1}{\pi} \int_{\psi+\pi/6}^{5\pi/6} \frac{I_c}{m'} d\theta = \frac{I_c}{m'} \left(\frac{2}{3} - \frac{\psi}{\pi} \right)$$

II.9 RESULTATS - TRACE DES CARACTERISTIQUES

On a représenté sur un même graphique (planche 3.9) les courbes donnant en fonction de l'angle ψ :

- U_c/U_{co} , cette caractéristique de réglage montre comment faire varier ψ pour obtenir une tension redressée U_c donnée.

- I_1/I_{10} ou I_2/I_{20} , à courant continu I_c débité constant. Cette caractéristique montre que les courants dans les bobinages, constants durant tout le premier mode, décroissent très vite jusqu'à zéro pendant le second.

- $(I_1/I_{10})^2$ ou $(I_2/I_{20})^2$ à I_c constant. On voit que dès le deuxième mode, les pertes Joule dans les bobinages décroissent linéairement de leur maximum à zéro.

- f_L . Le facteur de puissance en ligne est celui que l'on obtiendrait en utilisant un simple montage redresseur à thyristors connecté en pont au secondaire du transformateur pendant tout le premier mode, puisqu'il vaut $\frac{3}{\pi} \cos \psi$. Mais dès le second mode, ce facteur de puissance décroît moins vite, puisqu'il y a réduction des courants demandés à la source.

$-V_1/V_{10}$. Cette caractéristique montre que la valeur efficace de la tension appliquée aux bornes d'une phase du transformateur, commence par croître dès qu'on réduit la tension redressée, mais dès que ψ est supérieur à 23° , V_1 devient inférieur à V_{10} et décroît très vite. Dès la fin du premier mode V_1 ne vaut plus que $0,72 V_{10}$. C'est cependant pendant le deuxième mode que la réduction de tension peut entraîner une diminution importante des pertes dans le fer du transformateur.

Afin de caractériser la qualité de l'onde de courant demandée à la source, on a tracé, planche 3.10, les courbes donnant la valeur efficace du fondamental, et des premiers harmoniques (5, 7, 11) de ce courant. On voit que les harmoniques constants pendant le premier mode sont élevés pendant le second. L'intéressante réduction des courants absorbés apparaît avec le deuxième mode alors qu'on a baissé la tension redressée de 50 %, mais elle s'accompagne d'une détérioration importante de la qualité de l'onde de courant.

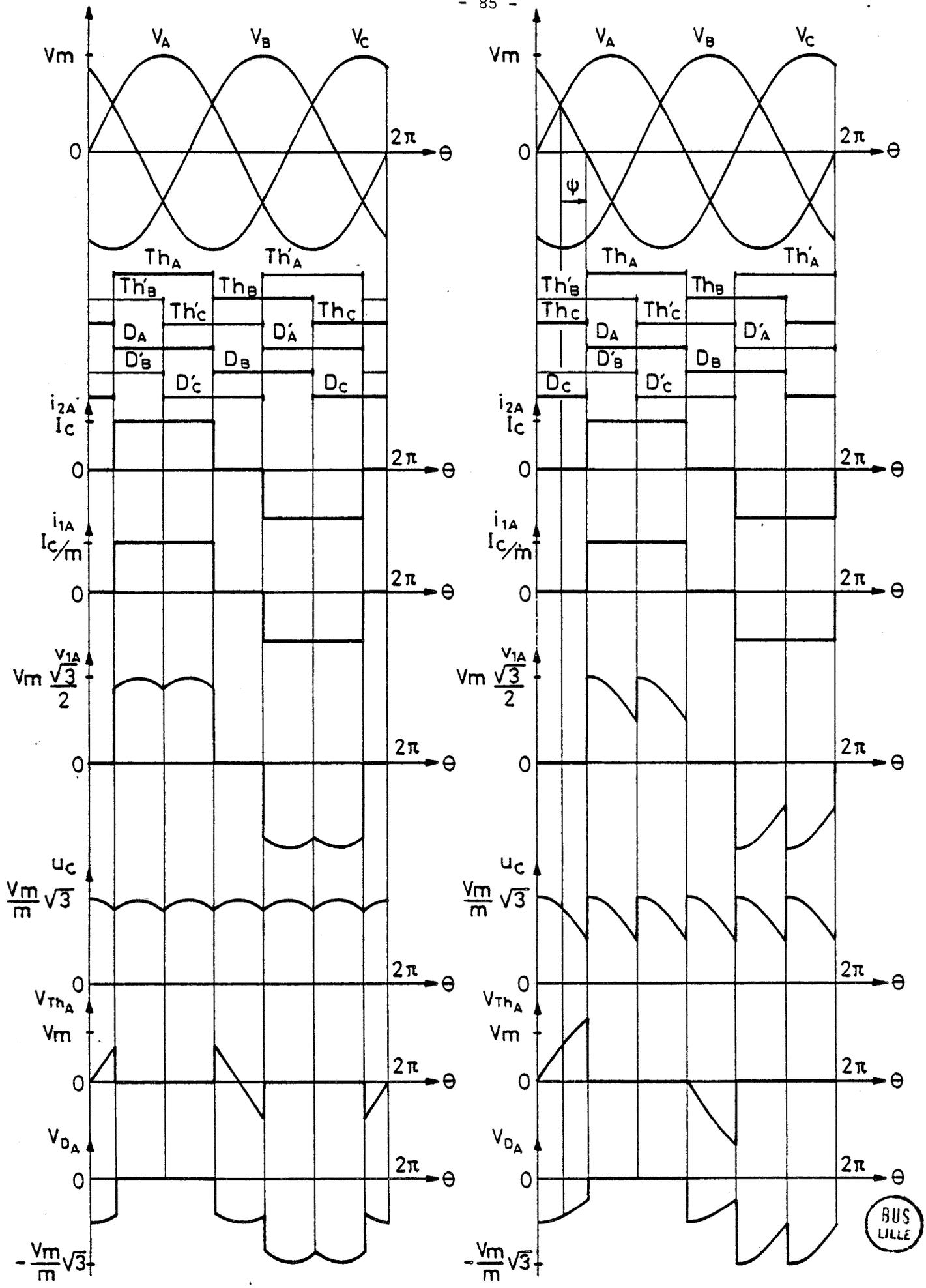
Afin de déterminer les calibres en tension et en courant des redresseurs utilisés dans ce montage, on détermine les valeurs efficaces maxima des courants qui les traversent, et les tensions crêtes appliquées à leurs bornes.

$$\text{Pour les thyristors } I_{th} \text{ efficace max} = \frac{I_c}{m' \sqrt{3}}$$

$$v_{Th} \text{ max} = \frac{3}{\sqrt{2}} V$$

$$\text{Pour les diodes } I_D \text{ efficace max} = \frac{I_c}{\sqrt{3}}$$

$$v_D \text{ max} = \sqrt{6} V/m'.$$

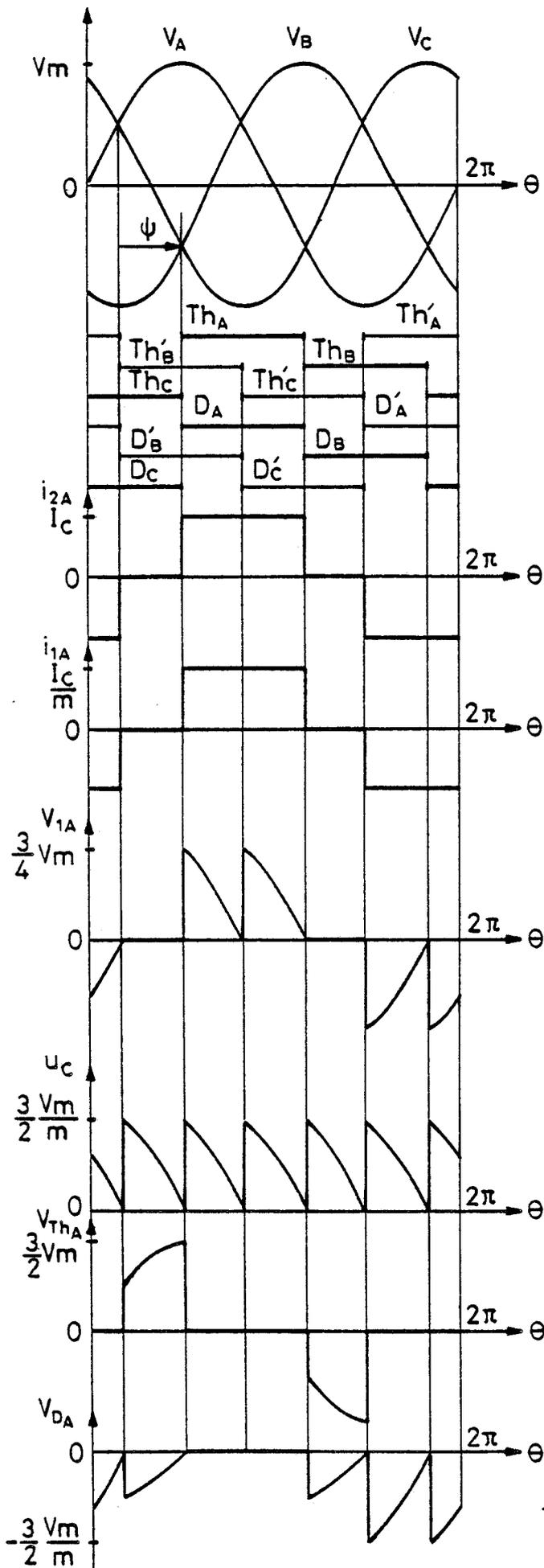


$\psi = 0$

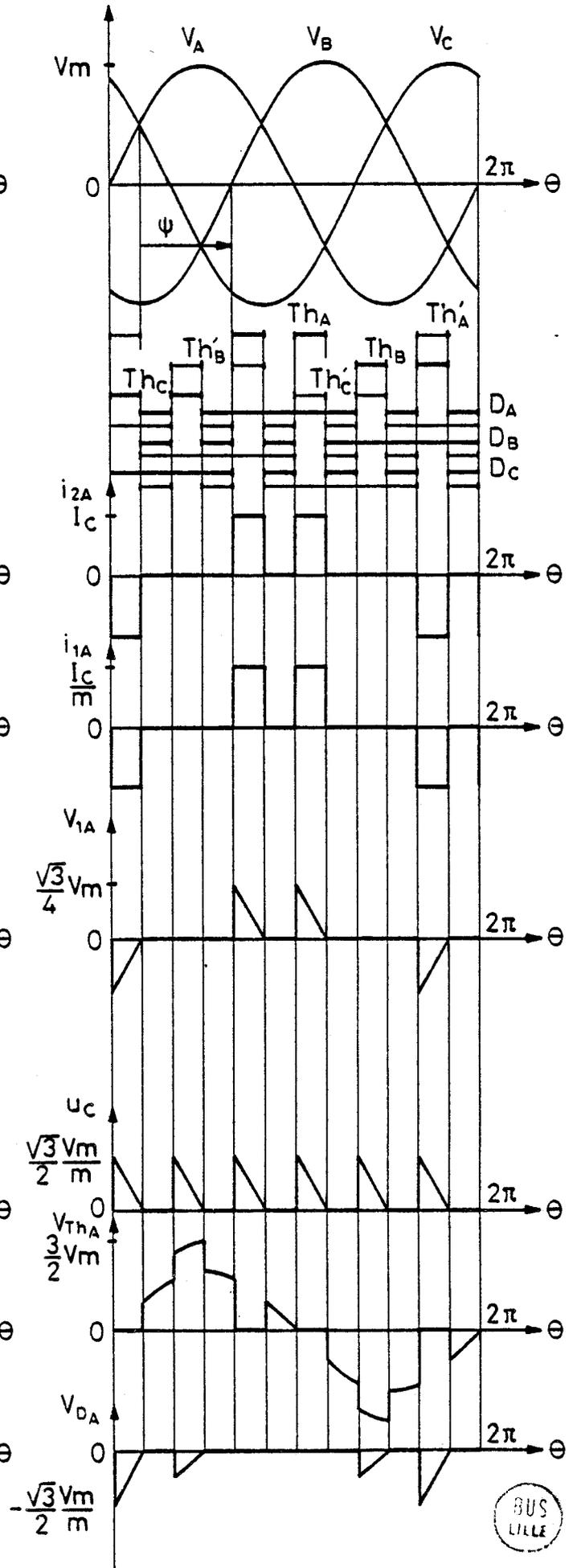
$\psi = \frac{\pi}{6}$ (1^{er} mode)

Planche 3.1





$\psi = \frac{\pi}{3}$ (limite)



$\psi = \frac{\pi}{2}$ (2^{ème} mode)



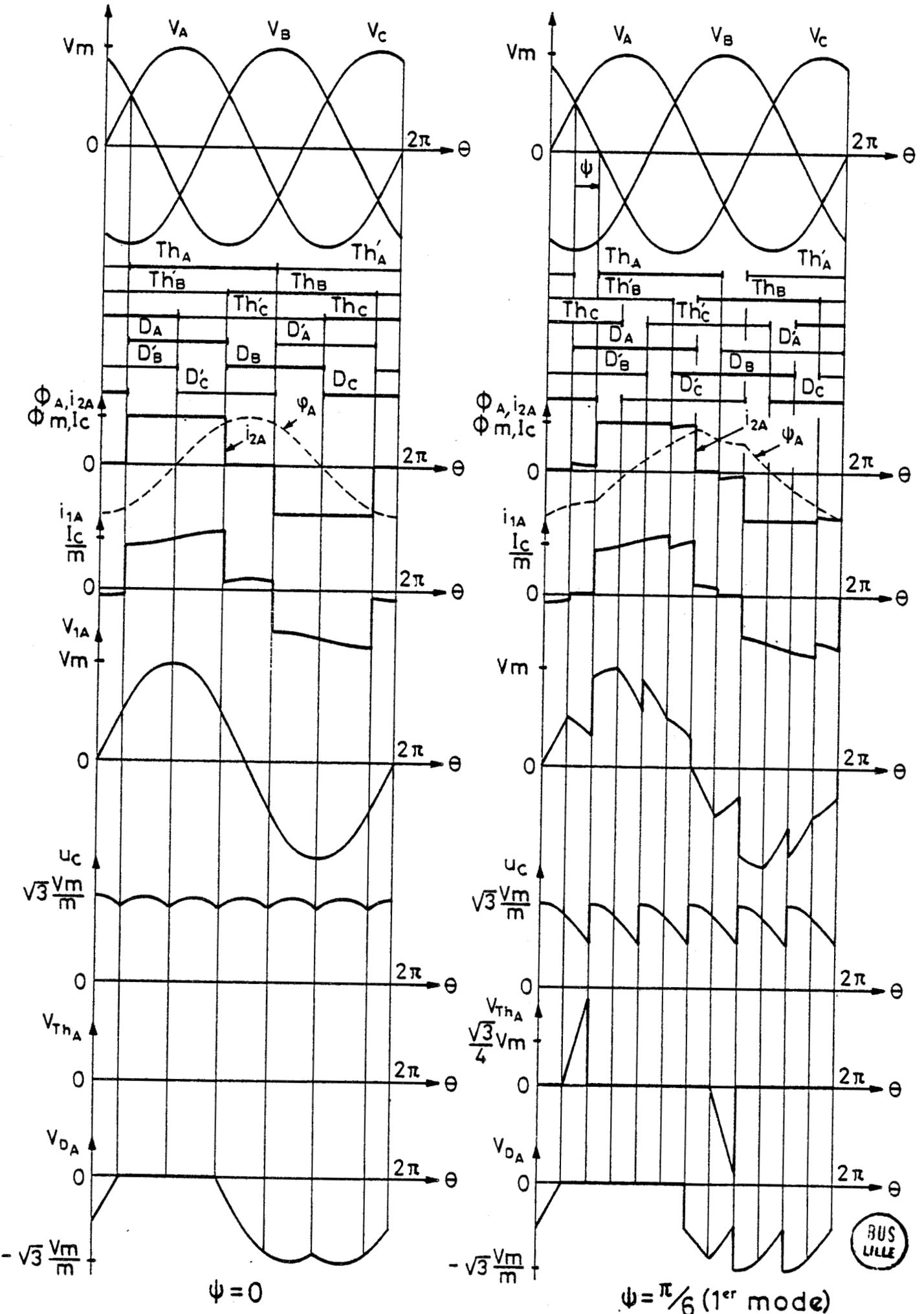
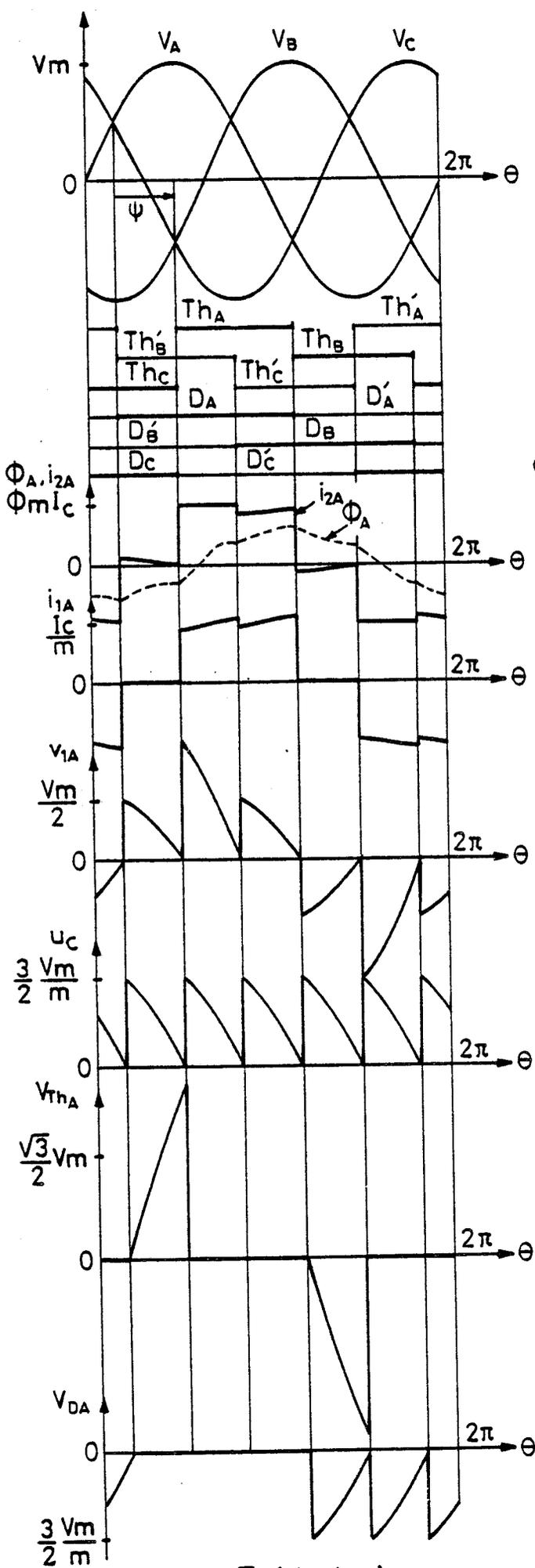
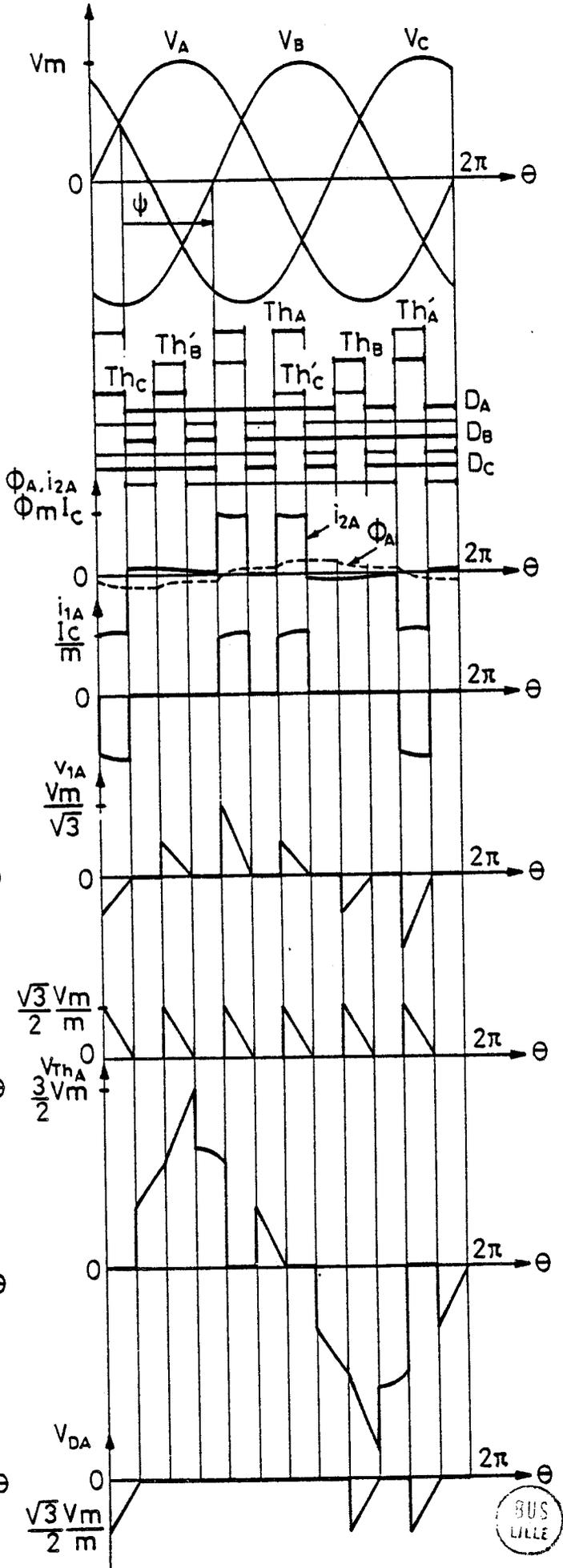


Planche 3.3

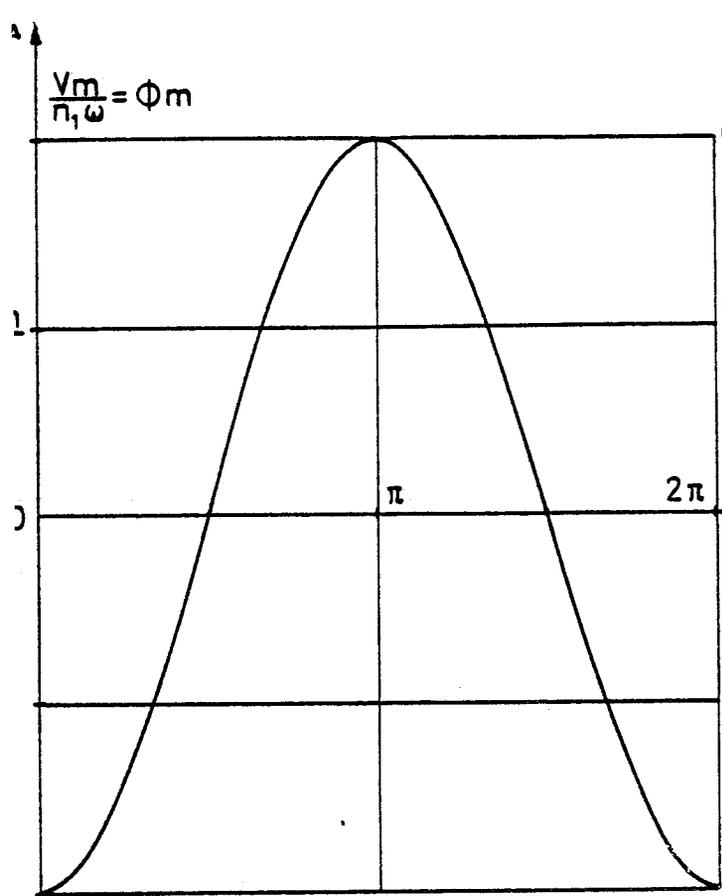


$\psi = \frac{\pi}{3}$ (limite)

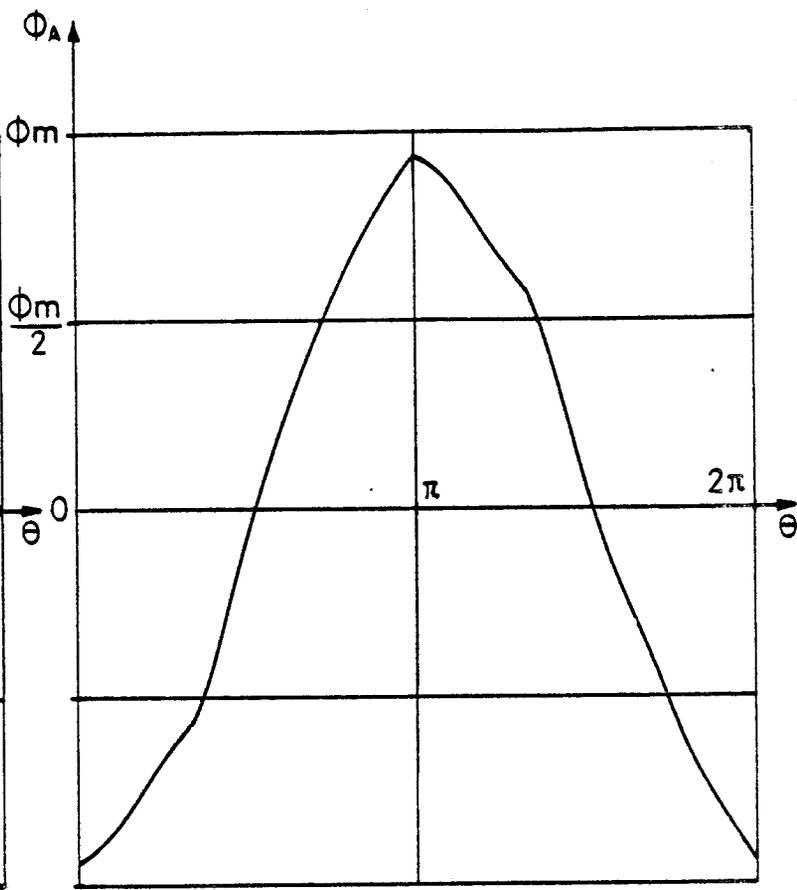


$\psi = \frac{\pi}{2}$ (2^{ème} mode)

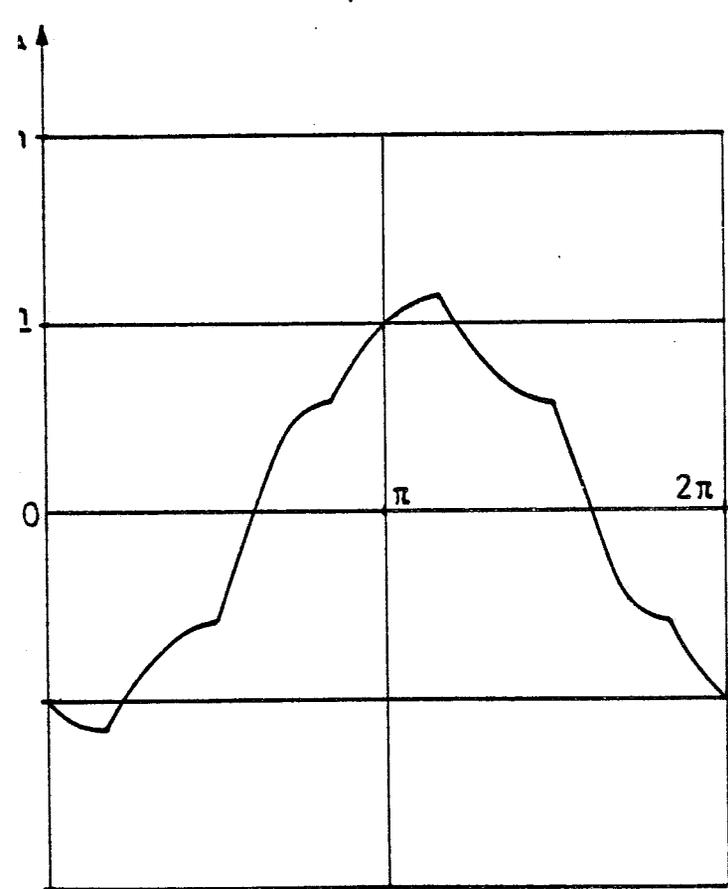




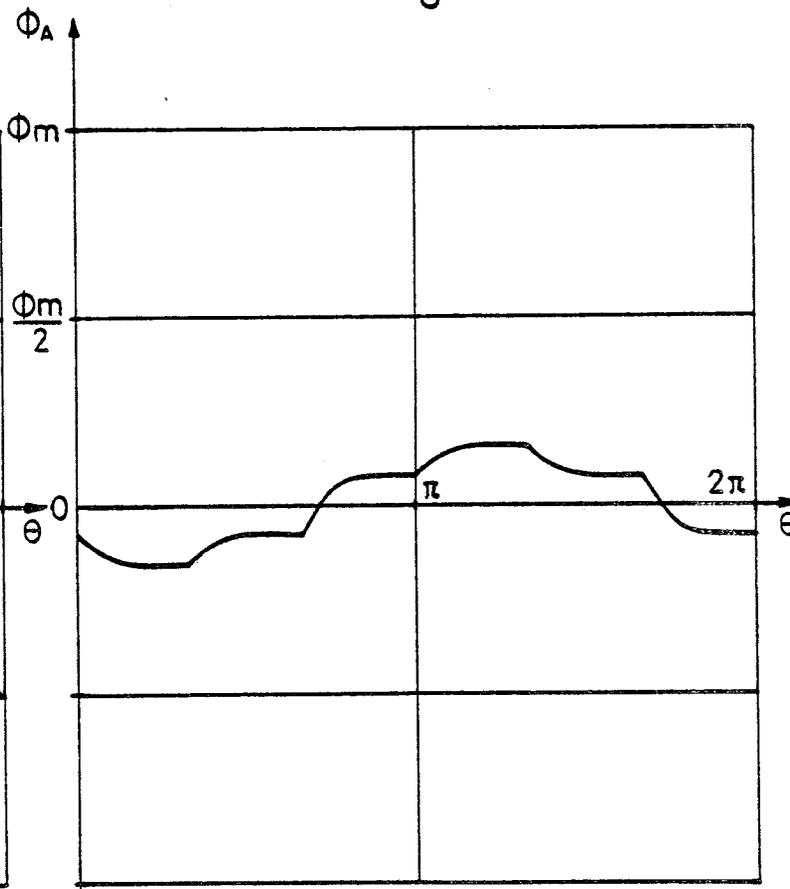
$\psi = 0$



$\psi = \frac{\pi}{6}$

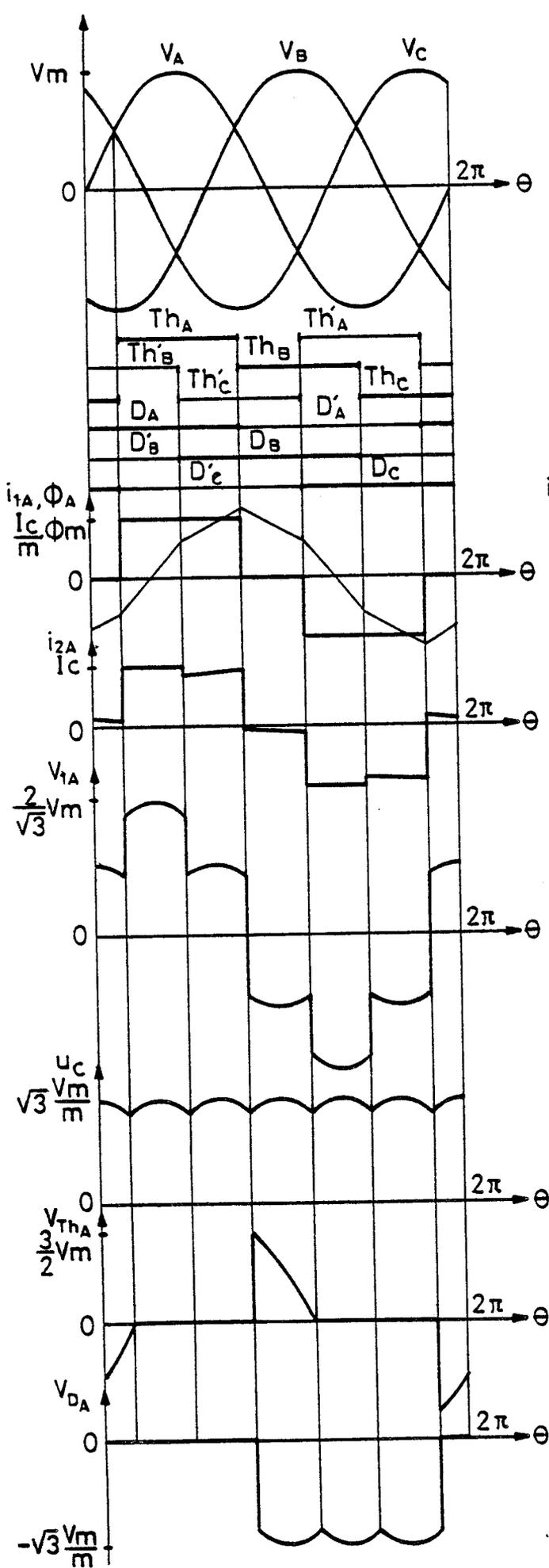


$\psi = \frac{\pi}{3}$

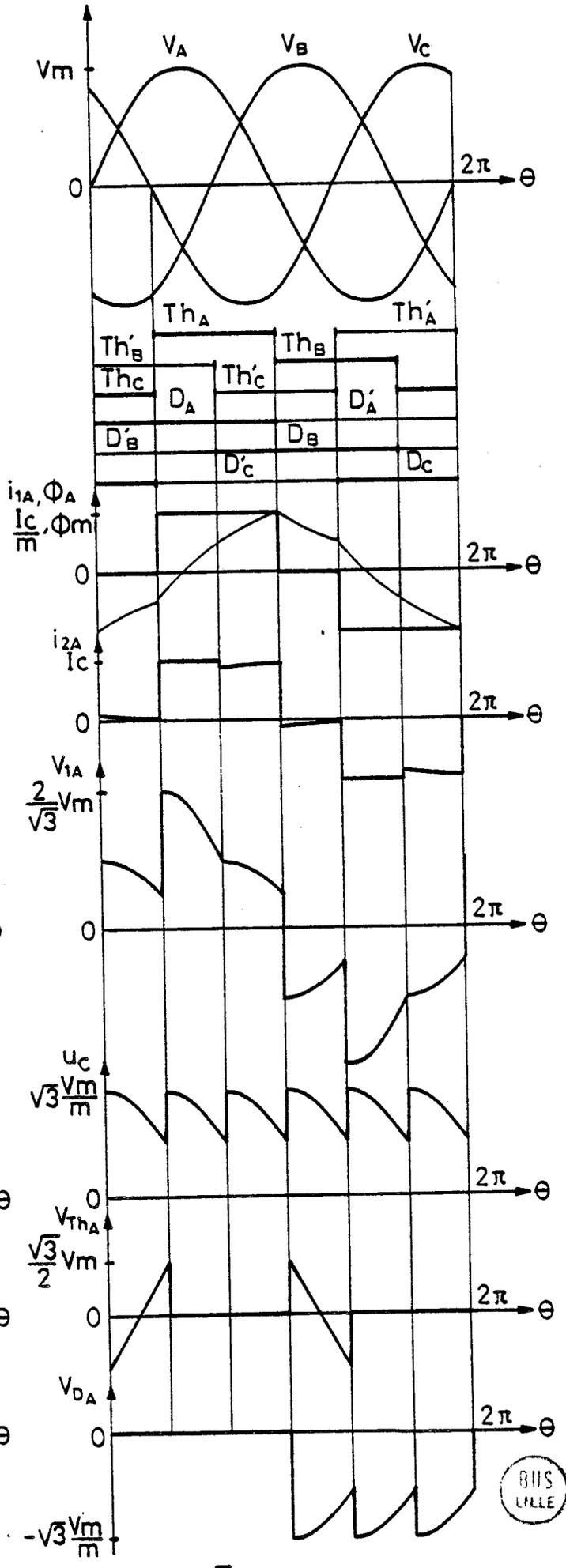


$\psi = \frac{\pi}{2}$



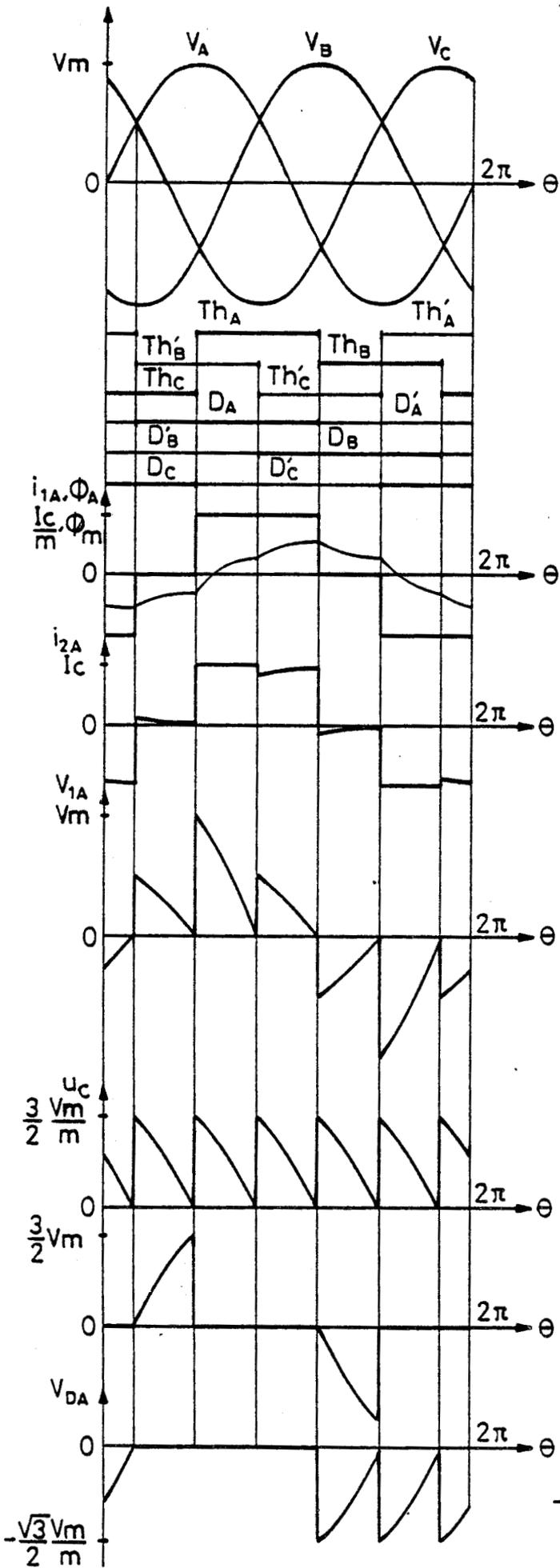


$\psi = 0$

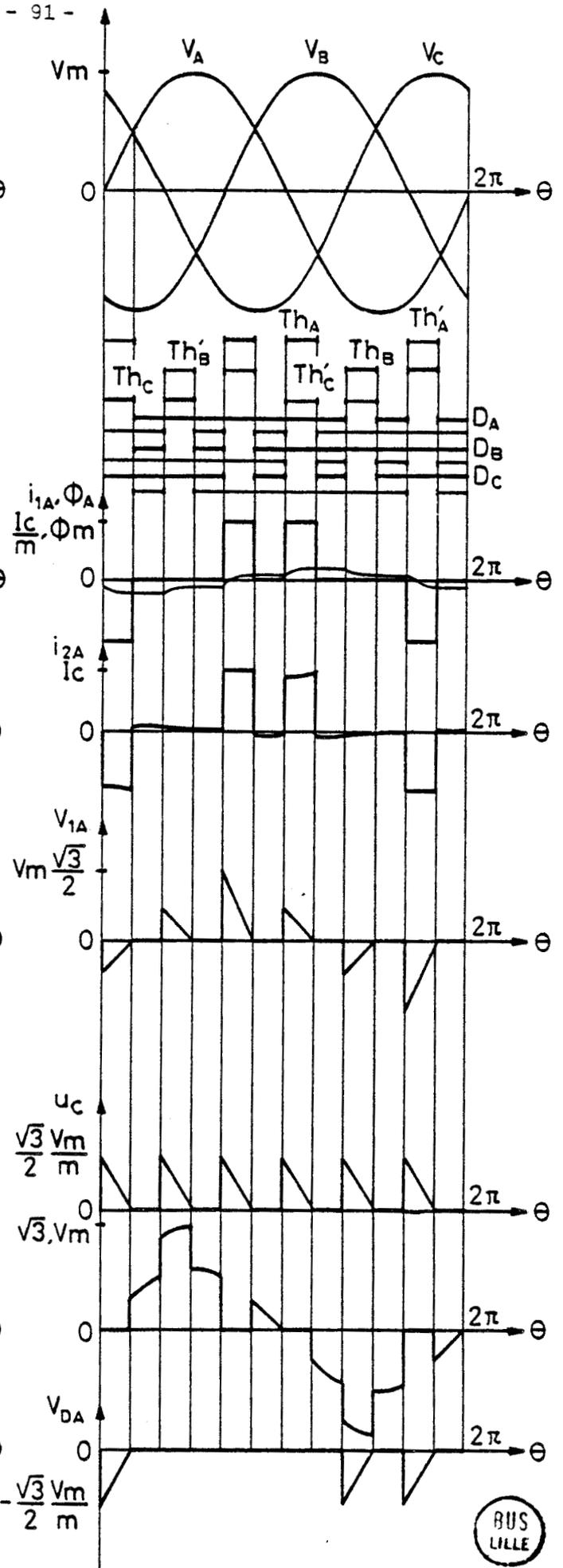


$\psi = \frac{\pi}{6}$ (1^{er} mode)



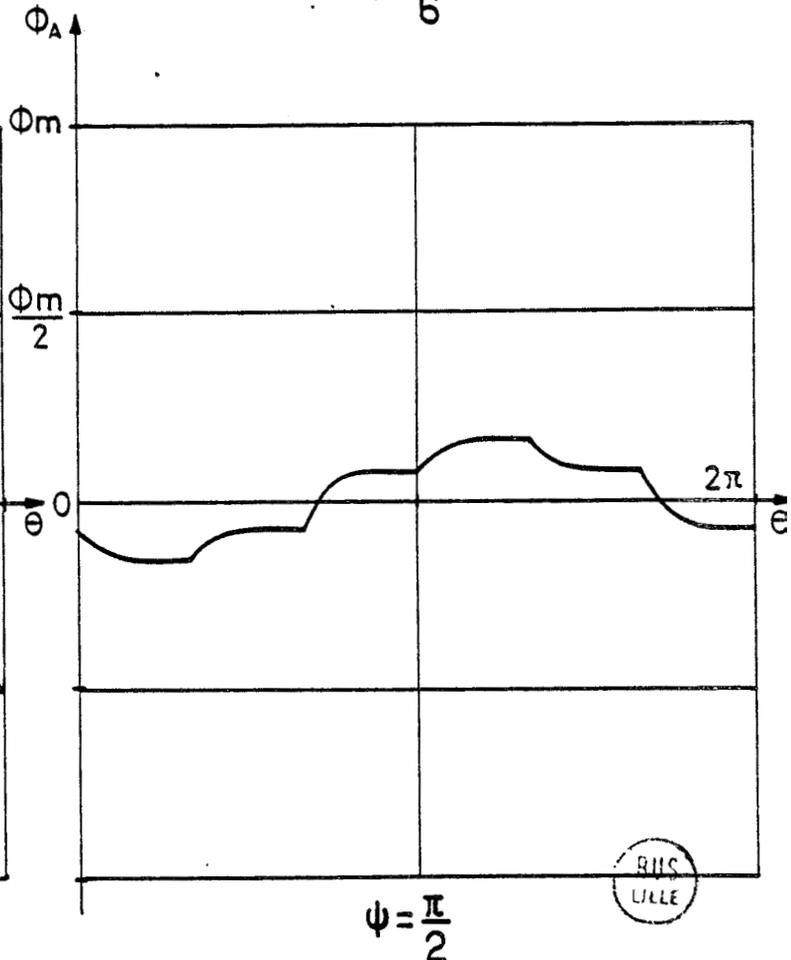
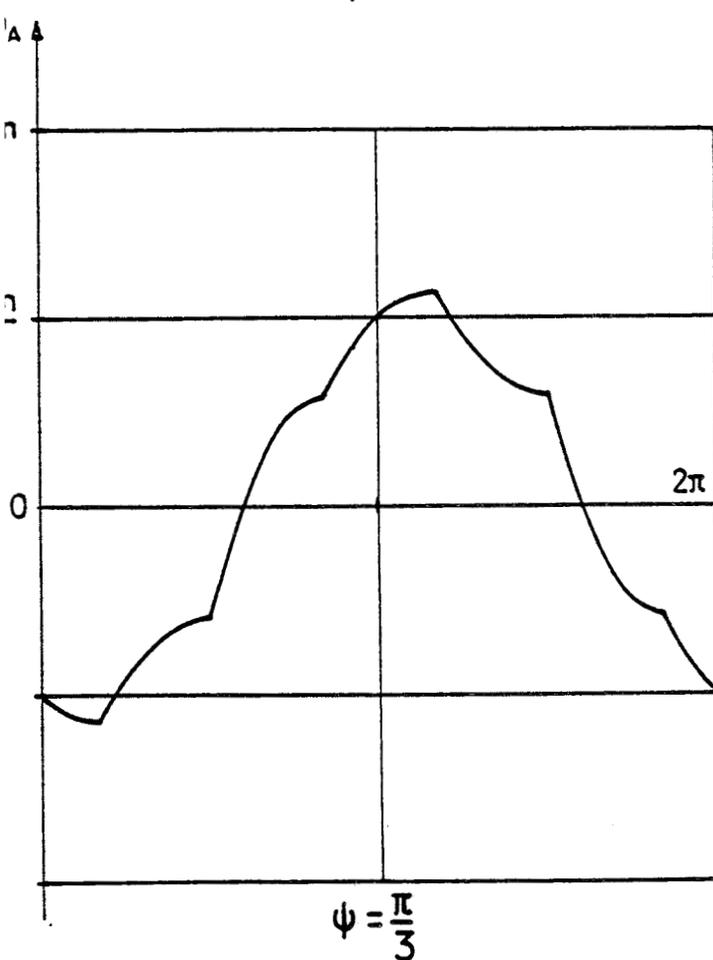
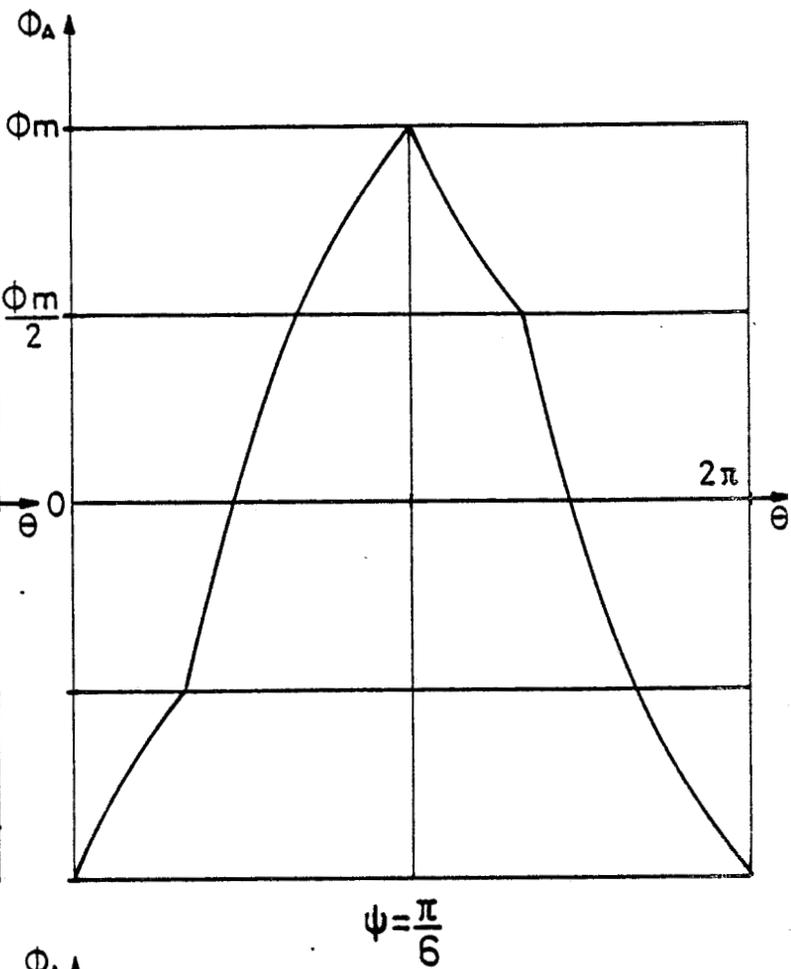
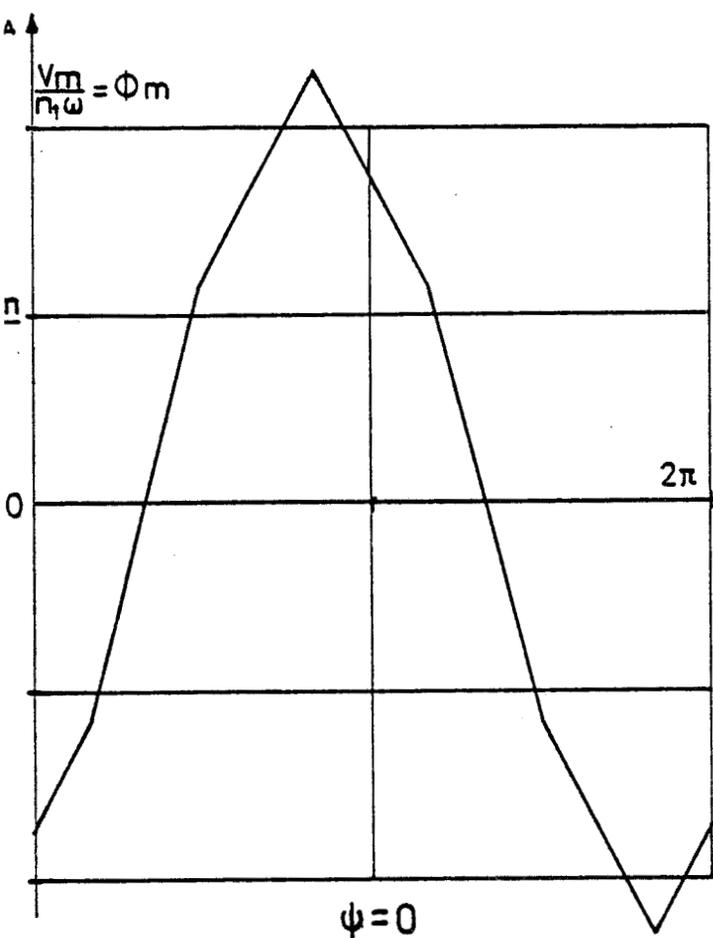


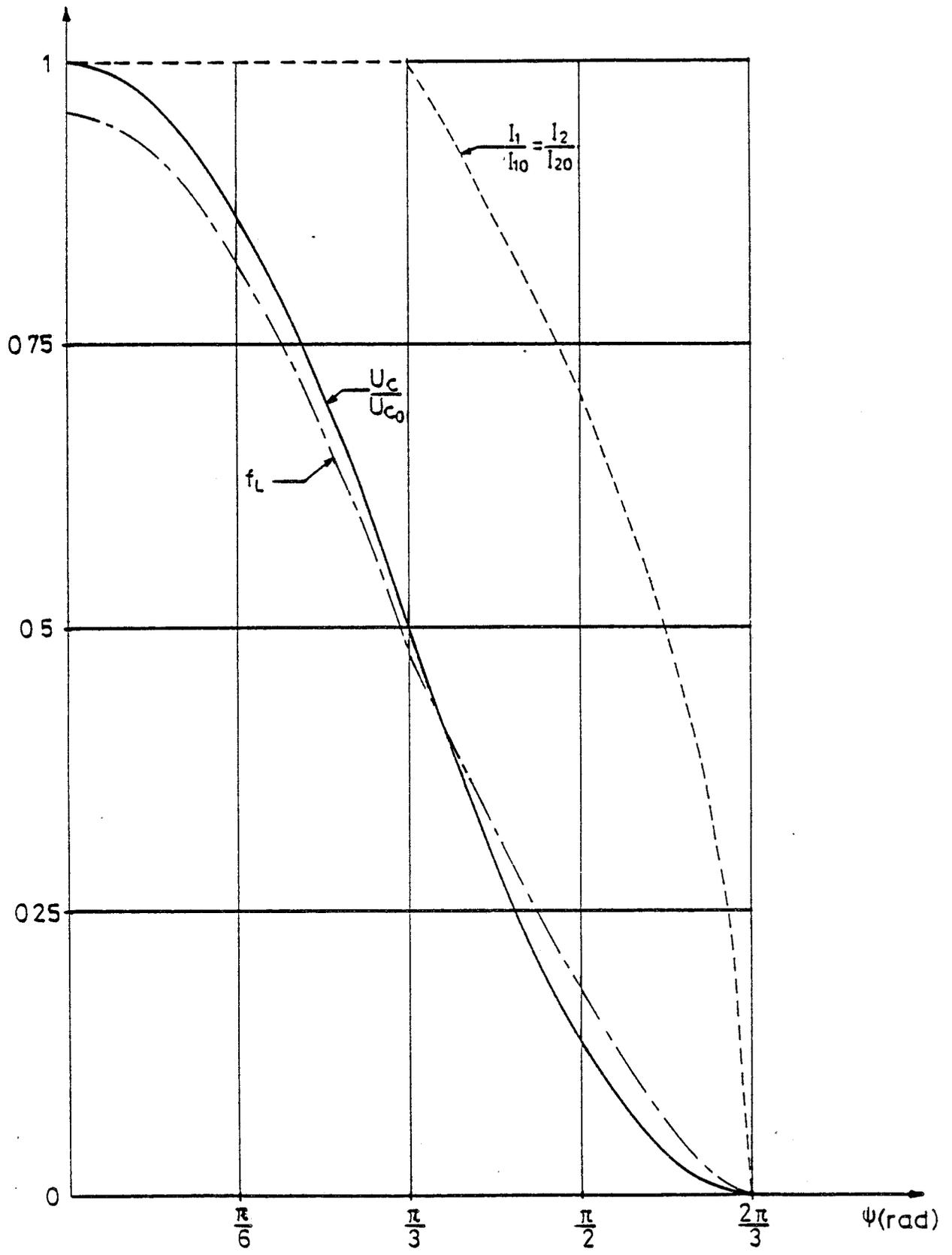
$\psi = \frac{\pi}{3}$ (limite)



$\psi = \frac{\pi}{2}$ (2^{ème} mode)

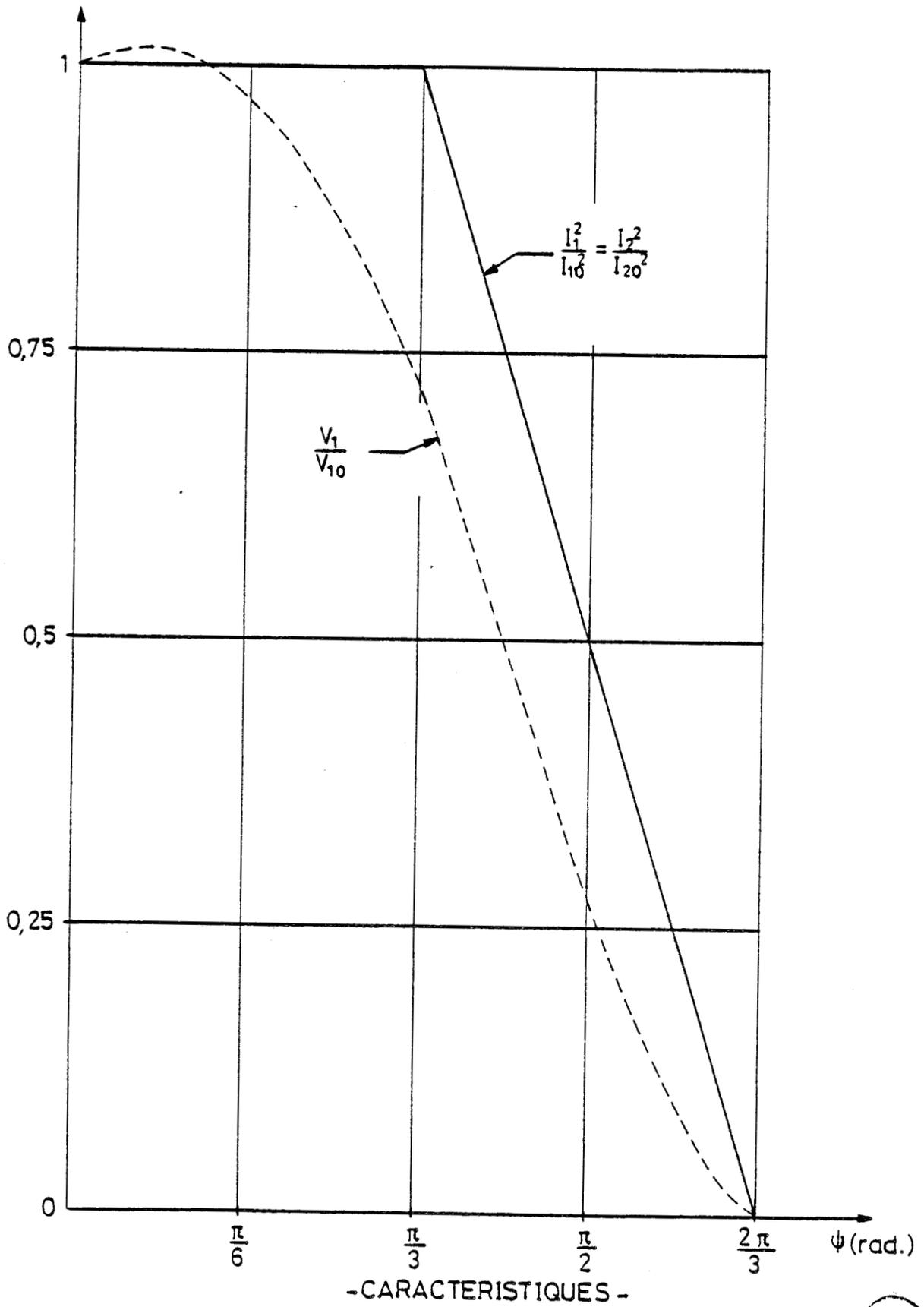






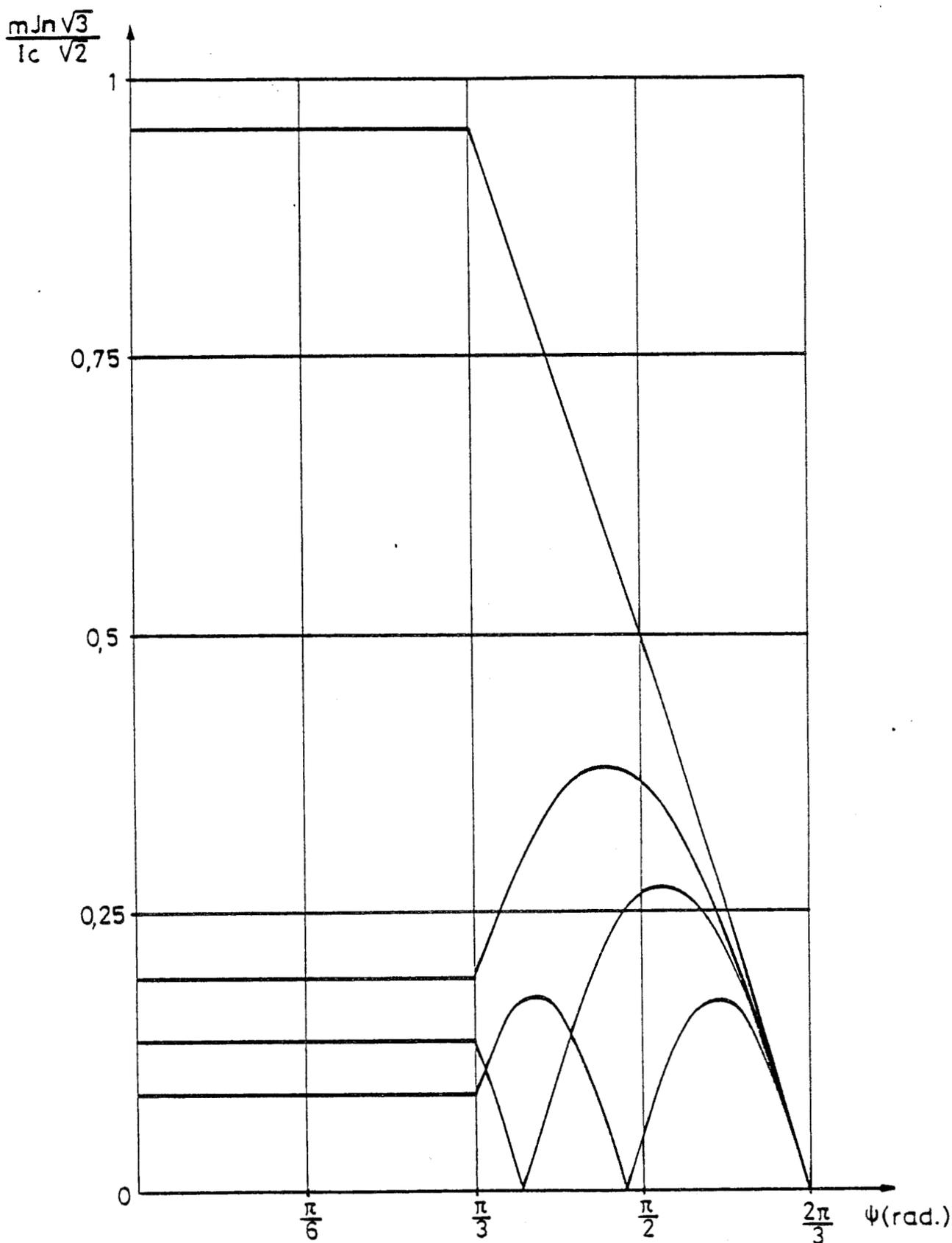
- CARACTERISTIQUES -





- CARACTERISTIQUES -





VALEURS EFFICACES DES HARMONIQUES
DU COURANT EN LIGNE
(MONTAGE Δ - Δ)



CHAPITRE 4

BRANCHEMENT DU GRADATEUR EN AVAL DES PHASES PRIMAIRES DU TRANSFORMATEUR.

- * -

Dans le chapitre précédent, on avait supposé le primaire du transformateur en étoile et le gradateur placé entre celui-ci et la source. Les tensions secondaires étaient redressées par un montage redresseur en pont. Si les enroulements primaires ont leur six bornes sorties, on peut placer le gradateur en aval de ceux-ci. On peut alors brancher les 3 groupes de thyristors soit en étoile, soit en triangle.

I. COUPLAGE DU GRADATEUR EN ÉTOILE.

Le gradateur tout thyristors est placé en aval des enroulements primaires du transformateur, et non plus entre celui-ci et la source (fig. 4.1). Comme dans les montages précédents, les enroulements secondaires voient leurs tensions redressées par un montage en pont à diodes.

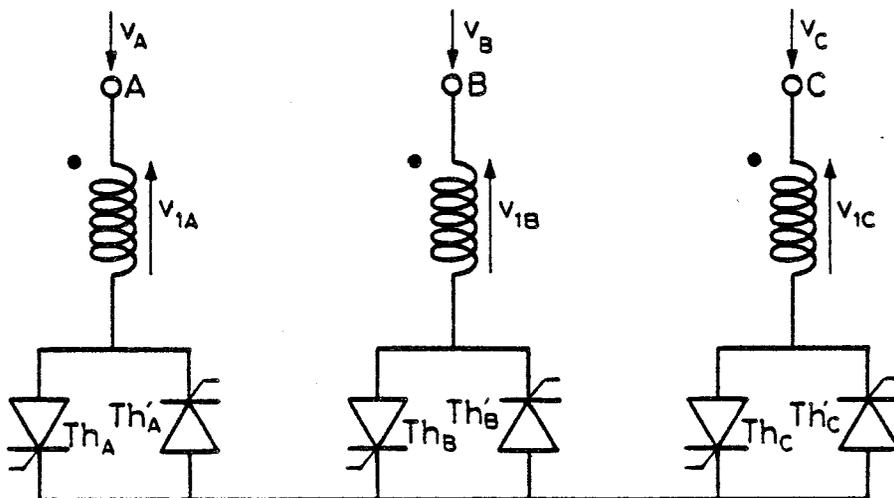


Figure 4.1

Le fonctionnement du montage est identique à celui étudié au chapitre 3, chaque groupe de thyristors étant en série avec un enroulement primaire. Ce changement de disposition peut présenter des avantages pratiques liés au fait que tous les thyristors ont un point commun, en particulier pour les montages de faible puissance la commande peut être simplifiée si on remplace les 6 thyristors par 3 triacs.

II. COUPLAGE DU GRADATEUR EN TRIANGLE.

Si on couple en triangle les 3 groupes de thyristors du gradateur en aval des enroulements primaires du transformateur, le fonctionnement du montage est encore identique à celui étudié au chapitre 3. L'intérêt de cette variante réside dans la simplification des conditions imposées aux signaux de commande et dans la réduction des courants traversant les thyristors.

Il suffit d'examiner le fonctionnement du montage pour voir qu'à ψ donné, les grandeurs relatives au transformateur et au montage redresseur sont inchangées, alors que les courants dans les thyristors sont réduits.

II.1 ETUDE DU FONCTIONNEMENT.

-Le montage et les notations sont donnés figure 4.2.
On désigne toujours par :

$$v_A = V_m \sin \theta, \quad v_B = V_m \sin(\theta - 2\pi/3), \quad v_C = V_m \sin(\theta - 4\pi/3)$$

les tensions simples de la source.

Les thyristors sont débloqués tous les sixièmes de période dans l'ordre suivant :

$$Th_A, - Th'_C, Th_B, Th'_A, Th_C, Th'_B.$$

Le thyristor Th_A est débloqué pour $\theta = \psi$.

Les hypothèses sont celles données au chapitre 3, on limitera l'étude au cas où le courant magnétisant du transformateur permet à lui seul de maintenir en conduction les thyristors, dans ces conditions les tensions primaires et secondaires sont liées par :

$$\frac{v_{1A}}{v_{2A}} = \frac{v_{1B}}{v_{2B}} = \frac{v_{1C}}{v_{2C}} = \frac{n'_1}{n_2} = m' \quad (1)$$

Puisque le circuit magnétique du transformateur est à flux forcé $\phi_A + \phi_B + \phi_C = 0$, il vient donc

$$v_{1A} + v_{1B} + v_{1C} = 0 \quad (2) \quad \text{et} \quad v_{Th_A} + v_{Th_B} + v_{Th_C} = 0. \quad (3)$$

Comme au chapitre 3, il a compensation des Ampère-tours par noyau et on a entre les courants les relations :

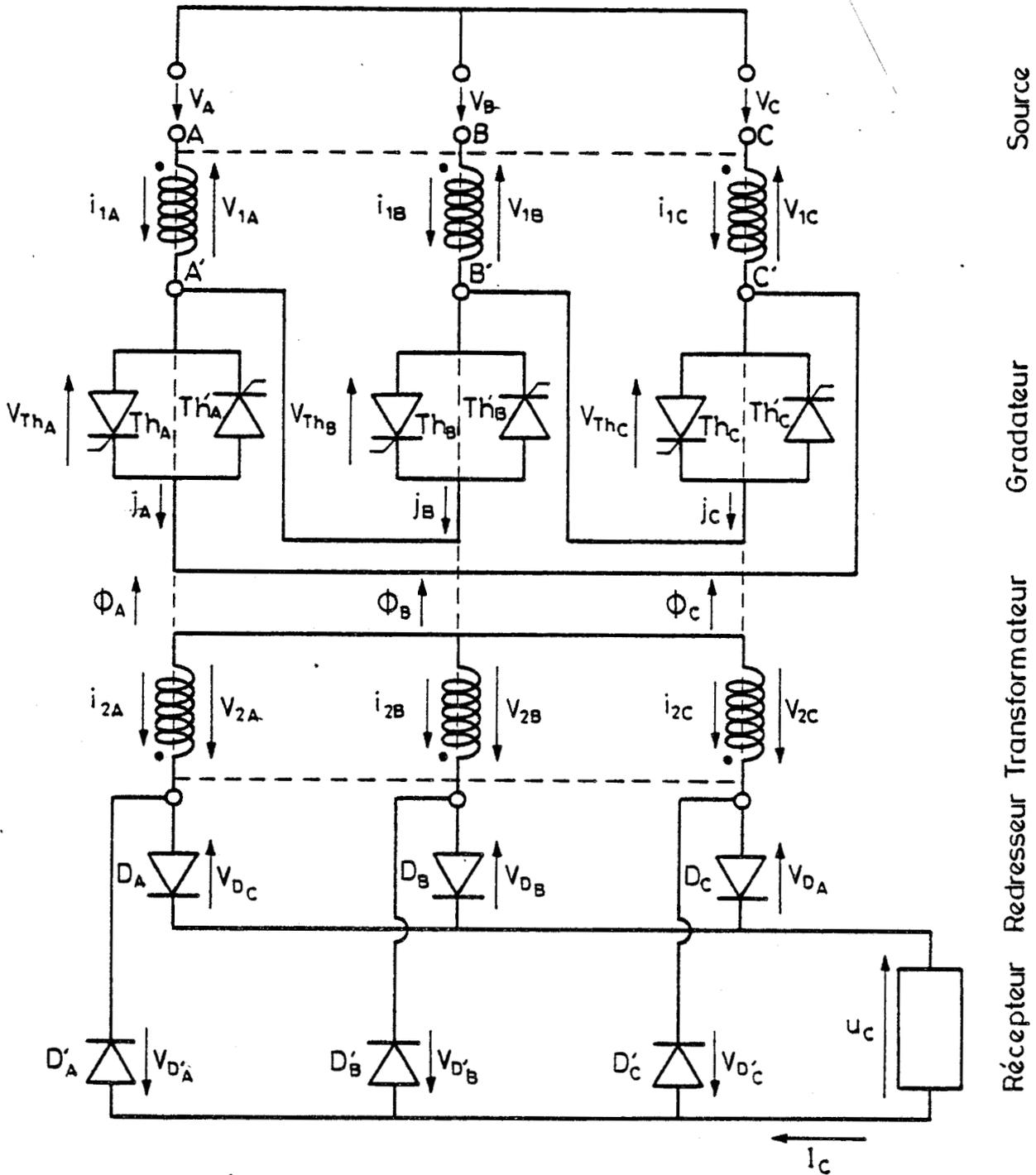


figure 4.2 : SHEMA DU MONTAGE

Source

Gradateur

Transformateur

Récepteur

$$m' i_{1A} - i_{2A} = R\phi_A/n'_2$$

$$m' i_{1B} - i_{2B} = R\phi_B/n'_2 \quad (4)$$

$$m' i_{1C} - i_{2C} = R\phi_C/n'_2$$

En appelant j_A, j_B, j_C les courants dans les groupes de thyristors couplés en triangle, $i_{Th_A}, i_{Th'_A}, i_{Th_B}, i_{Th'_B}, i_{Th_C}, i_{Th'_C}$ les courants dans les thyristors, on obtient :

$$i_{1A} = j_A - j_B$$

$$i_{1B} = j_B - j_C \quad (5)$$

$$i_{1C} = j_C - j_A$$

avec

$$j_A = i_{Th_A} \text{ si } j_A > 0, \quad j_A = i_{Th'_A} \text{ si } j_A < 0$$

$$j_B = i_{Th_B} \text{ si } j_B > 0, \quad j_B = i_{Th'_B} \text{ si } j_B < 0$$

$$j_C = i_{Th_C} \text{ si } j_C > 0, \quad j_C = i_{Th'_C} \text{ si } j_C < 0.$$



-Quand l'angle ψ croit de 0 à $2\pi/3$, deux modes de fonctionnement se succèdent.

- . premier mode, conduction de 2 ou 1 thyristors, débit par 2 ou 3 diodes
- . deuxième mode, conduction de 1 ou 0 thyristor, débit par 3 ou 6 diodes.

-Afin de suivre l'évolution des courants et tensions au cours de la période, et de comparer les formes d'onde avec celles obtenues au chapitre 3, on a tracé pour les mêmes valeurs de ψ , soit $\psi = 0, \psi = \pi/6$ (planche 5.1), $\psi = \pi/3, \psi = \pi/2$ (planche 5.2) les diagrammes de conduction des différents redresseurs et les formes d'onde :

- . des tensions d'alimentation
- . du courant i_{2A} dans une phase secondaire, ainsi que le flux ϕ_A dans le noyau correspondant
- . du courant j_A dans l'ensemble Th_A, Th'_A
- . de la tension v_{1A} aux bornes d'une phase primaire
- . de la tension redressée u_C
- . des tensions v_{Th_A} et v_{D_A} aux bornes des redresseurs.

II.1.1 Premier mode ($0 < \psi < \pi/3$) : Conduction de 2 ou 1 thyristors (planche 4.1) débit de 2 ou 3 diodes.

-Pendant l'intervalle $\psi + \pi/2 < \theta < 5\pi/6$, Th_A , Th'_B , D_A , D'_C conduisent.

La conduction de Th_A et Th'_B porte les points A', B', C', au potentiel du neutre du réseau.

On a donc
$$v_{1A} = v_A, v_{1B} = v_B, v_{1C} = v_C$$

et (1)
$$v_{2A} = v_A/m', v_{2B} = v_B/m', v_{2C} = v_C/m'.$$

Durant cet intervalle v_{2A} est la plus positive des tensions secondaires, et v_{2C} la plus négative.

Les diodes D_A et D'_C conduisent donc et leur conduction entraine ou confirme le blocage des autres diodes. On a donc :

$$v_{D_A} = 0, \quad v_{D_B} = v_{2B} - v_{2A} = v_{BA}/m' < 0,$$

$$v_{D_C} = v_{2C} - v_{2A} = -v_{AC}/m' < 0,$$

$$v_{D'_C} = 0, \quad v_{D'_A} = v_{2C} - v_{2A} = -v_{AC}/m' < 0,$$

$$v_{D'_B} = v_{2C} - v_{2B} = -v_{BC}/m' < 0$$

Aux bornes des ensembles de thyristors on a $v_{Th_A} = v_{Th_B} = 0$ puisque Th_A et Th'_B conduisent, et $v_{Th_C} = 0$ d'après (3).

La tension redressée est égale à $v_{2A} - v_{2C}$, donc $u_c = v_{AC}/m' > 0$.

Les diodes D_A et D'_C , seules conductrices écoulent le courant continu I_c , on a donc..

$$i_{2A} = -i_{2C} = I_c \text{ et } i_{2B} = 0$$

Les équations de compensation des Ampères-tours (4) donnent les courants en ligne :

$$i_{1A} = I_c/m' + R\phi_A/n'_1$$

$$i_{1B} = \frac{R}{n'_1} \phi_B$$

$$i_{1C} = -I_c/m' + R\phi_C/n'_1$$

Puisque les thyristors Th_C et Th'_C sont bloqués, les équations (5) donnent les courants dans les ensembles de thyristors.

$$j_A = -i_{1C} = I_c/m' - \frac{R}{n'_1} \phi_c$$

$$j_B = i_{1B} = R\phi_B/n'_1$$

$$j_C = 0$$

Puisque $R\phi_c/n'_1$ est faible devant I_c/m' , j_A est positif, donc $j_A = i_{Th_A}$ ce qui vérifie la conduction de Th_A .

Le fonctionnement est bien celui qui vient d'être décrit à condition que ϕ_B , donc j_B soit négatif, afin que ce soit Th'_B qui écoule j_B . Il est donc nécessaire de déterminer le signe de ϕ_B . Le calcul des flux nécessite la connaissance de l'état magnétique du transformateur à l'instant où $\theta = \psi$, il faut supposer Th'_B conducteur pendant l'intervalle $(\psi + \Pi/2, 5\Pi/6)$, analyser le fonctionnement durant un sixième de période, et compte-tenu des symétries, vérifier la validité de cette hypothèse.

-A l'instant où $\psi = 5\Pi/6$, la tension $v_{D_B} = v_{BA}/m'$ aux bornes de D_B bloquée s'annule pour devenir positive. La diode D_B se met à conduire.

Si la conduction de D_B entraînerait le blocage de D_A , D_B écoulerait seule le courant I_c , on aurait donc $i_{2B} = I_c$, $i_{2A} = 0$ et $i_{2C} = -I_c$.

Les relations (4) donneraient :

$$i_{1A} = R\phi_A/n'_1$$

$$i_{1B} = I_c/m' + R\phi_B/n'_1$$

$$i_{1C} = -I_c/m' + R\phi_c/n'_1$$

Les relations (5) donneraient $i_{Th_C} = -\frac{I_c}{m'} + \frac{R}{n'_1}(\phi_c - \phi_A)$, ce qui suppose la conduction de Th'_C . Ce thyristor ne recevant son impulsion de déblocage que pour $\theta = \psi + 5\Pi/6$, dès que θ devient supérieur à $5\Pi/6$, les diodes D_A et D_B se mettent à conduire simultanément.

Le débit simultanée de D_A et D_B entraîne l'égalité des tensions v_{2A} et v_{2B} , donc celle des tensions v_{1A} et v_{1B} , les points A', B', C' ne peuvent plus être équipotentiels, Th'_B se bloque et seul Th_A reste passant.

-Pendant l'intervalle $5\pi/6 < \theta < \psi + 5\pi/6$, Th_A , D_A , D_B , D'_C conduisent.
Puisque Th_A est le seul thyristor passant, $j_B = j_C = 0$, $i_{1A} = -i_{1C} = j_A$ et $i_{1B} = 0$.

Les diodes D'_A , D'_B et D_C étant bloquées, $i_{2C} = -I_C$ et $i_{2A} + i_{2B} = I_C$.

Les équations (4) donnent les courants primaires :

$$i_{1A} = -i_{1C} = I_C/m' - R\phi_C/n'_1, \quad i_{1B} = 0,$$

d'où les expressions des courants secondaires :

$$i_{2A} = I_C - R(\phi_A + \phi_C)/n'_2 = I_C + R\phi_B/n'_1$$

$$i_{2B} = -R\phi_B/n'_2$$

$$i_{2C} = -I_C$$

Ce fonctionnement n'existe que si le courant $-R\phi_B/n'_2$ qui circule dans le circuit formé par les enroulements secondaires des phases B et A est positif, assurant la conduction de D_B , la magnétisation des noyaux et l'égalité des tensions v_{2A} et v_{2B} .

Avec ces hypothèses, on tire l'expression des tensions aux bornes des enroulements :

$$v_{1A} - v_{1C} = v_A - v_C \quad \text{et puisque} \quad v_{1A} = v_{1B} \quad \text{et} \quad v_{1A} + v_{1B} + v_{1C} = 0$$

Il vient
$$v_{1A} = v_{1B} = v_{AC}/3 \quad \text{et} \quad v_{1C} = -2v_{AC}/3.$$

Les tensions aux bornes des redresseurs valent :

$$v_{Th_A} = 0; \quad v_{Th_B} = -v_{1B} + v_B - v_A + v_{1A} = v_{BA};$$

$$v_{Th_C} = -v_{Th_B} = -v_{BA};$$

$$v_{D_A} = v_{D_B} = v_{D'_C} = 0; \quad v_{D'_A} = v_{D'_B} = v_{D_C} = -v_{2A} + v_{2C} = -v_{AC}/m < 0.$$

La tension redressée u_c vaut alors $u_c = v_{2A} - v_{2C} = v_{AC}/m > 0$.

Connaissant les expressions des tensions pendant tous les intervalles qui marquent la période, on peut tirer celles des flux dans le circuit magnétique du transformateur, mais de l'identité des formes d'onde des tensions aux bornes des enroulements dans ce montage (planche 5.1) et dans celui étudié au chapitre 3 (planche 3.3), on tire celle des flux.

Dans l'intervalle $(\psi + \pi/2, 5\pi/6)$, les flux ϕ_A , ϕ_B et ϕ_C sont donnés par :

$$\phi_A = -\frac{V_m}{n_1' \omega} \cos \theta + \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_m}{n_1' \omega} (\cos \psi - 1)$$

$$\phi_B = \frac{V_m}{n_1' \omega} \cos (\theta - 5\pi/3) + \frac{V_m}{\sqrt{3} n_1' \omega} (1 - \cos \psi)$$

$$\phi_C = \frac{V_m}{n_1' \omega} \cos (\theta - \pi/3) + \frac{V_m}{\sqrt{3} n_1' \omega} (1 - \cos \psi)$$

ϕ_B est négatif dans cet intervalle, ce qui confirme la conduction de Th_B' .

Dans l'intervalle $(5\pi/6, \psi + 5\pi/6)$, le flux ϕ_B a pour expression

$$\phi_B = -\frac{V_m}{\sqrt{3} n_1' \omega} [\cos (\theta - \pi/6) + \cos \psi + 1],$$

ϕ_B étant négatif, le courant $i_{2B} = -R\phi_B/n_2'$ est écoulé par la diode D_B , et assure la continuité du flux dans le noyau B.

-A l'instant où $\theta = \psi + 5\pi/6$, une impulsion de déblocage est envoyée sur Th_C' . La tension à ses bornes, égale à $-v_{Th_C} = v_{BA}$ étant positive, ce thyristor se met à conduire. La conduction simultanée de Th_A et Th_C' porte les points A', B' C' au potentiel du neutre du réseau. On a donc à nouveau :

$$v_{1A} = v_A, \quad v_{1B} = v_B, \quad v_{1C} = v_C.$$

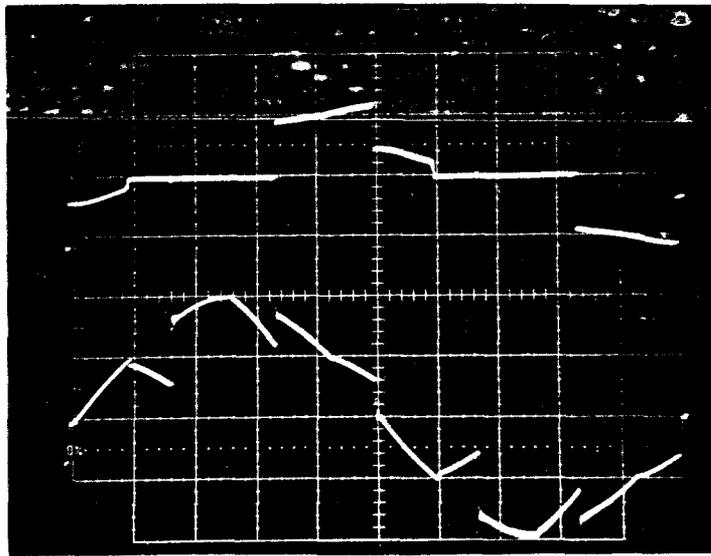
Les tensions secondaires v_{2B} et v_{2C} étant respectivement la tension secondaire la plus positive et la plus négative, les diodes D_B et D_C' conduisent entraînant le blocage des autres diodes.

Th_A , Th_C' , D_B et D_C' sont les seuls redresseurs passants, on retrouve un régime à deux thyristors et deux diodes passants, analogue à celui rencontré un sixième de période plus tôt.

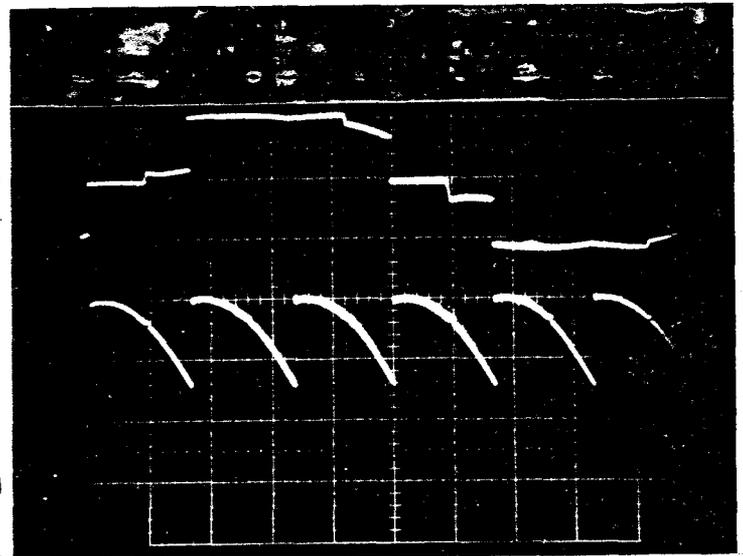
Ce mode de fonctionnement cesse quand disparaît la possibilité de conduction simultanée de 2 thyristors. La valeur limite de ψ est obtenue quand au déclenchement de Th_A , Th_B' cesse de conduire. Ce thyristor se bloquant dès la mise en conduction de D_B obtenue pour $\theta = 5\pi/6$, et Th_A étant amorcé pour $\theta = \psi + \pi/2$, la valeur de ψ maximum correspondant à un premier mode est obtenue pour $\psi + \pi/2 = 5\pi/6$ soit $\psi = \pi/3$.

Pour $\psi > \pi/3$, on passe au deuxième mode caractérisé par la conduction de 1 ou 0 thyristor et le débit simultané de 3 ou 6 diodes.

On a reproduit ci-dessous les photographies des relevés oscillographiques du courant j_A dans le groupe de 2 thyristors $Th_A - Th'_A$, de la tension primaire, du courant secondaire et de la tension redressée pour $\psi = \pi/6$. Ces relevés ont été effectués sur un convertisseur réalisé avec les mêmes éléments que celui décrit au chapitre 3.



Courant dans $Th_A - Th'_A$
Tension primaire



Courant secondaire
Tension redressée.

II.1.2 Deuxième mode ($\pi/3 < \psi < 2\pi/3$) : conduction de 1 ou 0 thyristor (pl. 4.2) débit de 3 ou 6 diodes

-Pendant l'intervalle $\psi + \pi/2 < \theta < 7\pi/6$, Th_A , D_A , D_B et D'_C conduisent. Le fonctionnement du montage est identique, pendant cet intervalle, à celui trouvé au premier mode pour $5\pi/6 < \theta < \psi + 5\pi/6$, puisque les mêmes redresseurs sont conducteurs. La configuration du montage est inchangée, les expressions des tensions et des courants sont celles données dans le deuxième intervalle du premier mode.

-A l'instant où $\theta = 7\pi/6$, la tension commune $-v_{AC}/m$ aux bornes des diodes bloquées s'annule et tend à devenir positive. Les 6 diodes du montage redresseur se mettent à conduire simultanément, rendant égales les tensions aux bornes des 3 bobinages secondaires. Les tensions primaires deviennent, elles aussi, égales ce qui bloque le thyristor Th_A et ouvre le circuit des phases primaires.

-Pendant l'intervalle $7\pi/6 < \theta < \psi + 5\pi/6$, tous les thyristors sont bloqués et toutes les diodes passantes. Les tensions aux bornes des enroulements, la tension redressée v_c , et les tensions aux bornes des diodes sont nulles. Les tensions aux bornes des thyristors sont égales aux tensions composées de la source

$$v_{Th_A} = v_{AC} ; v_{Th_B} = v_{BA} ; v_{Th_C} = v_{CB}$$

Les courants dans les phases primaires sont tous nuls puisque les thyristors sont bloqués.

Les relations (4) donnent :

$$i_{2A} = - R\phi_A/n'_2$$

$$i_{2B} = - R\phi_B/n'_2$$

$$i_{2C} = - R\phi_C/n'_2$$

Les phases secondaires ne sont donc traversées que par les faibles courants nécessaires à la circulation et à la continuité du flux dans le circuit magnétique.

Le courant continu I_c provenant du récepteur supposé infiniment inductif se partage dans chacun des C_2 groupes de 3 diodes, et chacune d'elles est traversée par $I_c/3$.

Les expressions des flux se déduisent de celles données au chapitre précédent, on obtient :

$$\phi_A = \frac{2V_m}{\sqrt{3} n'_1} \left[1 - \sin(\psi - \pi/6) \right] > 0$$

$$\phi_C = \phi_B = \frac{-V_m}{\sqrt{3} n'_1 \omega} \left[1 - \sin(\psi - \pi/6) \right] < 0$$

Il vient $\phi_A = -2\phi_B = -2\phi_C$, donc $i_{2B} = i_{2C} = -i_{2A}/2 > 0$.

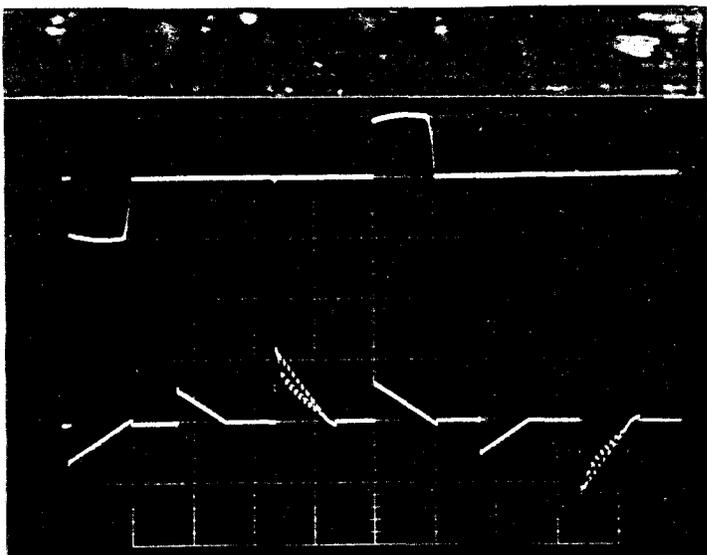
-A l'instant où $\theta = \psi + 5\pi/6$, une impulsion de déclenchement est envoyée sur Th'_C . La tension à ses bornes $-v_{Th'_C} = -v_{CB}$ étant positive, ce thyristor se met à conduire. Les diodes D_B et D'_C écoulent alors le courant principal et D'_B et D_C se bloquent. Juste avant le déclenchement du thyristor Th'_C , le courant magnétisant i_{2A} était négatif, à la commutation puisque i_{1A} reste nul et que le flux dans le noyau N_A ne peut subir de discontinuité, la diode D'_A continue à écouler un courant magnétisant négatif et la diode D_A se bloque.

On retrouve donc un fonctionnement à un seul thyristor et trois diodes conducteurs analogue à celui rencontré un sixième de période plus tôt.

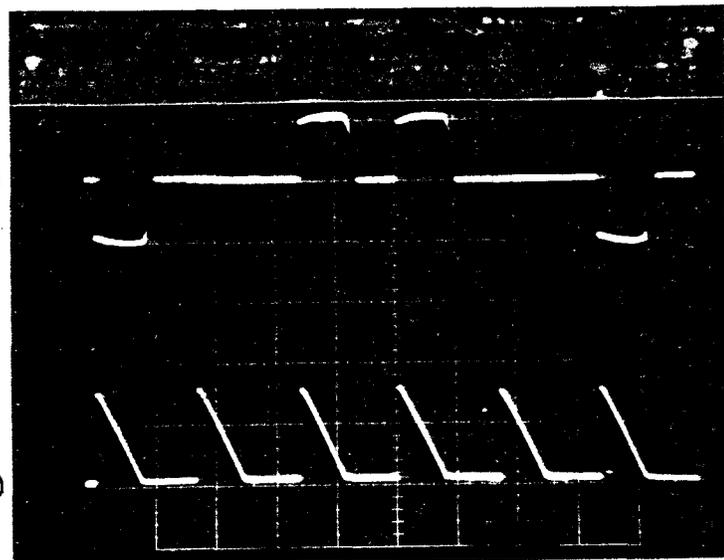
Ce mode de fonctionnement cesse quand le thyristor Th'_C n'a plus sa tension anodique positive quand on lui envoie son impulsion de déblocage pour $\theta = \psi + 5\pi/6$. Or cette tension, égale à $-v_{CB}$, s'annule pour $\psi = 3\pi/2$.

La valeur limite de ψ est donc obtenue pour $\psi + 5\pi/6 = 3\pi/2$ soit $\psi = 2\pi/3$. Pour les valeurs de ψ supérieures à $2\pi/3$, les thyristors du gradateur ne peuvent plus être déblocqués et la tension redressée u_c est constamment nulle.

Comme pour le mode précédent, on a relevé les formes d'onde des courants et tensions pour $\psi = \Pi/2$ ce qui correspond à un fonctionnement selon le deuxième mode.



Courant dans $Th_A-Th'_A$
Tension primaire



Courant secondaire
Tension redressée

II.2 CARACTERISTIQUES.

La comparaison des planches 4.1, 4.2 et 3.3 et 3.4 montre qu'avec les mêmes hypothèses, et pour les mêmes valeurs de ψ , les grandeurs relatives au transformateur et au montage redresseur sont les mêmes.

A courant débité I donné, pour les mêmes valeurs de ψ , les tensions appliquées au transformateur, la tension redressée, les tensions aux bornes des diodes, les courants dans les enroulements du transformateur sont les mêmes.

Seuls diffèrent les conductions des thyristors, les courants les traversant et la tension à leurs bornes.

Ce résultat peut s'expliquer en comparant les schémas des figures 4.1 et 3.1 et en suivant les conductions des redresseurs des deux montages étudiés.

-Pendant le premier mode, la conduction de Th_A , Th_C , Th'_B dans le montage représenté figure 3.1, réalise les mêmes connexions entre le primaire et la source que la conduction de Th_C et Th'_B dans le montage de la figure 4.1.

-Pendant la deuxième partie du premier mode, ou pendant le second, le régime à 2 thyristors conducteurs, du montage étudié au chapitre 3 équivaut au régime à un seul thyristor conducteur du dernier montage. Par exemple, la conduction de Th_A et Th'_B dans le premier cas ou celle de Th'_B dans le second, met en série les enroulements des phases primaires A et B sous la tension v_{AB} .

Les conductions des redresseurs qui opèrent les mêmes connexions s'effectuant pour les mêmes valeurs de ψ , les tensions appliquées aux enroulements primaires du transformateur sont égales à chaque instant. Les diodes du montage redresseur, ayant à redresser les mêmes tensions, commutent aux mêmes instants.

Toutes les caractéristiques calculées au chapitre 3 et tracées planches 3.9, 3.10 et 3.11 sont ici directement utilisables.

C'est pour les thyristors que le couplage en triangle du gradateur est intéressant.

-Il entraîne une nette diminution du courant dans ces redresseurs et donc des pertes correspondantes. Les courants demandés à la source sont les mêmes dans les deux montages, mais si dans le cas de la figure 3.1 chaque thyristor écoule une alternance du courant en ligne, dans le cas de la figure 4.1, il n'écoule plus qu'une alternance du courant polygonal j .

La valeur efficace J de ce courant est donnée par :

$$J = \sqrt{\frac{1}{\Pi} \int_0^{\Pi} j_A^2 d\theta}$$

En négligeant le courant magnétisant, on obtient :

- pour le premier mode :

$$J^2 = \frac{1}{\Pi} \int_{\psi + \frac{\Pi}{2}}^{\psi + \frac{5\Pi}{6}} \left(\frac{I_c}{m'}\right)^2 d\theta \text{ soit } J = \frac{I_c}{m'\sqrt{3}}$$

- pour le second mode :

$$J^2 = \frac{1}{\Pi} \int_{\psi + \frac{\Pi}{2}}^{\frac{7\Pi}{6}} \left(\frac{I_c}{m'}\right)^2 d\theta \text{ soit } J = \frac{I_c}{m'} \sqrt{\frac{2}{3} - \frac{\psi}{\Pi}}$$

Chaque thyristor, n'écoulant qu'une alternance du courant J , est traversé par $J/\sqrt{2}$.

Quand le gradateur est en étoile, les thyristors sont traversés par $I_1/\sqrt{2}$.

La comparaison des expressions de J et de I_1 (chapitre 3, § II.3) montre que, puisque $I_1 = \sqrt{2} J$ le groupement en triangle des 3 groupes de thyristors divise par $\sqrt{2}$ la valeur efficace des courants qui les traversent.

La valeur efficace maximum du courant dans les thyristors passe donc de $\frac{I_c}{m'\sqrt{3}}$ à $\frac{I_c}{m'\sqrt{6}}$, alors que la tension crête maximum à leurs bornes passe de

$3V/\sqrt{2}$ à $V\sqrt{6}$.

La comparaison des formes d'onde du courant traversant les thyristors pour ce montage-ci et pour le montage gradateur en étoile montre que les thyristors conduisent 2 fois moins longtemps le courant principal et donc que le courant moyen dans les thyristors est divisé par 2.

-Un autre avantage du couplage en triangle des thyristors est la simplification apportée à leur système de commande, en effet chaque thyristor ne doit être déclenché qu'une seule fois au cours de la période puisque chaque groupe de thyristors est relié à deux phases de la source par l'intermédiaire de 2 enroulements primaires du transformateur. Il n'est donc plus nécessaire pour le fonctionnement selon le deuxième mode d'utiliser des signaux larges ou des impulsions de confirmation.

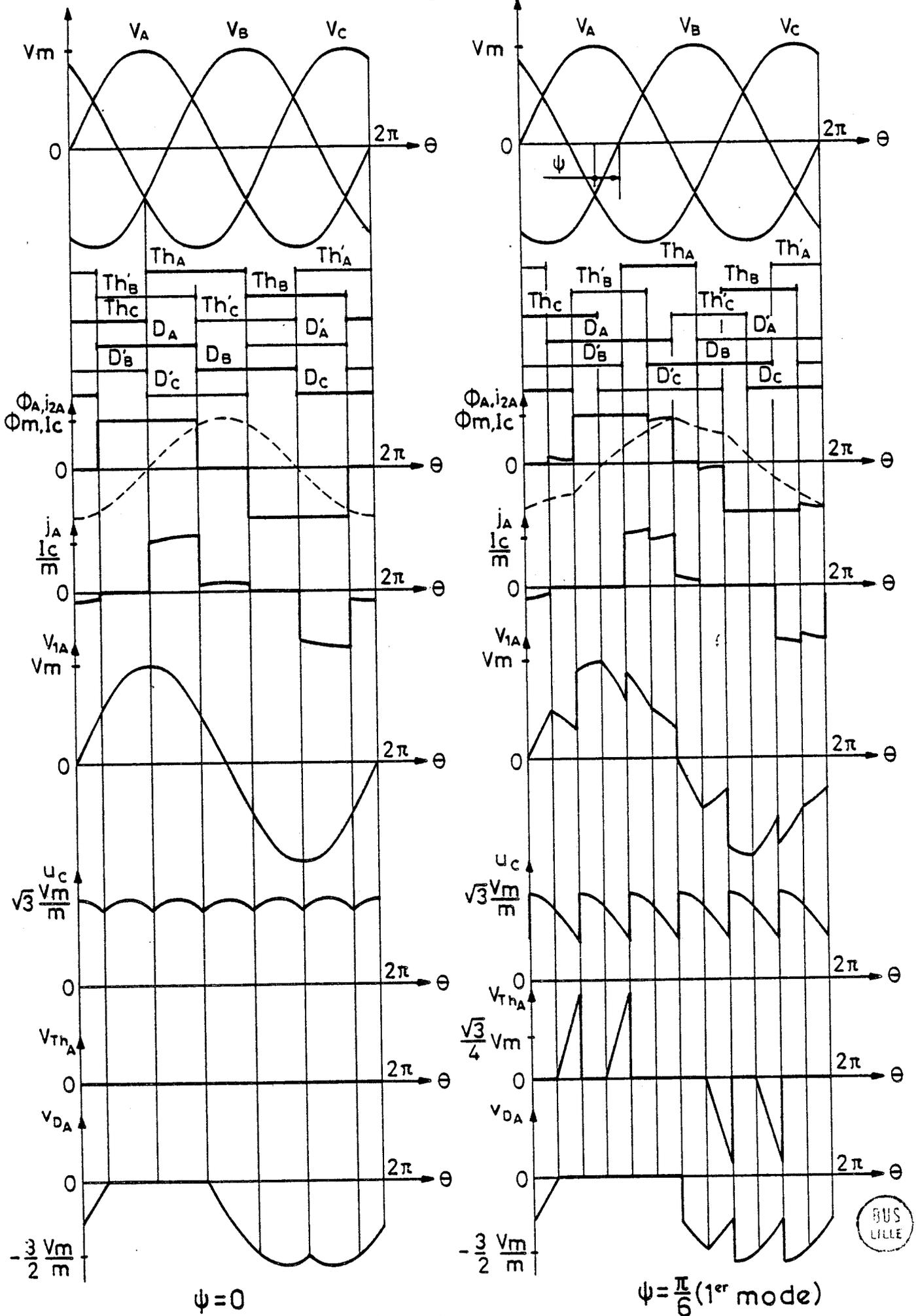


Planche 4.1



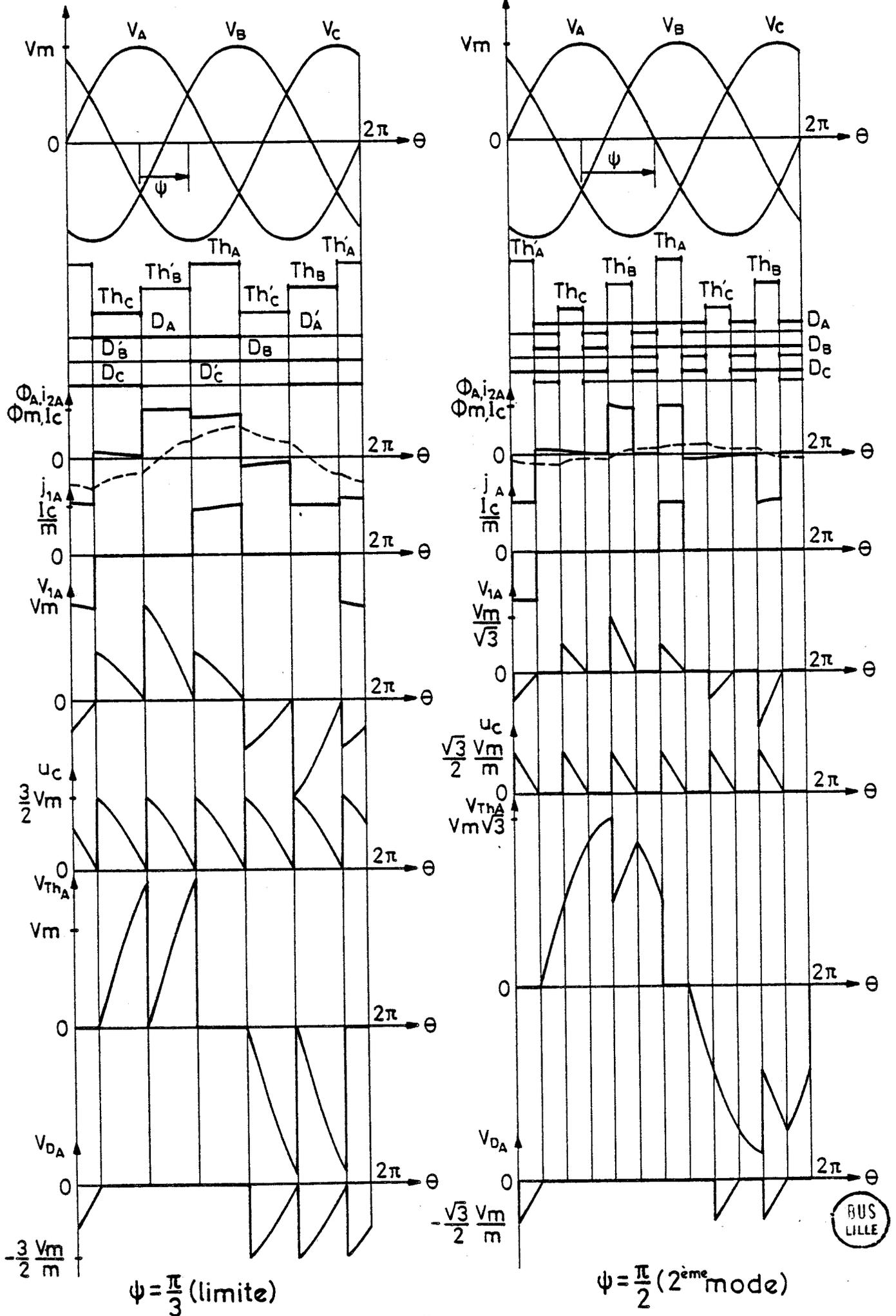


Planche 4.2

CHAPITRE 5

COMPARAISON DES ASSOCIATIONS GRADATEUR TOUT THYRISTORS- TRANSFORMATEUR - MONTAGE REDRESSEUR EN PONT A DIODES

- * -

L'obtention de hautes tensions continues variables à partir du réseau alternatif triphasé peut être réalisée en associant un gradateur, un transformateur et un montage redresseur utilisant 6 diodes en pont. Le fonctionnement et les caractéristiques de ces montages dépendent du type de couplage du primaire du transformateur et de la façon dont on branche les thyristors du gradateur.

Afin de choisir le montage le plus approprié pour une application, il est nécessaire d'effectuer leur comparaison. Ce choix peut s'effectuer en considérant :

- les caractéristiques relatives aux redresseurs
- le rendement de la transformation alternatif-continu
- l'importance relative des harmoniques de courant pris au réseau.

Pour que la comparaison soit significative, il faut qu'à partir de la même source de tension alternative, les différents convertisseurs puissent délivrer le même courant sous la même tension redressée. Les enroulements secondaires des transformateurs étant toujours branchés en étoile, la tension continue maximum, obtenue pour $\psi = 0$, sera la même pour tous les montages si les enroulements secondaires sont siégés des mêmes tensions. A tension de la source et nombre de spires du bobinage secondaire donnés, les transformateurs étoile-étoile et triangle-étoile ne donneront les mêmes tensions secondaires que si les enroulements primaires du montage triangle comportent $\sqrt{3}$ fois plus de spires que ceux du montage étoile. Pour que les transformateurs puissent transiter la même puissance apparente, la section des conducteurs du primaire en triangle doit être $\sqrt{3}$ fois plus faible que celle correspondant au primaire en étoile.

Si m est le rapport du nombre de spires du bobinage primaire à celui du bobinage secondaire dans le cas du primaire couplé en triangle, m' le rapport correspondant à un couplage étoile du primaire, la relation qui les relie est

$$m = m'\sqrt{3}.$$

Pour comparer les montages on exprimera tous les résultats en fonction de m . Il est, en outre, intéressant de tracer les caractéristiques en fonction de la réduction de tension $(U_{co} - U_c)/U_{co}$ opérée. Afin de connaître les valeurs de ψ qui les réalisent, on a tracé (planche 5.1) les caractéristiques de réglage qui donnent, en fonction de l'angle de réglage ψ , pour les trois montages étudiés, la réduction de tension réalisée.

I. COMPARAISON DES CARACTÉRISTIQUES RELATIVES AUX REDRESSEURS.

C'est pour obtenir de très hautes tensions continues variables qu'il est particulièrement intéressant d'utiliser l'association gradateur-transformateur-montage redresseur en pont à diodes. En effet les méthodes classiques utilisant un montage redresseur à thyristors, ou mixte, branché au secondaire d'un transformateur fortement élévateur nécessitent l'utilisation de thyristors pouvant

supporter, bloqués, des tensions très élevées, puisque celles-ci valent $3\sqrt{2}$ V/m m pouvant être très faible.

En plaçant les thyristors au primaire du transformateur, on réduit la tension maximum à leurs bornes et on augmente le courant qui les traverse. Les thyristors travaillent avec des tensions et des courants les situant alors dans la zone où le rapport du coût à la puissance contrôlée est intéressant. Seules les diodes du montage redresseur ont à bloquer des tensions élevées.

-A tension de la source et tension continue maximum données, pour un courant continu débité I_c et quelle que soit la façon dont on branche le gradateur au primaire du transformateur, *les diodes du montage redresseur ont les mêmes contraintes tension et courant.*

Le courant moyen qui les traverse est égal à $I_c/3$, sa valeur efficace maximum, obtenue pour $\psi = 0$, vaut $I_c/\sqrt{3}$ et c'est pour cette valeur de ψ que la tension inverse est maximale. Elle vaut $3\sqrt{2}$ V/m quel que soit le couplage du primaire du transformateur.

-Si les thyristors sont insérés dans la ligne d'alimentation, que le primaire du transformateur soit couplé en étoile ou en triangle, les thyristors ont à bloquer la tension maximale $3V/\sqrt{2}$, et la valeur efficace maximum du courant qui les traverse, obtenue pour $\psi = 0$, égale I_c/m . L'obtention des plus basses tensions continues nécessite l'envoi d'impulsions de confirmation, chaque thyristor devant être débloqué deux fois par période.

-En branchant en triangle, en aval des phases primaires les trois paires de thyristors, on simplifie nettement la commande puisqu'il est possible de faire varier continûment la tension redressée de son maximum à zéro en n'envoyant qu'une seule impulsion par période. De plus la durée de leur conduction étant réduite de moitié, les thyristors écoulent un courant dont la valeur efficace est $\sqrt{2}$ fois plus faible que s'ils étaient insérés dans la ligne d'alimentation, leur valeur efficace maximum passe de I_c/m à $I_c/m\sqrt{2}$ soit une réduction de 29,3 %. Ces deux importants avantages ne sont que partiellement atténués par un inconvénient mineur : la tension maximum à bloquer passe de $3V/\sqrt{2}$ à $V\sqrt{6}$ soit une augmentation de 15,5 %.

-En insérant les trois groupes de thyristors dans les phases primaires du transformateur couplées en triangle, on réduit la valeur efficace du courant dans les thyristors puisque le réglage s'effectue sur le courant polygonal et non plus sur le courant en ligne. La valeur maximum de ce courant obtenue lors du 2ème mode ne vaut plus que $I_c\sqrt{3}/2\sqrt{2}m$ au lieu de I_c/m lorsque les thyristors sont en ligne, soit une diminution de 38,8 %. Cependant la tension maximum aux bornes des thyristors bloqués passe de $3V/\sqrt{2}$ à $V\sqrt{6}$ soit une augmentation de 15,5 %.

-On a résumé dans le tableau ci-dessous les caractéristiques donnant les contraintes s'exerçant sur les thyristors lors de l'obtention d'un courant constant I_c sous une tension redressée variant de

$$U_{co} = \frac{9\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{V}{m} \text{ à } 0.$$

Montage	$I_{Th_{eff}} \text{ max}$	$V_{Th_{max}}$
grad. en ligne + Δ - λ ou λ - λ	$\frac{I_c}{m}$	$\frac{3V}{\sqrt{2}} \approx 2,12 \text{ V}$
λ - λ + grad. en triangle	$\frac{I_c}{m\sqrt{2}} \approx 0,71 \frac{I_c}{m}$	$V\sqrt{6} \approx 2,45 \text{ V}$
grad. dans le Δ du transformateur	$\frac{\sqrt{3} I_c}{2\sqrt{2} m} \approx 0,61 \frac{I_c}{m}$	$V\sqrt{6} \approx 2,45 \text{ V}$

et pour tous les montages $I_{D_{eff}} \text{ max} = \frac{I_c}{\sqrt{3}} \approx 0,58 I_c$ et $V_{D_{max}} = 3\sqrt{2} \frac{V}{m} \approx 4,24 \frac{V}{m}$.

II. COMPARAISON DES CARACTÉRISTIQUES RELATIVES AUX PERTES

L'évaluation du rendement η de la transformation alternatif-continu, donné par

$$\eta = \frac{U_c I_c}{U_c I_c + \text{pertes}}$$

nécessite celle des pertes dans les éléments du convertisseur. Or, quelque soit le type de schéma utilisé, chacun d'eux comprend un transformateur et des assemblages de redresseurs.

Deux types de pertes sont dues au transformateur :

- les pertes dans le fer du circuit magnétique
- les pertes Joule dans les bobinages.

De plus, les redresseurs n'étant pas parfaits, lors du passage d'un courant dans ceux-ci, la tension à leurs bornes n'est pas nulle. Les pertes dans les redresseurs sont d'autant plus fortes que le courant qui les traverse est élevé.

L'étude analytique, menée dans les chapitres précédents, permet la comparaison des pertes des différents montages.

-Puisque la réduction de la tension continue est obtenue, non par simple déphasage des courants par rapport à la tension, comme dans les montages redresseurs classiques à thyristors, mais par diminution de la tension appliquée au primaire du transformateur, les pertes dans le fer du transformateur proportionnelles au carré de l'induction diminuent notablement quand on baisse la tension. L'évaluation de ces pertes dépend du circuit magnétique, mais on peut *comparer* les montages en donnant la valeur efficace de la tension à appliquer au primaire du transformateur pour obtenir une tension continue déterminée.

On a donc représenté (planche 5.2) les courbes donnant, pour chaque montage, la valeur V_1 de la tension aux bornes d'un enroulement primaire, rapportée à V_{10} valeur obtenue pour $\psi = 0$, en fonction de la réduction de tension réalisée.

L'examen de ces caractéristiques montre que c'est en couplant en triangle le primaire du transformateur, et quelle que soit la place des thyristors, que la réduction de tension est plus sensible, ainsi pour une tension redressée valant les 2/3 de sa valeur maximale, la tension aux bornes des enroulements a déjà baissé de 25 %.

-La diminution de la tension redressée s'accompagne aussi d'une réduction de la valeur efficace du courant dans les bobinages du transformateur, donc des pertes Joule correspondantes.

Pour caractériser cette réduction, on a tracé (planche 5.3) les courbes donnant, en fonction de la réduction de tension $1-U_c/U_{co}$, les pertes Joule relatives dans les enroulements primaires $(I_1/I_{10})^2$ égales aux pertes Joule dans les enroulements secondaires $(I_2/I_{20})^2$ quand les thyristors sont insérés entre la source et le transformateur.

Dans le cas du montage étudié au chapitre 2, les pertes Joule relatives dans les enroulements étant différentes au primaire et au secondaire, on a également tracé les variations de leur moyenne P_J/P_{JO} .

On voit que l'association en triangle de 3 gradateurs monophasés qui n'assure pas la compensation des Ampères tours par noyau est peu intéressante en ce qui concerne les pertes Joule dans les enroulements primaires. Les harmoniques de rang 3 ou multiples de 3 circulant dans le triangle entraînent une augmentation des pertes quand on commence à réduire la tension. L'importante réduction des courants secondaires, conduit néanmoins à une diminution globale des pertes cuivre dans le transformateur.

Si le transformateur a son primaire en étoile et quelle que soit la façon dont on branche les thyristors, la réduction de la valeur efficace des courants n'intervenant que dans le deuxième mode de fonctionnement, il faut réduire la tension redressée de moitié avant d'obtenir une réduction des pertes dans les bobinages.

C'est en couplant en triangle le primaire du transformateur que la réduction des pertes Joule est la plus forte. L'amélioration est sensible dès que l'on commence à réduire la tension redressée, aussi lorsque la tension atteint 75 % de sa valeur maximale, les pertes joule sont déjà réduites de 25 %.

-Les pertes dans un redresseur conducteur, sont données par

$$p = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (\Delta u \cdot i) d\theta \text{ en appelant } \Delta u \text{ la chute de tension dans le redresseur et}$$

i le courant le traversant.

En supposant Δu indépendant du courant, soit $\Delta u = \Delta U$, on obtient

$$p = \Delta U \times \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i d\theta = \Delta U \cdot I \text{ moyen}$$

Les pertes sont alors proportionnelles au courant moyen dans les redresseurs. Quelle que soit la réduction de tension opérée, le courant moyen dans une diode est égal à $I/3$ dans tous les montages. Les pertes dans les diodes du montage redresseur ont pour valeur

$$p_1 = 6\Delta_1 U \times I \text{ moyen} = 2\Delta_1 U \cdot I_c$$

avec $\Delta_1 U$ = chute de tension dans une diode passante.

Les pertes dans les thyristors du gradateur, données par $p_2 = 6\Delta_2 U \times I_{Th \text{ moy}}$

avec $\Delta_2 U$ = chute de tension dans un thyristor passant, dépendant du type de montage. On a donc représenté (planche 5.4) les courbes donnant en fonction de la réduction de tension réalisée, la valeur moyenne du courant dans les thyristors.

Ces tracés montrent nettement que si pour tous les montages la réduction de tension continue s'accompagne de celle des pertes dans les thyristors, c'est en couplant en triangle le gradateur, seul ou avec les phases primaires, que l'on minimise les pertes dans les thyristors.

Pour illustrer cette comparaison, on a représenté (planche 5.5) les caractéristiques de rendement η et de courant primaire I_1 en fonction de la réduction de tension redressée $(1 - U_c / U_{co})$, relevées sur des petits convertisseurs.

Ils sont tous réalisés avec le même transformateur et les mêmes redresseurs. La tension nominale d'un enroulement primaire étant égale à 230 V, on utilise un réseau à 398 V quand le primaire est en étoile et une source 230 V quand il est en triangle. Ce transformateur de rapport $m = 209$ donne des tensions simples secondaires à vide 110 V. On a utilisé un récepteur très inductif de résistance variable pour maintenir à 10 A la valeur du courant redressé I_c .

On a réalisé les 3 montages étudiés dans les 3 premiers chapitres :

- . gradateur en ligne, primaire en triangle (courbes en traits forts)
- . gradateur en ligne, primaire en étoile (courbe en traits interrompus)
- . groupement en triangle de 3 gradateurs monophasés (courbes en traits mixtes).

L'examen des caractéristiques montre la nette supériorité du montage à gradateur en ligne et primaire du transformateur en triangle, au moins pour les faibles et moyennes réductions de tension. Dès que le réglage commence le courant absorbé diminue évitant la dégradation du rendement ainsi celui-ci reste voisin de 95 % quand on fait varier la tension de son maximum à environ 56 % de ce maximum.

Pour les autres montages, le rendement diminue plus vite dès que l'on commence à réduire la tension. Si le primaire est en étoile, la diminution rapide des courants pendant le deuxième mode de fonctionnement alliée à la faible valeur du courant dans les thyristors puisque l'on utilise un réseau 398 V, conduit à une dégradation moins rapide du rendement pour les faibles valeurs de la tension redressée, ainsi celui-ci reste voisin de 90 % pour une tension continue de l'ordre de 20 % de sa valeur maximale ce qui est remarquable.

L'association de 3 gradateurs monophasés en triangle n'assurant pas la compensation des Ampère-tours par noyau, le rendement de la transformation se dégrade plus vite avec la réduction de tension que dans les autres montages.

III. COMPARAISON DES CARACTÉRISTIQUES RELATIVES AUX COURANTS EN LIGNE

-Tous les montages étudiés demandent au réseau, outre le fondamental tous les harmoniques impairs non multiples de 3. Afin de caractériser la qualité de l'onde de courant absorbé, on a représenté (planche 5.6) les courbes donnant en fonction de $(1-U_c/U_{co})$ les variations du fondamental et des deux premiers ($n=5, n=7$) harmoniques de courant demandés à la source. L'examen de ces caractéristiques montre que, quel que soit le groupement de redresseurs, c'est en couplant en triangle les phases primaires du transformateur que la valeur efficace des harmoniques de courant absorbé est la plus faible. On peut même remarquer que pour une tension redressée diminuée de 8 % par rapport à son maximum, le courant en ligne est presque sinusoïdal.

Pour tous les montages, les premiers harmoniques sont assez faibles tant que l'on ne réduit pas la tension de plus de 50 %, pour les réductions plus importantes le fondamental diminue très vite alors que les premiers harmoniques croissent. Quand la tension redressée tend vers 0, tous les courants diminuent, et tendent vers 0.

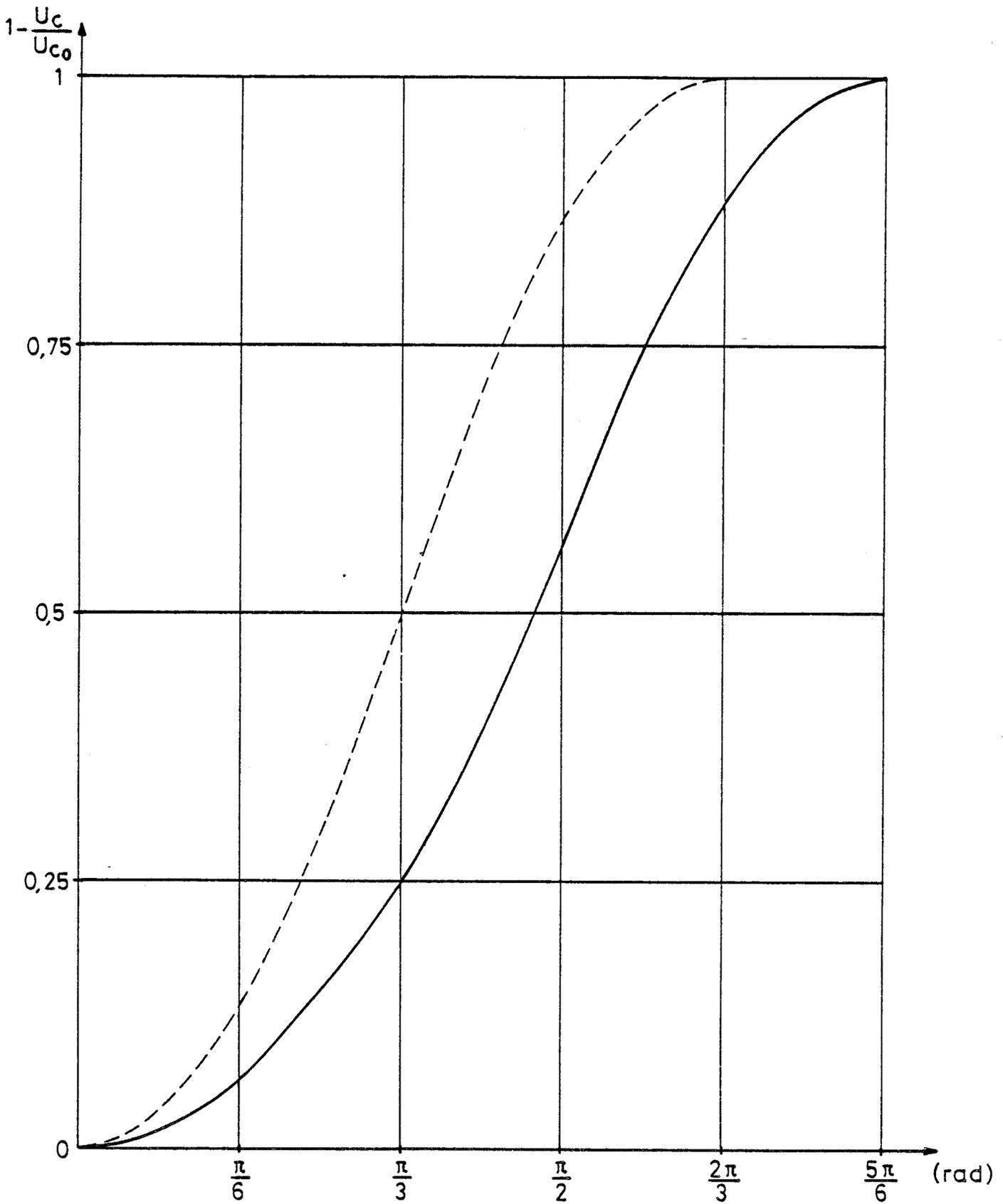
-La diminution des courants dans les bobinages du transformateur s'accompagne d'une réduction du courant absorbé par le convertisseur. Pour caractériser cette réduction on a représenté (planche 5.7) les courbes donnant toujours en fonction de $(1-U_c/U_{co})$ les variations du facteur de puissance en ligne. On voit que c'est en couplant en triangle les phases primaires que le facteur de puissance est le plus élevé, il atteint même le maximum de 0,97 quand on ne réduit la tension que de 2 %.

IV CONCLUSION

Si le niveau de la tension continue à réaliser nous conduit au choix de l'association gradateur, transformateur, diodes, les études comparatives qui viennent d'être réalisées nous amènent à définir les critères de choix des montages.

-Pour les *montages de forte et moyenne puissance*, c'est la réduction des harmoniques de courant demandé au réseau, ainsi que le rendement de la conversion alternatif-continu qui importent le plus, il faut alors adopter le montage associant un gradateur en ligne et le primaire du transformateur couplé en triangle.

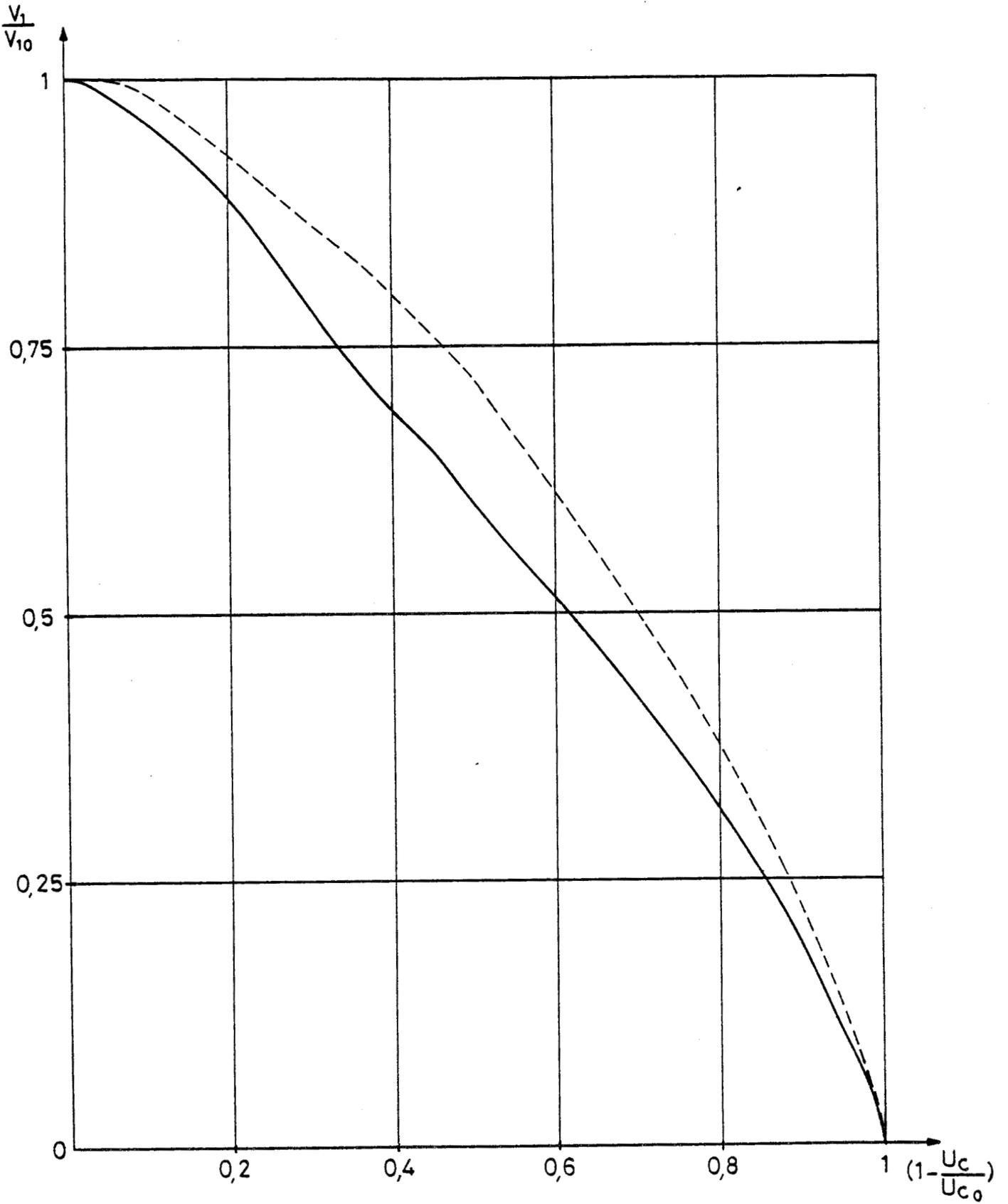
-Pour les *montages de faible puissance*, si c'est la facilité de mise en oeuvre du montage, la réduction du calibre des thyristors et la simplification de leur commande qui deviennent les facteurs prépondérants, il convient de choisir le montage où les trois paires de thyristors du gradateur sont disposées en triangle à l'aval du primaire du transformateur.



Courbe de réglage — $\Delta - \lambda$ et tns dans le Δ .
--- $\lambda - \lambda$.

Planche 5.1





VARIATION DE LA TENSION DANS
LES ENROULEMENTS

— : Δ - λ et ths. dans le Δ
--- : λ - λ



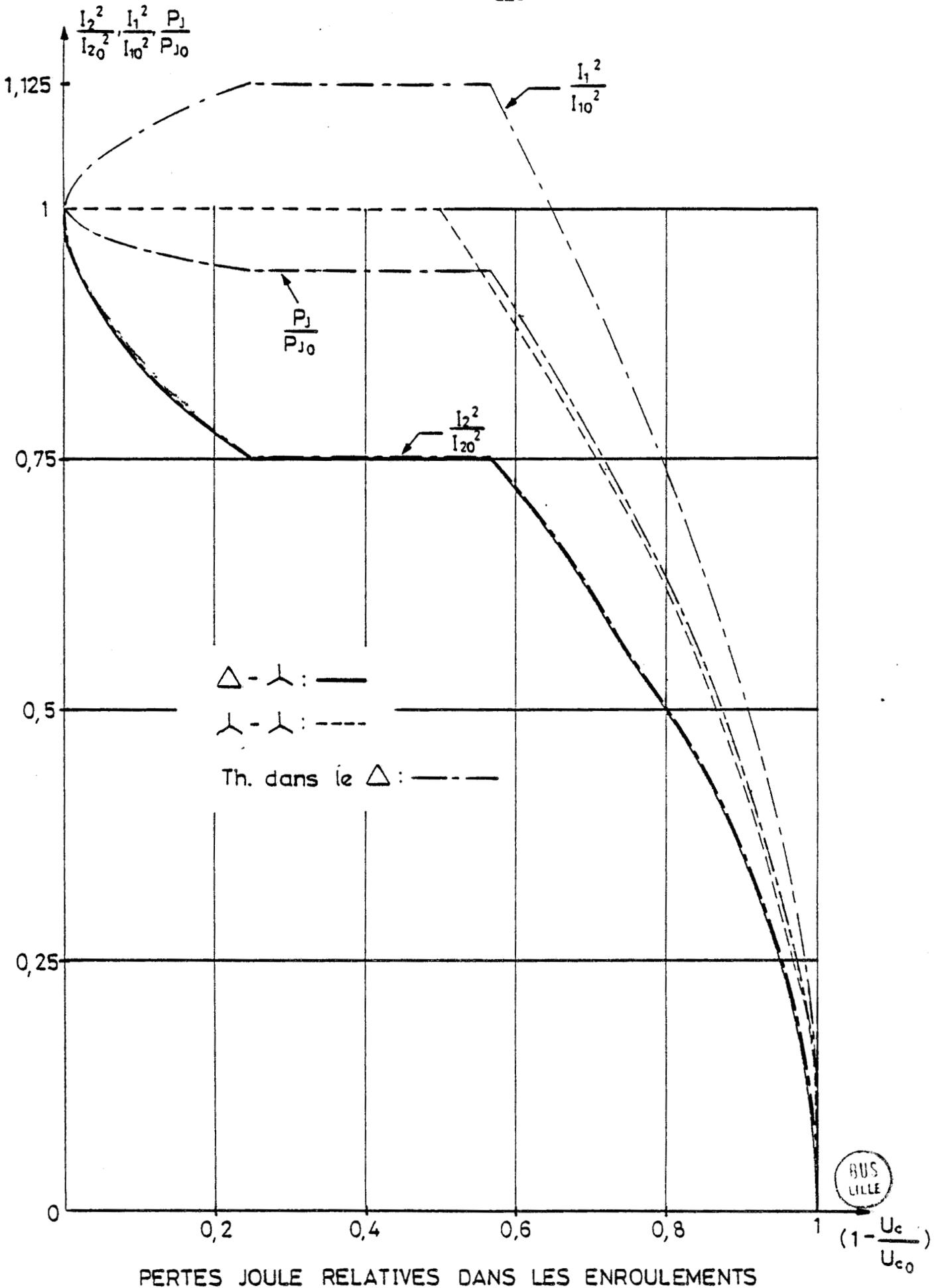
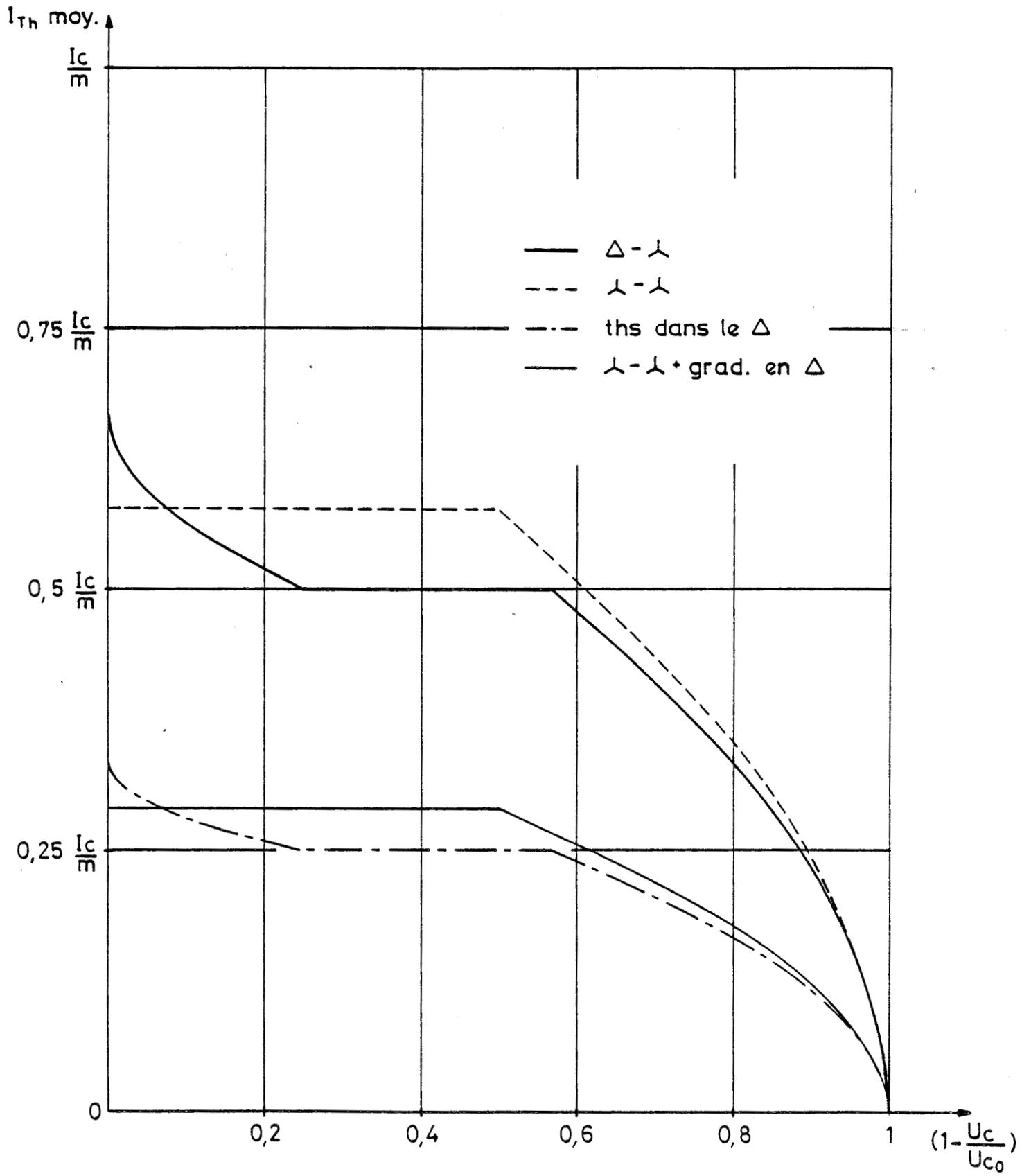


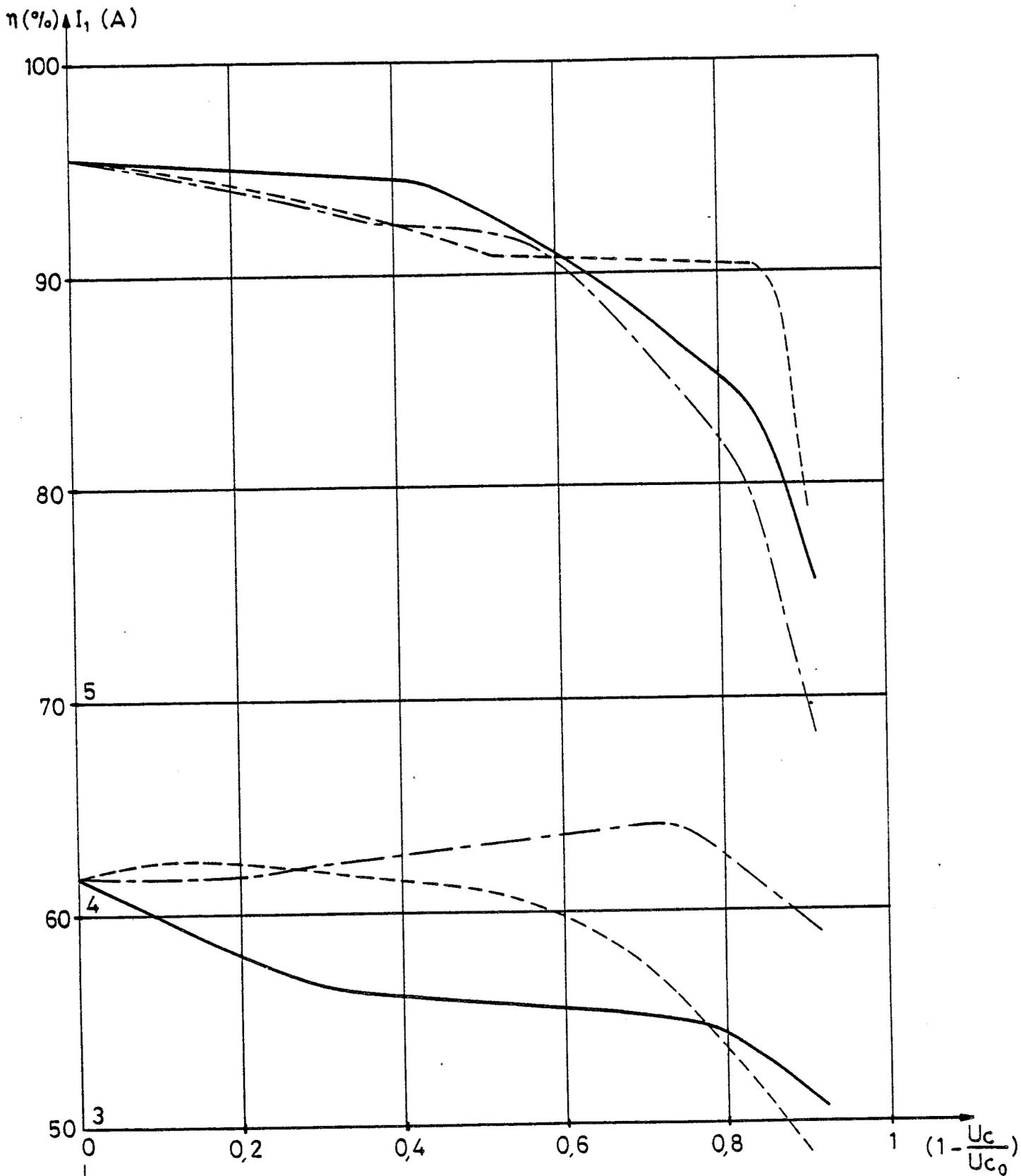
Planche 5.3



Courant moyen dans les thyristors

Planche 5.4





ESSAIS

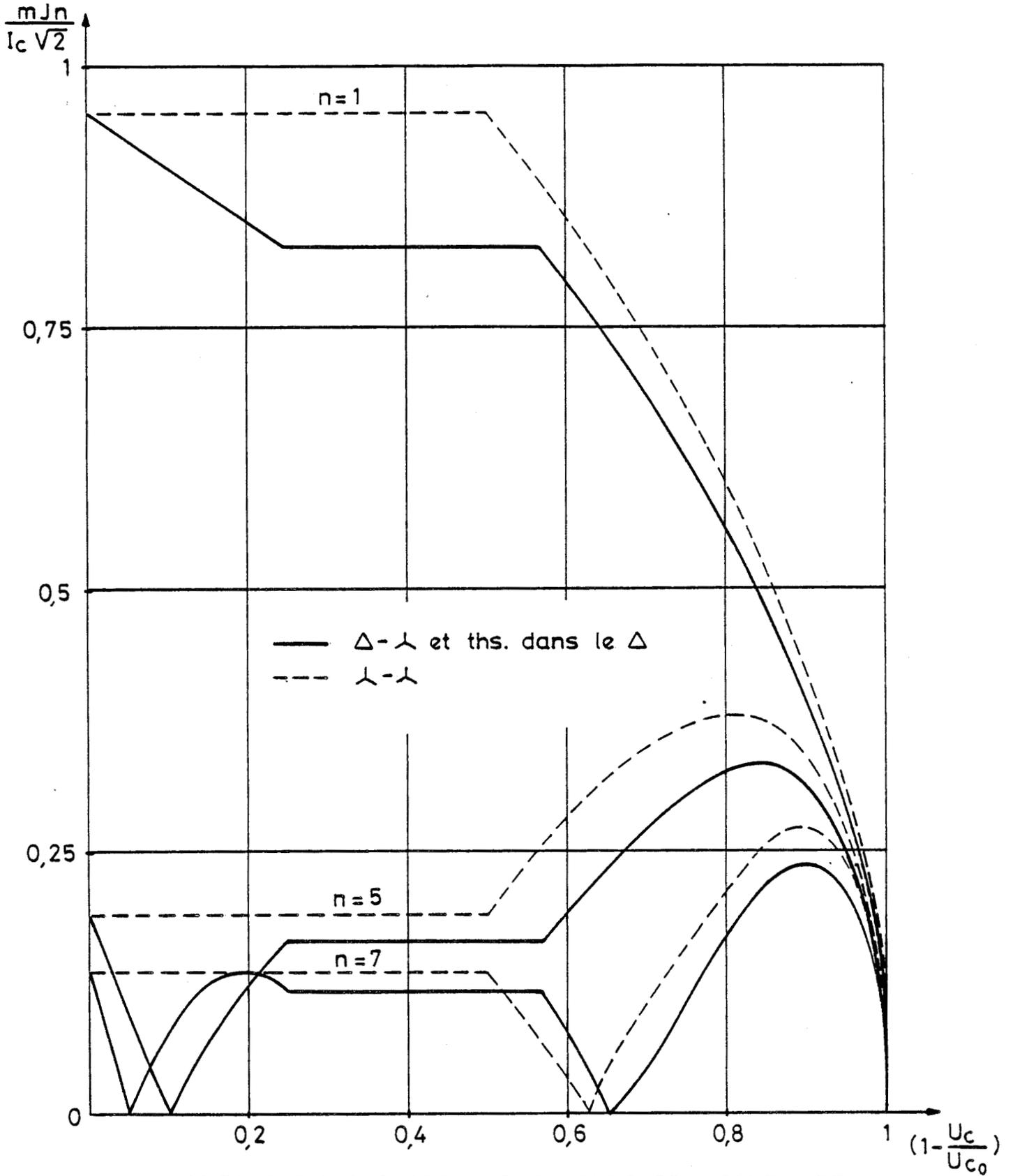
— $\Delta - \lambda$

- - - $\lambda - \lambda$

- · - · - ths. dans le Δ

Planche 5.5

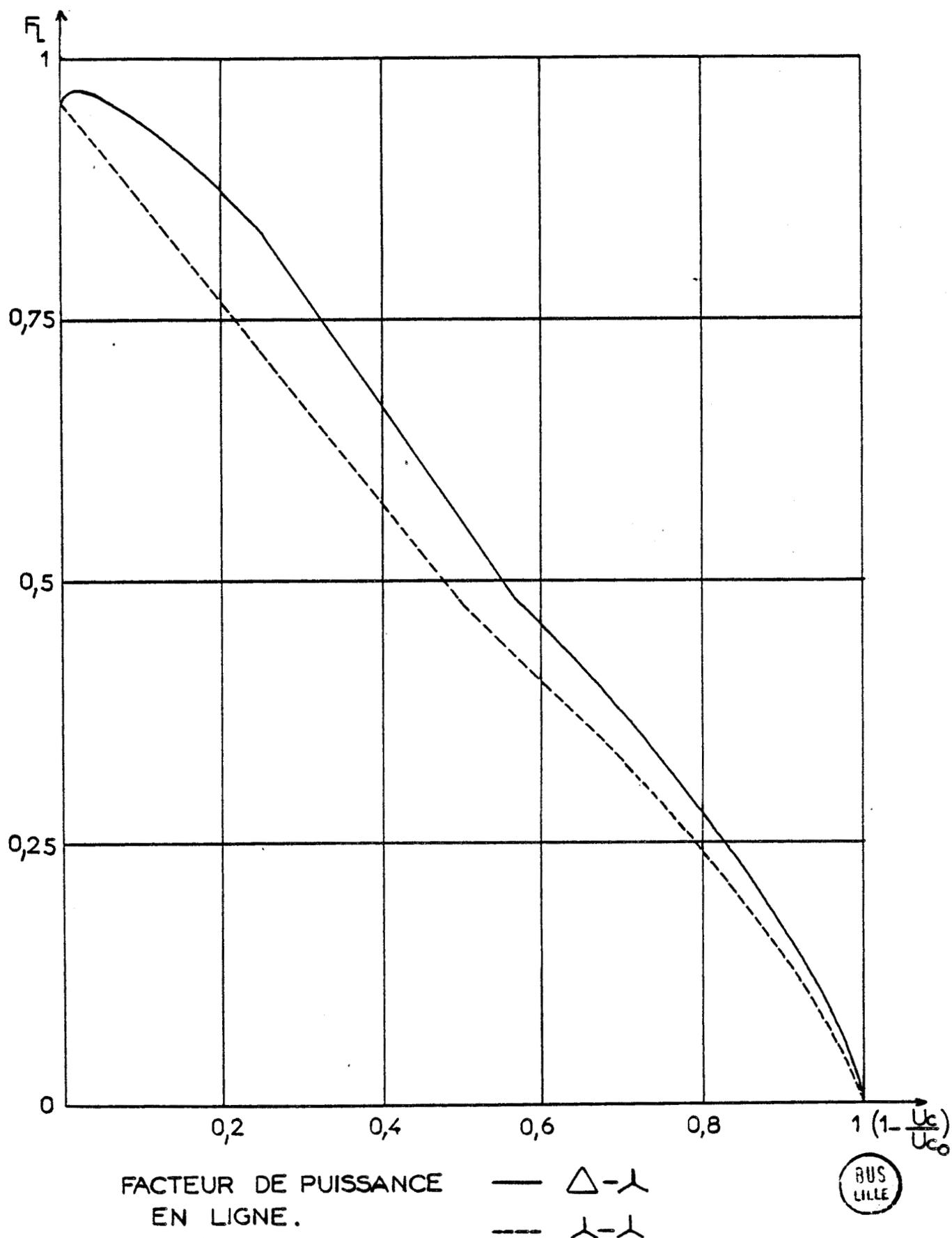




VALEURS EFFICACES DES HARMONIQUES DES COURANTS EN LIGNE

Planche 5.6





DEUXIEME PARTIE

REDRESSEMENT BASSE TENSION

CHAPITRE 6

ASSOCIATION D'UN GRADATEUR TOUT THYRISTORS, D'UN TRANSFORMATEUR ET D'UN MONTAGE REDRESSEUR DOUBLE ETOILE A DIODES ET A BOBINE INTERPHASES

- * -

Dans le cas où on cherche à obtenir une très basse tension continue d'ordre 6, il n'est plus possible d'utiliser une des associations précédentes. Dans celles-ci, la réalisation de la tension continue nécessite la conduction simultanée de deux diodes en série. La chute de tension qu'elle entraîne, négligeable si la tension redressée est suffisante, est prohibitive dans le domaine des très basses tensions.

On peut alors utiliser un transformateur à six phases secondaires groupées en deux étoiles distinctes. Chaque étoile fournit une tension redressée d'ordre 3 et on prend la moyenne des deux tensions redressées u_{c1} et u_{c2} grâce à une bobine interphases (fig. 6.1).

Le réglage de la tension primaire est opéré par un gradateur. Comme dans les chapitres précédents trois schémas sont possibles. Les ensembles de thyristors peuvent être branchés entre la source et le primaire du transformateur, les enroulements primaires étant branchés en triangle comme au chapitre 1, ou en étoile comme au chapitre 3. On peut aussi comme au chapitre 2 brancher en série avec chaque bobinage primaire une paire de thyristors et coupler l'ensemble en triangle.

Si, comme dans les chapitres 1 et 2, on néglige le courant magnétisant du transformateur devant le courant principal, on peut montrer que le remplacement du montage redresseur en pont par un montage en "double étoile" avec bobine interphases ne modifie en rien le *fonctionnement* du montage. Dans ces conditions, l'étude réalisée dans les deux premiers chapitres reste valable, et les nouvelles caractéristiques se déduisent aisément des anciennes.

I. EQUIVALENCE DE FONCTIONNEMENT D'UN MONTAGE REDRESSEUR EN PONT ET D'UN MONTAGE REDRESSEUR DOUBLE ÉTOILE À BOBINE INTERPHASES

Comme dans les chapitres précédents on suppose parfaits tous les redresseurs. On néglige les résistances des enroulements, les flux de fuite, les pertes dans le fer et le courant nécessaire à la circulation du flux dans le circuit magnétique du transformateur.

Le transformateur a 3 noyaux. Les 3 enroulements primaires de n_1 tours ont leur tension réglée par un gradateur, les 6 enroulements secondaires de n_2 tours forment 2 étoiles triphasées. Chaque étoile voit ses tensions redressées par un commutateur "plus positif" formé par 3 diodes à cathode commune. Les deux tensions redressées u_{c1} et u_{c2} réalisées sont mises en parallèle au moyen d'une bobine interphases (fig. 6.1.).

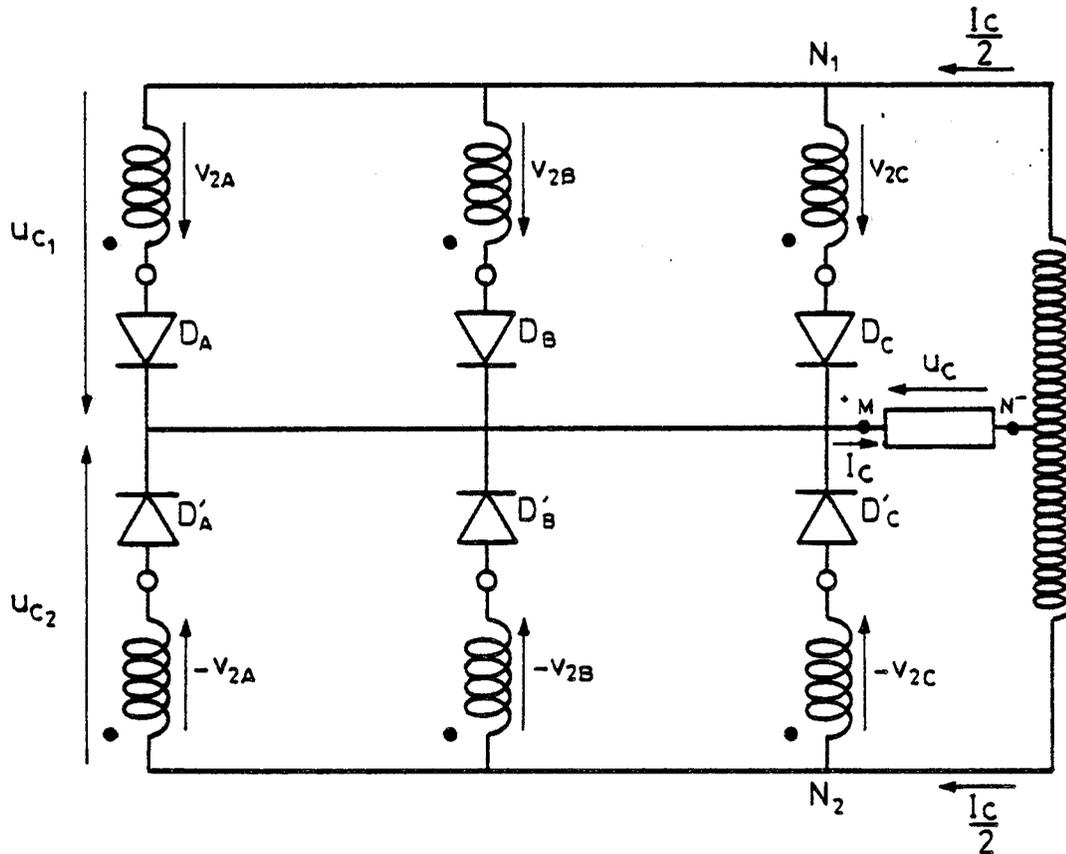


Fig. 6.1

On suppose la réactance du récepteur telle que le courant continu débité par le convertisseur est parfaitement lissé et donc que sa valeur instantanée i_c peut être confondue avec sa valeur moyenne I_c tout au long de la période.

Quelle que soit la façon dont on règle la tension primaire, la commande des gradateurs impose l'égalité des tensions aux bornes des phases primaires au décalage de $2\pi/3$ et $4\pi/3$ près, et l'identité, au signe près, de leurs alternances positive et négative.

On a les mêmes propriétés pour les tensions secondaires puisque

$$\frac{v_{1A}}{v_{2A}} = \frac{v_{1B}}{v_{2B}} = \frac{v_{1C}}{v_{2C}} = \frac{n_1}{n_2} = m$$

Les tensions redressées u_{c_1} et u_{c_2} délivrées par les 2 groupes de trois phases secondaires et de 3 redresseurs sont d'ordre 3, mais elles sont décalées de $\pi/3$.

La tension aux bornes de la bobine à point milieu $v_{N_1} - v_{N_2} = u_{c_2} - u_{c_1}$ est alternative et sa fréquence est le triple de celle des tensions de la source.

Cette bobine joue le rôle de diviseur de tension, donc :

$$v_{N_1} - v_{N_2} = v_{N_1} - v_{N_2} = \frac{1}{2} (u_{c_2} - u_{c_1})$$

la tension redressée, $u_c = v_M - v_N = u_{c_1} + (v_{N_1} - v_N)$ a pour expression

$$u_c = u_{c_1} + \frac{1}{2} u_{c_2} - \frac{1}{2} u_{c_1} = \frac{1}{2} (u_{c_1} + u_{c_2}),$$

soit une tension d'ordre 6.

La bobine interphases permet donc la réalisation d'une tension continue u_c égale, à chaque instant, à la *moyenne* des tensions u_{c_1} et u_{c_2} fournies par deux montages redresseurs qui débitent chacun $I_c/2$.

Cependant cette bobine ne peut jouer son rôle de diviseur de tension que si elle est parcourue par un courant alternatif j . Ce courant, dû à la différence $u_{c_2} - u_{c_1}$, traverse la bobine et se ferme par l'intermédiaire des 2 montages redresseurs. Il doit donc passer par les diodes conductrices, s'ajoutant ou se retranchant au courant qu'elles débitent.

On supposera donc la réactance de la bobine interphases telle que le courant j puisse toujours circuler, donc que son amplitude soit faible devant celle du courant traversant normalement les redresseurs.

Dans ces conditions le montage peut être considéré comme l'association de deux montages redresseurs à commutation parallèle, l'un MR1 redressant les tensions v_{2A} , v_{2B} , v_{2C} par les diodes D_A , D_B , D_C , l'autre MR2 redressant $-v_{2A}$, $-v_{2B}$, $-v_{2C}$ par les diodes D'_A , D'_B , D'_C . (fig 6.2). Un dispositif auxiliaire (non représenté), la bobine interphases, réalise la moyenne des tensions u_{c_1} et u_{c_2} délivrées par chacun des montages qui débitent chacun $I_c/2$. On obtient ainsi un premier schéma équivalent.

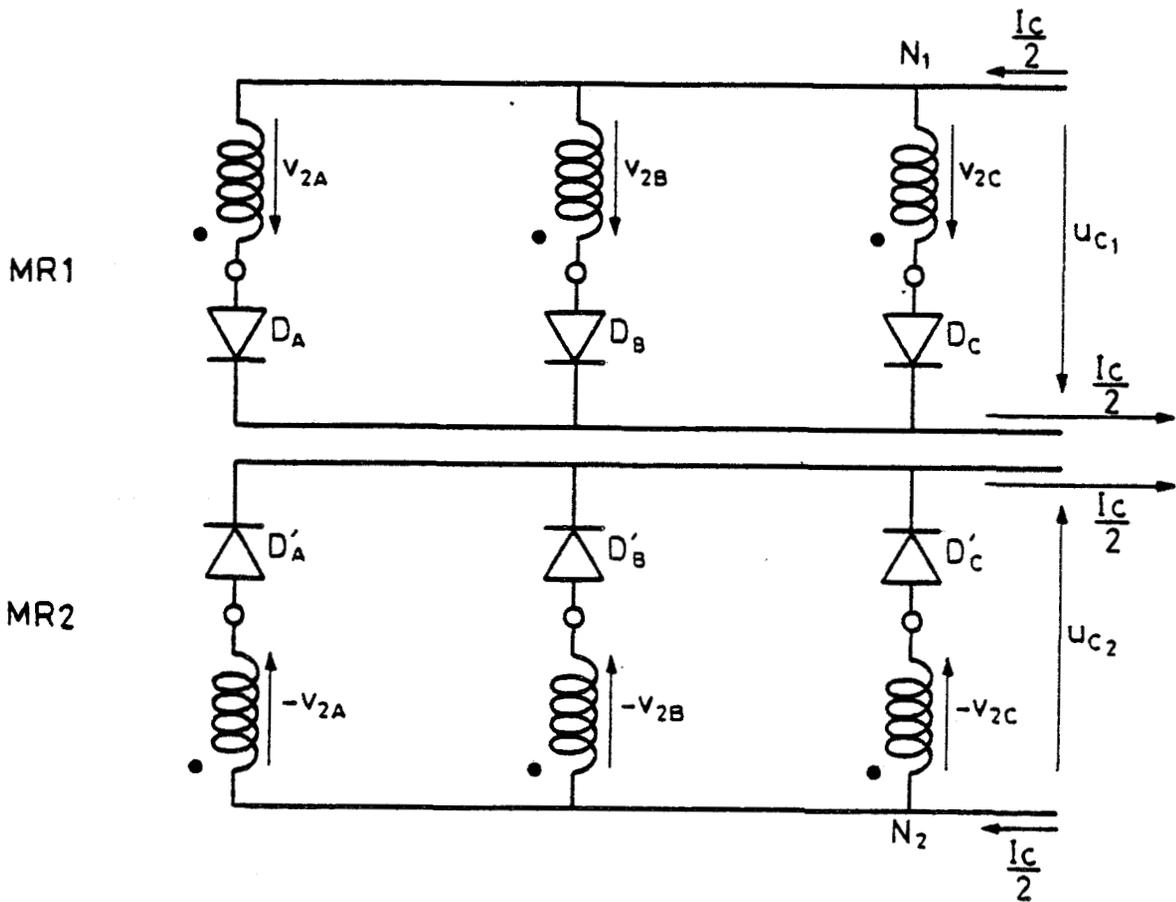


Fig. 6.2



Le fonctionnement du montage n'est en rien modifié, si on permute dans chaque phase de MR2, les positions de la diode et de l'enroulement (fig. 6.3)

Les tensions aux bornes des enroulements comptées par rapport à leur nouveau point commun deviennent v_{2A} , v_{2B} et v_{2C} , et les diodes D'_A , D'_B , D'_C forment alors un commutateur "plus négatif".

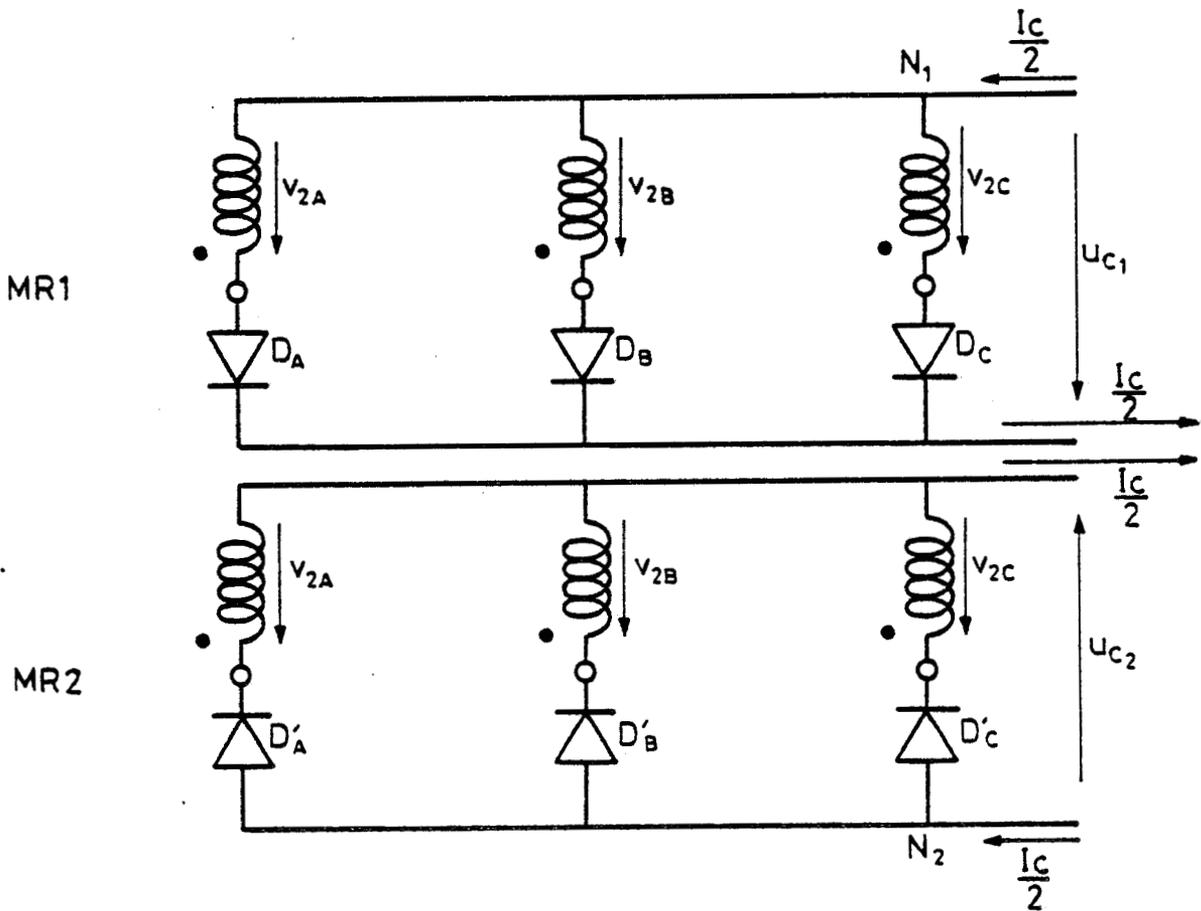


Fig. 6.3



On peut sans modifier le fonctionnement donner un point commun aux deux montages, en réunissant les points de jonction des enroulements des deux secondaires dans ce schéma équivalent (Fig. 6.4).

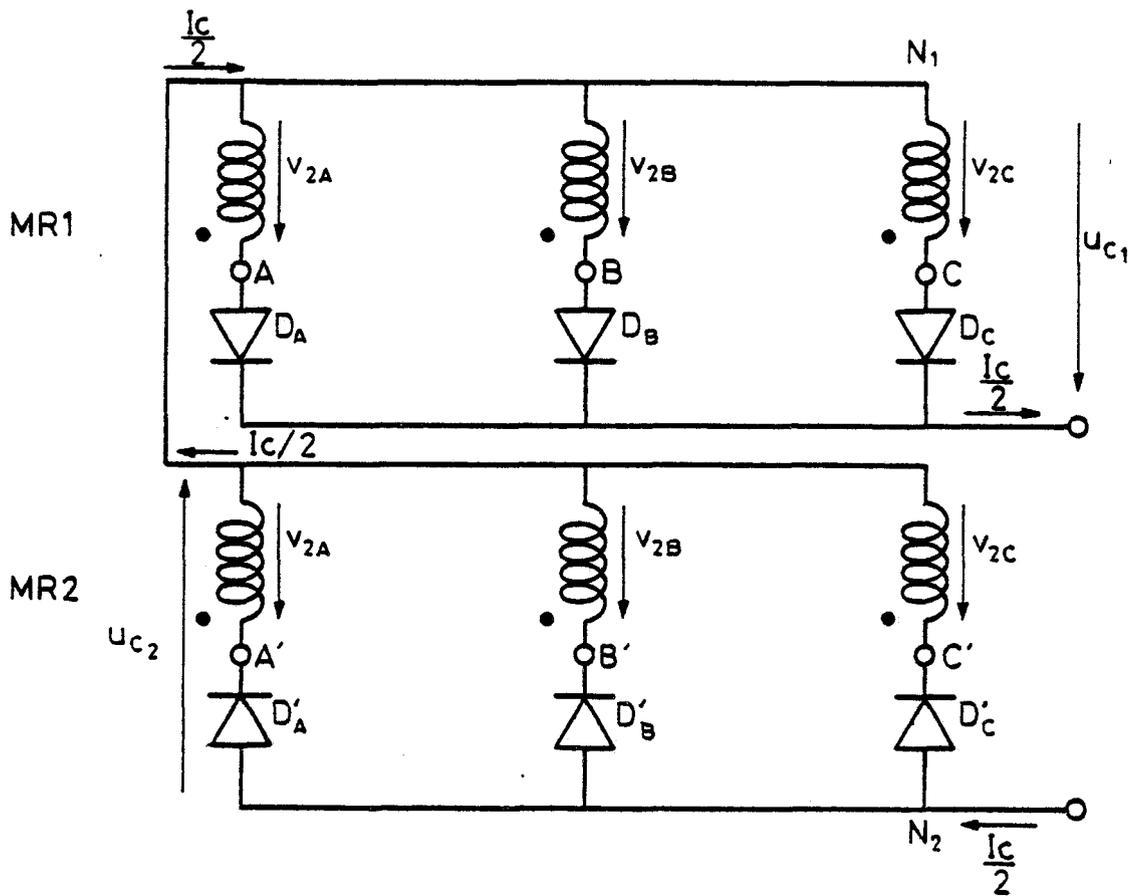


Fig. 6.4.

Les anodes des diodes D_A , D_B et D_C et les cathodes des diodes D'_A , D'_B , D'_C sont chacune reliées aux extrémités d'enroulements aux bornes desquels on retrouve les mêmes tensions v_{2A} , v_{2B} , v_{2C} . Les points A, B, C et A', B', C' (fig 6.4) étant équipotentiels, peuvent être réunis. Les enroulements secondaires de MR1 écoulent l'alternance positive du courant, ceux de MR2 écoulent l'alternance négative.

Les 2 enroulements secondaires de chaque phase étant en parallèle, on peut les remplacer par un enroulement unique écoulant les 2 alternances du courant. On obtient alors le schéma équivalent représenté fig 6.5.



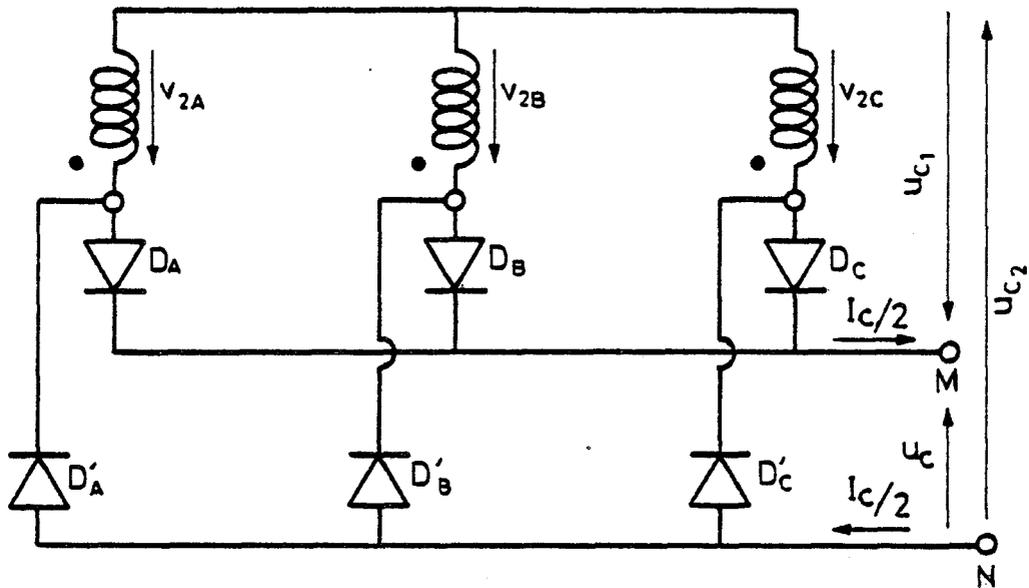


Fig. 6.5

Ce dernier schéma représente un montage redresseur classique en pont. En prenant la tension redressée entre les points M et N on a :

$$V_M - V_N = u_c = u_{c1} + u_{c2}$$

soit le double de la tension obtenue avec un montage double étoile.

Dans le montage double étoile, chaque montage redresseur fournit un courant $I_c/2$, la bobine interphases les met en *parallèle* et réalise la *moyenne* des tensions délivrées par les 2 montages.

Ce montage débite donc un courant I_c sous la tension $u_c = \frac{u_{c1} + u_{c2}}{2}$.

Dans le montage en pont équivalent, on met en *série* les tensions fournies par les montages redresseurs, et la tension redressée u_c est la *somme* de ces 2 tensions. Il débite donc $I_c/2$ sous la tension $u_c = u_{c1} + u_{c2}$.

Les courants dans les enroulements secondaires du montage double étoile, de sens contraires dans les enroulements bobinés sur le même noyau, produisent les mêmes Ampère-tours que les courants alternatifs traversant un bobinage du montage en pont.

Les courants demandés à la source alternative devant compenser les mêmes Ampère-tours secondaires seront les mêmes et les thyristors du gradateur commandés de la même façon effectueront leurs commutation aux mêmes instants.

Les tensions appliquées aux phases primaires étant les mêmes, les montages en pont et en double étoile sont équivalents, au point de vue de leur fonctionnement.

II. CAS DU PRIMAIRE COUPLÉ EN TRIANGLE.

. Le montage du chapitre 1, constitué par l'association d'un gradateur, d'un transformateur triangle-étoile et d'un montage redresseur en pont, à pu être étudié en négligeant le courant magnétisant. Avec les mêmes hypothèses, la substitution du montage redresseur en pont par un montage double-étoile ne modifie pas le fonctionnement du montage. Tous les courants et tensions ont même forme d'onde. La tension redressée est divisée par 2 et le courant débité est multiplié par 2.

Avec les mêmes notations, pour un courant débité I_c donné, on obtient :

- pour le premier mode: $0 < \psi < \pi/3$,

$$U_c = U_{co} \frac{1+\cos\psi}{2} \text{ avec } U_{co} = \frac{9V_m}{2\pi m} .$$

Avec I_2 , valeur efficace du courant dans un enroulement secondaire, on obtient :

$$I_2 = \frac{I_c}{2\sqrt{2}} \sqrt{\frac{2}{3} - \frac{\psi}{2\pi}} .$$

L'alternance négative du courant secondaire fournie par chaque enroulement de MR2 est identique au signe près à l'alternance positive débitée par chaque enroulement de MR1. Les Ampères-tours alternatifs secondaires sont compensés par les Ampères-tours primaires par noyau, on a donc :

$$I_1 = \frac{I_c}{2m} \sqrt{\frac{2}{3} - \frac{\psi}{2\pi}} \text{ et } J = \frac{I_c}{2m} \sqrt{2 - \frac{3\psi}{2\pi}}$$

$$J_{1n} = \frac{2\sqrt{2}I_c}{\pi m n} \cos^2(n \pi/6) \left| \cos n \frac{\psi}{2} \right|$$

- pour le deuxième mode: $\pi/3 < \psi < 2\pi/3$,

$$U_c = U_{co} \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\psi + \pi/3)$$

$$I_2 = \frac{I_c}{4}$$

$$I_1 = \frac{I_c}{2\sqrt{2}.m} \text{ et } J = \frac{I_c}{2m} \sqrt{\frac{3}{2}}$$

$$J_{1n} = \frac{2\sqrt{2}I_c}{\pi m n} \left| \cos^3(n \frac{\pi}{6}) \right|$$

- pour le troisième mode; $\pi/2 < \psi < 5\pi/6$,

$$U_c = U_{co} \frac{\sqrt{3}}{2} [1 - \cos(\psi - 5\pi/6)]$$

$$I_2 = \frac{I_c}{4} \sqrt{3\left(\frac{5}{6} - \frac{\psi}{\pi}\right)}$$

$$I_1 = \frac{I_c}{2m} \sqrt{\frac{3}{2}\left(\frac{5}{6} - \frac{\psi}{\pi}\right)} ; J = \frac{3}{2} \frac{I_c}{m} \sqrt{\frac{5}{12} - \frac{\psi}{2\pi}}$$

$$J_{1n} = \frac{3\sqrt{2}I_c}{\pi mn} \left| \sin\left(n \frac{\pi}{3}\right) \sin n\left(\frac{5}{12} - \frac{\psi}{2}\right) \right|$$

Les caractéristiques tracées chapitre 1, planches 1.4 et 1.5, données en valeurs réduites, sont directement applicables au cas du montage double-étoile. La caractéristique donnant la valeur efficace des premiers harmoniques (planche 1.6) peut être aussi utilisée à condition de lire

$\frac{\sqrt{2m} J_{1n}}{I_c}$ au lieu de $\frac{mJ_{1n}}{I_c \sqrt{2}}$ en ordonnée, puisque à I_c donné le courant absorbé est divisé par 2.

. Le montage du chapitre 2 a pu, lui aussi être étudié en négligeant le courant magnétisant. Le remplacement du montage redresseur en pont par un montage double-étoile ne modifie donc pas le fonctionnement. Puisque, à tension de la source donnée la tension redressée est divisée par deux, pour un courant débité I_c , les expressions de U_c , I_2 , J et J_{1n} qui viennent d'être données dans ce paragraphe restent valables. Seules celles donnant le courant dans les enroulements primaires doivent être corrigées puisque la compensation des Ampère-tours ne s'effectue pas par noyau. On obtient :

$$\text{- pour le premier mode : } I_1 = \frac{I_c}{2m} \sqrt{\frac{2}{3} + \frac{\psi}{4\pi}}$$

$$\text{- pour le deuxième mode : } I_1 = \frac{I_c}{4m} \sqrt{3}$$

$$\text{- pour le troisième mode : } I_1 = \frac{I_c}{2m} \sqrt{\frac{15}{8} - \frac{9\psi}{4\pi}}$$

Les caractéristiques tracées chapitre 2, planche 2.4 sont encore directement utilisables.

III. CAS DU PRIMAIRE COUPLÉ EN ÉTOILE.

Lorsque le primaire du transformateur est couplé en étoile, c'est le cas du chapitre 3, l'analyse du fonctionnement nécessite la prise en compte du courant magnétisant. Si celui-ci est suffisant, il permet la prolongation de la conduction des thyristors, et peut circuler pendant certains intervalles de la période dans les phases secondaires du transformateur, le circuit se refermant par les diodes du montage redresseur.

Le fonctionnement du montage dépendant des faibles courants magnétisants, on ne peut remplacer le montage redresseur en pont par un montage double étoile avec bobine interphases que si l'on peut négliger le courant de circulation dû à l'existence de cette bobine. Dans le cas contraire l'instant d'extinction des diodes et donc le fonctionnement du montage dépendent de l'instant de l'annulation de la superposition de ces deux courants.

On ne peut donc plus utiliser l'équivalence des deux montages redresseurs, et il est nécessaire de reprendre l'analyse du fonctionnement.

Cette étude est effectuée dans le cas habituel où le courant magnétisant est supérieur au courant de maintien des thyristors. On suppose de plus, le courant débité I_c suffisamment fort pour que le courant de circulation j puisse toujours circuler et la bobine interphases jouer son rôle.

III.1 NOTATIONS ET HYPOTHESES.

-Comme dans les chapitres précédents, on désigne par v_A , v_B et v_C les tensions simples sinusoïdales de pulsation ω de la source :

$$v_A = V_m \sin \theta \quad ; \quad v_B = V_m \sin(\theta - 2\pi/3) \quad ; \quad v_C = V_m \sin(\theta - 4\pi/3) ;$$

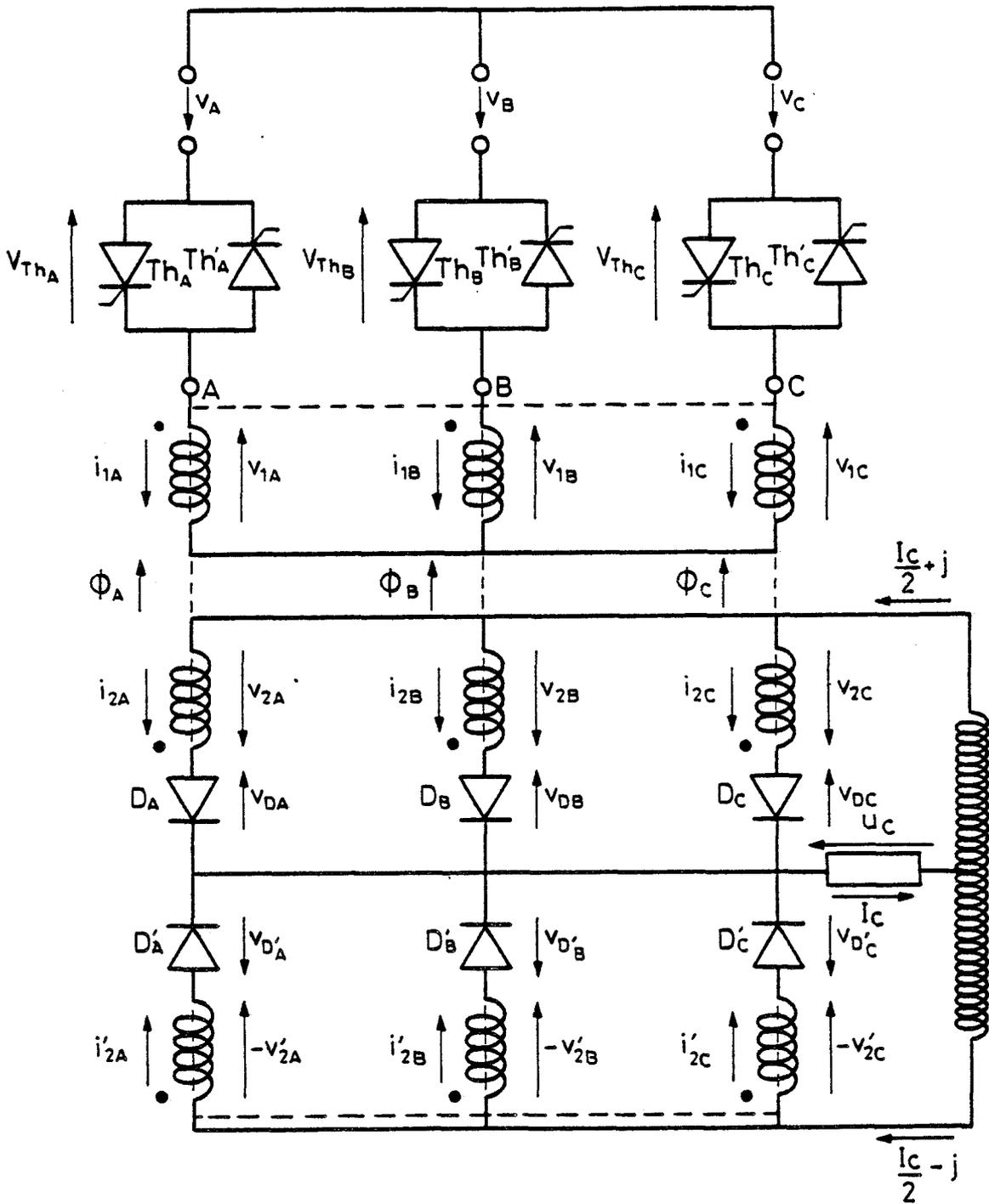
avec $\theta = \omega t$ et $V_m = V\sqrt{2}$, V étant la valeur efficace des tensions de la source.

Les courants demandés à la source (fig 6.6) i_{1A} , i_{1B} , i_{1C} traversent les n_1' spires des enroulements primaires. Ceux-ci ont des tensions v_{1A} , v_{1B} , v_{1C} à leurs bornes.

Les bobinages secondaires de n_2' spires sont sièges des tensions, v_{2A} , v_{2B} , v_{2C} , $-v_{2A}$, $-v_{2B}$, $-v_{2C}$ et sont traversés par les courants i_{2A} , i_{2B} , i_{2C} , i'_{2A} , i'_{2B} , i'_{2C} . Les tensions aux bornes des 3 ensembles de thyristors sont notées v_{ThA} , v_{ThB} , v_{ThC} , celles aux bornes des diodes du montage redresseur : v_{DA} , v_{DB} , v_{DC} , v'_{DA} , v'_{DB} , v'_{DC} .

On suppose parfaits tous les redresseurs, on néglige les résistances des enroulements, les flux de fuite et les pertes dans le fer du transformateur.

On tient compte du courant magnétisant du transformateur et de celui nécessaire au fonctionnement de la bobine interphases, le courant de circulation.



SOURCE
RECEPTEUR REDRESSEUR TRANSFORMATEUR GRADATEUR

Figure 6.6



Dans ces conditions, les tensions aux bornes des enroulements sont liées par les relations :

$$\frac{v_{1A}}{v_{2A}} = \frac{v_{1B}}{v_{2B}} = \frac{v_{1C}}{v_{2C}} = \frac{n'_1}{n'_2} = m' . \quad (1)$$

En appelant ϕ_A , ϕ_B , ϕ_C , les flux dans les noyaux du transformateur et R les reluctances, supposées égales, des portions de circuit magnétique traversées par ces flux, les équations d'Ampère-tours le long de tout circuit magnétique fermé donnent :

$$\begin{aligned} n'_1 i_{1A} - n'_1 i_{1B} + n'_2 (i_{2B} - i'_{2B}) - n'_2 (i_{2A} - i'_{2A}) &= R(\phi_A - \phi_B) \\ n'_1 i_{1B} - n'_1 i_{1C} + n'_2 (i_{2C} - i'_{2C}) - n'_2 (i_{2B} - i'_{2B}) &= R(\phi_B - \phi_C) \quad (2) \\ n'_1 i_{1C} - n'_1 i_{1A} + n'_2 (i_{2A} - i'_{2A}) - n'_2 (i_{2C} - i'_{2C}) &= R(\phi_C - \phi_A) \end{aligned}$$

De plus la somme des flux étant nulle, $v_{1A} + v_{1B} + v_{1C} = 0$. (3)

Entre les courants, existent des relations :

$$\begin{aligned} i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} &= 0 \quad ; \quad i_{1A} + i_{2B} + i_{1C} = \frac{I_C}{2} + j \quad ; \\ \text{et } i'_{2A} + i'_{2B} + i'_{2C} &= \frac{I_C}{2} - j . \quad (4) \end{aligned}$$

- On déclenche les thyristors tous les sixièmes de période dans l'ordre suivant : Th_A , Th'_C , Th_B , Th'_A , Th_C , Th'_B . Le déblocage de Th_A est repéré par l'angle ψ compté à partir du moment où v_A devient la plus positive des tensions de la source, soit à partir de $\psi = \pi/6$.

Comme pour les montages précédents, les symétries du montage et du déclenchement permettent de limiter à un sixième de période l'étude du fonctionnement.

Pour le courant primaire, par exemple, la connaissance des expressions de i_{1A} , i_{1B} , i_{1C} pendant un intervalle d'amplitude $\pi/3$ est suffisante puisque :

$$\begin{aligned} i_{1A}(\theta) &= i_{1A}(\theta) \quad ; \quad i_{1A}(\theta + \pi/3) = -i_{1B}(\theta) \quad ; \quad i_{1A}(\theta + 2\pi/3) = i_{1C}(\theta) \quad ; \\ i_{1A}(\theta + \pi) &= -i_{1A}(\theta) \quad ; \quad i_{1A}(\theta + 4\pi/3) = i_{1B}(\theta) \quad ; \quad i_{1A}(\theta + 5\pi/3) = -i_{1C}(\theta) . \end{aligned}$$

Des relations analogues existent pour les autres tensions et courants.

Lorsque ψ croit de 0 à $2\pi/3$, deux modes de fonctionnement se succèdent. Le nombre de redresseurs passants dans chacun des 2 modes dépend de l'importance relative du courant magnétisant et du courant de circulation de la bobine inter-phases.

. Si l'on peut négliger le courant de circulation devant les courants qui font circuler et maintiennent la continuité du flux dans le circuit magnétique, l'équivalence entre le montage double-étoile et le montage redresseur en pont est applicable, et le fonctionnement est celui décrit au chapitre 3, § I.3.

. Dans le cas contraire, il faut reprendre l'analyse du fonctionnement. On obtient alors :

pour le premier mode : 3 ou 2 thyristors conducteurs, débit de 2 ou 3 diodes

pour le second mode : 2 ou 0 thyristors conducteurs, débit de 3 ou 6 diodes.

On a représenté, dans ce dernier cas, pour $\psi = 0$ et $\psi = \pi/6$ (planche 6.1), puis pour $\psi = \pi/3$ et $\psi = \pi/2$ (planche 6.2), les diagrammes de conduction des redresseurs, les formes d'onde des courants primaires et secondaires, (on n'a pas représenté le courant magnétisant, ni le courant de circulation j), celles des tensions aux bornes des redresseurs Th_A et D'_A , celles de la tension redressée u_c et de la tension aux bornes d'une phase primaire v_{1A} .

III.2 PREMIER MODE ($0 < \psi < \pi/3$) : conduction de 3 ou 2 thyristors (pl. 6.1) débit de 2 ou 3 diodes

-A l'instant où $\theta = \psi + \pi/6$, on déclenche Th_A , Th'_B , Th_C , D_A , D'_B conduisent. Un thyristor par phase étant passant, les tensions primaires égalent les tensions simples de la source :

$$\begin{aligned} v_{1A} &= v_A & v_{2A} &= v_A/m' \\ v_{1B} &= v_B & \text{et d'après (1)} & & v_{2B} &= v_B/m' \\ v_{1C} &= v_C & & & v_{2C} &= v_C/m' \end{aligned}$$

La tension v_{2A} étant la plus positive des tensions secondaires, D_A conduit et les diodes D_B et D_C sont bloquées puisque :

$$\begin{aligned} v_{D_A} &= 0 & ; & & v_{D_B} &= v_{2B} - v_{2A} = v_{BA}/m' < 0 ; \\ & & & & v_{D_C} &= v_{2C} - v_{2A} = -v_{AC}/m' < 0 ; \end{aligned}$$

De la même façon, v_{2B} étant la plus négative des tensions secondaires D'_B conduit et D'_A et D'_C sont bloquées puisque

$$\begin{aligned} v_{D'_B} &= 0 & ; & & v_{D'_A} &= v_{2B} - v_{2A} = v_{BA}/m' < 0 \\ & & & & v_{D'_C} &= v_{2B} - v_{2C} = -v_{CB}/m' < 0 \end{aligned}$$

La tension redressée u_c est alors égale à $\frac{v_{2A} - v_{2B}}{2}$ soit $u_c = -v_{BA}/2m'$.

D_A et D'_B étant les seules diodes du montage passantes, elles écoulent le courant I_c débité dans le récepteur et le courant de circulation j . Les courants secondaires valent :

$$i_{2A} = \frac{I_c}{2} + j ; i'_{2B} = \frac{I_c}{2} - j ; i'_{2A} = i_{2B} = i_{2C} \equiv i'_{2C} = 0.$$

i_{2A} et i'_{2B} sont positifs car on suppose le courant débité I_c supérieur à l'intensité critique.

Les relations (2) et (3) donnent les courants dans les enroulements primaires :

$$i_{1A} = \left(\frac{I_c}{2} + \frac{j}{3}\right)/m' + R\phi_A/n'_1$$

$$i_{1B} = \left(-\frac{I_c}{2} + \frac{j}{3}\right)/m' + R\phi_B/n'_1$$

$$i_{1C} = -2j/3m' + R\phi_C/n'_1$$

Le courant de charge I_c étant très supérieur au courant de circulation j et aux courants magnétisants, on a $i_{1A} > 0$ et $i_{1B} < 0$, et Th_A et Th'_B conduisent. Le thyristor Th_C n'est effectivement conducteur que si le courant i_{1C} est positif. Le fonctionnement est donc celui décrit à condition que $R\phi_C/n'_1 - 2j/3m'$ soit positif. Le calcul de $R\phi_C/n'_1$ fait intervenir la reluctance d'une portion de circuit magnétique du transformateur, celui de j l'inductance $2L$ de la bobine interphases. L'instant d'annulation de ce courant dépend de leur valeur, et donc des éléments constituant le convertisseur. De plus ces calculs nécessitent la connaissance des tensions appliquées à chaque instant aux enroulements du transformateur, donc celle du fonctionnement.

Si l'explication du fonctionnement dépend de l'instant d'annulation θ_o/ω du courant $R\phi_C/n'_1 - 2j/3m'$, les formes d'onde de la tension redressée et des courants dans le transformateur ne dépendent que de I_c et de ψ . On envisagera donc sans calculer θ_o les différents fonctionnements possibles puisqu'ils conduisent tous aux mêmes performances.

III.2.1 Premier cas $\psi + \Pi/6 < \theta_o < \Pi/2$.

On suppose que pour $\theta = \psi + \Pi/6$, $R\phi_C/n'_1 - 2j/3m'$ est positif, et que ce courant s'annule pour θ_o , avec $\theta_o < \Pi/2$.

-Dans l'intervalle où $\psi + \Pi/6 < \theta < \theta_o$, Th_A , Th'_B , Th_C , D_A et D'_B sont conducteurs, les expressions des tensions et courants sont celles données précédemment, puisque Th_C conduit.

-A l'instant où $\theta = \theta_0$, le courant dans Th_C s'annule et ce thyristor se bloque. La continuité du flux ϕ_0 dans le circuit magnétique du transformateur et celle du courant j dans la bobine interphases impose la conduction de la diode D_C .

La conduction de la diode D_C n'entraîne pas le blocage de D_A car Th_C étant bloqué et Th'_C n'ayant pas encore reçu d'impulsion de déblocage $i_{1C} = 0$. Si D_A se bloquait, D_C devrait écouler $I_c/2 + j$ qui créerait des Ampères-tours qui ne pourraient être compensés.

Pour $\theta = \theta_0$, les diodes D_A et D_C conduisent simultanément.

-Dans l'intervalle où $\theta_0 < \theta < \psi + \pi/2$ $Th_A, Th'_B, D_A, D_C, D'_B$ conduisent. Les diodes D_A et D_C étant simultanément passantes, les tensions v_{2A} et v_{2C} donc v_{1A} et v_{1C} sont égales.

Puisque $v_{1A} - v_{1B} = -v_{BA}$ et que $v_{1A} + v_{1B} + v_{1C} = 0$ d'après (3), les tensions primaires valent : $v_{1A} = v_{1C} = -v_{BA}/3$ et $v_{1B} = 2v_{BA}/3$. On obtient au secondaire : $v_{2A} = v_{2C} = -v_{BA}/3m'$ et $v_{2B} = 2v_{BA}/3m'$ d'après (1).

La tension redressée $u_c = \frac{v_{2A} - v_{2B}}{2} = -v_{BA}/2m'$ a la même expression que dans

l'intervalle précédent.

Seuls Th_A et Th'_B réunissent le transformateur à la source, donc $i_{1C} = 0$ et

$$i_{1A} = -i_{1B}$$

Les équations (4) donnent alors :

$$i_{2A} + i_{2C} = I_c/2 + j ; i_{2B} = 0 ;$$

$$i'_{2B} = I_c/2 - j ; i'_{2A} = i'_{2C} = 0 .$$

Les équations (2) de compensation d'Ampères-tours donnent :

$$i_{1A} = \left(\frac{I_c}{2} - \frac{j}{3}\right)/m' - R\phi_B/n'_1 = -i_{1B} \text{ et } i_{1C} = 0 .$$

Pour les courants secondaires, on obtient :

$$i_{2A} = \frac{I_c}{2} + \frac{j}{3} + \frac{R\phi_c}{n'_2}$$

$$i_{2C} = \frac{2j}{3} - \frac{R\phi_c}{n'_2} = -m' \left[\frac{R\phi_c}{n'_1} - \frac{2j}{3m'} \right]$$

Or $\frac{R\phi_c}{n'_1} - \frac{2j}{3m'}$ est négatif, puisque $\theta > \theta_0$, donc $i_{2C} > 0$, ce qui confirme la conduction de D_C .

On a représenté fig 6.7, la configuration du montage pour $\theta_0 < \theta < \psi + \pi/2$.
 On voit que c'est le courant $R\phi_C/n_2'$ qui circule dans les 2 enroulements secondaires réunis aux diodes D_A et D_C qui magnétise le noyau C et réalise l'égalité des tensions v_{2A} et v_{2C} .

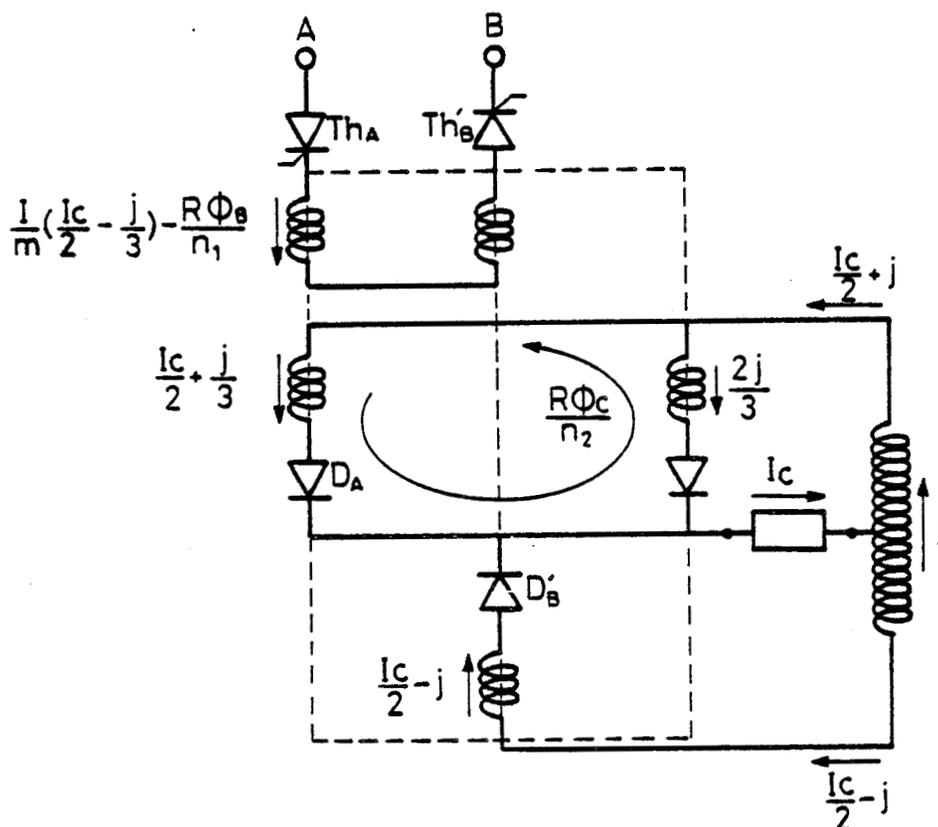


Fig 6.7.

Aux bornes des redresseurs, on obtient : $v_{Th_A} = v_{Th_B} = 0$; $v_{Th_C} = v_C - v_A + v_{1A} - v_{1C} = -v_{AC}$

$$v_{D_A} = v_{D_C} = v_{D'_B} = 0 ; v_{D'_A} = v_{D'_C} = v_{D_B} = -v_{2A} + v_{2B} = v_{BA}/m'.$$

-A l'instant où $\theta = \psi + \pi/2$, une impulsion de déblocage est envoyée sur Th'_C . La tension aux bornes, $-v_{AC}$, étant positive, ce thyristor se met à conduire. Les thyristors Th_A , Th'_B , Th'_C , conduisent simultanément et les 3 bornes de la source sont reliées à celles du primaire du transformateur. Les tensions secondaires ont pour expression :

$$v_{2A} = v_A/m', \quad v_{2B} = v_B/m', \quad v_{2C} = v_C/m'.$$

La tension v_{2C} étant la plus négative des tensions secondaires, la diode D'_C se met à conduire, entraînant le blocage de D_C et D'_B .
 A partir de $\theta = \psi + \pi/2$ commence un intervalle de fonctionnement analogue à

à celui rencontré un sixième de période plus tôt.

III.2.2 Deuxième cas $\Pi/2 < \theta_o < \psi + \Pi/2$.

On suppose que pour $\theta = \psi + \Pi/6$, $R\phi_C - 2j/3m'$ est positif et le reste au moins jusque $\theta = \Pi/2$.

-Dans l'intervalle où $\psi + \Pi/6 < \theta < \Pi/2$, Th_A , Th'_B , Th_C , D_A et D'_B conduisent. Les expressions des variables sont celles du premier intervalle du premier cas.

-A l'instant où $\psi = \Pi/2$, la tension $v_{D'_C} = -v_{C_B}/m'$ s'annule et tend à devenir positive. La diode D'_C se met à conduire.

Si la conduction de D'_C entraînait le blocage de D'_B , D'_C écoulerait seule ($I_C/2 - j$). On aurait donc $i'_{2C} = \frac{I_C}{2} - j$, $i_{2A} = \frac{I_C}{2} + j$, les autres courants secondaires étant nuls.

Le courant i_{1C} donné par les relations (1) aurait pour expression :

$$i_{1C} = \frac{1}{m'} \left(-\frac{I_C}{3} + \frac{j}{3} \right) + \frac{R\phi_2}{n'_1}$$

Puisque $\frac{I_C}{2m'}$ est grand devant les autres termes de l'expression, i_{1C} serait négatif et ne pourrait être écoulé que par Th'_C . Or ce thyristor n'a pas encore reçu son impulsion de déblocage.

Pour $\theta = \Pi/2$, les diodes D'_B et D'_C conduisent simultanément.

Alors, les tensions v_{2B} et v_{2C} sont égales ainsi que v_{1B} et v_{1C} au primaire.

Le primaire du transformateur ne peut plus être directement relié à la source, Th_C se bloque, Th'_B assurant le retour du courant provenant de la phase A.

Pour $\theta = \Pi/2$, le déblocage de D'_C entraîne le blocage de Th_C .

-Pendant l'intervalle $\Pi/2 < \theta < \theta_o$, Th_A , Th'_B , D_A , D'_B , D'_C conduisent. Seuls Th_A et Th'_B relient le convertisseur à la source, donc $i_{1C} = 0$ et $i_{1A} = -i_{1B}$. Les équations (4) donnent alors

$$i_{2A} = I_C/2 + j ; i_{2B} = i_{2C} = 0 ;$$

$$i'_{2B} + i'_{2C} = I_C/2 - j ; i'_{2A} = 0 .$$

En utilisant les équations (2) on obtient au primaire :

$$i_{1A} = \left(\frac{I_C}{2} + \frac{j}{3}\right)/m' + R\phi_A/n'_1 \text{ et au secondaire :}$$

$$i_{2B} = \left(\frac{I_C}{2} - \frac{j}{3}\right) - R\phi_C/n'_2 \text{ et } i'_{2C} = \frac{-2j}{3} + \frac{R\phi_C}{n'_2} = m' \left[\frac{R\phi_C}{n'_1} - \frac{2j}{3m'} \right]$$

or le courant $\frac{R\phi_C}{n'_1} - \frac{2j}{3m'}$ est positif dans cet intervalle, donc i'_{2C} l'est aussi et la conduction de D'_C assurée.

Puisque $v_{1B} = v_{1C}$, que $v_{1A} + v_{1B} + v_{1C} = 0$ et que $v_{1B} - v_{1A} = v_{BA}$, on obtient pour les tensions

$$v_{1A} = -2v_{BA}/3 = m'v_{2A}, \quad v_{1B} = v_{1C} = v_{BA}/3 = m'v_{2B} = m'v_{2C}.$$

La tension redressée a encore pour expression :

$$u_C = v_{2A} - v_{2B} = -v_{BA}/m'.$$

Les tensions aux bornes des redresseurs sont alors :

$$v_{Th_A} = v_{Th_B} = 0; \quad v_{Th_C} = v_C - v_B + v_{1B} - v_{1C} = v_{CB} < 0;$$

$$v_{D_A} = v_{D'_B} = v_{D'_C} = 0; \quad v_{D_B} = v_{D_C} = v_{D'_A} = v_{BA}/m'.$$

-A l'instant où $\theta = \theta_0$, le courant dans D'_C s'annule et cette diode se bloque. Le flux dans le transformateur et le courant j dans la bobine interphases ne pouvant subir de discontinuité, le courant

$$m' \left(\frac{R\phi_C}{n'_1} - \frac{2j}{3m'} \right) \text{ qui était écoulé par } D'_C, \text{ l'est maintenant par } D_C.$$

On a alors $Th_A, Th'_B, D_A, D'_B, D_C$ conducteurs et le fonctionnement est celui du deuxième intervalle du premier cas.

-A l'instant où $\theta = \psi + \pi/2$, une impulsion de déblocage est envoyée sur Th'_C , et comme dans le premier cas Th_A, Th'_B, Th'_C conduisent, on retrouve le fonctionnement à 3 thyristors et deux diodes conducteurs, précédemment décrit.

III.2.3 Comparaison des deux cas.

La comparaison des deux cas étudiés montre que le fonctionnement même du montage dans l'intervalle $(\psi + \pi/6, \psi + \pi/2)$ dépend du signe du faible courant $(R\phi_C/n'_1 - 2j/3m')$.

Pour qu'il y ait trois thyristors conducteurs à partir de $\theta = \psi + \pi/6$, il faut que ce courant soit positif pour pouvoir être écoulé par Th_C .

S'il continue à être positif au delà de $\psi = \pi/2$, correspondant à l'instant d'extinction de Th_C , c'est la diode D'_C qui écoule ce courant ramené au secondaire.

Dès qu'il devient négatif, la diode D_C entre en conduction, et c'est elle qui écoule le courant, assurant ainsi la continuité du flux dans le transformateur et du courant dans la bobine interphases.

Si le *fonctionnement* du montage, la forme d'onde de la tension aux bornes des enroulements et celle des tensions aux bornes des redresseurs dépendent du signe et de l'instant d'annulation de ce courant, les formes d'onde de la tension redressée et des courants dans les enroulements à condition toute-fois de négliger j et le courant magnétisant devant le courant de charge, sont indépendantes de θ_0 .

Les caractéristiques d'entrée et de sortie du convertisseur, ainsi que les contraintes maxima exercées sur les semi-conducteurs, ne nécessitent pas le calcul de θ_0 .

Dans tous les cas, la tension aux bornes des diodes bloquées pour $\theta = \psi + \pi/2$ vaut v_{BA}/m . Pour $\psi = 5\pi/6$, v_{BA} s'annule, mettant en conduction toutes les diodes de montage redresseur. La valeur limite de ψ pour un fonctionnement selon le premier mode est obtenue quand $\psi + \pi/2 = 5\pi/6$ soit $\psi = \pi/3$.

Les formes d'onde tracées planches 6.1 et 6.2 correspondent à $\theta_0 = \pi/3$.

III.3 DEUXIEME MODE ($\pi/3 < \psi < 2\pi/3$) : conduction de 2 ou 0 thyristors (pl. 6.2) débit de 3 ou 6 diodes

-A l'instant où $\theta = \psi + \pi/6$, on amorce Th_A au même temps que Th'_B . Deux fonctionnements sont possibles.

. Si $\psi + \pi/6 < \theta_0 < 5\pi/6$, les diodes D_A , D'_B , D'_C conduisent et l'on retrouve un fonctionnement à 2 thyristors et 3 diodes conducteurs, identique à celui du premier mode, 2ième cas, 2ième intervalle.

Ce fonctionnement se poursuit jusqu'à l'instant où $\theta = \theta_0$, correspondant à l'annulation du courant $R\phi_C/n'_2 - 2j/3$ dans la diode D'_C .

Pour $\theta > \theta_0$, la diode D_C prend le relais de la diode D'_C , et c'est elle qui écoule ce courant.

Pour $\theta_0 < \theta < 5\pi/6$, Th_A , Th'_B , D_A , D_C , D'_B conduisent. Ce fonctionnement est celui qui a été décrit au premier mode, premier cas, deuxième intervalle.

.Si $\theta_0 < \pi/2$, puisque $\psi > \pi/3$, $\theta_0 < \psi + \pi/6$.

Pour $\psi + \pi/6 < \theta < 5\pi/6$, quand on amorce Th_A et Th'_B , les diodes D_A , D_C et D'_B conduisent.

Le fonctionnement, et donc les expressions des courants et tensions, sont ceux donnés au premier mode, premier cas, deuxième intervalle.

Dans les 2 cas, on obtient un régime à 2 thyristors et 3 diodes conducteurs. La commutation éventuelle $D'_C - D_C$ pour $\theta = \theta_0$, ne modifie ni la tension redressée ni les courants principaux dans les phases du transformateur. La distinction des 2 cas, nécessaire pour expliquer le fonctionnement et les formes d'onde des tensions relevées, n'apparaît pas dans le calcul des caractéristiques.

-A l'instant où $\psi = 5\pi/6$, la tension v_{BA}/m' , commune aux trois diodes D'_A, D'_C, D_B cesse d'être négative. Les 6 diodes du montage redresseur se mettent à conduire simultanément, égalisant les tensions aux bornes des enroulements secondaires. Les tensions aux bornes des phases primaires deviennent égales à zéro, Th_A et Th'_B se bloquent et le transformateur est déconnecté de la source.

-Pendant l'intervalle $5\pi/6 < \theta < \psi + \pi/2$, les 6 diodes conduisent, les 6 thyristors sont bloqués. On a donc

$$v_{1A} = v_{1B} = v_{1C} = 0, v_{2A} = v_{2B} = v_{2C} = 0 \text{ et } u_c = 0.$$

Les tensions aux bornes des diodes sont nulles. Les faibles courants de fuite directs des thyristors portent les points A, B, C, (fig. 6.6) au potentiel du neutre du réseau et les tensions aux bornes des thyristors sont égales aux tensions simples de la source

$$v_{Th_A} = v_A, v_{Th_B} = v_B, v_{Th_C} = v_C.$$

Les courants dans les enroulements primaires du transformateur étant nuls, et le récepteur étant toujours traversé par I_c , les courants dans les phases secondaires du transformateur et dans les diodes correspondantes sont donnés par :

$$i_{2A} = I_c/6 + j/3 - R\phi_A/n'_2 ; i'_{2A} = I_c/6 - j/3 + R\phi_A/n'_2$$

$$i_{2B} = I_c/6 + j/3 - R\phi_B/n'_2 ; i'_{2B} = I_c/6 - j/3 + R\phi_B/n'_2$$

$$i_{2C} = I_c/6 + j/3 - R\phi_C/n'_2 ; i'_{2C} = I_c/6 - j/3 + R\phi_C/n'_2$$

-Lorsque ψ atteint la valeur $2\pi/3$, la tension v_{AB} aux bornes des thyristors Th_A et Th'_B qui doivent être déclenchés pour $\theta = \psi + \pi/6$, cesse d'être positive.

Pour $\psi > 2\pi/3$, les thyristors sont constamment bloqués et la tension redressée u_c est toujours nulle.

III.4 CARACTERISTIQUES

L'analyse précédente a montré que les redresseurs conducteurs à chaque instant, donc le fonctionnement même du montage, dépendaient de l'importance relative du courant de circulation j dû à la bobine interphases et du courant magnétisant. Ainsi les formes d'onde des tensions aux bornes des bobinages et celles des tensions aux bornes des redresseurs sont liées aux éléments constitutifs du convertisseur.

Néanmoins, la tension redressée et les courants dans les bobinages du transformateur, en négligeant toutefois j et le courant magnétisant, ne dépendent que de ψ , donc de la commande, de la tension de la source V et du courant débité I_c .

La comparaison des planches 6.1, 6.2 et 3.3 et 3.4, montre que la substitution du montage redresseur en pont par un montage double étoile avec bobine interphases ne change pas les formes d'onde des courants et de la tension redressée. A tension de la source et puissance du transformateur données, la tension redressée est divisée par 2 et le courant débité est multiplié par 2.

Avec les mêmes notations qu'au chapitre 5, et pour un courant débité I_c donné, on obtient :

- pour le premier mode: $0 < \psi < \Pi/3$,

$$U_c = U_{co} \cos \psi \quad \text{avec} \quad U_{co} = \frac{3\sqrt{3}V_m}{2m'\Pi} .$$

La valeur efficace du courant dans un enroulement secondaire est donnée par

$$I_2 = \frac{I_c}{2\sqrt{3}} .$$

Les Ampère-tours primaires compensent ceux créés par les deux demi-enroulements secondaires bobinés sur le même noyau, donc :

$$I_1 = \frac{I_c}{m'\sqrt{6}} , \quad \text{de même} \quad I_{1n} = \frac{I_c \sqrt{3}}{\sqrt{2}\Pi m'n} .$$

- pour le deuxième mode: $\Pi/3 < \psi < 2\Pi/3$,

$$U_c = U_{co} [1 - \cos(2\Pi/3 - \psi)]$$

$$I_2 = \frac{I_c}{2} \sqrt{\frac{2}{3} - \frac{\psi}{\Pi}}$$

$$I_1 = \frac{I_c}{m'\sqrt{2}} \sqrt{\frac{2}{3} - \frac{\psi}{\Pi}} \quad \text{et} \quad I_{1n} = \frac{2\sqrt{2} I_c}{\Pi m'n} \left| \sin\left(n \frac{\Pi}{3}\right) \cdot \sin n\left(\frac{\Pi}{3} - \frac{\psi}{2}\right) \right|$$

Les caractéristiques tracées chapitre 3, planches 3.9, 3.10, sont directement applicables au cas du montage double étoile.

La caractéristique donnant la valeur efficace des premiers harmoniques (planche 3.11) peut aussi être utilisée à condition de lire en ordonnée

$\frac{m'J_{1n}\sqrt{6}}{I_c}$ au lieu de $\frac{m'J_{1n}\sqrt{3}}{I_c}$, puisque à I_c donné, le courant absorbé est divisé par 2.

IV. COMPARAISON DES CARACTÉRISTIQUES

Comme lors de l'étude des montages permettant l'obtention de hautes tensions continues, l'examen des caractéristiques permet d'effectuer leur comparaison.

Le choix du montage le plus approprié pour une application peut s'effectuer en considérant :

- les caractéristiques relatives aux redresseurs
- le rendement de la transformation alternatif-continu
- l'importance relative des harmoniques de courant pris au réseau.

Le paragraphe I du chapitre 5 rend compte des caractéristiques relatives aux redresseurs, il suffit de diviser par 2 tous les courants pris à la source pour obtenir les caractéristiques d'un montage débitant un courant constant I_c

sous une tension redressée variant de $U_{co} = \frac{9}{\pi\sqrt{2}} \cdot \frac{V}{m}$ à 0.

Montage	$I_{Th_{eff_{max}}}$	$V_{Th_{max}}$
grad. en ligne + Δ - λ ou λ - λ	$\frac{I_c}{2m} = 0,5 \frac{I_c}{m}$	$\frac{3V}{\sqrt{2}} \approx 2,12 V$
λ - λ grad. en triangle	$\frac{I_c}{2m\sqrt{2}} \approx 0,35 \frac{I_c}{m}$	$V\sqrt{6} \approx 2,45 V$
grad. dans le Δ du transformateur	$\frac{\sqrt{3} \cdot I_c}{4m} = 0,31 \frac{I_c}{m}$	$V\sqrt{6} \approx 2,45 V$

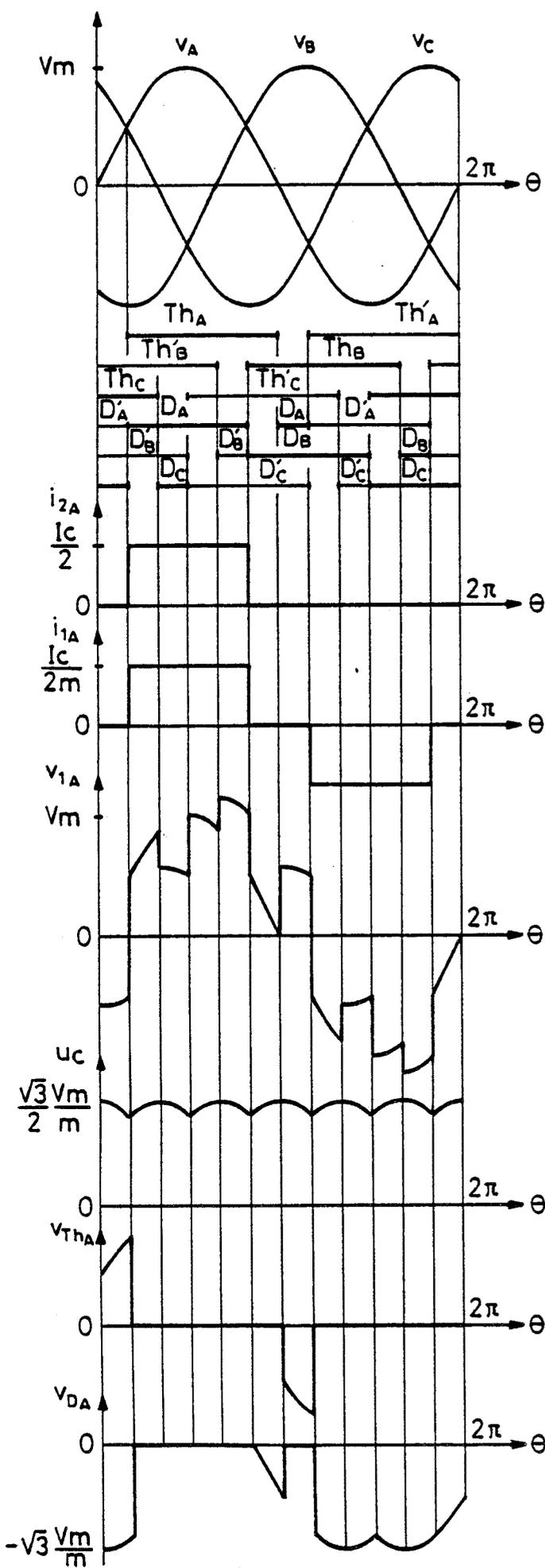
et pour tous les montages $I_{D_{eff_{max}}} = \frac{I_c}{2\sqrt{3}} = 0,29 I_c$ et $V_{D_{max}} = 3\sqrt{2} \frac{V}{m} \approx 4,24 \frac{V}{m}$.

Les pertes dans les enroulements et dans les redresseurs ont une valeur moitié de celle calculée au §.II du chapitre 5, les courbes tracées (pl. 5.3, 5.4, 5.6) sont toujours valables compte-tenu de la division des courants par 2.

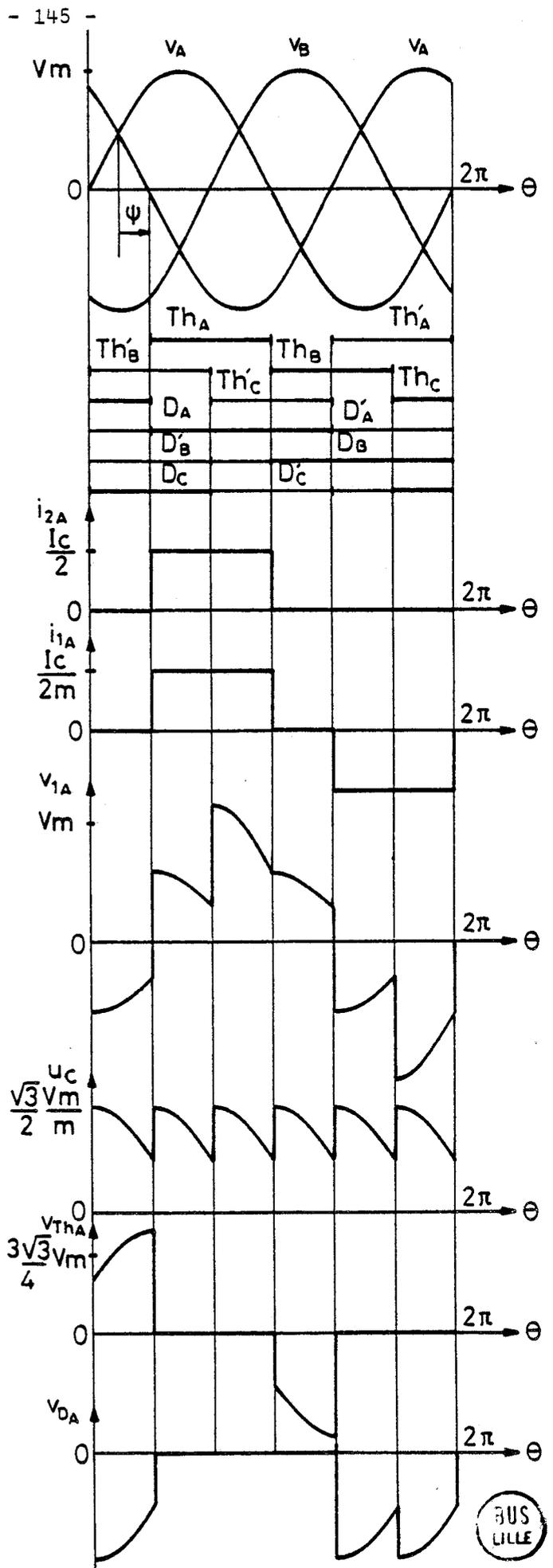
Les caractéristiques étant sensiblement les mêmes (seules changent les valeurs efficaces des tensions aux bornes des enroulements dans le cas du couplage λ - λ) le choix sera semblable à celui effectué au chapitre 5.

-Pour les montages de forte et moyenne puissance, on adopte le montage associant un gradateur en ligne et le primaire du transformateur couplé en triangle car il minimise les pertes.

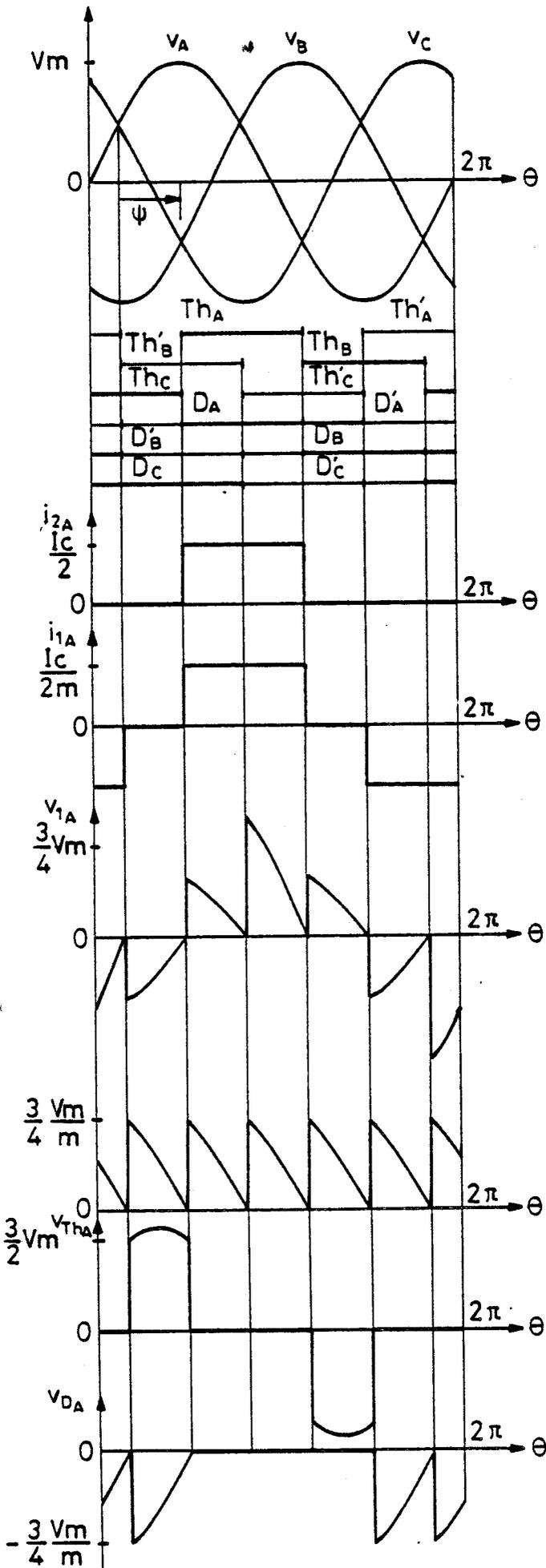
-Pour les montages de faible puissance, on choisit le montage où les trois paires de thyristors du gradateur sont disposées en triangle à l'aval du transformateur pour des raisons de simplicité de mise en oeuvre.



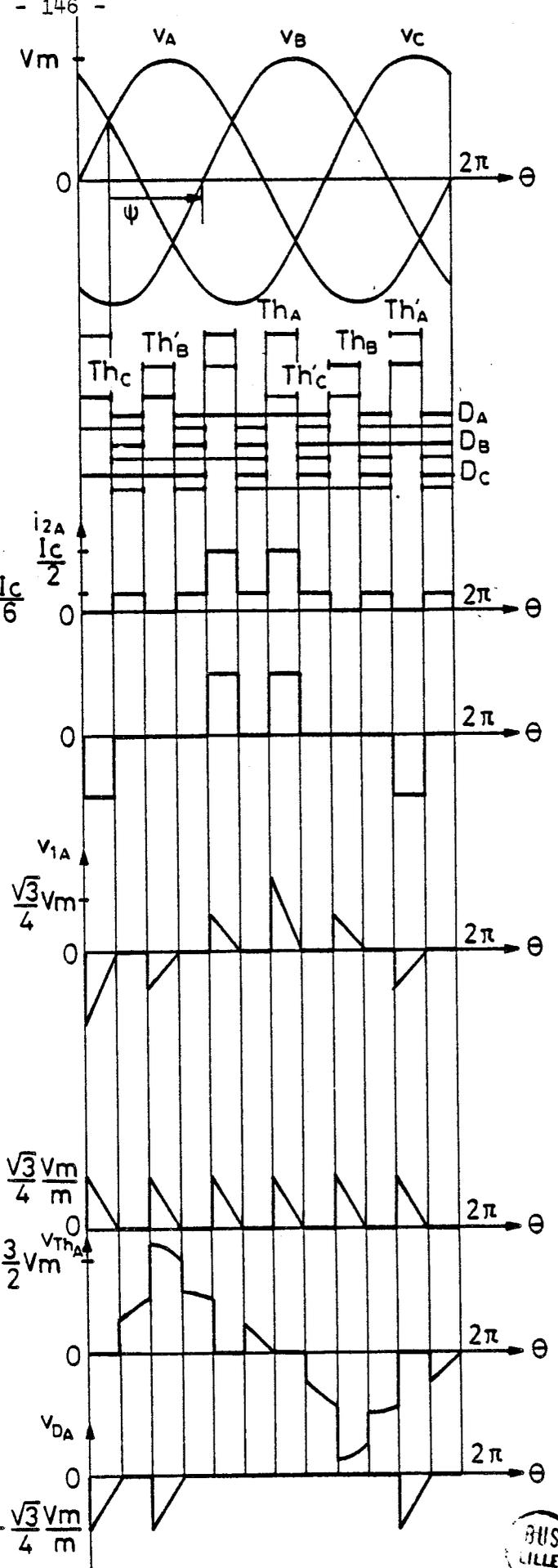
$\psi = 0$



$\psi = \frac{\pi}{6}$ (1^{er} mode)



$\psi = \frac{\pi}{3}$ (limite)



$\psi = \frac{\pi}{2}$ (2^{ème} mode)



CHAPITRE 7

ASSOCIATION D'UN GRADATEUR MIXTE,

D'UN TRANSFORMATEUR ETOILE-ETOILE

ET

D'UN MONTAGE REDRESSEUR A COMMUTATION PARALLELE A DIODES

- * -

Un autre moyen de régler une basse tension redressée fournie par un montage redresseur est d'utiliser un gradateur mixte associé à un montage redresseur à commutation parallèle.

Ce montage est intéressant parce qu'il permet de diminuer le nombre des redresseurs tout en conservant certains avantages tels que la diminution du courant dans les enroulements quand on réduit la tension redressée.

Ses performances étant moins bonnes que celles des montages du chapitre 6, il est quand même intéressant de l'étudier car c'est un exemple de redressement d'ordre 3 alors qu'on n'a envisagé jusqu'ici que le redressement d'ordre 6.

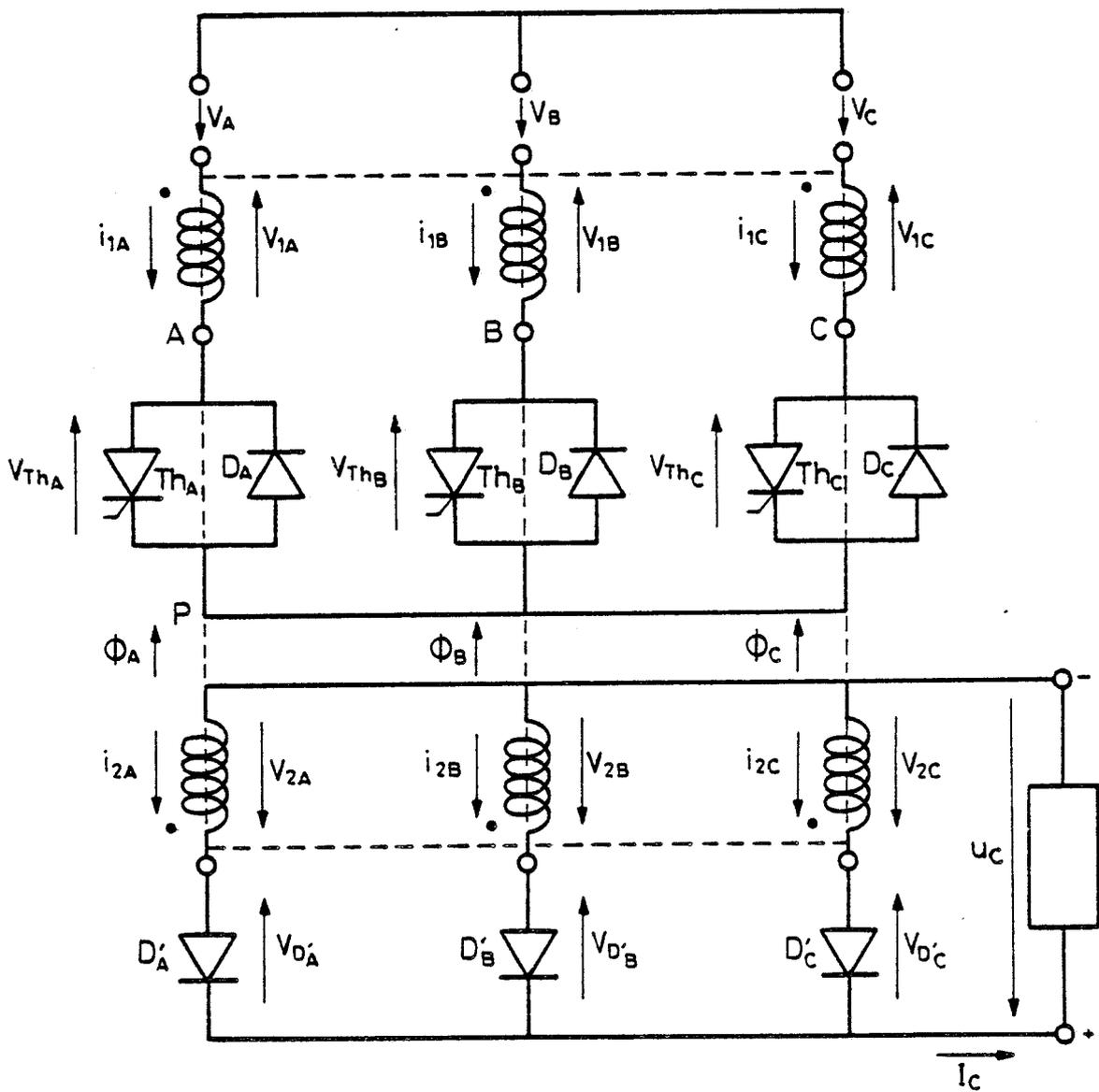
Le gradateur triphasé mixte est constitué par trois ensembles thyristors-diodes Th_A et D_A , Th_B et D_B , Th_C et D_C connectés en parallèle inverse.

II est disposé entre les trois bornes du réseau d'alimentation et celles du primaire du transformateur (fig. 7.1).

Le circuit magnétique du transformateur à trois noyaux N_A , N_B et N_C est représenté en traits discontinus. ϕ_A , ϕ_B et ϕ_C désignent les flux dans ces noyaux.

Les enroulements du primaire du transformateur sont couplés en étoile. Les tensions aux bornes des bobinages du secondaire, couplés en étoile sont redressées par trois diodes D'_A , D'_B , D'_C à cathodes réunies formant un montage redresseur à commutation parallèle.

La tension redressée u est prise entre le point de jonction des cathodes de D'_A , D'_B , D'_C et le point neutre du secondaire.



SOURCE

REDRESSEUR TRANSFORMATEUR GRADATEUR
RECECTEUR

SHEMA DU MONTAGE

Figure 7.1



I. ÉTUDE DU FONCTIONNEMENT

I.1 NOTATIONS ET HYPOTHESES.

-On désigne par v_A, v_B, v_C les tensions simples sinusoïdales de pulsation ω fournies par le réseau dont on néglige l'impédance :

$$v_A = V_m \sin \theta ; v_B = V_m \sin (\theta - 2\pi/3) ; v_C = V_m \sin (\theta - 4\pi/3)$$

avec $\theta = \omega t$ et $V_m = V\sqrt{2}$.

V étant la valeur efficace des tensions simples d'alimentation.

On désigne par v_{AC}, v_{BA}, v_{CB} les tensions composées de la source $v_{AC} = v_A - v_C$;
 $v_{BA} = v_B - v_A$; $v_{CB} = v_C - v_B$.

Les enroulements primaires du transformateur de n_1 tours ont pour tension à leurs bornes v_{1A}, v_{1B}, v_{1C} et sont parcourus par des courants i_{1A}, i_{1B}, i_{1C} .

Les enroulements secondaires sièges des tensions v_{2A}, v_{2B}, v_{2C} sont traversés par les courants i_{2A}, i_{2B}, i_{2C} .

Les tensions aux bornes des trois ensembles thyristor-diode du gradateur sont désignées par $v_{Th_A}, v_{Th_B}, v_{Th_C}$, celles aux bornes des diodes du montage redresseur par $v_{D'_A}, v_{D'_B}, v_{D'_C}$.

-On suppose parfaits le transformateur et tous les redresseurs, ce qui revient à négliger toutes les causes de chute de tension en charge, les flux de fuite, le courant magnétisant et les pertes dans le fer du transformateur.

Dans ces conditions, les tensions aux bornes des bobinages du transformateur sont liées par les relations :

$$\frac{v_{1A}}{v_{2A}} = \frac{v_{1B}}{v_{2B}} = \frac{v_{1C}}{v_{2C}} = \frac{n_1}{n_2} = m \quad (1)$$

Comme, de plus, le transformateur est à trois noyaux, $\phi_A + \phi_B + \phi_C = 0$ donc

$$n_1 \frac{d\phi_A}{dt} + n_1 \frac{d\phi_B}{dt} + n_1 \frac{d\phi_C}{dt} = 0 \text{ et ainsi } v_{1A} + v_{1B} + v_{1C} = 0 \quad (2).$$

On suppose aussi que le courant continu débité par ce convertisseur est parfaitement lissé et donc que sa valeur instantanée i_c peut être confondue avec sa valeur moyenne I_c tout au long du déroulement de la période.

-On déclenche les thyristors dans l'ordre suivant : Th_A , Th_B , Th_C à des intervalles de temps égaux à un tiers de période. Le déblocage de Th_A est compté à partir du moment où v_A devient la plus positive des tensions d'alimentation, donc à partir de $\theta = \pi/6$.

L'identité à $2\pi/3$ ou $4\pi/3$ près du fonctionnement des trois phases permet de limiter à un tiers de période. l'étude de l'évolution des variables.

Pour les courants primaires, par exemple, puisque :

$$i_{1A}(\theta) = i_{1B}(\theta + 2\pi/3) = i_{1C}(\theta + 4\pi/3)$$

on aura $i_{1A}(\theta + 2\pi/3) = i_{1C}(\theta)$ et $i_{1A}(\theta + 4\pi/3) = i_{1B}(\theta)$.

Le même type de relations existe pour les autres courants et tensions du montage. La compensation des Ampère-tours le long de tout circuit magnétique fermé donne entre les courants les relations suivantes :

$$\begin{cases} m i_{1A} - m i_{1B} = i_{2A} - i_{2B} \\ m i_{1B} - m i_{1C} = i_{2B} - i_{2C} \\ m i_{1C} - m i_{1A} = i_{2C} - i_{2A} \end{cases} \quad (3)$$

la somme des courants primaires est nulle $i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} = 0$ (4)

et la somme des courants secondaires est égale à $I_c \cdot i_{2A} + i_{2B} + i_{2C} = I_c$ (5).

-Quand l'angle ψ croit de 0 à π , trois modes de fonctionnement caractérisés par le nombre de redresseurs conducteurs se succèdent :

- . Premier mode : Conduction de 3 ou 2 redresseurs du gradateur
Débit de 1 ou 2 diodes du montage redresseur.
- . Deuxième mode : Conduction de 3, 2 ou 0 redresseurs du gradateur
Débit de 1,2 ou 3 diodes du montage redresseur.
- . Troisième mode : Conduction de 2 ou 0 redresseurs du gradateur
Débit de 2 ou 3 diodes du montage redresseur.

On a représenté pour des valeurs de ψ correspondant à chacun des modes de fonctionnement, et au début de chacun d'eux, soit pour $\psi = 0$, $\psi = \pi/6$ (planche 7.1), $\psi = \pi/3$, $\psi = \pi/2$ (planche 7.2) $\psi = 2\pi/3$, $\psi = 5\pi/6$ (planche 7.3) les diagrammes de conduction des redresseurs, les formes d'onde des tensions d'alimentation, de la tension v_{1A} aux bornes d'un enroulement primaire, celle u_c de la tension redressée, de celle v_{Th_A} aux bornes d'un thyristor ainsi que v_{D_A} , tension aux bornes d'une diode du montage redresseur. On a également représenté les formes d'onde des courants i_{1A} et i_{2A} dans les enroulements primaires et secondaires.

On a également donné à titre d'illustration, (fig. 7.2, 7.3, 7.4), les relevés oscillographiques de la tension aux bornes d'un enroulement primaire, du courant primaire, du courant secondaire et de la tension redressée pour 3 valeurs de ψ , $\psi = \pi/6$, $\psi = \pi/2$, $\psi = 3\pi/4$ correspondant à chacun des 3 modes de fonctionnement.

I.2 PREMIER MODE ($0 < \psi < \pi/3$) : conduction de 3 ou 2 redresseurs du gradateur (planche 7.1) débit de 1 ou 2 diodes.

-Pendant l'intervalle $\psi + \pi/6 < \theta < 5\pi/6$, Th_A , D_B , D_C et D'_A conduisent.

.Puisque un redresseur par phase du gradateur est passant, les tensions primaires égalent les tensions simples de la source.

$$\begin{aligned} v_{1A} &= v_A & v_{2A} &= v_A/m \\ v_{1B} &= v_B & \text{et d'après (1)} \quad v_{2B} &= v_B/m \\ v_{1C} &= v_C & v_{2C} &= v_C/m \end{aligned}$$

et $v_{Th_A} = v_{Th_B} = v_{Th_C} = 0$.

Tant que θ est inférieur à $5\pi/6$, $v_{2A} = v_A/m$ est la plus positive des tensions secondaires, la diode D'_A conduit et sa conduction entraine ou confirme le blocage de D'_B et D'_C puisque :

$$\begin{aligned} v_{D'_A} &= 0 & ; & & v_{D'_B} &= v_{2B} - v_{2A} = v_B/m - v_A/m < 0 ; \\ v_{D'_C} &= v_{2C} - v_{2A} = v_C/m - v_A/m < 0 . \end{aligned}$$

La tension redressée u_c est égale à v_{2A} donc $u_c = v_A/m$.

. La diode D'_A écoule le courant continu I_c et les autres diodes sont bloquées donc :

$$i_{2A} = I_c \quad ; \quad i_{2B} = i_{2C} = 0.$$

Les relations (3) donnent au primaire : $i_{1B} = i_{1C}$ et $i_{1A} - i_{1B} = I_c/m$.

D'après la relation (4) $i_{1A} = -i_{1B} - i_{1C} = -2i_{1B}$, il vient $i_{1B} = i_{1C} = -I_c/3m$ et $i_{1A} = 2I_c/3m$,

ce qui confirme la conduction du thyristor th_A et des diodes D_B et D_C .

-A l'instant où θ égale $5\pi/6$, la tension $v_{D'_B} = v_B/m - v_A/m$, qui était négative s'annule et tend à devenir positive. La diode D'_B se met alors à conduire alors que D'_A écoule le courant I_c .

Si la conduction de D'_B entraînait le blocage de D'_A , c'est D'_B qui écoulerait I_c . On aurait alors $i_{2B} = I_c$ et $i_{2A} = i_{2C} = 0$. Les relations (3) donneraient $i_{1A} = i_{1C}$. Or i_{1C} ne peut être que négatif car le thyristor Th_C n'a pas encore reçu son impulsion de déblocage et i_{1A} ne peut être que positif car Th_A est le seul thyristor susceptible de conduire.

. A partir de $\theta = 5\pi/6$, les diodes D'_A et D'_B conduisent simultanément. Le débit simultané de D'_A et D'_B entraîne l'égalité des tensions v_{2A} et v_{2B} donc celle des tensions primaires v_{1A} et v_{1B} . Les bornes primaires A et B ne peuvent plus être reliées simultanément à la source. Puisque Th_A est le seul thyristor conducteur, c'est la diode D_B qui se bloque, le courant fourni par Th_A revenant par la diode D_C .

-Pendant l'intervalle $5\pi/6 < \theta < \psi + 5\pi/6$, Th_A , D_C , D'_A , D'_B conduisent. Le courant i_{1B} étant nul, $i_{1A} = -i_{1C}$ d'après (4). Le courant i_{2C} étant nul, $i_{2A} + i_{2B} = I_C$ d'après (5). Dans ces conditions, puisque les équations (3) donnent :

$$mi_{1A} = i_{2A} - i_{2B} \quad ; \quad -mi_{1C} = i_{2B}$$

Il vient $i_{2A} = 2i_{2B}$ donc les courants non nuls ont pour valeurs :

$$i_{2A} = 2I_C/3 \quad ; \quad i_{2B} = I_C/3 \quad ; \quad i_{1A} = -i_{1C} = I_C/3m$$

relations qui confirment bien les conductions de Th_A et D_B dans le gradateur.

. La connaissance des redresseurs conducteurs permet la détermination des tensions aux bornes des enroulements.

Au primaire, les redresseurs Th_A et D_C conduisent donc $v_{1A} - v_{1C} = v_A - v_C$, en plus $v_{1A} = v_{1B}$ et $v_{1A} + v_{1B} + v_{1C} = 0$. On en déduit $v_{1C} = -2v_{1A}$ et

$v_{1A} = v_{1B} = \frac{v_A - v_C}{3}$, $v_{1C} = -\frac{2}{3}(v_A - v_C)$. Aux bornes des différents redresseurs, on trouve :

$$v_{Th_A} = v_{Th_C} = 0 \quad ; \quad v_{Th_B} = v_B - v_A ;$$

$$v_{D'_A} = v_{D'_B} = 0 \quad ; \quad v_{D'_C} = v_{2C} - v_{2A} = -\frac{1}{m}(v_A - v_C)$$

La tension redressée u_c vaut alors $u_c = v_{2A} = \frac{v_A - v_C}{3m}$.

-A l'instant où $\theta = \psi + 5\pi/6$, une impulsion de déblocage est envoyée sur Th_B . La tension à ses bornes, $v_B - v_A$, étant positive, ce thyristor se met à conduire. Le thyristor Th_A et la diode D_B étant précédemment conducteurs, au déblocage de Th_B les tensions de la source sont directement appliquées aux phases primaires du transformateur. Les tensions secondaires deviennent : $v_{2A} = v_A/m$, $v_{2B} = v_B/m$, $v_{2C} = v_C/m$.

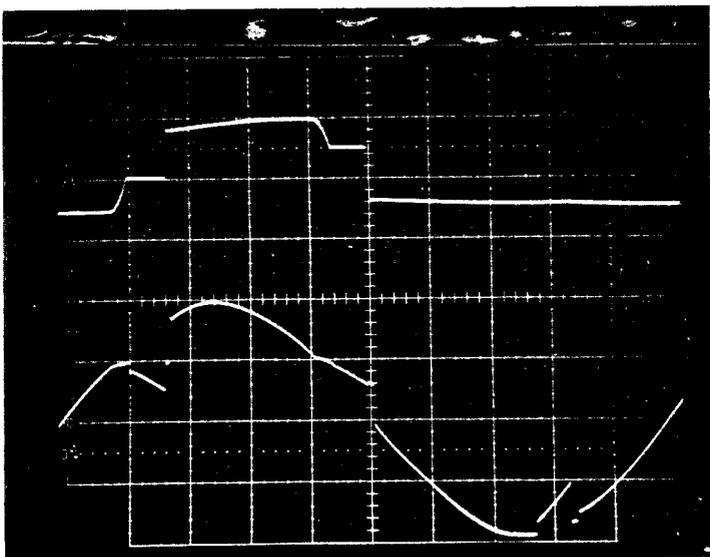
La tension v_{2B} étant la plus positive des tensions secondaires, le débit de D'_B entraîne le blocage de D'_A .

Le courant continu I_C s'écoulant uniquement par D'_B , $i_{2A} = i_{2C} = 0$. Les relations (3) entraînent $i_{1A} = i_{1C}$. Th_C n'étant pas amorcé, i_{1C} est négatif, i_{1A} l'est donc aussi. La liaison de la borne A à la source est assurée par D_A et non plus par Th_A .

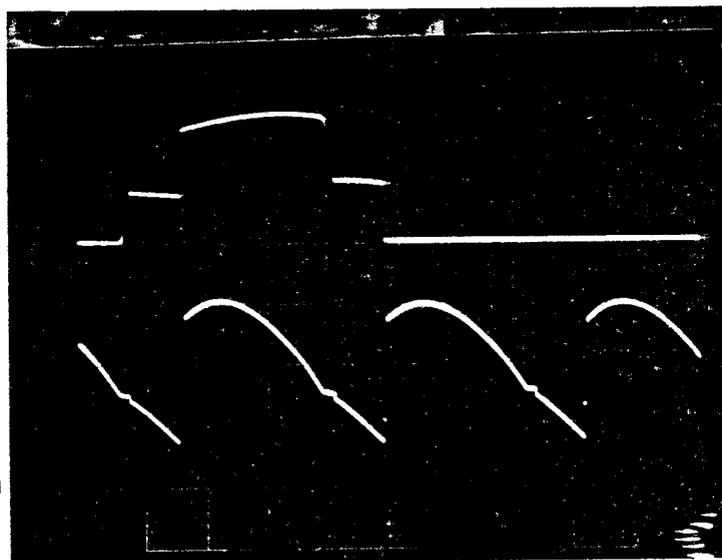
La mise en conduction de Th_B entraîne le blocage de D'_A et de Th_A et la conduction de D_A .

A partir de $\theta = \psi + 5\pi/6$ débute un intervalle de fonctionnement à 3 redresseurs du gradateur et 1 diode du montage redresseur conducteurs analogue à celui rencontré un tiers de période plus tôt.

Ce premier mode de fonctionnement cesse quand au déclenchement de Th_B , la tension $v_{D'_C}$ cesse d'être négative, donc quand pour $\theta = \psi + 5\pi/6$, la tension $(v_C - v_A)$ tend à devenir positive, soit pour $\psi + 5\pi/6 = 7\pi/6$ c'est à dire $\psi = \pi/3$.



Courant en ligne
tension primaire



Courant secondaire
tension redressée

Fig. 7.2. Relevés oscillographiques pour $\psi = \pi/6$.



I.3. DEUXIEME MODE ($\pi/3 < \psi < 2\pi/3$) : Conduction de 3, 2 ou 0 redresseurs du gradateur
(Planche 7.2)

Débit de 1, 2 ou 3 diodes du montage redresseur

-Pendant l'intervalle $\psi + \pi/6 < \theta < 5\pi/6$, Th_A , D_B , D_C et D'_A conduisent.

Le fonctionnement, les expressions des divers courants et tensions sont les mêmes que ceux trouvés au début de l'étude du premier mode, puisque les mêmes redresseurs conduisent.

-Pour $\theta = 5\pi/6$, la diode D'_B se met à conduire et comme précédemment, sa conduction entraîne le blocage de D_B .

-Pendant l'intervalle $5\pi/6 < \theta < 7\pi/6$, Th_A et D_C , D'_A et D'_B conduisent.

On peut utiliser les résultats établis pour le deuxième intervalle du premier mode.

-A l'instant où $\theta = 7\pi/6$, la tension $v_{D'_C} = -\frac{(v_A - v_C)}{m}$ cesse d'être négative. La diode D'_C entre en conduction.

Les trois diodes du montage redresseur étant simultanément passantes les 3 tensions secondaires, donc les 3 tensions primaires deviennent égales ce qui suppose le primaire du transformateur déconnecté du réseau, donc que le thyristor Th_A et la diode D_C se bloquent.

-Pendant l'intervalle $7\pi/6 < \theta < \psi + 5\pi/6$, D'_A , D'_B , D'_C conduisent. Les trois thyristors et les trois diodes du gradateur sont bloqués. Tous les courants primaires sont nuls.

Les relations (3) et (5) donnent $i_{2A} = i_{2B} = i_{2C} = I_c/3$.

Les tensions primaires, les tensions secondaires ainsi que la tension redressée sont toutes nulles.

La tension v_A étant, dans cet intervalle, la plus négative des tensions de la source, les faibles courants de fuite directs de Th_B et Th_C et inverses de D_B et D_C se ferment par D_A , portant le potentiel du point P à celui du point A c'est-à-dire v_A . On a donc aux bornes des redresseurs du gradateur :

$$v_{Th_A} = 0 \quad ; \quad v_{Th_B} = v_B - v_A > 0 \quad ; \quad v_{Th_C} = v_C - v_A > 0.$$

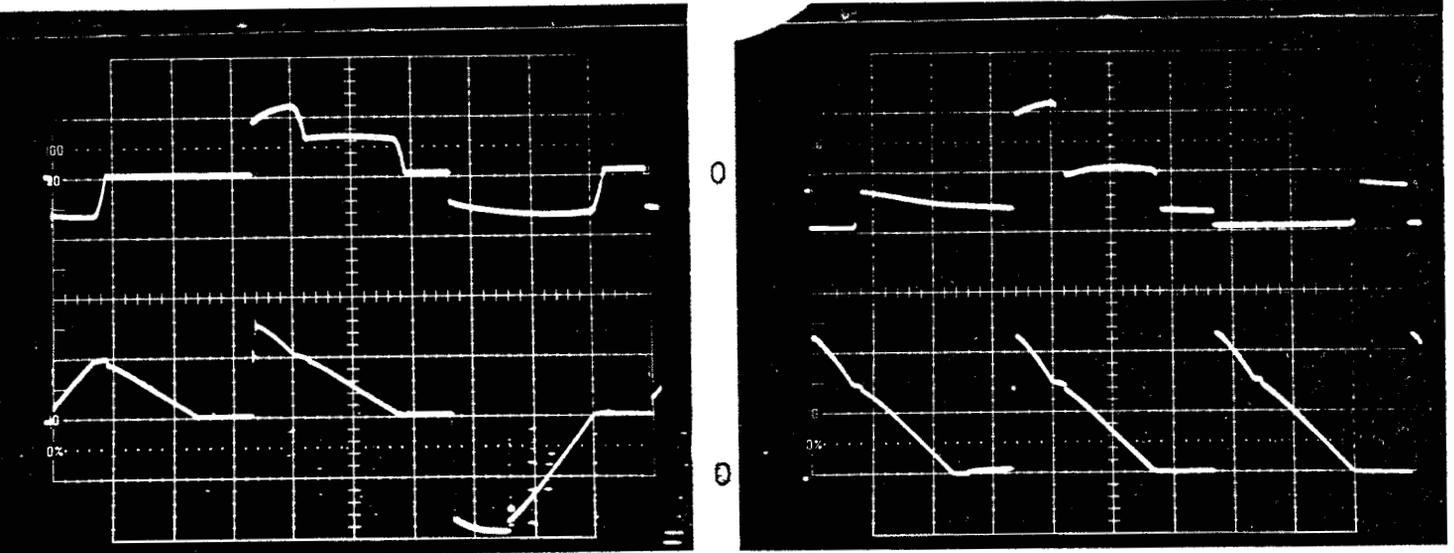
-A l'instant où $\theta = \psi + 5\pi/6$, l'impulsion de déblocage est envoyée sur Th_B alors qu'il a une tension, $v_B - v_A$, positive à ses bornes, il s'amorce. Les tensions $v_B - v_A$ et $v_B - v_C$ étant positives, les diodes D_A et D_C entrent en conduction. Un redresseur par phase est passant, les tensions primaires deviennent égales aux tensions simples de la source et les tensions secondaires sont telles que :

$$v_{2A} = v_A/m \quad ; \quad v_{2B} = v_B/m \quad ; \quad v_{2C} = v_C/m \quad \text{d'après (1).}$$

v_{2B} étant alors la plus positive des tensions secondaires, la conduction de D'_B entraîne le blocage de D'_A et D'_C .

A partir de $\theta = \psi + 5\pi/6$ débute un intervalle de fonctionnement analogue à celui rencontré un tiers de période plus tôt.

Ce mode cesse quant, à l'enclenchement de Th_A , v_A n'est plus la plus positive des tensions de la source et donc la conduction de D'_A seule ne peut plus être assurée. Cela se produit pour $\psi + \pi/6 = 5\pi/6$ soit $\psi = 2\pi/3$.



Courant en ligne
tension primaire

Courant secondaire
tension redressée

Fig. 7.3. Relevés oscillographiques pour $\psi = \pi/2$.

I.4 TROISIEME MODE DE FONCTIONNEMENT ($2\pi/3 < \psi < \pi$) :

(Planche 7.3)

conduction de 2 ou 0 redresseurs du gradateur
débit de 2 ou 3 diodes du montage redresseur.

-Pendant l'intervalle $\psi + \pi/6 < \theta < 7\pi/6$, Th_A , D_C , D'_A , D'_B conduisent.
Comme on l'a déjà montré cela entraîne :

$$v_{1A} = v_{1B} = (v_A - v_C)/3 ; v_{1C} = -2(v_A - v_C)/3 ; u_c = (v_A - v_C)/3m ;$$

$$v_{Th_B} = v_B - v_A ; v_{D'_C} = -(v_A - v_C)/m ;$$

$$i_{2A} = 2I_c/3 ; i_{2B} = I_c/3 ; i_{1A} = I_c/3m ; i_{1C} = -I_c/3m.$$

-A l'instant $\theta = 7\pi/6$, $v_{D'_C} = -(v_A - v_C)/m$ cesse d'être négative, D'_C se met à conduire.

-Pendant l'intervalle $7\pi/6 < \theta < \psi + 5\pi/6$ D'_A , D'_B , D'_C conduisent.

L'égalité des tensions secondaires entraîne le blocage de tous les redresseurs du gradateur.

Toutes les tensions aux bornes des enroulements, ainsi que les 3 courants primaires sont nuls. On a déjà vu qu'alors :

$$i_{2A} = i_{2B} = i_{2C} = I_c/3 ; v_{Th_A} = 0 ; v_{Th_B} = v_B - v_A ; v_{Th_C} = v_C - v_A.$$

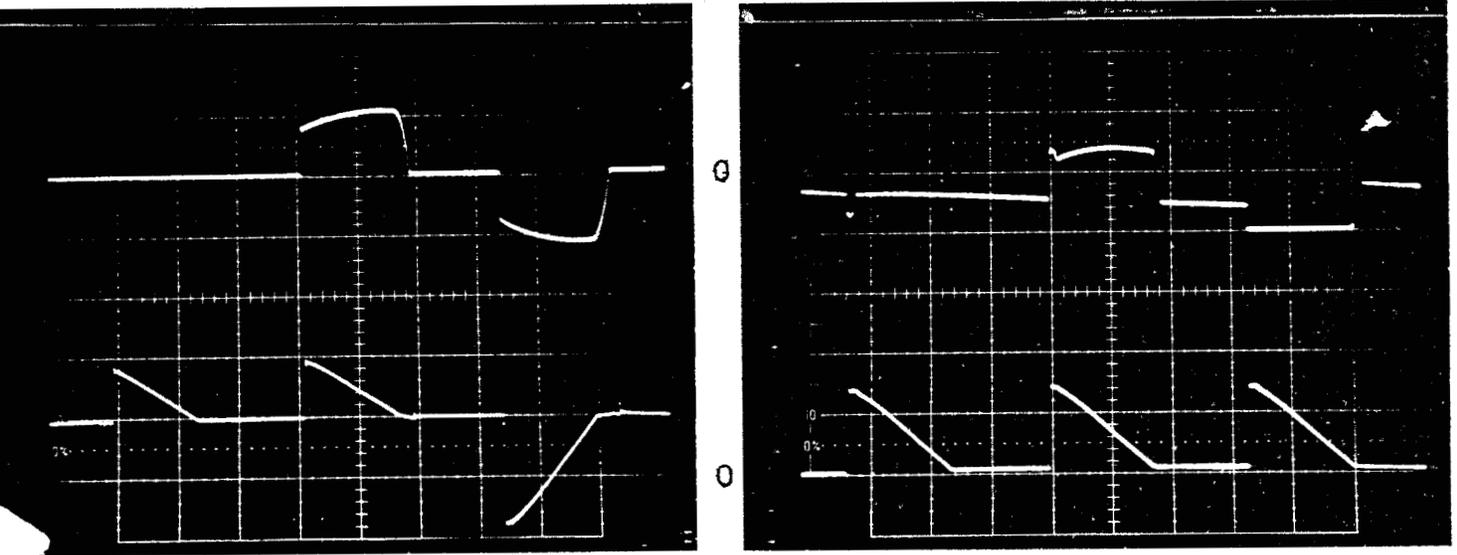
-A l'instant où $\theta = \psi + 5\pi/6$, une impulsion de déblocage est envoyée sur Th_B , $v_{Th_B} = v_B - v_A$ étant positive, Th_B se met à conduire ainsi que D_A alors qu'au secondaire D'_B et D'_C conduisent simultanément assurant le blocage de D'_A et confirmant celui de D_B .

On retrouve un fonctionnement analogue à celui rencontré un tiers de période plus tôt.

-Ce mode cesse quand Th_B n'a plus sa tension anodique positive lors de l'envoi des impulsions de déblocage. Or $v_B - v_A = 0$ pour $\theta = \frac{11\pi}{6}$.

La limite est donc telle que $\psi + 5\pi/6 = 11\pi/6$ soit $\psi = \pi$.

-Pour des valeurs de ψ supérieures à π les thyristors du gradateur ne peuvent plus être déblocués, le transformateur est déconnecté du réseau et la tension redressée constamment nulle.



Courant en ligne
Tension primaire

Courant secondaire
Tension redressée.

Fig. 7.4. Relevés oscillographiques pour $\psi = 5\pi/6$.

II. CARACTÉRISTIQUES.

Connaissant les expressions des différentes variables tout au long de la période, on peut, pour évaluer les performances du montage, calculer littéralement :

- . la valeur moyenne U_c de la tension redressée
- . les valeurs efficaces des courants, dans le secondaire I_2 et dans le primaire I_1
- . le développement en série du courant I_1 demandé au réseau
- . le facteur de puissance en ligne
- . la valeur efficace de la tension V_1 appliquée au primaire du transformateur
- . les pertes Joule dans les bobinages du transformateur.

Toutes ces expressions sont données en fonction de l'angle d'amorçage ψ , à courant redressé I_c donné.

BUS
LILLE

II.1 VALEUR MOYENNE DE LA TENSION REDRESSEE.

La valeur moyenne U_c de la tension redressée u_c est donnée par

$$U_c = \frac{3}{2\pi} \int_{\psi+\pi/6}^{\psi+5\pi/6} u_c d\theta$$

Cette valeur moyenne est rapportée à U_{c_0} , valeur de U_c obtenue en l'absence de gradateur pour ψ nul.

$$U_{c_0} = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \sin\theta d\theta = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cdot \frac{V_m}{m}.$$

En remplaçant u_c par son expression dans chacun des modes de fonctionnement, on obtient :

-pour le premier mode : $0 < \psi < \pi/3$,

$$U_c = \frac{3}{2\pi} \int_{\psi+\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \frac{v_A}{m} d\theta + \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{5\pi}{6}}^{\psi+5\pi/6} \frac{v_A - v_C}{3m} d\theta.$$

$$U_c = \frac{3}{2\pi} \frac{V_m}{m} \left[\int_{\psi+\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \sin\theta d\theta + \int_{\frac{5\pi}{6}}^{\psi+\frac{5\pi}{6}} \frac{1}{3} (\sin\theta - \sin(\theta - \frac{4}{3})) d\theta \right]$$

ce qui donne $U_c = U_{c_0} \cdot \frac{1+2 \cos \psi}{3}$.

-Pour le deuxième mode : $\pi/3 < \psi < 2\pi/3$,

$$U_c = \frac{3}{2\pi} \int_{\psi+\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \frac{v_A}{m} d\theta + \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{5\pi}{6}}^{\frac{7\pi}{6}} \frac{v_A - v_C}{3m} d\theta$$

$$U_c = \frac{3}{2\pi} \frac{V_m}{m} \left[\int_{\psi+\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \sin\theta d\theta + \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{5\pi}{6}}^{\frac{7\pi}{6}} \frac{1}{3} (\sin\theta - \sin(\theta - \frac{4\pi}{3})) d\theta \right]$$

ce qui donne $U_c = U_{c_0} \left[\frac{2}{3} + \frac{1}{\sqrt{3}} \cos(\psi + \frac{\pi}{6}) \right]$.

-Pour le troisième mode : $2\pi/3 < \psi < \pi$,

$$U_c = \frac{3}{2\pi} \int_{\psi + \frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \frac{v_A - v_C}{3m} d\theta$$

$$U_c = \frac{3}{2\pi} \frac{V_m}{m} \int_{\psi + \frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \frac{1}{3} (\sin \theta - \sin(\theta - 4\pi/3)) d\theta$$

$$U_c = U_{c_0} \frac{1 + \cos \psi}{3} .$$

II.2 VALEUR EFFICACE DU COURANT SECONDAIRE.

Le montage étant symétrique et le courant débité supposé constant et égal à I_c , la valeur moyenne du courant secondaire est, comme celui dans les diodes du montage redresseur égal à $I_c/3$.

Sa valeur efficace I_2 peut être calculée par $I_2^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{2A}^2 d\theta$.

Compte-tenu des déphasages entre les trois courants i_{2A} , i_{2B} et i_{2C} , le calcul peut s'effectuer sur un tiers de période par :

$$I_2^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\psi + \frac{\pi}{6}}^{\psi + \frac{5\pi}{6}} (i_{2A}^2 + i_{2B}^2 + i_{2C}^2) d\theta$$

d'où :

-Pour le premier mode : $0 < \psi < \pi/3$,

$$I_2^2 = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\psi + \frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_c^2 d\theta + \int_0^{\psi} \left(\frac{4}{9} I_c^2 + \frac{1}{9} I_c^2 \right) d\theta \right]$$

$$I_2 = I_c \sqrt{\frac{1}{3} - \frac{2\psi}{9\pi}} .$$

-Pour le deuxième mode : $\pi/3 < \theta < 2\pi/3$,

$$I_2^2 = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\psi + \frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_c^2 d\theta + \int_{\frac{5\pi}{6}}^{\frac{7\pi}{6}} \frac{4}{9} I_c^2 d\theta + 2 \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\psi + \frac{5\pi}{6}} \frac{I_c^2}{9} d\theta + \int_{\frac{5\pi}{6}}^{\psi + \frac{5\pi}{6}} \frac{I_c^2}{9} d\theta \right]$$

$$\text{Il vient } I_2 = I_c \sqrt{\frac{10}{27} - \frac{\psi}{3\pi}} .$$

- Pour le troisième mode : $2\pi/3 < \theta < \pi$

$$I_2^2 = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\psi + \frac{\pi}{6}}^{\frac{7\pi}{6}} \frac{4}{9} I_c^2 d\theta + \int_0^{2\psi} \frac{I_c^2}{9} d\theta \right] \quad \text{ce qui donne}$$

$$I_2 = \frac{I_c}{3} \sqrt{2 - \frac{\psi}{\pi}}$$

II.3 VALEUR EFFICACE DU COURANT PRIMAIRE.

Les courants dans les enroulements primaires et dans la ligne d'alimentation ont une valeur moyenne nulle. Leur valeur efficace I_1 est calculée de la même façon que celle des courants secondaires.

-Pour le premier mode ($0 < \psi < \pi/3$) :

$$I_1^2 = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\psi + \frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \frac{4}{9} \cdot \frac{I_c^2}{m^2} + \int_5^{\psi + \frac{5\pi}{6}} \frac{I_c^2}{9m^2} d\theta + \int_{\psi + \frac{\pi}{6}}^{13\frac{\pi}{6}} \frac{I_c^2}{9m^2} d\theta \right]$$

$$\text{soit } I_1 = \frac{I_c}{3m} \sqrt{2 - \frac{2\psi}{\pi}}.$$

-Pour le deuxième mode ($\pi/3 < \psi < 2\pi/3$):

$$I_1^2 = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\psi + \frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \frac{4}{9m^2} I_c^2 d\theta + \int_{\frac{5\pi}{6}}^{7\frac{\pi}{6}} \frac{I_c^2}{9m^2} d\theta + \int_{\psi + \frac{\pi}{6}}^{11\frac{\pi}{6}} \frac{I_c^2}{9m^2} d\theta + \int_{\psi + \frac{\pi}{6}}^{13\frac{\pi}{6}} \frac{I_c^2}{9m^2} d\theta \right]$$

$$\text{soit } I_1 = \frac{I_c}{3m} \sqrt{\frac{7}{3} - \frac{3\psi}{\pi}}.$$

-Pour le troisième mode ($2\pi/3 < \psi < \pi$) :

$$I_1^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\psi + \frac{\pi}{6}}^{\frac{7\pi}{6}} \frac{2I_c^2}{9m^2} d\theta \quad \text{soit } I_1 = \frac{I_c}{3m} \sqrt{1 - \frac{\psi}{\pi}}$$

II.4 DEVELOPPEMENT EN SERIE DES COURANTS EN LIGNE.

L'absence de conducteur neutre rend nulle la somme instantanée des courants i_{1A} , i_{1B} , i_{1C} absorbés par le montage, mais leurs alternances négatives, différant de leurs alternances positives changées de signe, le développement en série de ces courants comprendra, outre le fondamental, tous les harmoniques pairs où impairs sauf ceux de rang trois ou multiples de trois.

La valeur efficace de l'harmonique de rang n est donnée par : $J_{1n} = A_n^2 + B_n^2$.

avec $A_n = \frac{1}{\Pi \sqrt{2}} \int_{\psi + \frac{\Pi}{6}}^{\psi + \frac{13\Pi}{6}} i_{1A} \sin(n\theta) d\theta$ et $B_n = \frac{1}{\Pi \sqrt{2}} \int_{\psi + \frac{\Pi}{6}}^{\psi + \frac{13\Pi}{6}} i_{1A} \cos(n\theta) d\theta$.

Premier mode ($0 < \psi < \Pi/3$):

$$*A_n = \frac{1}{\Pi \sqrt{2}} \left[\int_{\psi + \frac{\Pi}{6}}^{\frac{5\Pi}{6}} \frac{2I_c}{3m} \sin n \theta d\theta + \int_{\frac{5\Pi}{6}}^{\psi + \frac{5\Pi}{6}} \frac{I_c}{3m} \sin n \theta d\theta + \int_{\psi + \frac{5\Pi}{6}}^{\frac{13\Pi}{6}} \left(-\frac{I_c}{3m} \right) \sin n \theta d\theta \right]$$

L'intégration de ces expressions donne :

$$A_n = \frac{I_c \sqrt{2}}{6\Pi \cdot n \cdot m} \left[2 \cos n \left(\psi + \frac{\Pi}{6} \right) - 2 \cos n \left(\psi + \frac{5\Pi}{6} \right) + \cos n \frac{13\Pi}{6} - \cos n \frac{5\Pi}{6} \right]$$

Après simplification il vient :

$$A_n = \frac{I_c \sqrt{2}}{3\Pi \cdot n \cdot m} \cdot \sin n \frac{\Pi}{3} \times \left[2 \sin n \left(\psi + \frac{\Pi}{2} \right) + \sin n \frac{\Pi}{2} \right]$$

$$*B_n = \frac{1}{\Pi \sqrt{2}} \left[\int_{\psi + \frac{\Pi}{6}}^{\frac{5\Pi}{6}} \frac{2I_c}{3m} \cos n \theta d\theta + \int_{\frac{5\Pi}{6}}^{\psi + \frac{5\Pi}{6}} \frac{I_c}{3m} \cos n \theta d\theta + \int_{\psi + \frac{5\Pi}{6}}^{\frac{13\Pi}{6}} \left(-\frac{I_c}{3m} \right) \cos n \theta d\theta \right]$$

Après intégration et simplification, il vient :

$$B_n = \frac{I_c \sqrt{2}}{3\Pi \cdot n \cdot m} \sin n \frac{\Pi}{3} \left[2 \cos n \left(\psi + \frac{\Pi}{2} \right) + \cos n \frac{\Pi}{2} \right]$$

-Des valeurs de A_n et B_n , on tire la valeur efficace de l'harmonique de rang n.

$$J_{1n} = \frac{I_c}{m} \times \frac{\sqrt{2}}{3\Pi n} \left| \sin n \frac{\Pi}{3} \right| \sqrt{5 + 4 \cos n \psi}$$

Deuxième mode ($\Pi/3 < \psi < 2\Pi/3$):

$$*A_n = \frac{1}{\Pi \sqrt{2}} \left[\int_{\psi + \frac{\Pi}{6}}^{\frac{5\Pi}{6}} \frac{2I_c}{3m} \sin n \theta d\theta + \int_{\frac{5\Pi}{6}}^{\frac{7\Pi}{6}} \frac{I_c}{3m} \sin n \theta d\theta + \int_{\psi + \frac{5\Pi}{6}}^{\frac{11\Pi}{6}} \left(-\frac{I_c}{3m} \right) \sin n \theta d\theta \right. \\ \left. + \int_{\psi + \frac{3\Pi}{2}}^{\frac{13\Pi}{6}} \left(-\frac{I_c}{3m} \right) \sin n \theta d\theta \right]$$

L'intégration de ces expressions donne :

$$A_n = \frac{I_c \sqrt{2}}{6\Pi.n.m} \left[2 \cos n(\psi + \frac{\Pi}{6}) - \cos n \frac{5\Pi}{6} - \cos n \frac{7\Pi}{6} + \cos n \frac{11\Pi}{6} + \cos n \frac{\Pi}{6} - \cos n(\psi + \frac{5\Pi}{6}) - \cos n(\psi + \frac{3\Pi}{2}) \right]$$

Après simplification, il vient :

$$A_n = \frac{I_c \sqrt{2}}{3\Pi.n.m} \left[(1 - \cos n \frac{\Pi}{3} \cos n\Pi) \cos n(\psi + \frac{\Pi}{6}) + (1 - \cos n \Pi) \cos n \frac{\Pi}{6} \right]$$

$$\begin{aligned} *B_n = \frac{1}{\Pi\sqrt{2}} & \left[\int_{\psi + \frac{\Pi}{6}}^{\frac{5\Pi}{6}} \frac{2I_c}{3m} \cos n\theta d\theta + \int_{\frac{7\Pi}{6}}^{\frac{11\Pi}{6}} \frac{I_c}{3m} \cos n\theta d\theta + \int_{\psi + \frac{5\Pi}{6}}^{\frac{11\Pi}{6}} - \frac{I_c}{3m} \cos n\theta d\theta \right. \\ & \left. + \int_{\psi + \frac{3\Pi}{2}}^{\frac{13\Pi}{6}} - \frac{I_c}{3m} \cos n\theta d\theta \right] \end{aligned}$$

Après intégration et simplification, il vient :

$$B_n = \frac{I_c \sqrt{2}}{3\Pi.n.m} \sin n(\psi + \frac{\Pi}{6}) [\cos n \frac{\Pi}{3} \cdot \cos n\Pi - 1]$$

-Des valeurs de A_n et B_n on tire l'expression de la valeur efficace de l'harmonique de rang n .

$$J_{1n} = \frac{I_c}{m} \cdot \frac{\sqrt{2}}{3\Pi.n} \left\{ (1 + \cos n \frac{\Pi}{3})(1 - \cos n\Pi)(1 + 2 \cos n \frac{\Pi}{6} \cos n(\psi + \frac{\Pi}{6})) + 1 + \cos n \frac{\Pi}{3} (\cos n \frac{\Pi}{3} - 2 \cos n\Pi) \right\}^{1/2}.$$

On remarque que si n est pair, $\cos n\Pi = 1$ et $J_{1n} = \frac{I_c}{\Pi.n.m\sqrt{2}}$.

Troisième mode ($2\Pi/3 < \theta < \Pi$) :

$$*A_n = \frac{1}{\Pi\sqrt{2}} \left[\int_{\psi + \frac{\Pi}{6}}^{\frac{7\Pi}{6}} \frac{I_c}{3m} \sin n\theta d\theta + \int_{\psi + \frac{5\Pi}{6}}^{\frac{11\Pi}{6}} - \frac{I_c}{3m} \sin n\theta d\theta \right]$$

L'intégration de ces expressions donne :

$$A_n = \frac{I_c \sqrt{2}}{6\Pi.n.m} \left[\cos n \left(\psi + \frac{\Pi}{6} \right) - \cos n \frac{7\Pi}{6} + \cos n \frac{11\Pi}{6} - \cos n \left(\psi + \frac{5\Pi}{6} \right) \right]$$

En simplifiant, on obtient :

$$A_n = \frac{I_c \sqrt{2}}{3\Pi.n.m} \sin n \frac{\Pi}{3} \left[\sin n \left(\psi + \frac{\Pi}{2} \right) + \sin n \frac{\Pi}{2} \right]$$

$$*B_n = \frac{1}{\Pi \sqrt{2}} \left[\int_{\psi + \frac{\Pi}{6}}^{\frac{7\Pi}{6}} \frac{I_c}{3m} \cos n \theta d\theta + \int_{\psi + \frac{5\Pi}{6}}^{\frac{11\Pi}{6}} \frac{I_c}{3m} \cos n \theta d\theta \right]$$

L'intégration donne :

$$B_n = \frac{I_c \sqrt{2}}{6\Pi.n.m} \left[\sin n \frac{7\Pi}{6} - \sin n \left(\psi + \frac{\Pi}{6} \right) - \sin n \frac{11\Pi}{6} + \sin n \left(\psi + \frac{5\Pi}{6} \right) \right]$$

et en simplifiant, il vient :

$$B_n = \frac{I_c \sqrt{2}}{3\Pi.n.m} \sin n \frac{\Pi}{3} \left[\cos n \left(\psi + \frac{\Pi}{2} \right) - \cos n \frac{\Pi}{2} \right]$$

-Des valeurs de A_n et B_n , on tire la valeur efficace de l'harmonique de rang n

$$J_{1n} = \frac{I_c}{m} \times \frac{2}{3\Pi.n} \left| \sin n \frac{\Pi}{3} \right| \sqrt{1 - \cos n(\psi - \Pi)}$$

II.5 FACTEUR DE PUISSANCE EN LIGNE.

Le facteur de puissance en ligne donne le rapport de la puissance active débitée par le convertisseur à la puissance apparente demandée à la source.

Donc

$$f_L = \frac{U_c I_c}{3 \frac{V_m}{\sqrt{2}} \cdot I_1}$$

En remplaçant U_c et I_1 par leur expression en fonction de ψ , il vient :

-Pour le premier mode :

$$f_L = \frac{\frac{3\sqrt{3}}{2\Pi} \frac{V_m}{m} \times \frac{1+2\cos \psi}{3} I_c}{3 \frac{V_m}{\sqrt{2}} \times \frac{I_c}{3m} \sqrt{2 - \frac{2\psi}{\Pi}}} = \frac{\sqrt{3}(1+2 \cos \psi)}{2\Pi \sqrt{1 - \frac{\psi}{\Pi}}}$$

-Pour le deuxième mode :

$$f_L = \frac{\frac{3\sqrt{3}}{2\Pi} \frac{V_m}{m} \times \left(\frac{2}{3} + \frac{1}{\sqrt{3}} \cos\left(\psi + \frac{\Pi}{6}\right)\right) \times I_c}{3 \cdot \frac{V_m}{\sqrt{2}} \times \frac{I_c}{3m} \sqrt{\frac{7}{3} - \frac{3\psi}{\Pi}}} = \frac{\sqrt{6} + \frac{3}{\sqrt{2}} \cos\left(\psi + \frac{\Pi}{6}\right)}{\Pi \sqrt{\frac{7}{3} - \frac{3\psi}{\Pi}}}$$

-Pour le troisième mode :

$$f_L = \frac{\frac{3\sqrt{3}}{2\Pi} \cdot \frac{V_m}{m} \times \frac{1 + \cos \psi}{3} I_c}{3 \frac{V_m}{\sqrt{2}} \frac{I_c}{3m} \sqrt{1 - \frac{\psi}{\Pi}}} = \frac{\sqrt{3} (1 + \cos \psi)}{\Pi\sqrt{2} \sqrt{1 - \frac{\psi}{\Pi}}}$$

II.6 VALEUR EFFICACE DE LA TENSION AUX BORNES D'UN ENROULEMENT PRIMAIRE.

La diminution de la valeur de la tension redressée quand l'angle ψ croit est liée à celle de la tension appliquée aux bornes d'un enroulement primaire. Les pertes fer dans le transformateur dépendant de la tension qui lui est appliquée, il est intéressant de connaître les variations de celle-ci en fonction de l'angle ψ .

La valeur efficace V_1 de la tension v_{1A} est donnée par $V_1^2 = \frac{1}{2\Pi} \int_{\psi + \frac{\Pi}{6}}^{\psi + \frac{13\Pi}{6}} v_{1A}^2 d\theta$

-Pour le premier mode :

$$\begin{aligned} V_1^2 &= \frac{1}{2\Pi} \int_{\psi + \frac{\Pi}{6}}^{\frac{5\Pi}{6}} v_A^2 d\theta + \frac{1}{3\Pi} \int_{\frac{5\Pi}{6}}^{\psi + \frac{5\Pi}{6}} v_{AC}^2 d\theta + \frac{1}{2\Pi} \int_{\psi + \frac{5\Pi}{6}}^{\frac{3\Pi}{2}} v_A^2 d\theta + \frac{1}{2\Pi} \int_{\frac{3\Pi}{2}}^{\psi + \frac{3\Pi}{2}} v_A^2 d\theta \\ &= \frac{V_m^2}{2\Pi} \int_{\psi + \frac{\Pi}{6}}^{\frac{5\Pi}{6}} \sin^2 \theta d\theta + \frac{V_m^2}{\Pi} \int_{\frac{5\Pi}{6}}^{\psi + \frac{5\Pi}{6}} \sin^2\left(\theta - \frac{\Pi}{6}\right) d\theta + \frac{V_m^2}{2\Pi} \int_{\psi + \frac{5\Pi}{6}}^{\frac{3\Pi}{2}} \sin^2 \theta d\theta \\ &\quad + \frac{V_m^2}{2\Pi} \int_{\psi + \frac{3\Pi}{2}}^{\frac{13\Pi}{6}} \sin^2 \theta d\theta \end{aligned}$$

Le calcul de ces 4 intégrales donne :

$$V_1^2 = \frac{V_m^2}{4\Pi} \left[2\Pi - \psi + \frac{1}{2} \sin\left(2\psi + \frac{\Pi}{3}\right) + \frac{1}{2} \sin\left(2\psi - \frac{\Pi}{3}\right) + \frac{1}{2} \sin 2\psi + \sin\left(2\psi + \frac{\Pi}{3}\right) - \frac{\sqrt{3}}{2} \right]$$

avec $V_m = V\sqrt{2}$. On ramène cette tension à V , valeur efficace de la tension simple de la source appliquée aux bornes d'un enroulement primaire pour $\psi = 0$ ou en l'absence de gradateur. On obtient :

$$\frac{V_1}{V} = \sqrt{1 - \frac{\psi}{2\pi} - \frac{\sqrt{3}}{4\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin(2\psi + \frac{\pi}{3})}$$

-Pour le deuxième mode :

$$\begin{aligned} V_1^2 &= \frac{1}{2\pi} \int_{\psi+\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} v_A^2 d\theta + \frac{1}{3\pi} \int_{\frac{5\pi}{6}}^{\frac{7\pi}{6}} v_{AC}^2 d\theta + \int_{\psi+\frac{5\pi}{6}}^{\frac{3\pi}{2}} v_A^2 d\theta + \int_{\psi+\frac{3\pi}{2}}^{\frac{13\pi}{6}} v_A^2 d\theta \\ &= \frac{V_m^2}{2\pi} \int_{\psi+\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \sin^2 \theta d\theta + \frac{V_m^2}{\pi} \int_{\frac{5\pi}{6}}^{\frac{7\pi}{6}} \sin^2(\theta - \frac{\pi}{6}) d\theta + \frac{V_m^2}{2\pi} \int_{\psi+\frac{5\pi}{6}}^{\frac{3\pi}{2}} \sin^2 \theta d\theta \\ &+ \frac{V_m^2}{2\pi} \int_{\psi+\frac{3\pi}{2}}^{\frac{13\pi}{6}} \sin^2 \theta d\theta \end{aligned}$$

En intégrant ces expressions et en donnant le résultat en grandeur réduite, on obtient

$$\frac{V_1}{V} = \sqrt{\frac{4}{3} - \frac{3\psi}{2\pi} - \frac{\sqrt{3}}{4\pi}}$$

-Pour le troisième mode :

$$V_1^2 = \frac{1}{3\pi} \int_{\psi+\frac{\pi}{6}}^{\frac{7\pi}{6}} v_{AC}^2 d\theta = \frac{V_m^2}{\pi} \int_{\psi+\frac{\pi}{6}}^{\frac{7\pi}{6}} \sin^2(\theta - \frac{\pi}{6}) d\theta$$

Après intégration et simplification, on obtient : $\frac{V_1}{V} = \sqrt{1 - \frac{\psi}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2\psi}$

II.7 PERTES JOULE DANS LES BOBINAGES DU TRANSFORMATEUR

Lorsque l'angle ψ croit de 0 à π , la tension redressée U_c passe de son maximum à zéro. A courant continu I_c débité constant, la diminution de U_c s'accompagne d'une diminution des courants dans les enroulements du transformateur, donc des pertes dans ces bobinages.

En appelant r_1 et r_2 les résistances d'un bobinage primaire et d'un bobinage secondaire, I_{10} et I_{20} les valeurs efficaces des courants les traversant pour $\psi = 0$, les pertes Joule obtenues en l'absence de gradateur sont :

. pour le primaire $3r_1 I_{10}^2$

. pour le secondaire $3r_2 I_{20}^2$

Pour une valeur quelconque de ψ , ces mêmes pertes valent, au primaire $3r_1 I_1^2$ et au secondaire $3r_2 I_2^2$.

En ramenant leurs valeurs à celles qu'elles ont pour $\psi = 0$, on obtient :

$$\text{. pour le primaire : } \frac{3r_1 I_1^2}{3r_1 I_{10}^2} = \frac{I_1^2}{I_{10}^2} .$$

$$\text{. pour le secondaire } \frac{3r_2 I_2^2}{3r_2 I_{20}^2} = \frac{I_2^2}{I_{20}^2} .$$

$$\text{- Pour le premier mode : } \frac{I_1^2}{I_{10}^2} = 1 - \frac{\psi}{\Pi} .$$

$$\frac{I_2^2}{I_{20}^2} = 1 - \frac{2\psi}{3\Pi}$$

$$\text{- Pour le deuxième mode : } \frac{I_1^2}{I_{10}^2} = \frac{7}{6} - \frac{3\psi}{2\Pi}$$

$$\frac{I_2^2}{I_{20}^2} = \frac{10}{9} - \frac{\psi}{\Pi}$$

$$\text{- Pour le troisième mode : } \frac{I_1^2}{I_{10}^2} = \frac{1}{2} - \frac{\psi}{2\Pi}$$

$$\frac{I_2^2}{I_{20}^2} = \frac{2}{3} - \frac{\psi}{3\Pi}$$

II.8 RESULTATS - TRACE DES CARACTERISTIQUES.

-On a tracé (planche 7.4) la caractéristique de réglage (courbe ou trait continu) qui montre comment faire varier l'angle de commande ψ pour obtenir une tension continue U_c .

On a également représenté sur le même graphe la courbe donnant en fonction de ψ les valeurs des courants dans les bobinages ramenés à la valeurs qu'ils auraient pour $\psi = 0$ (traits discontinus). Cette courbe montre l'intérêt principal du montage, à courant continu I_c débité constant, dès que le réglage de la tension commence, il y a réduction des courants dans les bobinages du transformateur. Cette réduction s'opère durant les 3 modes de fonctionnement. Elle est également mise en évidence par la courbe donnant les variations du facteur de puissance (traits mixtes) en fonction de ψ . A courant I_c donné, quand on baisse la tension continue c'est à dire la puissance fournie, la diminution des courants demandés à la source de tension alternative conduit à une dégradation moins rapide du facteur de puissance.

-On a tracé (planche 7.5) les courbes relatives aux pertes toujours en fonction de ψ .

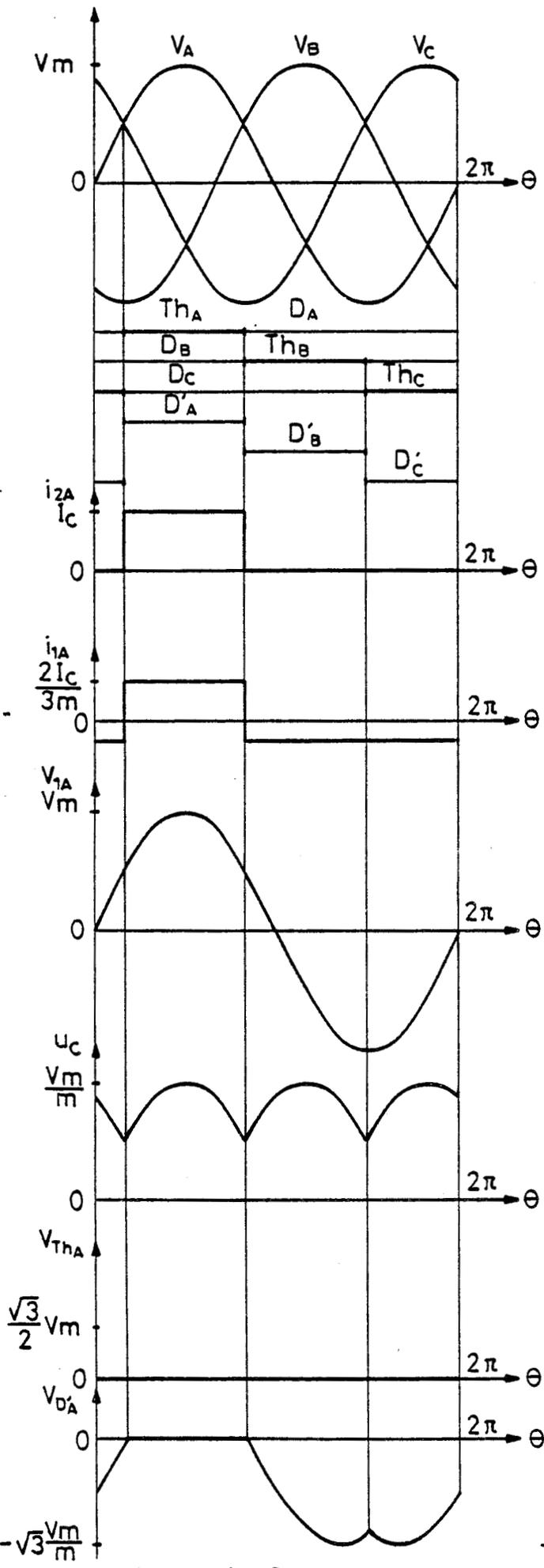
$\cdot \left(\frac{V}{V_1}\right)$ réduction de tension dans un enroulement (traits discontinus).

$\cdot \left(\frac{I_2}{I_{20}}\right)^2$ réduction des pertes Joule dans les enroulements secondaires (traits mixtes).

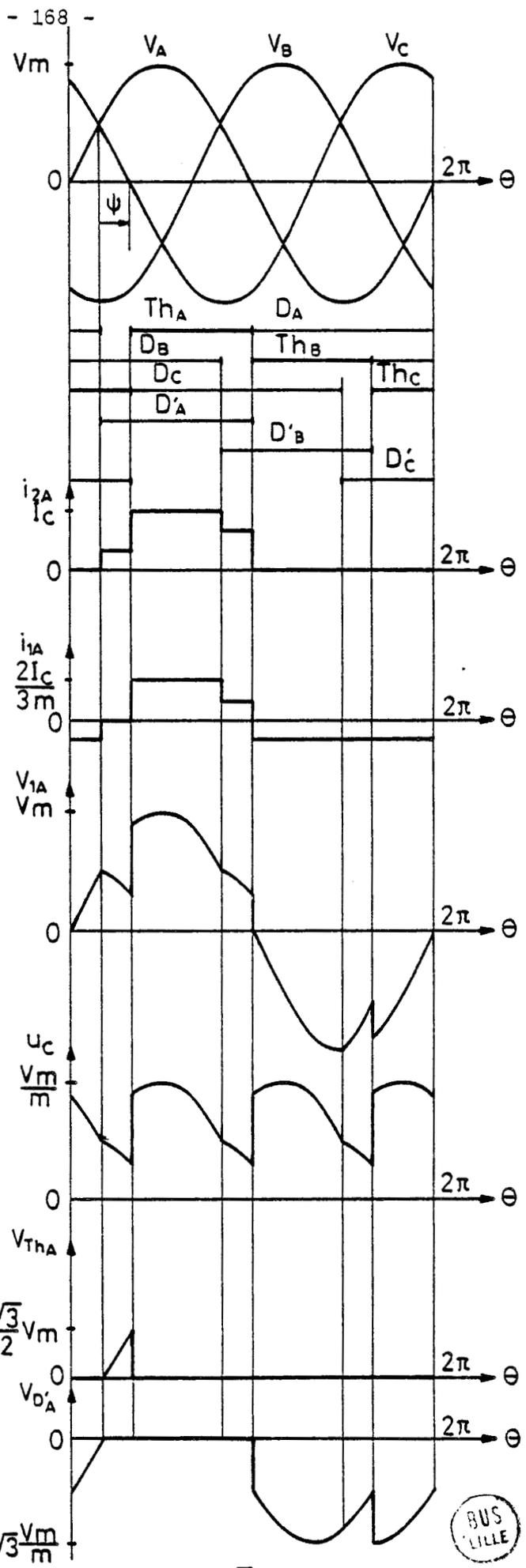
$\cdot \left(\frac{I_1}{I_{10}}\right)^2$ réduction des pertes Joule dans les enroulements primaires (traits continus).

Les avantages des montages précédents se retrouvent ici, bien qu'atténués. Ainsi pour une réduction de 50 % de la tension U_c , les pertes dans les enroulements secondaires sont réduites de plus de 30 %, celles dans les bobines primaires et dans la ligne d'alimentation de près de 50 %.

-Sur la planche 7.6, on a représenté les courbes donnant les variations des premiers harmoniques, ($n = 1, 2, 4, 5, 7$) du courant absorbé. La présence des harmoniques pairs (2 et 4) rend peu intéressant ce montage à forte puissance.



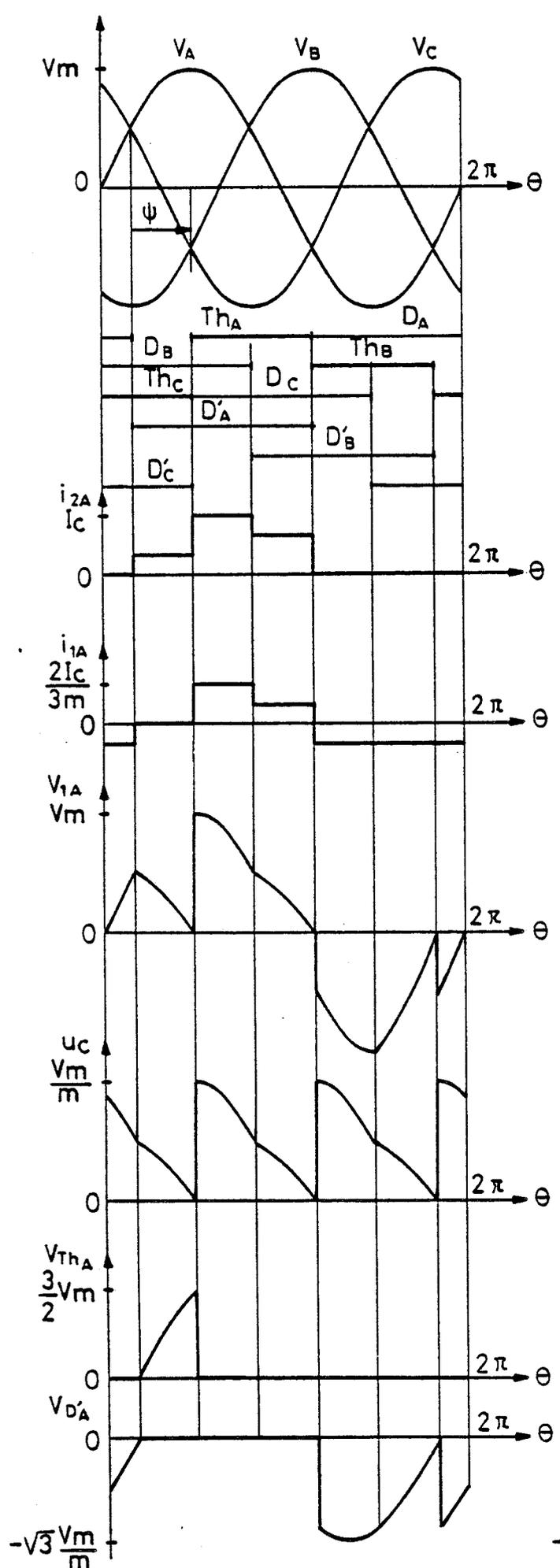
$\psi = 0$



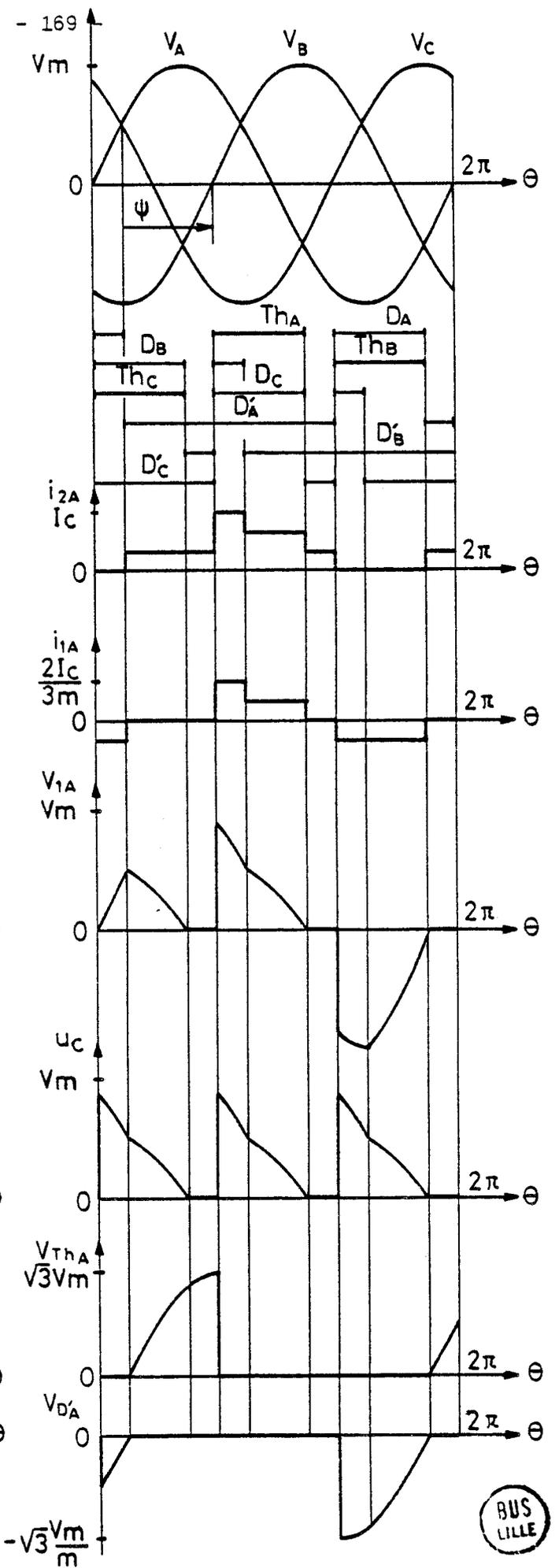
$\psi = \frac{\pi}{6}$ (1^{er} mode)

Planche 7.1



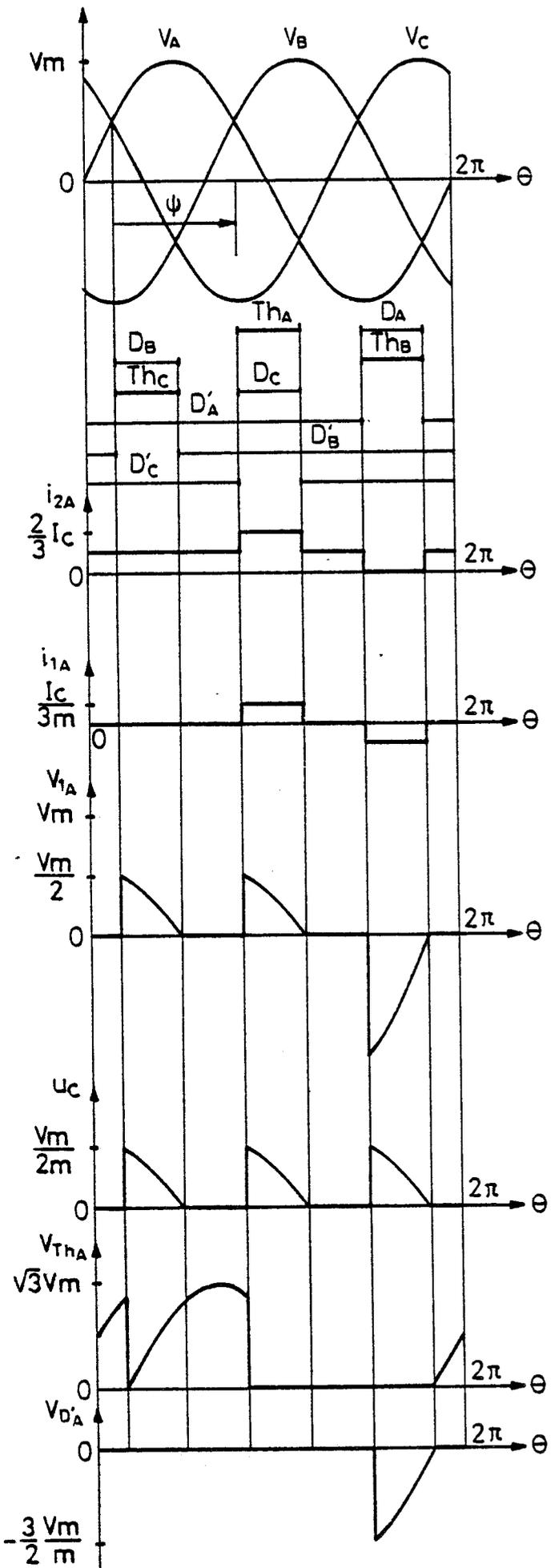


$\psi = \frac{\pi}{3}$ (1^{ère} limite)

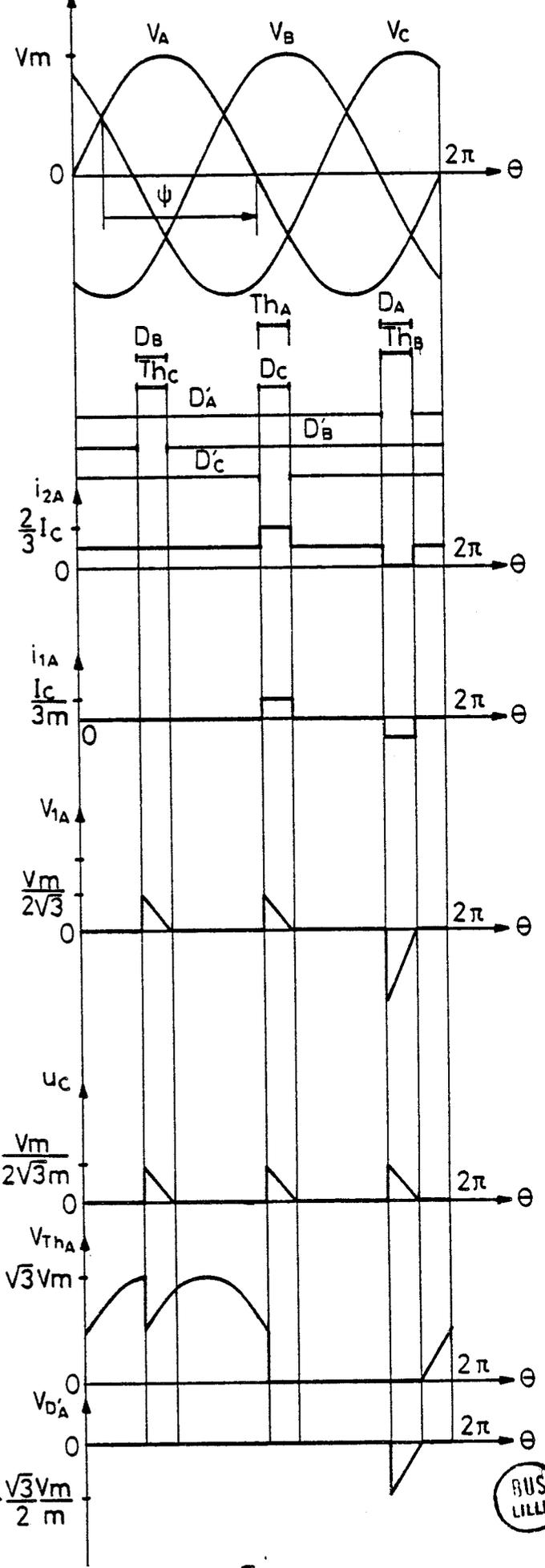


$\psi = \frac{\pi}{2}$ (2^{ème} mode)



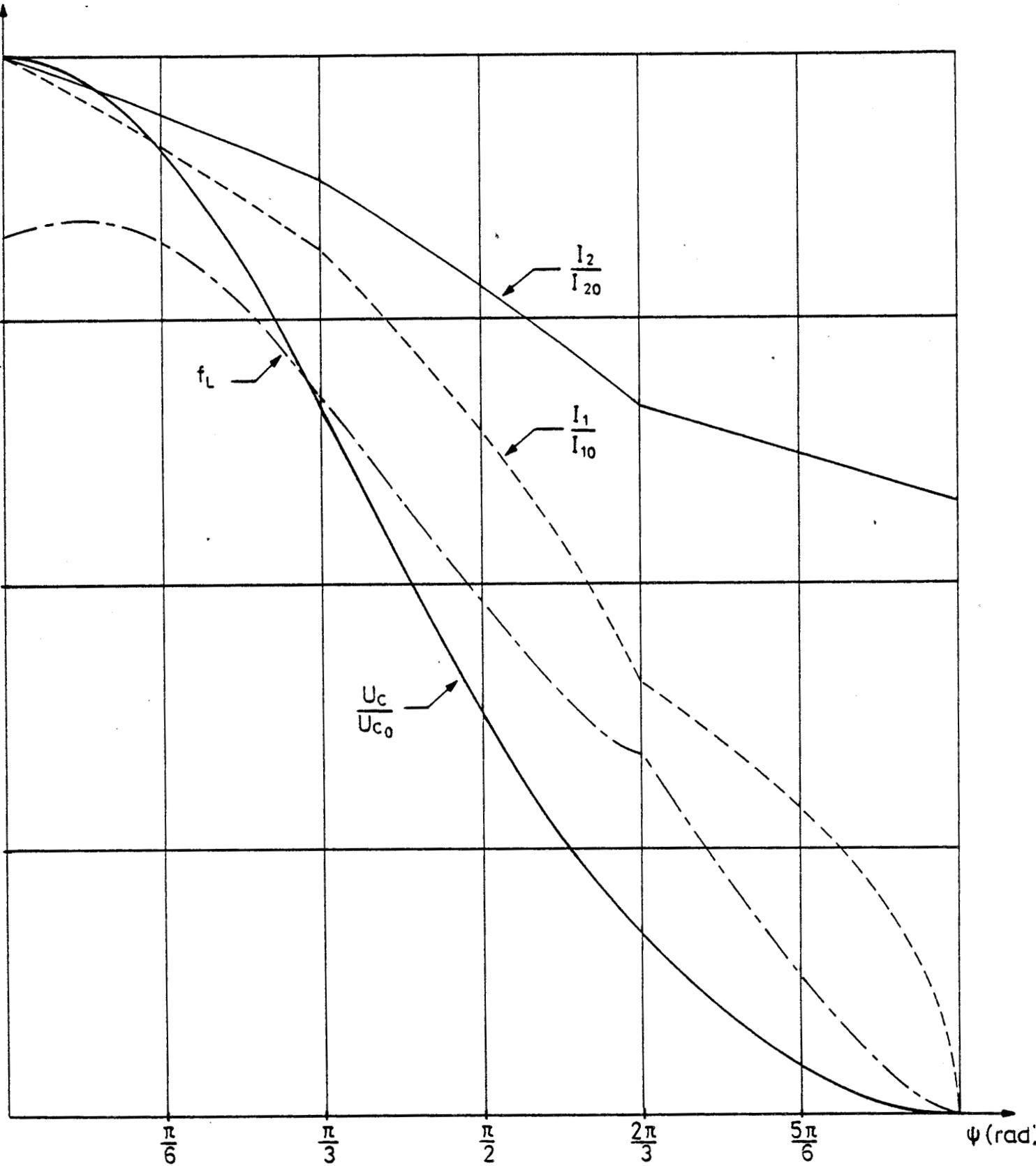


$\psi = \frac{\pi}{3}$ (2^{ème} limite)



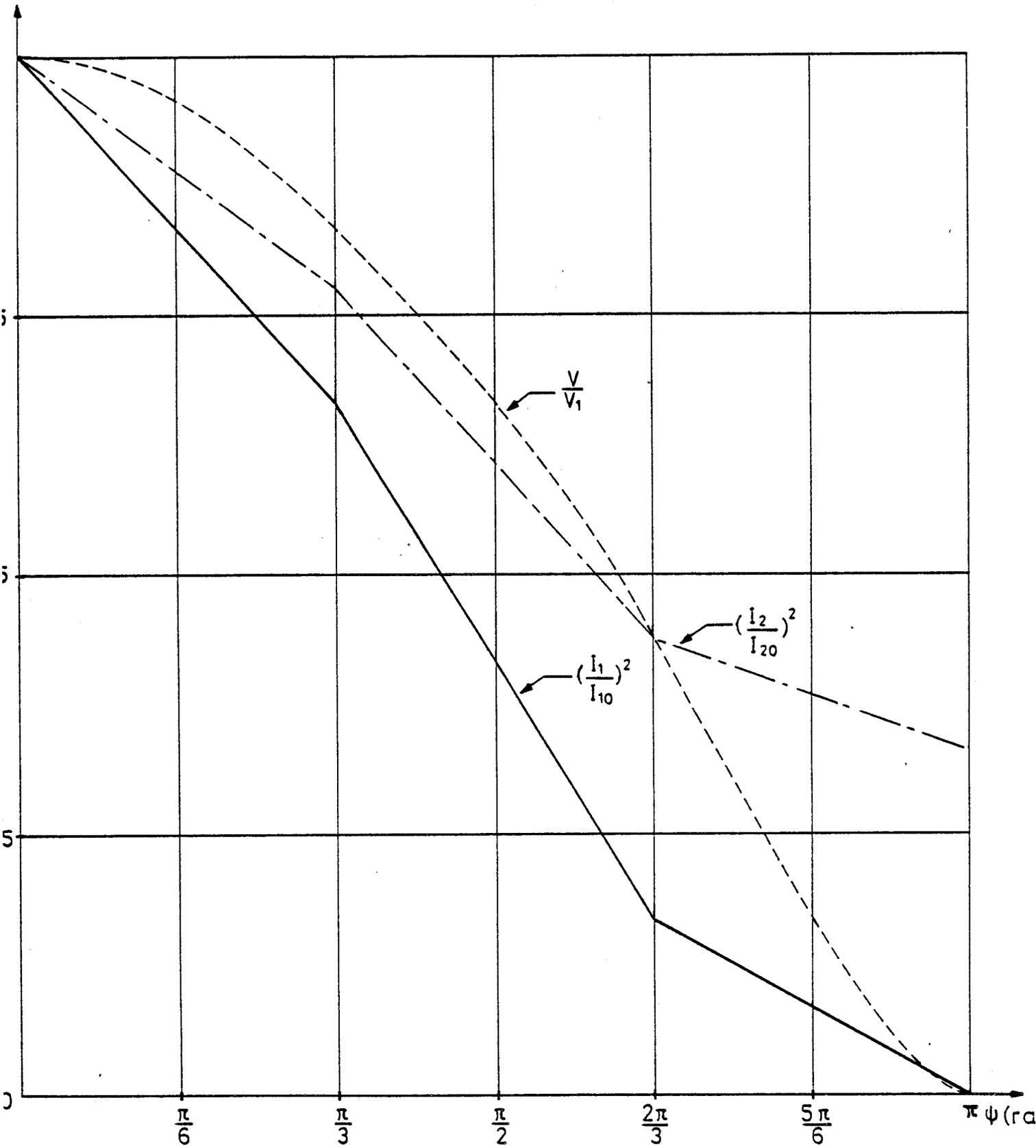
$\psi = \frac{5\pi}{6}$ (3^{ème} mode)





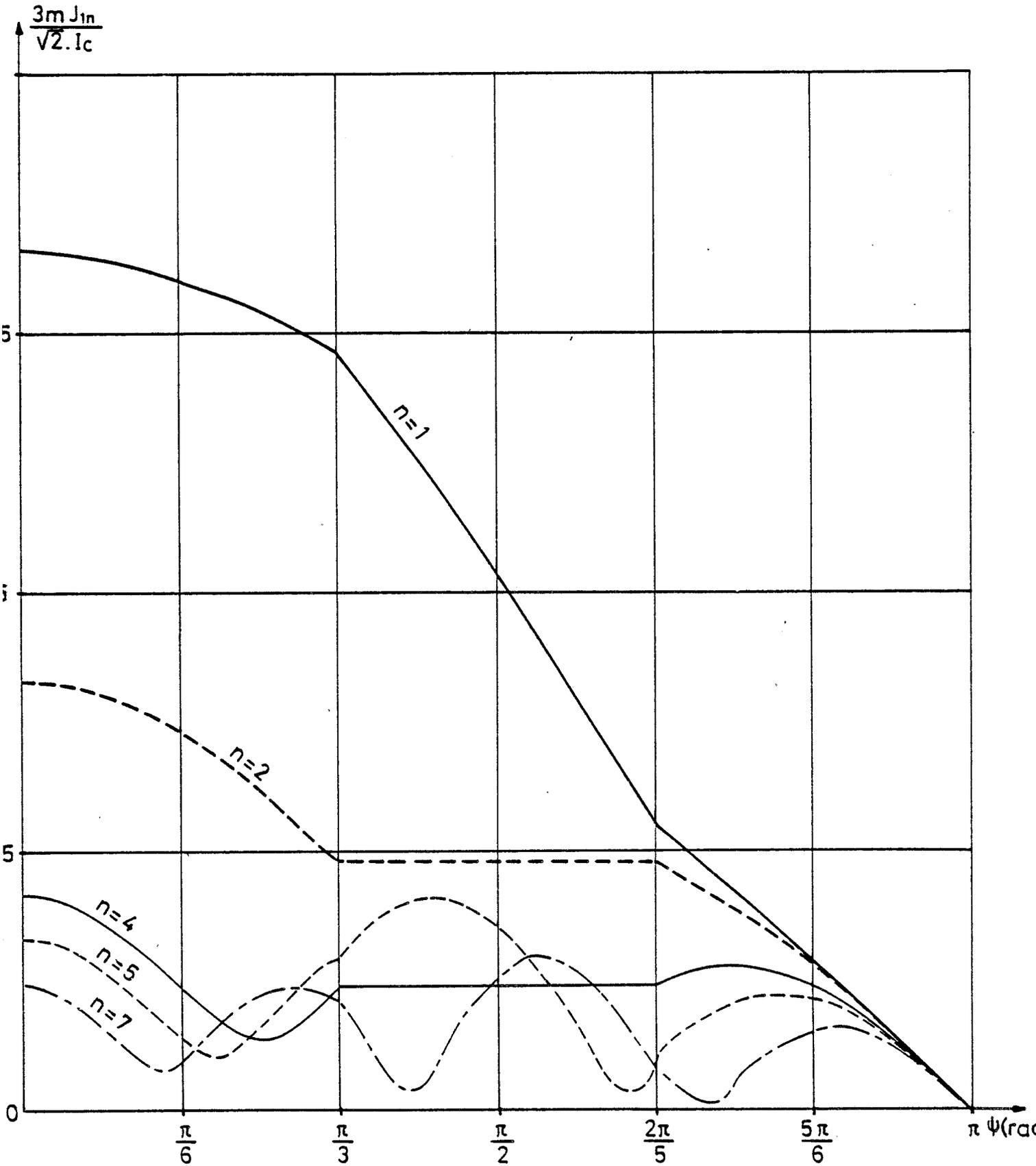
MONTAGE MIXTE : CARACTERISTIQUES





MONTAGE MIXTE - CARACTERISTIQUES -





VALEURS EFFICACES DES HARMONIQUES DU COURANT
EN LIGNE (MONTAGE MIXTE)

BUS
LILLE

CONCLUSION

- * -

Lorsque l'on veut réaliser un convertisseur permettant l'obtention d'une tension continue variable à partir d'une source de tension alternative triphasée, on utilise de façon habituelle un transformateur et un ensemble de thyristors. Ces composants redressent les tensions secondaires du transformateur et règlent la valeur de la tension continue, donc le courant dans le récepteur.

Lorsque la tension continue variable à réaliser est soit très élevée soit très basse, les thyristors du montage redresseur fonctionnent dans de mauvaises conditions. Il est alors intéressant de remplacer les thyristors par de simples diodes. Ces diodes effectuent le redressement des tensions secondaires du transformateur et le réglage de la tension continue est opéré par un gradateur à thyristors qui commande la tension primaire du transformateur.

On peut réaliser ce convertisseur de plusieurs façons, en choisissant différents groupements de redresseurs, tant pour le gradateur que pour le redresseur. Si l'on veut obtenir une tension redressée d'ordre six, on peut du côté primaire réaliser le gradateur de trois façons différentes : insérer le gradateur tout thyristors entre la source et les phases primaires du transformateur et les coupler soit en étoile, soit en triangle ou insérer en série avec chaque phase primaire un gradateur monophasé et grouper en triangle les trois ensembles.

Du côté secondaire deux montages sont possibles : le montage en pont à six diodes et le montage double étoile avec bobine interphases. Le premier est utilisé pour la réalisation des hautes tensions continues et a fait l'objet de la première partie de ce mémoire, le second, utilisé pour l'obtention des très basses tensions continues a été étudié dans la seconde partie.

Dans le cas où il suffit d'obtenir une basse tension continue variable d'ordre trois, on peut limiter à trois le nombre de thyristors à utiliser. Le réglage de la tension primaire est alors réalisé par un gradateur mixte, et le redressement opéré par un montage redresseur à commutation parallèle à trois diodes.

L'étude du fonctionnement de ces montages a permis le tracé de leurs caractéristiques, leur comparaison et la détermination de critères de choix des montages en fonction de la puissance transmise et de la simplicité de mise en oeuvre. Dans tous les cas, les thyristors du gradateur fonctionnent avec des tensions et des courants les situant dans la zone où le rapport du coût à la puissance contrôlée est intéressant ce qui était le but assigné à ces montages. Mais cette étude a également montré que ces convertisseurs présentent des avantages liés au fait que le réglage de la tension continue est opéré par variation de la tension primaire du transformateur. La réduction de la tension s'accompagne d'une diminution des pertes cuivre.

Malgré l'augmentation des pertes dans les redresseurs, due à celles occasionnées par les thyristors du gradateur, dans un certain nombre de cas, l'ensemble des pertes dans le convertisseur est inférieur à celui obtenu avec un simple montage redresseur. Ainsi le facteur de puissance en ligne et le rendement de la transformation alternatif-continu décroissent moins vite quand on réduit la tension qu'avec un montage redresseur usuel.

Si la recherche de la réduction du coût de l'installation d'un convertisseur permettant la réalisation de hautes ou de très basses tensions continues variables conduit au choix de l'association gradateur-transformateur-diodes, il est également possible que pour certaines applications, des considérations d'amélioration de rendement énergétique amènent le constructeur à réaliser le même choix.

BIBLIOGRAPHIE

- * -

- [1] G. SEGUIER
L'électronique de puissance.
Dunod éditeur, Paris, 1974.
- [2] E.M. PERRIN, E.T. SCHONHOLZER
Fundamental operations of rectifiers with thyristor A.C. power control.
I.E.E.E. transactions on I.A., vol. I.A.9, n° 4, July-August 1973,
p. 453-461.
- [3] R. GRALLO, K. HEINTZE, J. KOHAUL
Steuerkennlinie, Welligkeit und Oberschwingungen von Gleichrichtern mit drehstromseitiger Anchnittsteuerung.
Siemens - Elektrotechnische Zeitschrift ETZ-A, Band 85, p. 79-83.
- [4] G. SEGUIER, A. WIART, Ch. ROMBAUT, J.L. DUMOULIN
Association gradateur-transformateur abaisseur-diodes destinée à l'obtention de basses tensions continues variables.
R.G.E. t. 89, n° 1, Janv. 1980, p. 37-48.
- [5] Ch. ROMBAUT
Etude des gradateurs triphasés et d'autres convertisseurs alternatif-alternatif fonctionnant en commutation naturelle.
Thèse de Docteur ès Sciences Physiques, Lille, n° 460, Juillet 1979.
- [6] J. LECORGUILLIER
Les redresseurs en simple alternance.
Eyrolles éditeur, Paris, 1953.
- [7] J. LECORGUILLIER
Les gradateurs tête-bêche en débit sur circuit inductif.
R.G.E. t. 75, n° 7-8, Juillet-Août 1966, p. 939-946.

- [8] J. TAKEUCHI
Analysis of single-phase Back-to-back SCR circuits using ϕ -function method.
Elec. Eng. Jap., vol. 85, n° 6, 1965, p. 42-50.
- [9] W. SHEPHERD
Steady-State analysis of the Series Resistance-Inductance circuit controlled by Silicon Controlled Rectifiers.
I.E.E.E Transactions on I.G.A., Vol I.G.A. 1, July-August 1965, p. 259-265.
- [10] W. SHEPHERD
Steady-State analysis of single-phase, parallel, resistance-inductance circuits controlled by SCR pair.
I.E.E.E. Transactions on I.G.A., vol. I.G.A. 2, n° 6, Nov-Dec 1966, p. 469-473.
- [11] A. YAIR
Steady-State Analysis of a two-branch resistance-inductance circuits controlled by a bidirectional A.C. switch.
I.E.E.E. Transactions on I.A., vol. I.A.12, n° 2, March-April 1976, p. 138-142.
- [12] W. SHEPHERD, J. STANWAY
The Silicon controlled rectifier A.C. switch for the control of single-phase series and transformer coupled load.
I.E.E.E. Int. Conv. Rec. Part 4, March 1964, p. 155-163.
- [13] A. YAIR
Steady-state analysis of single-phase transformer coupled loads controlled by a bidirectional A.C. switch.
I.E.E.E. Transactions on I.A., vol I.A.12, n° 2 March-April 1976, p. 143-146.

- [14] B.W. LINGARD, R.W. JOHNSON, W. SHEPHERD.
Steady-state performance and analysis of the series resistance-capacitance circuit with control by adjustable thyristor triggering.
I.E.E.E. Transactions on I.G.A., vol. IGA-4, n°6, Nov/Dec 1968, p. 644-654.
- [15] T. HIMEI, J. INOUE, S. NAKANISHI, I. UKITA.
A step-up phenomenon of the thyristor control circuit with series RLC elements.
I.E.E.E. Transactions on I.A., Vol IA-11, n° 5, Sept/Oct. 1975, p. 531-538.
- [16] M. KHALIFA, M. OBEID, S. ENAMUL-HAQUE
Effects of source impedance of the steady-state performance of thyristor controlled circuits
I.E.E.E. Transactions on I.A., vol IA-11, n° 4, July/August 1975, p. 384-390.
- [17] F.C. BROADLY, J.G. SHEPPARD, W. SHEPHERD
Steady-state analysis of the series resistance-inductance circuit, controlled by asymmetrical triggering of thyristors.
I.E.E.E. Transactions on I.A., vol. IA-9, n° 4, July/August 1973, p. 437-447.
- [18] J. TAKEUCHI, M. KOBATA
Analysis of single-phase back to back SCR circuit having unbalanced firing-angles.
Elec. Eng. Jap. Vol. 86, n° 10, 1966, p. 7-11.
- [19] W. SHEPHERD, P. ZAKIKHANI
Power-factor compensation of thyristor-controlled single-phase load
Proc. IEE. Vol 120, n° 2, February 1973, p. 245-246.
- [20] W. SHEPHERD, J.P. GALLAGHER
Power-factor of thyristor-controlled single-phase resistive load
Proc. IEE. Vol 120, n° 12, Dec. 1973, p. 1538-1539.

- [21] Ch. ROMBAUT, G. SEGUIER
Discontinuité, lors du débit sur résistance pure, de la caractéristique pratique de commande des gradateurs triphasés
C.R. Acad. Sc., Paris, t. 277, Sept 1973, p. 281-284.
- [22] Ch. ROMBAUT, G. SEGUIER
Caractéristiques des gradateurs triphasés
Revue Jeumont-Schneider n° 17 juin 1974, p. 33-46
n° 18 Sept 1974, p. 29-46.
- [23] Ch. ROMBAUT, J.P. SIX
Les caractéristiques des gradateurs triphasés.
Colloque sur l'utilisation des semi-conducteurs, Liège, nov. 1978,
4ème partie, rapport n° 1, p. 1-10.
- [24] Ch. ROMBAUT, H. SCHOORENS
Délimitation de la zone à fonctionnement anormal du gradateur triphasé débitant sur une charge résistante et capacitive.
C.R. Acad. Sc., Paris, t. 185, juillet 1977, p. 41-44.
- [25] Ch. ROMBAUT, H. SCHOORENS, G. SEGUIER
Operation of 3-phase A.C. thyristor-regulator feeding a R or R-L or R-C balanced load.
Proc. IEE. Vol 125, n° 8, August 1978, p. 741-742.
- [26] Ch. ROMBAUT, G. SEGUIER
Condition d'application de la transfiguration étoile-triangle aux récepteurs triphasés alimentés par un montage à redresseurs contrôlés.
C.R. Acad. Sc., Paris, t. 277, Nov. 1973, p. 607-609.
- [27] R. BAUSIERE, G. SEGUIER
Généralisation de la relation donnant le rang des harmoniques des courants primaires des montages redresseurs triphasés.
C.R. Acad. Sc., Paris, t. 287, oct. 1978, série B, p. 245-248.

- [28] Ch. ROMBAUT, G. SEGUIER, J.P. SIX
Groupement de gradateurs triphasés permettant de réduire les harmoniques des courants pris à la source.
C.R. Acad. Sc. Paris, t. 289, oct. 1979, série B, p. 139-142.
- [29] Ch. ROMBAUT
Etude du fonctionnement et des caractéristiques d'un ensemble gradateur-transformateur-diodes.
RGE. t. 89, n° 1, Janv. 1980, p. 39-44.
- [30] J.L. DUMOULIN
Groupements redresseurs régulés JISIL-R.
RGE, t.89, n° 1, Janv. 1980, p. 45-48.
- [31] Ch. ROMBAUT, P. GOERGER, G. SEGUIER
Ensembles gradateur-transformateur-diodes destinés à l'obtention de très hautes ou de très basses tensions redressées variables.
Colloque sur l'utilisation des semi-conducteurs de puissance en électrotechnique. Liège, oct. 80, 2ème partie, rapport n° 6.

TABLE DES MATIERES

- * -

	<i>Pages</i>
INTRODUCTION	1
Les études sur les gradateurs	2
Présentation du mémoire	3
	-
<div style="border: 1px solid black; padding: 10px; width: fit-content; margin: 0 auto;"><p>PREMIERE PARTIE</p><p>REDRESSEMENT HAUTE TENSION</p></div>	5
<u>CHAPITRE 1</u> : ASSOCIATION D'UN GRADATEUR TOUT THYRISTORS, D'UN TRANSFORMATEUR TRIANGLE-ETOILE ET D'UN MONTAGE REDRESSEUR EN PONT A DIODES.	6
I - ETUDE DU FONCTIONNEMENT	8
I.1. Notations et hypothèses	8
I.2. Premier mode ($0 < \psi < \Pi/3$)	10
I.3. Deuxième mode ($\Pi/3 < \psi < \Pi/2$)	14
I.4. Troisième mode ($\Pi/2 < \psi < 5\Pi/6$)	15
II - CARACTERISTIQUES	17
II.1. Valeur moyenne de la tension redressée	18
II.2. Valeur efficace du courant secondaire	19
II.3. Valeur efficace du courant primaire	20
II.4. Valeur efficace du courant en ligne	20
II.5. Développement en série du courant en ligne	20
II.6. Facteur de puissance en ligne	21
II.7. Valeur efficace de la tension aux bornes d'un enroulement primaire	22
II.8. Pertes Joule dans les bobinages du transformateur	24
II.9. Courant moyen dans les thyristors	25
II.10. Résultats - Tracé des caractéristiques	25
PLANCHES	27

	<i>Pages</i>
<u>CHAPITRE 2</u> : ASSOCIATION D'UN GRADATEUR TOUT THYRISTOR, INSERE DANS LES PHASES PRIMAIRES D'UN TRANSFORMATEUR TRIANGLE-ETOILE ET D'UN MONTAGE REDRESSEUR EN PONT A DIODES.	34
I - ETUDE DU FONCTIONNEMENT	35
I.1. Notations et hypothèses	35
I.2. Premier mode ($0 < \psi < \Pi/3$)	37
I.3. Deuxième mode ($\Pi/3 < \psi < \Pi/2$)	40
I.4. Troisième mode ($\Pi/2 < \psi < 5\Pi/6$)	42
II - CARACTERISTIQUES	44
II.1. Valeur efficace du courant primaire	44
II.2. Pertes Joule dans les bobinages du transformateur	45
II.3. Courant moyen dans les thyristors	46
II.4. Résultats - Tracé des caractéristiques	46
PLANCHES	48
 <u>CHAPITRE 3</u> : ASSOCIATION D'UN GRADATEUR TOUT THYRISTORS, D'UN TRANS- FORMATEUR ETOILE-ETOILE ET D'UN MONTAGE REDRESSEUR EN PONT A DIODES	 52
I - ETUDE DU FONCTIONNEMENT	54
I.1. Notations et hypothèses	54
I.2. Analyse du fonctionnement en négligeant le courant magnétisant	56
I.2.1. Premier mode ($0 < \psi < \Pi/3$)	57
I.2.2. Deuxième mode ($\Pi/3 < \psi < 2\Pi/3$)	58
I.3. Analyse du fonctionnement, les thyristors pouvant écouler seuls le courant magnétisant	59
I.3.1. Premier mode ($0 < \psi < \Pi/3$)	59
I.3.2. Deuxième mode ($\Pi/3 < \psi < 2\Pi/3$)	66
I.4. Analyse du fonctionnement, le courant magnétisant ne pouvant seul, maintenir la conduction des thyristors	71
I.4.1. Premier mode ($0 < \psi < \Pi/3$)	72
I.4.2. Deuxième mode ($\Pi/3 < \psi < 2\Pi/3$)	75
I.5. Influence de l'importance du courant magnétisant sur le fonc- tionnement du convertisseur	76
II - CARACTERISTIQUES	77
II.1. Valeur moyenne de la tension redressée	78
II.2. Valeur efficace du courant secondaire	79
II.3. Valeur efficace du courant primaire	79
II.4. Développement en série des courants en ligne	79

II.5. Facteur de puissance en ligne	80
II.6. Pertes Joule dans les bobinages du transformateur	81
II.7. Valeur efficace de la tension aux bornes d'un enroulement primaire	82
II.8. Courant moyen dans les thyristors	83
II.9. Résultats - Tracé des caractéristiques	83
PLANCHES	85
<u>CHAPITRE 4</u> : BRANCHEMENT DU GRADATEUR EN AVAL DES PHASES PRIMAIRES DU TRANSFORMATEUR	96
I - COUPLAGE DU GRADATEUR EN ETOILE	96
II - COUPLAGE DU GRADATEUR EN TRIANGLE	97
II.1. Etude du fonctionnement	97
II.1.1. Premier mode ($0 < \psi < \Pi/3$)	100
II.1.2. Deuxième mode ($\Pi/3 < \psi < 2\Pi/3$)	104
II.2. Caractéristiques	105
PLANCHES	107
<u>CHAPITRE 5</u> : COMPARAISON DES ASSOCIATIONS GRADATEUR TOUT THYRISTORS - TRANSFORMATEUR-MONTAGE REDRESSEUR EN PONT A DIODES	109
I - COMPARAISON DES CARACTERISTIQUES RELATIVES AUX REDRESSEURS	110
II - COMPARAISON DES CARACTERISTIQUES RELATIVES AUX PERTES	111
III - COMPARAISON DES CARACTERISTIQUES RELATIVES AUX COURANTS EN LIGNE	114
IV - CONCLUSION	114
PLANCHES	116

DEUXIEME PARTIE REDRESSEMENT BASSE TENSION

123

<u>CHAPITRE 6</u> : ASSOCIATION D'UN GRADATEUR TOUT THYRISTORS, D'UN TRANSFORMATEUR ET D'UN MONTAGE REDRESSEUR DOUBLE ETOILE A DIODES ET A BOBINE INTERPHASES	124
I - EQUIVALENCE DE FONCTIONNEMENT D'UN MONTAGE REDRESSEUR EN PONT ET D'UN MONTAGE REDRESSEUR DOUBLE ETOILE A BOBINE INTERPHASES	125
II - CAS OU LE PRIMAIRE DU TRANSFORMATEUR EST COUPLE EN TRIANGLE	131
III - CAS OU LE PRIMAIRE DU TRANSFORMATEUR EST COUPLE EN ETOILE	133
III.1. Notations et hypothèses	133
III.2. Premier mode ($0 < \psi < \pi/3$)	135
III.2.1. Premier cas ($\psi + \frac{\pi}{6} < \theta_o < \frac{\pi}{2}$)	136
III.2.2. Deuxième cas ($\frac{\pi}{2} < \theta_o < \psi + \frac{\pi}{2}$)	139
III.2.3. Comparaison des deux cas	140
III.3. Deuxième mode ($\pi/3 < \psi < 2\pi/3$)	141
III.4 Caractéristiques	142
IV - COMPARAISON DES CARACTERISTIQUES	143
PLANCHES	145
<u>CHAPITRE 7</u> : ASSOCIATION D'UN GRADATEUR MIXTE, D'UN TRANSFORMATEUR ETOILE-ETOILE ET D'UN MONTAGE REDRESSEUR A DIODES A COMMUTATION PARALLELE	147
I - ETUDE DU FONCTIONNEMENT	149
I.1. Notations et hypothèses	149
I.2. Premier mode ($0 < \psi < \pi/3$)	151
I.3. Deuxième mode ($\pi/3 < \psi < 2\pi/3$)	154
I.4. Troisième mode ($2\pi/3 < \psi < \pi$)	155

	<i>Pages</i>
II - CARACTERISTIQUES	157
II.1. Valeur moyenne de la tension redressée	158
II.2. Valeur efficace du courant secondaire	159
II.3. Valeur efficace du courant primaire	160
II.4. Développement en série des courants en ligne	160
II.5. Facteur de puissance en ligne	163
II.6. Valeur efficace de la tension aux bornes d'un enroulement primaire	164
II.7. Pertes Joule dans les bobinages du transformateur	165
II.8. Résultats - Tracé des caractéristiques	166
PLANCHES	168
CONCLUSION	172
BIBLIOGRAPHIE	174
TABLE DES MATIERES	179

