

50376
1975

50376
1975
5

T H E S E

présentée

A L'UNIVERSITE DES SCIENCES
ET TECHNIQUES DE LILLE
pour obtenir le titre de
DOCTEUR DE 3e CYCLE

Spécialité Electronique - Option Electrotechnique

par

Jean-Louis COCQUERELLE

Maître des Sciences



COMMANDE ET STABILISATION DES TENSIONS TRIPHASEES
D'UN ONDULEUR STATIQUE AUTONOME 400 Hz

Soutenue le 20 février 1975, devant la COMMISSION D'EXAMEN

MM. R. GABILLARD	Président
M. PANET	Rapporteur
C. MAIZIERES	Examineur
G. MANESSE	Invité
BOSSUT	Invité
CARRAND	Invité
MERCKLING	Invité

A MARIE-FRANCE

A MES PARENTS

A MON FILS

S O M M A I R E

INTRODUCTION

CHAPITRE 1 - ONDULEURS STATIQUES P_n et C_n et REGULATIONS ASSOCIEES.

1.1 - Onduleur P_n [1]

1.2 - Onduleur C_n [1]

1.3 - Impératifs de régulation

1.4 - Procédés de régulation

1.4.1 - Régulation continu préalable

1.4.2 - Régulation par deux onduleurs déphasables

1.4.3 - Régulation par variation de l'angle d'ouverture θ des ondes élémentaires

CHAPITRE 2 - COMMANDE D'UN ONDULEUR C_n .

2.1 - Obtention des formes d'onde

2.2 - Conditions optimales de réglage

2.2.1 - Caractéristiques statiques d'un C_n

2.2.2 - Choix de la plage de variation de θ

2.2.3 - Conséquences du choix effectué sur les valeurs de θ

CHAPITRE 3 - PRINCIPE DE LA REGULATION.

3.1 - Idée directrice

3.2 - Description générale de la régulation

3.2.1 - Fonctionnement du système

3.2.2 - Remarques sur l'instant d'échantillonnage

3.2.3 - Optimisation du temps de réponse de la régulation

CHAPITRE 4 - ETUDE GENERALE D'UN CIRCUIT DE REGULATION APPLICABLE A TOUT C_n .

4.1 - Possibilité d'utilisation d'une tension de consigne continue

4.2 - Schéma de principe

- 4.3 - Chronogramme du fonctionnement logique
- 4.4 - Durée des intervalles de commande Z , ε et ε'
 - 4.4.1 - Temps d'élaboration de l'information logique
 - 4.4.2 - Instant de remise à zéro du C.A.D. et durée de l'impulsion de commande d'affichage.
- 4.5 - Quantification et précision du convertisseur digital analogique
 - 4.5.1 - Caractéristique du C.D.A. Arc sinus
 - 4.5.2 - Précision du C.D.A. pour différents onduleurs
 - 4.5.3 - Choix de N

CHAPITRE 5 - REALISATION DU MONTAGE.

- 5.1 - Etude détaillée des éléments constitutifs
 - 5.1.1 - Circuit de détection
 - 5.1.1.1 - Filtrage des tensions de sortie [2]
 - 5.1.1.2 - Montages détecteurs
 - 5.1.2 - Fonction Sinus
 - 5.1.3 - Diviseur [3]
 - 5.1.3.1 - Schéma de base
 - 5.1.3.2 - Précision du montage
 - 5.1.4 - Circuit de conversion analogique digital (figure 5.15)
 - 5.1.4.1 - Fonctionnement général
 - 5.1.4.2 - Eléments constitutifs
 - 5.1.4.2.1 - Comparateur (figure 5.15)
 - 5.1.4.2.2 - Ensemble compteur décodeur (figure 5.16)
 - 5.1.5 - Circuit mémoire (figure 5.16)
 - 5.1.6 - Fonction Arc Sinus (figure 5.16)
 - 5.1.7 - Circuit de synchronisation et signaux de commande (fig. 5.18)
 - 5.1.7.1 - Circuit de remise à zéro du C.A.D.
 - 5.1.7.2 - Circuit générateur de rampe (figure 5.20)
 - 5.1.7.3 - Circuit de commande d'affichage (figure 5.22)
- 5.2 - Précision du circuit de régulation
 - 5.2.1 - Circuit détecteur
 - 5.2.2 - Fonction sinus
 - 5.2.3 - Convertisseur digital analogique [4]
 - 5.2.4 - Erreur due au C.D.A.
 - 5.2.5 - Précision du montage complet

CHAPITRE 6 - APPLICATION DU CIRCUIT DE REGULATION AU C₁.

6.1 - Description du C₁

6.1.1 - Platine logique [5]

6.1.2 - Etages de puissance (figure 6.3)

6.2 - Simulation des étages de puissance (figure 6.4)

6.3 - Simulation du filtre et de la charge [6]

6.3.1 - Schéma réel

6.3.2 - Equations du circuit

6.3.3 - Modèle par phase (figure 6.6)

6.4 - Essais

6.4.1 - Perturbations lentes

6.4.1.1 - Premier essai : B varie de 32 V à 24 V sur 13,5 périodes

6.4.1.2 - Deuxième essai : B varie de 32 V à 24 V sur une demi période.

6.4.1.2.1 - 1er Cas : fonctionnement à vide avec filtres passifs (figure 6.8)

6.4.1.2.2 - 2e Cas : fonctionnement à vide sans filtres passifs (figure 6.9)

6.4.1.2.3 - 3e Cas : fonctionnement en charge nominale purement résistive, avec filtres passifs (figure 6.10)

6.4.1.2.4 - 4e Cas : fonctionnement en charge nominale sans filtres passifs (figure 6.11).

6.4.2 - Perturbations brusques

CONCLUSION.

ANNEXE 1 - ETUDE DE LA CHUTE DE TENSION DUE AUX TRANSFORMATEURS DE SORTIE DU C₁ [7]

ANNEXE 2 - ETUDE DES FILTRES PASSIF ET ACTIF.

ANNEXE 3 - CALCUL INFORMATIQUE DE LA PRECISION DU C.D.A. ARC SINUS.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.

I N T R O D U C T I O N

Les convertisseurs continu-alternatif sont très utilisés comme source principale ou de secours pour l'aéronautique et les engins balistiques.

Les convertisseurs statiques, réalisés avec des semi-conducteurs, ont un poids nettement inférieur à celui des machines tournantes et aussi l'avantage d'une plus grande fiabilité.

Un onduleur autonome continu 400 Hz triphasé de 1 k VA a été réalisé au Laboratoire d'Electrotechnique de l'Université de LILLE (1) en collaboration avec la Société Auxilec, spécialisée pour ces applications. Il permettait d'envisager la régulation de tension en ajustant la largeur des ondes rectangulaires composant la tension de sortie et conduisait ainsi à une réduction du poids et des pertes par rapport à la solution antérieure qui effectuait ce réglage de tension à partir d'un convertisseur continu-continu préalable.

Nous proposons ici pour assurer cette régulation de tension un dispositif dont les performances sur les plans de la précision et de la rapidité de réponse s'accordent avec les normes Air, que les réalisations actuelles semblent satisfaire difficilement.

Je présente d'abord mes remerciements très sincères à Messieurs les Professeurs PANET et MAIZIERES, à Monsieur SAGEAU Directeur de la Société AUXILEC, à Messieurs MERCKLING et CARRAND qui sont à l'origine de la collaboration qui a conduit à la réalisation de l'onduleur présenté par Monsieur SEGHERS.

Je suis tout particulièrement reconnaissant à Monsieur MANESSE qui m'a constamment conseillé pour mon propre travail.

Je suis très honoré que mon Jury soit présidé par Monsieur le Professeur GABILLARD et je suis très sensible à l'intérêt qu'il a bien voulu apporter à cette étude.

C H A P I T R E 1

ONDULEURS STATIQUES P_n et C_n

ET REGULATIONS ASSOCIEES

1.1 - Onduleur P_n [1]

Les onduleurs P_n sont caractérisés par un angle d'ouverture θ de 60° (figure 1.1) qui donne une forme d'onde avant filtrage en créneaux symétriques.

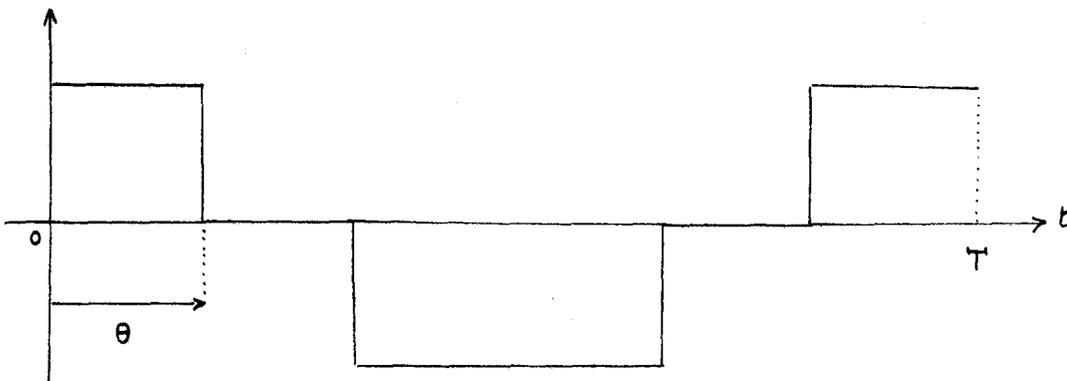


Figure 1.1

Ces onduleurs utilisent n transformateurs triphasés. Chaque phase est construite par addition de $(2n - 1)$ ondes élémentaires rectangulaires.

Les seuls harmoniques qui subsistent dans l'onde résultante sont de rang $(6nq \pm 1)$ dont les taux rapportés au fondamental (rapport de l'amplitude de l'harmonique considéré au fondamental) sont donnés par l'expression :

$$T_{6nq \pm 1} = \frac{1}{6nq \pm 1}$$

Le taux global est évalué à $0,302/n$.

L'amplitude du fondamental d'une phase est donné par l'expression :

$$Y_{1m} = (1 + 2 \sum_{k=1}^{n-1} X_k \cos k\psi) K \sin \theta$$

où K est proportionnel à la tension continue d'alimentation et où ψ et X_k représentent respectivement, l'argument du fondamental ($\psi = \frac{2\pi}{6n}$) et l'amplitude de l'onde élémentaire d'indice k.

1.2 - Onduleurs C_n [1]

Les onduleurs C_n sont caractérisés par un angle d'ouverture θ variable. Il s'en suit en général, que l'harmonique 3 et ses multiples existent dans les ondes élémentaires. On peut les éliminer en mettant en jeu un plus grand nombre d'ondes élémentaires.

Il y aura $(3n - 1)$ ondes élémentaires par phase si n est pair, et $3n$ pour n impair.

Les harmoniques non nuls sont de rang $6nq \pm 1$ et leur taux partiel s'écrit :

$$T_{6nq \pm 1} = \frac{\sin(6nq \pm 1)\theta}{(6nq \pm 1) \sin \theta}$$

Le taux global d'harmoniques (rapport de la racine carrée de la somme des carrés des amplitudes des harmoniques au fondamental) est évalué par suite à :

$$T = \sqrt{\sum_{q=1}^{\infty} [T_{6q-1}^2 + T_{6q+1}^2]}$$

L'amplitude du fondamental d'une phase se met sous la forme :

$$Y_{1m} = \frac{3}{2} n \frac{4}{\pi} A_m \sin \theta$$

où A_m est l'amplitude de l'onde d'indice 0, proportionnelle à la tension batterie B.

On peut écrire : $Y_{1m} = K B \sin \theta$

Le type C_n est donc caractérisé par un taux d'harmoniques et une amplitude des tensions de sortie, variables avec θ .

1.3 - Impératifs de régulation

La tension de sortie de l'onduleur est soumise à deux perturbations principales.

- La tension de la batterie
- La charge de l'onduleur

La norme air 2021/D impose de maintenir constante à 3 % près cette tension, pour des variations simultanées de ± 4 volts autour de 28 volts de la tension continu B et de 15 % à 85 % de la charge nominale.

1.4 - Procédés de régulation

Pour régler la tension de sortie, il est possible d'agir :

- sur la tension continue d'alimentation (B)
- sur la valeur de l'angle d'ouverture des ondes élémentaires (θ).
- sur le déphasage relatif de deux ondes de même indice, pour deux onduleurs différents montés en série.

Nous allons étudier ces différents cas.

1.4.1 - Régulation continu préalable

Cette méthode simple employée par la Société Auxilec qui consiste à agir sur B est applicable aux types P_n et C_n , mais présente néanmoins les inconvénients suivants :

- Chute du rendement
- Augmentation du poids
- Précision médiocre
- Temps de réponse de la boucle important
- Prix de revient assez élevé, les systèmes actuels mettant généralement en jeu des ensembles à thyristors rapides d'un coût important.

1.4.2 - Régulation par deux onduleurs déphasables

Cette méthode est applicable à tout type d'onduleur et trouve surtout son intérêt dans le cas du P_n .

Le principe est semblable à celui du régulateur d'induction. Un premier onduleur fournit la tension \vec{V}_1 (figure 1.2), un second la tension \vec{V}_2 . La tension de sortie \vec{V} est la somme vectorielle $\vec{V}_1 + \vec{V}_2$. Il suffit de faire

varier le déphasage entre V_1^{\rightarrow} et V_2^{\rightarrow} pour obtenir une tension \vec{V} variable. Inversement, pour maintenir \vec{V} constante, il suffira de faire varier l'angle γ entre V_1^{\rightarrow} et V_2^{\rightarrow} .

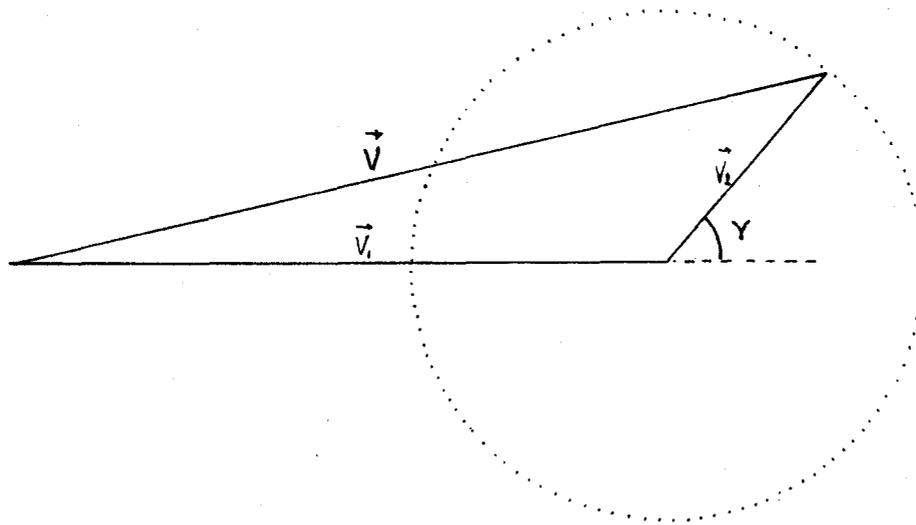


Figure 1.2

Nous pouvons imaginer pour cette méthode une régulation utilisant deux convertisseurs de puissances différentes.

L'un des convertisseurs fournit alors la majorité de la puissance, le second fournit une puissance d'appoint pouvant compenser l'ensemble des pertes. Ce second onduleur peut être par conséquent d'un type moins élaboré que le premier. L'angle γ doit varier dans de larges limites ($0^\circ - 180^\circ$).

1.4.3 - Régulation par variation de l'angle d'ouverture θ des ondes élémentaires

Cette solution n'est pas réalisable pour un P_n , car l'angle θ est fixé à soixante degrés pour éliminer dans l'onde élémentaire les harmoniques trois et multiples de trois, incompatibles avec l'utilisation de transformateurs triphasés à trois noyaux.

En utilisant des transformateurs monophasés, on évite cet inconvénient, mais on introduit un problème de filtrage.

La méthode par contre, trouve son intérêt avec les onduleurs de type C_n , pour lesquels, l'amplitude du fondamental des tensions de sortie est proportionnelle au sinus de l'angle θ .

Nous avons mis à profit cette propriété pour le dispositif de régulation choisi.

C H A P I T R E 2

COMMANDE D'UN ONDULEUR C_n

2.1 - Obtention des formes d'onde

Considérons, à titre d'exemple les signaux logiques nécessaires à la réalisation d'un onduleur triphasé du type C₁ de fréquence quatre cent Herz (figure 2.1).

Un compteur en anneau relié à une horloge de fréquence 4800 Hz délivre les signaux carrés symétriques A, B, C, D, E, F espacés régulièrement de trente degrés. A partir de ces créneaux on élabore trois nouveaux créneaux, espacés régulièrement de cent vingt degrés a, b, c qui vérifient les expressions : $a = A \bar{D} + D \bar{A}$, $b = \bar{E} B + \bar{B} E$ et $c = C \bar{F} + \bar{C} F$. En intégrant, a, b et c, on obtient trois tensions triangulaires symétriques t_a , t_b , t_c .

Soit maintenant un niveau continu V_c correspondant à un angle θ_c donné. Si l'on sature trois amplificateurs avec les signaux : $|t_a - V_c|$, $|t_b - V_c|$, $|t_c - V_c|$; on obtient les créneaux : S_0 , S_1 , S_{-1} , de largeur variable $\theta_c = k V_c$, où k est une constante.

Dans le cas de la figure 2.1, θ est fixé à soixante degrés et soixante quinze degrés.

Les signaux E_0 , F_0 , E_1 , F_1 , E_{-1} , F_{-1} sont obtenus, en effectuant les produits logiques suivants :

$$\begin{array}{lll} E_0 = S_0 \bar{C} & E_1 = S_1 \bar{E} & E_{-1} = S_{-1} \bar{A} \\ F_0 = S_0 C & F_1 = S_1 E & F_{-1} = S_{-1} A \end{array}$$

Les trois phases de l'onduleur sont alors obtenues par les sommes pondérées :

$$\begin{aligned}
 P_1 &= (F_{-1} - E_{-1}) + 0,5 (F_0 - E_0 + E_1 - F_1) \\
 P_2 &= (F_1 - E_1) + 0,5 (F_0 - E_0 + E_{-1} - F_{-1}) \\
 P_3 &= (E_0 - F_0) + 0,5 (E_1 - F_1 + E_{-1} - F_{-1})
 \end{aligned}$$

Les formes d'ondes de P_1 , P_2 et P_3 changent avec θ (figure 2.2), de même que le taux global d'harmoniques de chaque phase. Nous donnons figure 2.3 les courbes de variation du taux global d'harmoniques en fonction de θ [1], pour les types d'onduleurs C_1 , C_2 , C_3 et à titre de comparaison, dans le cas de deux P_1 déphasés d'un angle γ .

2.2 - Conditions optimales de réglage

Les conditions de réglage sont liées aux valeurs extrêmes des tensions de sortie, et à l'amplitude des fluctuations du taux global d'harmoniques dans l'intervalle de variation de θ .

Les conditions optimales de réglage que nous allons définir découlent de l'observation des caractéristiques statiques de l'onduleur.

2.2.1 - Caractéristiques statiques d'un C_n

Les caractéristiques statiques d'un C_n sont les courbes d'équation: $Y_M = \alpha B N \sin \theta$, où Y_M est l'amplitude maximale du fondamental des tensions de sortie, N , le rapport des nombres de spires des transformateurs, et α un coefficient qui tient compte de la chute de tension en charge.

La détermination de α se fait par l'étude des pertes dans les étages de puissance et les filtres associés à l'onduleur (annexe I)

Introduisons l'amplitude réduite :

$$Y_{M_r} = \frac{Y_M}{N \alpha_n B_m} = \frac{\alpha B}{\alpha_n B_m} \sin \theta$$

B_m est la valeur moyenne de la batterie et α_n , la valeur de α au régime nominal de charge.

Nous avons représenté figure 2.4 les courbes $Y_{M_r} = f(\theta)$ dans les trois cas suivants :

- charge maximale et tension batterie minimale.
- charge maximale et tension batterie moyenne.

- charge minimale et tension batterie maximale.

La courbe intercalaire correspond au fonctionnement normal de l'onduleur, déterminé par α_n et B_m . Son équation s'écrit alors :

$$Y_{M_r} = \sin \theta$$

2.2.2 - Choix de la plage de variation de θ

Le choix de la plage de variation de θ est lié aux possibilités optimales de réglage de la tension de sortie et à la valeur du taux d'harmoniques en fonctionnement normal.

Il est souhaitable en effet que ce dernier soit minimum pour la valeur moyenne B_m de la batterie, et la charge nominale de l'onduleur.

En comparant les courbes des figures 2.3 et 2.4, on remarque que les valeurs possibles de la tension de consigne à la sortie, prise en valeur réduite, γ_{or} , doit, d'une part, être inférieure à 0,857, d'autre part, être telle que le taux d'harmoniques reste faible sur toute la plage de variation de θ .

Le fonctionnement normal est déterminé par le point de coordonnées γ_{or} et θ_m , à l'intersection de la caractéristique $Y_{M_r} = \sin \theta$ et de l'horizontale γ_{or} . En ce point, le taux d'harmoniques doit être minimal.

Nous indiquons dans le tableau ci-après, pour différents types d'onduleurs C_i , les valeurs possibles de γ_{or} et θ_m , les valeurs du taux d'harmoniques au fonctionnement normal, et la plage de variation de θ nécessaire, pour obtenir une régulation optimale.

type	γ_{or}	θ_m ou γ (degrés)	taux d'harmoniques (%)	plage de variation de θ (degrés)
C_1	0,857	58	30	39 à 90
C_2	0,795	52,5	12,6	36 à 68
C_3	0,82	55	7,9	37,5 à 73
2 P_1 dé- phasables	0,707	45	11	31,5 à 56

2.2.3 - Conséquences du choix effectué sur les valeurs de θ

Le choix de θ_m pour un onduleur donné fixe la valeur réduite de l'amplitude maximale du fondamental des sorties, soit $Y_{M_r} = Y_{O_r}$ et par suite, la valeur N_0 du rapport des nombres de spires des transformateurs, qui permettra à l'utilisateur d'obtenir les tensions qu'il désire.

Par exemple, si l'on souhaite régler à 115 volts, la valeur efficace du fondamental d'une phase, on devra prendre :

$$N_0 = \frac{115 \sqrt{2}}{\alpha_n B_m y_{O_r}}$$

Par exemple, avec $B_m = 28$ volts, et $\alpha_n = 85 \%$, on aura, dans les cas du C_1 , C_2 et C_3 , respectivement : $N_0 = 8$, $N_0 = 8,6$ et $N_0 = 8,36$.

Notons qu'il serait intéressant de réduire la plage des valeurs de θ au point de pouvoir assimiler la caractéristique statique à un segment de droite, ce qui bien entendu, entraînerait une simplification importante du dispositif de régulation. Il faut alors que θ soit voisin de 30° . Cette solution n'est pas satisfaisante car le taux d'harmoniques correspondant est élevé, ce qui limite les possibilités d'utilisation.

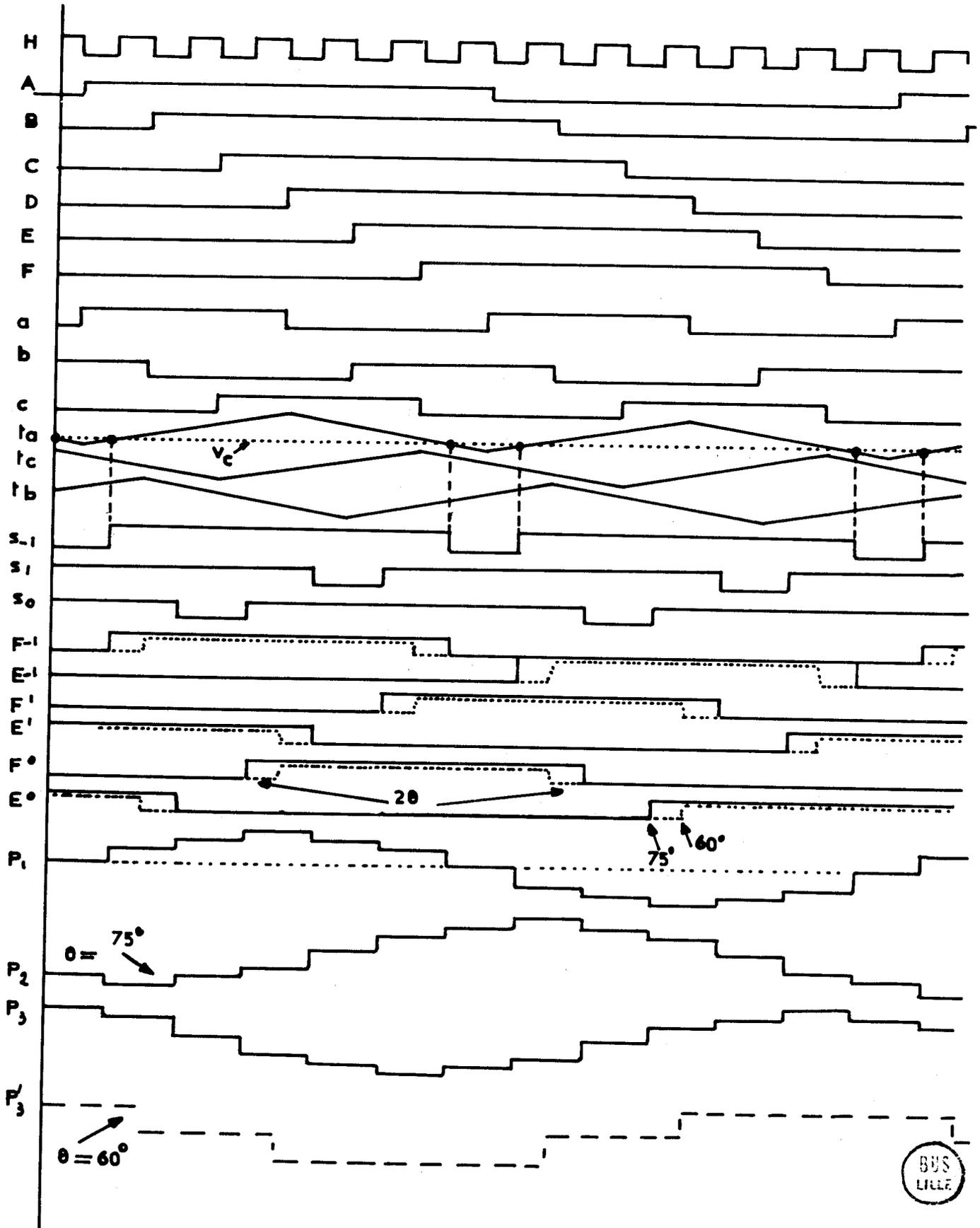


Figure 2-1 - Formes d'ondes d'un C_1

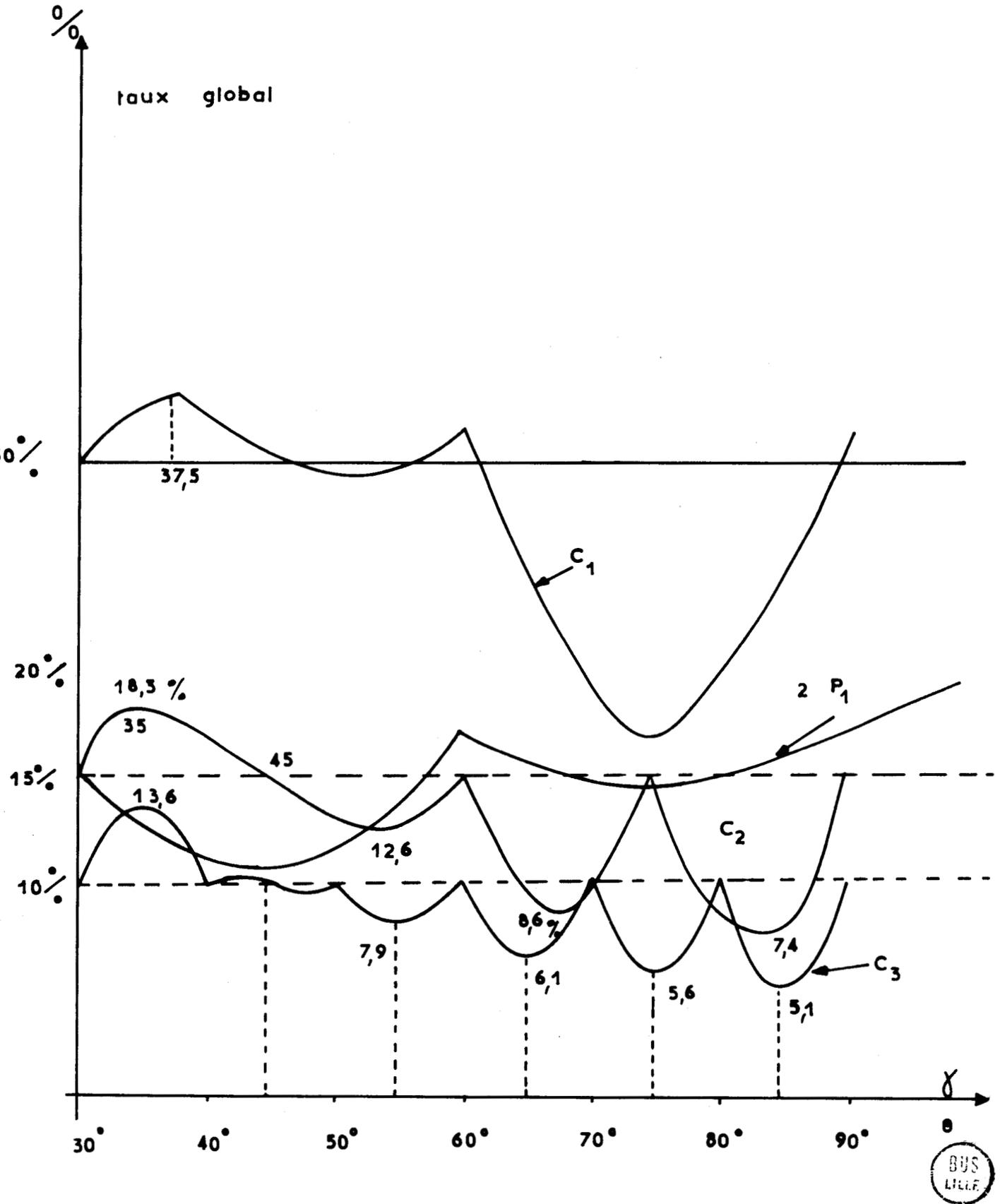


Figure 2-3

Variation du taux d'harmoniques avec l'angle d'ouverture

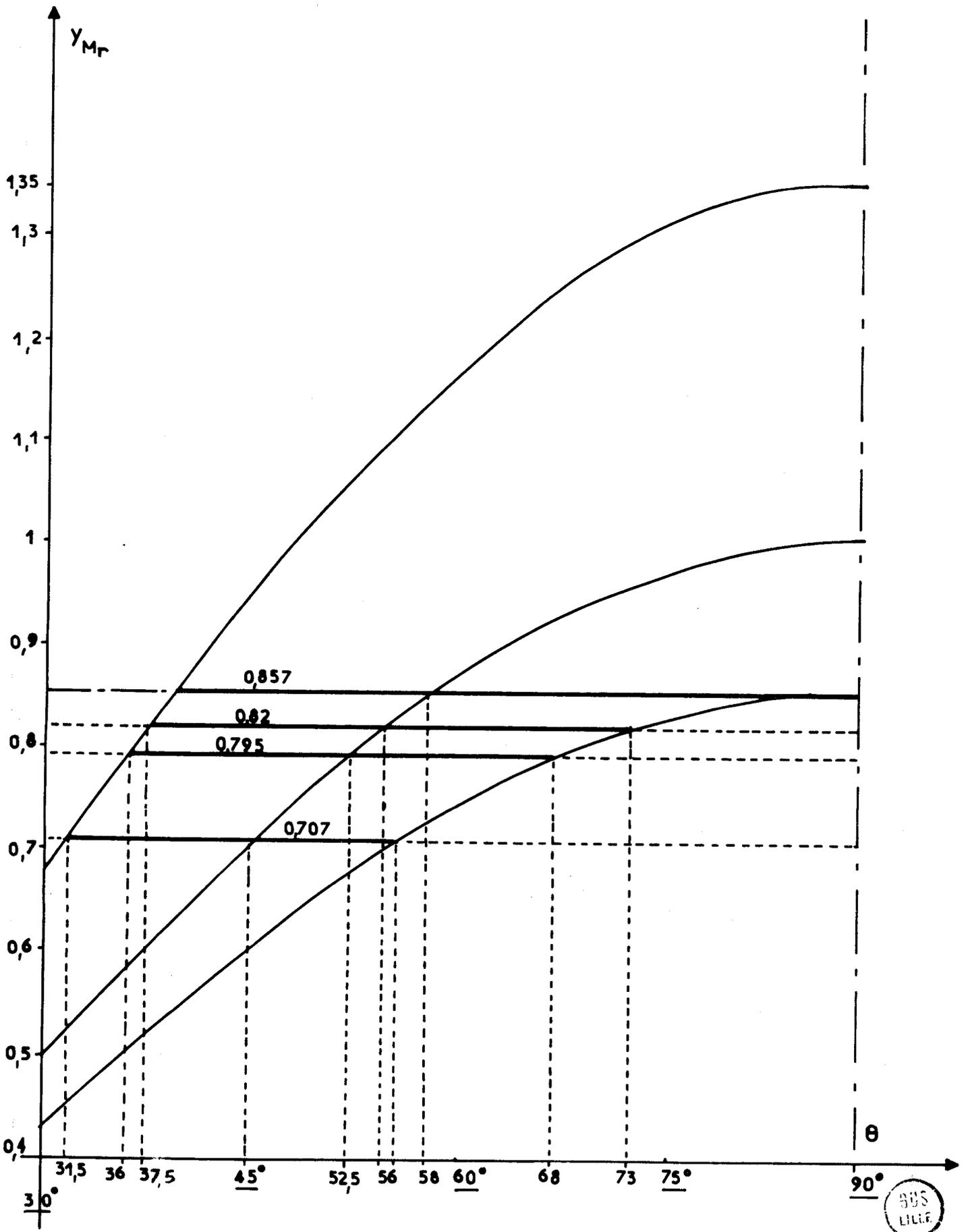


Figure 2-4 - Caractéristiques statiques d'un C_n

C H A P I T R E 3

PRINCIPE DE LA REGULATION

3.1 - Idée directrice

Les procédés classiques de réglage de la tension de sortie d'un onduleur C_n par action sur l'angle d'ouverture, utilisent une détection, par redressement et filtrage, de la valeur moyenne des tensions triphasées.

L'inconvénient de cette méthode est la constante de temps importante, liée au filtrage (au moins dix périodes de la tension de sortie) qui conduit à une régulation inefficace pour les perturbations brèves.

Notre régulation, pour être compétitive devra faire intervenir un temps de réponse égal au minimum compatible avec le comportement transitoire des transformateurs et filtres de sortie d'un onduleur déterminé. Notre objectif est donc d'éliminer de la régulation, dans la limite du possible, tout filtrage supplémentaire. C'est par un procédé échantillonné, que nous parviendrons à ce résultat.

3.2 - Description générale de la régulation

3.2.1 - Fonctionnement du système

Nous détectons par filtrage le fondamental $y(t)$ des tensions de sortie.

Le système utilisé présentera, nécessairement, une constante de temps négligeable devant celle d'un circuit détecteur de valeur moyenne. L'évaluation de ces constantes est faite en annexe II.

Nous disposons, par ailleurs d'une tension sinusoïdale d'amplitude constante, $y_0(t)$, issue d'un oscillateur de même fréquence que le fondamental détecté, et synchronisé avec celui-ci (figure 3.1). Cette tension, prise en référence va servir de consigne pour la sortie. Nous prélevons alors à des instants " t_1 " séparés d'un intervalle de temps constant τ , des informations sur les amplitudes y_1 du fondamental et y_{01} de la consigne, et sur l'angle d'ouverture θ_1 .

Chaque caractéristique statique de l'onduleur est déterminé par le paramètre λ de l'expression $Y_M = \lambda \sin \theta$. λ tient compte comme nous l'avons vu précédemment du débit de l'onduleur et de l'état de charge de la batterie. Réciproquement, si on connaît à un instant t_1 l'amplitude Y_{1M} et l'angle θ_1 , on peut déterminer le coefficient $\lambda = \lambda_1$ donc la caractéristique statique de l'onduleur à l'instant t_1 . Pour ramener la tension de sortie y à sa valeur de consigne y_0 , il faudra appliquer à l'entrée de l'onduleur un angle θ défini par le point d'intersection de la caractéristique ci-dessus et de la droite $Y_M = Y_{OM}$ (amplitude maximale de la consigne).

$$\text{On peut alors écrire : } \theta = \text{Arc sin } \frac{Y_{OM}}{\lambda_1}$$

soit encore, en remplaçant λ_1 par $\frac{Y_{1M}}{\sin \theta_1}$:

$$\theta = \text{Arc sin } \frac{Y_{OM}}{Y_{1M}} \sin \theta_1$$

L'instant t_1 , ne se situe pas nécessairement au niveau des maximums des tensions $y_0(t)$ et $y(t)$; mais, celles-ci étant synchrones, on peut écrire, qu'à tout instant t' ,

$$\frac{Y_{OM}}{Y_M} = \frac{y_0(t')}{y(t')} \quad \text{figure 3.1}$$

Dans ce cas, l'angle θ est déterminé par l'expression

$$\theta = \text{Arc sin } \frac{y_0(t_1)}{y(t_1)} \sin \theta_1$$

La régulation obtenue, en appliquant à un instant $t_1 + \varepsilon$, l'angle θ calculé ci-dessus à l'entrée de l'onduleur, n'est efficace que dans la mesure où la tension batterie (B) et la charge (α) n'ont pas varié pendant l'intervalle de temps ε . Il faudra donc que ε soit petit devant la période pour que l'expression de θ soit valable.

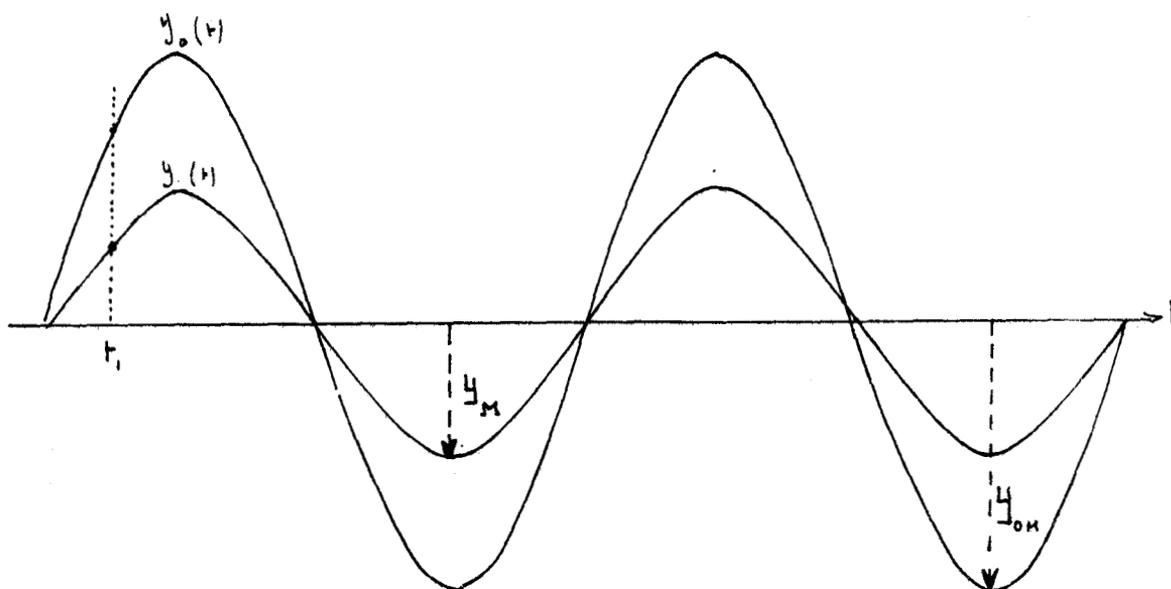


Figure 3.1

3.2.2 - Remarques sur l'instant d'échantillonnage

L'angle θ élaboré pendant l'intervalle de temps ϵ est mis en mémoire. C'est le circuit de mémorisation qui donne ensuite l'information à l'entrée de l'onduleur aux instants $(t_1 + \epsilon + \epsilon')$ et ceci pendant un temps égal à ζ (figure 3.2). L'élaboration du nouvel angle d'ouverture s'effectue donc, alors que l'entrée de l'onduleur, recevant l'information précédente issue de la mémoire, ne varie pas. On peut dire qu'il y a "déconnection" de la sortie et de l'entrée de l'onduleur, ce qui limite considérablement les risques d'oscillations rapides. L'intervalle de temps sera d'ailleurs choisi de telle sorte que toute oscillation à la sortie du montage "onduleur-filtre associé", due à la précédente application de la mémoire à l'entrée θ , soit amortie. On peut considérer dans notre cas que l'amortissement est suffisant lorsque l'amplitude maximale de la tension transitoire engendrée à la sortie du filtre, devient inférieure à 3 % de l'amplitude maximale en régime permanent, de la tension de l'onduleur, correspondant à l'angle θ_m minimum de la plage de variation de l'angle d'ouverture, définie pour l'onduleur considéré.

Nous pouvons, par suite, introduire un temps τ_m minimal, qui correspondrait à un onduleur C_n , d'indice n suffisamment élevé, pour pouvoir se dispenser du filtre associé, et un temps τ_M maximal, qui correspondrait à un type C_1 associé au filtre le plus efficace.

Remarque : Nous ne donnons pas ici le temps τ_M dans tous les cas ; nous l'avons cependant évalué en annexe dans le cas du C_1 associé à un filtre du

second ordre de type L, C. Nous trouvons un temps τ_M défini, par rapport à la période T de l'onduleur par la relation :

$$\tau_M \neq T$$

Ainsi, pour une fréquence F, égale à 400 Hz, $\tau_M = 25$ ms. Nous donnons par contre, dans le paragraphe suivant, le temps τ_m avec précision.

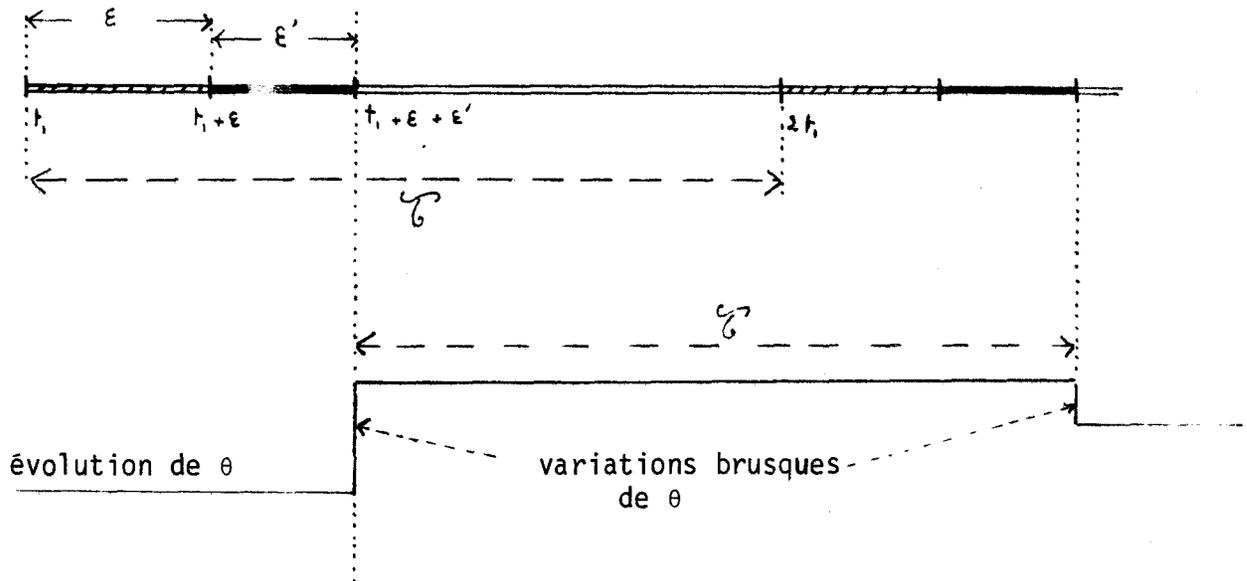


Figure 3.2

3.2.3 - Optimalisation du temps de réponse de la régulation

Nous allons évaluer le temps minimal τ_m séparant deux régulations successives.

Considérons un onduleur C_n sans filtre associé, les transformateurs de sortie, sont les seuls éléments qui peuvent entraîner un retard, à l'établissement du régime permanent, consécutif à une variation brusque de l'angle d'ouverture.

En première approximation, nous pouvons les assimiler à des systèmes du premier ordre. En considérant que la charge correspondant au régime nominal est purement résistive, chaque transformateur peut être représenté par le schéma équivalent de la figure 3.3.

Nous allons chercher, la réponse de ce circuit à une variation brusque de l'angle θ , du minimum θ_m au maximum θ_M de sa plage de variation, pour l'onduleur considéré.

En première approximation, tout se passe comme si on appliquait à l'entrée du circuit une tension sinusoïdale d'amplitude maximale

$$A = \lambda (\sin \theta_M - \sin \theta_m)$$

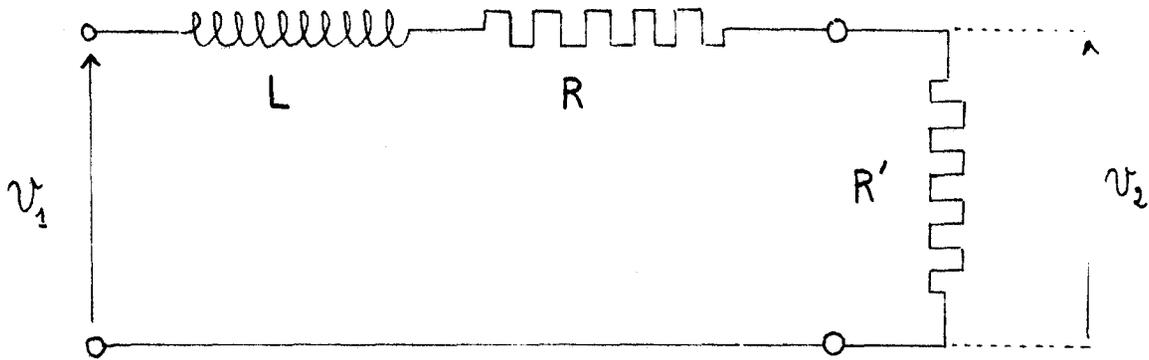


Figure 3.3

Soit $v_1(t) = \lambda (\sin \theta_m) \sin \omega t$ la tension appliquée à l'entrée du circuit après le passage de l'angle d'ouverture de θ_M à θ_m .

La tension obtenue, en régime permanent à la sortie du circuit a pour expression :

$$v_{2p}(t) = \frac{\lambda (\sin \theta_m) R'}{\sqrt{(R + R')^2 + L^2 \omega^2}} \sin(\omega t + \varphi)$$

$$\text{avec } \varphi = \text{Arc tg } \frac{L \omega}{R + R'}$$

En première approximation, la tension transitoire, $v_{2t}(t)$ obtenue est comparable à celle qui résulterait de la suppression d'un échelon de tension continue d'amplitude E comprise entre θ et A , dépendante des conditions initiales, supposé appliqué préalablement à l'entrée du circuit.

Le cas où $E = A$ est celui où $v_{2t}(t)$ est maximale.

$$\text{On peut écrire } v_{2tM} = A \frac{R'}{R + R'} e^{-\frac{R + R'}{L} t}$$

La tension à la sortie des transformateurs de l'onduleur, après la variation de θ , sera égale à sa valeur en régime permanent avec une précision de 3 %, au bout d'un temps ζ_m tel que :

$$(1) \quad (v_{2_{tM}}(t))_{t = \zeta_m} = \frac{3}{100} (v_{2_p}(t))_{t = \zeta_m}$$

Si ζ_m est petit devant la période, et si le déphasage φ est faible, l'amplitude du régime permanent, $v_{2_p}(t)$ pendant la durée du transitoire est voisine du maximum.

L'équation (1) s'écrit alors :

$$A \frac{R'}{R + R'} e^{-\frac{R + R'}{L} \zeta_m} \neq \frac{\lambda (\sin \theta_m) R'}{\sqrt{(R + R')^2 + L^2 \omega^2}}$$

On en tire :

$$\zeta_m \neq \frac{1}{\alpha} \text{Log}_e \frac{100 (\sin \theta_M - \sin \theta_m)}{3 \sin \theta_m} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\alpha}\right)^2} \quad \text{avec } \alpha = \frac{R + R'}{L}$$

Nous avons évalué ce temps pour des onduleurs du type $C_1 - C_2$ et C_3 , de 1 et 3 K.V.A., de fréquence 400 Hz et de tensions triphasées 115 volts, 220 volts.

Les valeurs de ζ_m reportées dans le tableau page suivante sont données en fonction des résistances (R) et inductances (L) équivalentes, dépendant du type des transformateurs utilisés et de la charge R'. Les chiffres donnés représentent $100 \frac{\zeta_m}{T}$ où T est la période de l'onduleur.

En observant ce tableau (page 22), on remarque qu'il est inutile de prévoir une régulation trop rapide.

Nous avons choisi une constante de temps minimale de régulation ζ_m égale à $\frac{T}{6}$. Ce choix nous permettra par la suite de simplifier considérablement le montage pratique.

Indice n	Puissance K.V.A.	R (Ω)	L (m H)	R' (Ω)	$100 \frac{\sqrt{m}}{T}$
1	1	# 0	1	50	2,5
2	1	5	2	50	4,5
1	1	# 0	2	50	4,5
2	1	5	3	50	6,5
3	1	5	3	50	6,5
1	3	2	1	16,7	6,5
1	1	# 0	3	50	7
2	1	5	4	50	8,5
3	1	5	4	50	8,5
3	1	5	5	50	10,5
2	3	2	2	16,7	12,5
1	3	2	2	16,7	12,5
2	3	2	3	16,7	20
3	3	2	3	16,7	20
1	3	2	3	16,7	20
2	3	2	4	16,7	26,5
3	3	2	4	16,7	26,5
3	3	2	5	16,7	33



C H A P I T R E 4

ETUDE GENERALE D'UN CIRCUIT DE REGULATION APPLICABLE A TOUT C_n

4.1 - Possibilité d'utilisation d'une tension de consigne continue

Si nous limitons ζ_m à $k \frac{T}{6}$ (k est un entier supérieur ou égal à 1), nous pouvons nous contenter de détecter les amplitudes extrémales des tensions de sortie triphasées. Dans ce cas, la tension de référence $y_0(t)$ peut être remplacée par une tension continue d'amplitude Y_{0M} . Nous évitons ainsi l'utilisation d'un oscillateur synchronisé.

4.2 - Schéma de principe

Le schéma de principe représente les éléments suivants (figure 4.1):

- Un circuit de détection.
- Un circuit réalisant la fonction sinus.
- Un diviseur.
- Un multiplieur.
- Un convertisseur analogique digital (C.A.D.).
- Un convertisseur digital analogique réalisant la fonction Arc-sinus (C.D.A. Arc Sin).
- Un circuit de mémoire réalisant le stockage des signaux de sortie du C.A.D.

Description du fonctionnement :

On prélève une information continue sur l'angle d'ouverture θ et sur la sortie détectée y_r . La grandeur analogique $z = \frac{\sin \theta}{y_r} y_0$ est élaborée à l'aide des circuits diviseur et multiplieur. L'échantillonnage de z produit alors des impulsions rectangulaires de durée ϵ et de période $\zeta = k \frac{T}{6}$, aux instants où y_r est maximale.

Le convertisseur analogique digital permet ensuite d'obtenir une information logique dépendant de l'amplitude des impulsions. Celle-ci sera mémorisée et appliquée aux instants $\tau + \epsilon + \epsilon'$ à l'entrée de l'onduleur par l'intermédiaire du convertisseur digital analogique réalisant la fonction Arc-sinus. Le signal d'entrée (θ) de l'onduleur, est par conséquent quantifié.

4.3 - Chronogramme du fonctionnement logique

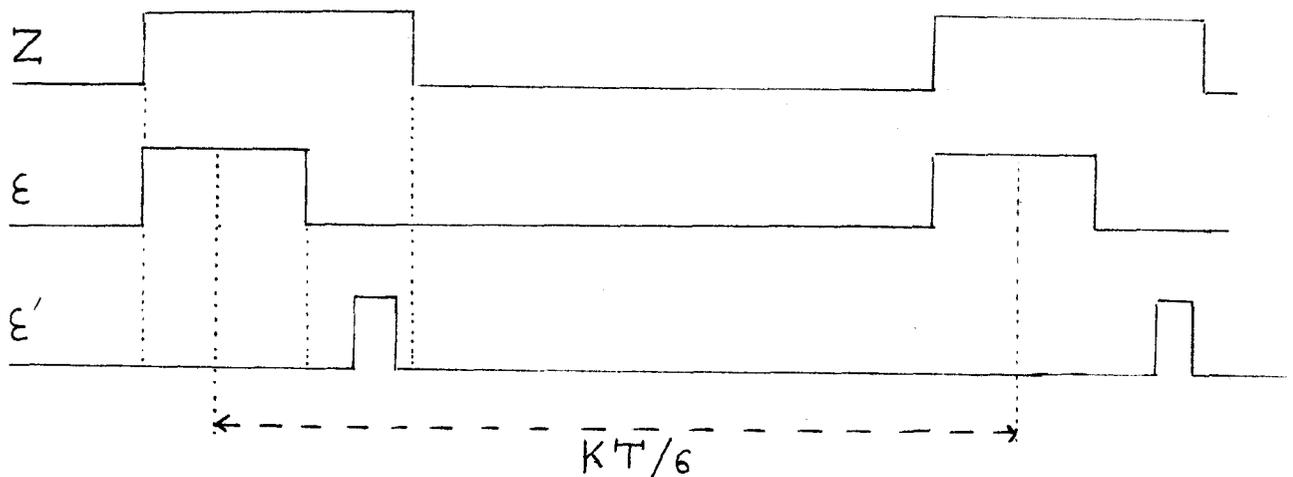


Figure 4.2

Le créneau Z intervient dans le fonctionnement du convertisseur analogique digital, de la façon suivante :

- Si $Z = 0$, le convertisseur est bloqué et toutes ses sorties sont nulles.

- Si $Z = 1$ le convertisseur est débloqué.

Le créneau ϵ correspond au temps maximal nécessaire à l'élaboration de l'information digitale, laquelle sera mémorisée au moment de l'impulsion de commande d'affichage ϵ' .

4.4 - Durée des intervalles de commande Z, ϵ et ϵ'

Si le temps nécessaire à la correction de l'angle θ est faible, les performances de la régulation seront meilleures.

La valeur inférieure de ce temps est liée, comme nous allons le voir plus loin, à la rapidité de la réponse des circuits intégrés utilisés.

4.4.1 - Temps d'élaboration de l'information logique

Il s'agit du temps ϵ pendant lequel on doit pouvoir considérer que la tension y_r détectée est constante.

Il existe un compromis entre la précision sur y_r et le maximum de la fréquence d'utilisation des circuits intégrés.

Nous avons choisi une précision de 0,1 % sur y_r . Dans ce cas, le maximum des tensions de sortie de l'onduleur est détecté à 0,1 % près (figure 4.3) et le temps ϵ est donné par la relation :

$$\epsilon = \frac{T}{360} \times 2 (\text{Arc sin } 1 - \text{Arc sin } 0,999) \approx 1,4 \cdot 10^{-2} T$$

Pour une fréquence d'onduleur de 400 Hz, ϵ est voisin de 35 μs .

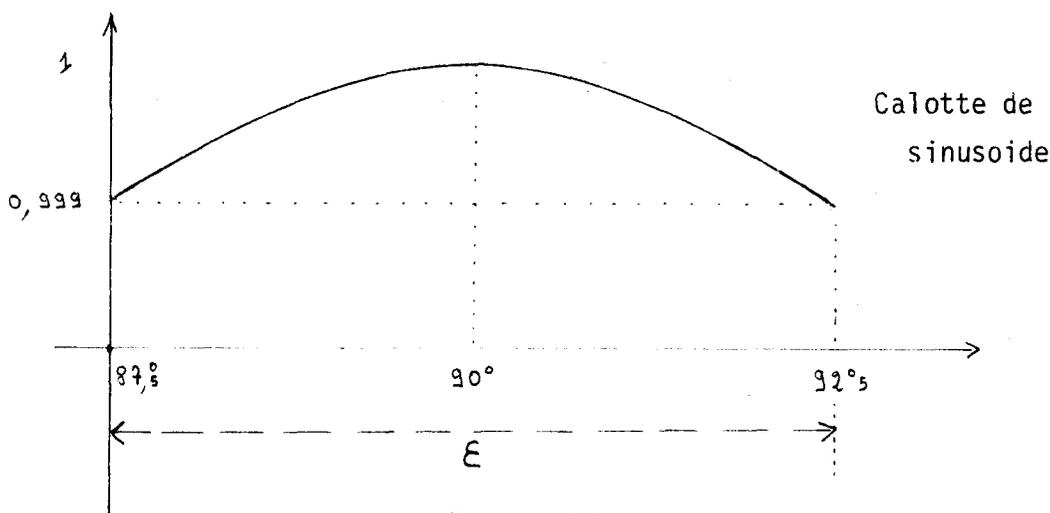


Figure 4.3

Nous verrons par la suite que les fréquences des circuits intégrés n'excéderont pas 1 MHz. En effet, si le nombre de niveaux du quantifieur est égal à 35, la fréquence horloge sera de $\frac{35}{\epsilon}$ soit 1 MHz.

4.4.2 - Instant de remise à zéro du C.A.D. et durée de l'impulsion de commande d'affichage.

Pour obtenir un temps de correction minimal, il faut choisir une durée d'impulsion de commande d'affichage la plus brève possible, compatible avec le circuit intégré de mémoire utilisé. L'expérience montre qu'un temps de 100 ns est suffisant. Par ailleurs, cette impulsion doit se produire après ϵ et avant la remise à zéro du convertisseur. L'intervalle de temps $(Z - \epsilon)$ sera donc un peu supérieur à 100 ns, soit par exemple 200 ns (figure 4.2).

4.5 - Quantification et précision du convertisseur digital analogique.

Le convertisseur analogique digital utilise un codage de position. Les sorties codées, mémorisées, sont appliquées au C.D.A.

4.5.1 - Caractéristique du C.D.A. Arc sinus

Soit N le nombre de sorties "s_i" du convertisseur analogique digital. La fonction Arc sinus est obtenue en donnant à chacune des N sorties, une valeur analogique θ_i appropriée. Par exemple, pour N = 16, on obtient la caractéristique de la figure 4.4.

L'angle θ_i affecté à chaque sortie s_i dépend, d'une part, des valeurs θ_m et θ_M de la plage de variation de l'angle d'ouverture de l'onduleur considéré ; d'autre part, du nombre N de sorties.

En posant θ₁ = θ_m et θ_N = θ_M, on peut écrire :

$$\sin \theta_i = \sin \theta_m + \frac{\sin \theta_M - \sin \theta_m}{N - 1} (i - 1)$$

$$\text{d'où : } \theta_i = \text{Arc sin } \left(\frac{1}{N-1} \right) \left[(N-i) \sin \theta_m + (i-1) \sin \theta_M \right]$$

4.5.2 - Précision du C.D.A. pour différents onduleurs

La précision du C.D.A. dépend essentiellement, comme nous le verrons ultérieurement, du nombre N, de ses sorties.

Nous pouvons définir la précision p_i pour chaque valeur θ_i des sorties, par la relation :

$$p_i (\%) = 100 \left| \frac{\theta_{i+1} - \theta_{i-1}}{2\theta_i} \right|$$

$$\text{soit : } p_i (\%) = \frac{\text{Arc Sin } \frac{1}{N-1} [(N-i-1)\sin\theta_m + i \sin\theta_M] - \text{Arc Sin } \frac{1}{N-1} [(N-i+1)\sin\theta_m + (i-2)\sin\theta_M]}{\text{Arc Sin } \frac{1}{N-1} [(N-i)\sin\theta_m + (i-1)\sin\theta_M]}$$

La figure 4.5 représente les courbes de variation de la précision en fonction de l'angle θ_i d'ouverture, pour des onduleurs C₁, C₂, C₃ et les valeurs 16 et 30 de N. Les calculs correspondants sont donnés en Annexe (III).

4.5.3 - Choix de N

Le choix de N est lié à la précision demandée, soit 3 % sur les tensions de sortie triphasées.

Nous savons que l'angle d'ouverture θ est donné en fonction de la sortie Y par l'expression : θ = Arc sin $\frac{Y}{\lambda}$.

Pour une charge donnée, et une valeur constante de la tension continued'alimentation, le coefficient λ est constant. On peut alors écrire :

$$\frac{d\theta}{dY} = \frac{d \left(\text{Arc sin } \frac{Y}{\lambda} \right)}{dY} = \frac{1}{\sqrt{\lambda^2 - Y^2}}$$

$$\text{d'où : } \frac{1}{\theta} \frac{d\theta}{dY} = \frac{1}{\theta \sqrt{\lambda^2 - Y^2}} = \frac{1}{\sqrt{\lambda^2 - Y^2} \text{ Arc sin } \left(\frac{Y}{\lambda} \right)}$$

On en déduit l'erreur :

$$\frac{\Delta\theta}{\theta} = \frac{\Delta Y}{Y} \times \frac{Y}{\sqrt{\lambda^2 - Y^2} \text{ Arc sin } \frac{Y}{\lambda}} \quad \text{avec } \frac{\Delta Y}{Y} < \frac{3}{100}$$

$$\text{d'où : } \frac{\Delta\theta}{\theta} < \frac{3}{100} \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{Z^2} - 1} \text{ Arc sin } Z} \quad \text{avec } Z = \frac{Y}{\lambda}$$

Les courbes de la figure 4.6 donnent l'erreur relative maximale qu'on peut admettre sur l'angle θ en fonction de la tension Y , en considérant sur toutes les valeurs de Y une erreur de 3 %. En particulier, pour une tension de sortie de 115 voltsefficaes, on aura, pour un onduleur C_2 , une erreur maximale possible sur θ de 4,4 %, pour un C_3 , de 4,55 %, et pour un C_1 de 4,8 %. Les différences entre ces valeurs, s'expliquent par le fait que le coefficient λ dépend du point de fonctionnement normal défini sur le tableau de la page (9).

Rappelons que, pour des onduleurs C_1 , C_2 et C_3 , on obtient respectivement : $\lambda_1 = \frac{115}{\sin 58^\circ} \neq 135$, $\lambda_2 = \frac{115}{\sin 52^\circ 5} \neq 145$ et

$$\lambda_3 = \frac{115}{\sin 55^\circ} \neq 140.$$

Il faudra alors choisir N , pour que l'erreur sur θ reste inférieure à 4,4 %, soit $N = 30$ (figure 4.5).

Il faut noter que N doit être inférieur à une valeur N_M , liée à la précision des éléments de montage précédents le C.D.A. En conséquence, il est inutile de prévoir un trop grand nombre de niveaux pour le Quantifieur, si l'écart, entre deux d'entre eux, est inférieur à l'erreur commise sur l'information qui parvient au C.D.A.

Cette remarque, nous conduit à fixer la valeur maximale E_M de l'erreur E introduite par les éléments de circuit situés avant le CDA. On peut écrire :

$$E_M = \frac{100}{N_M} \%$$

Par exemple, si N_M est fixé à 30, E_M est voisine de 3,3 % et dans ce cas, l'ensemble du circuit de régulation introduit une erreur maximale de :

$$\begin{array}{rcccl} 3,3 \% & + & 2,5 \% & = & 5,8 \% \\ \nearrow & & \uparrow & & \\ (= E_M) & & \text{(Précision du CDA pour} & & \\ & & N = 30 \text{ et } \theta < 80^\circ, & & \\ & & \text{cf. figure 4.5)} & & \end{array}$$

Dans le cas du C_1 , et pour satisfaire à la norme Air 2021/D, nous devons limiter l'erreur totale à 4,8 % (cf. figure 4.6). Par suite, l'erreur E introduite par les éléments de montage précédents le CDA, pour $N = 30$ ne devra pas excéder : $4,8 \% - 2,5 \% = 2,3 \%$. On remarque encore que dans ce cas, la valeur de N_M pourrait être portée à $\frac{100}{2,3} \approx 43$.

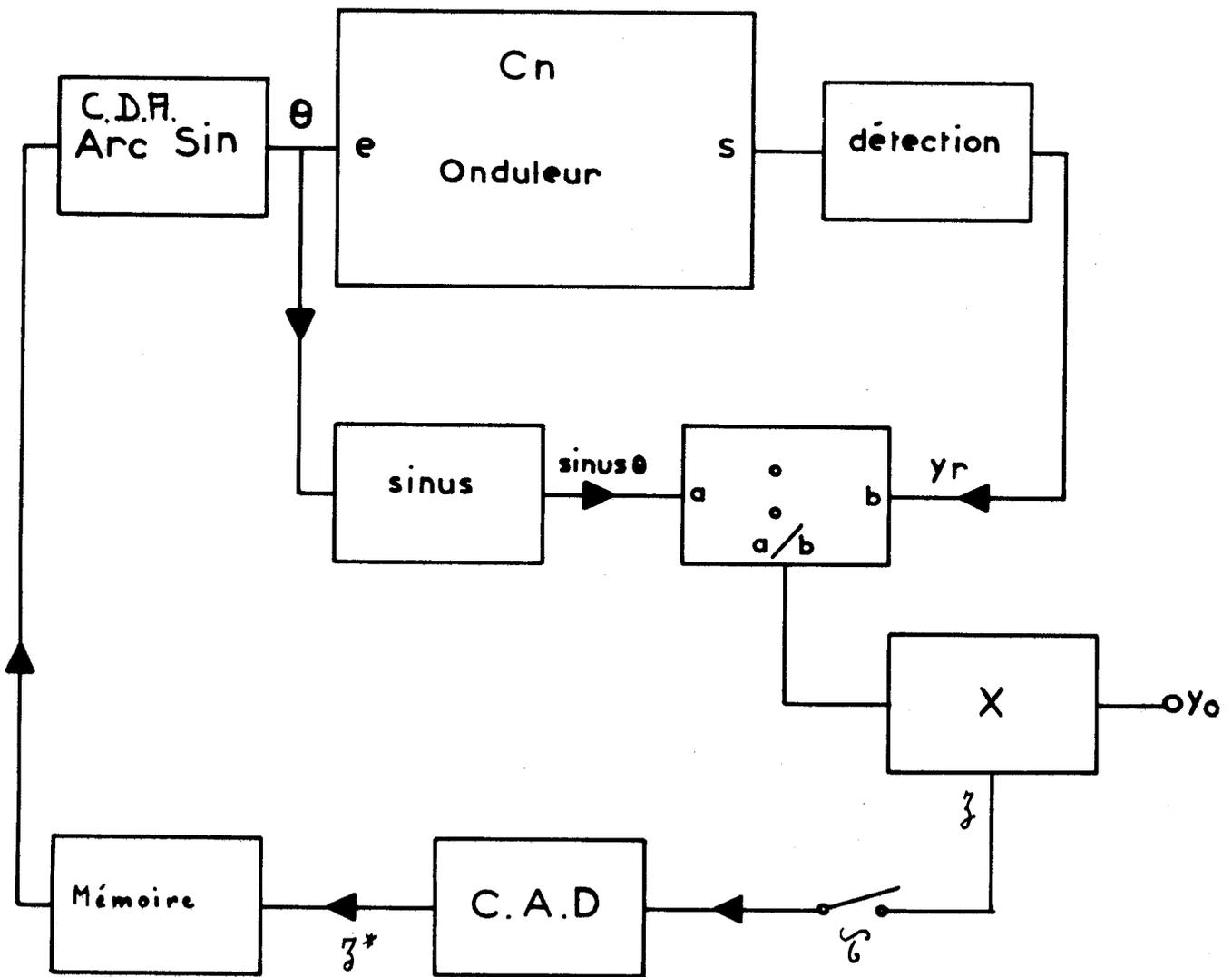


Schéma Synoptique



Figure 4.1

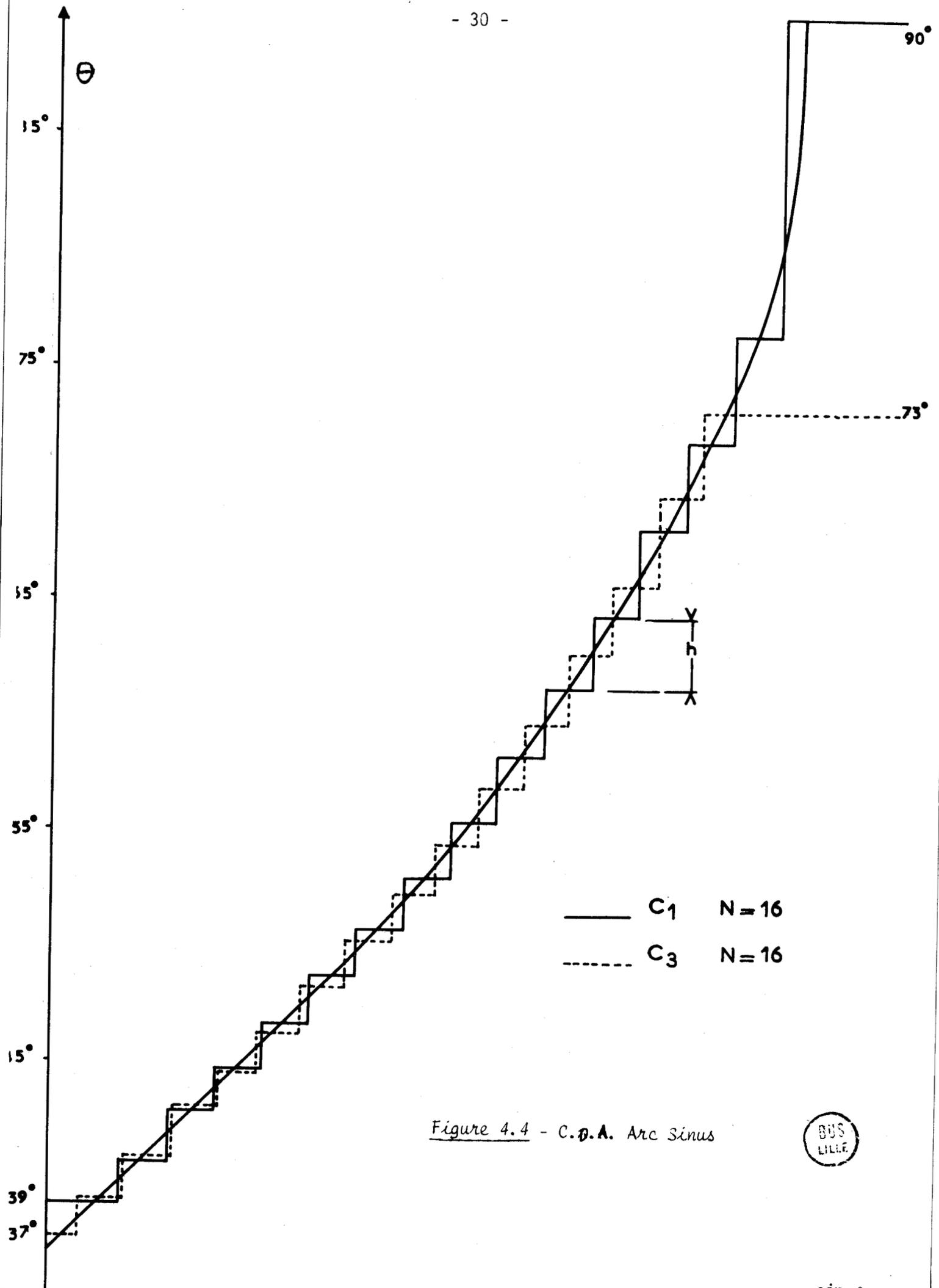
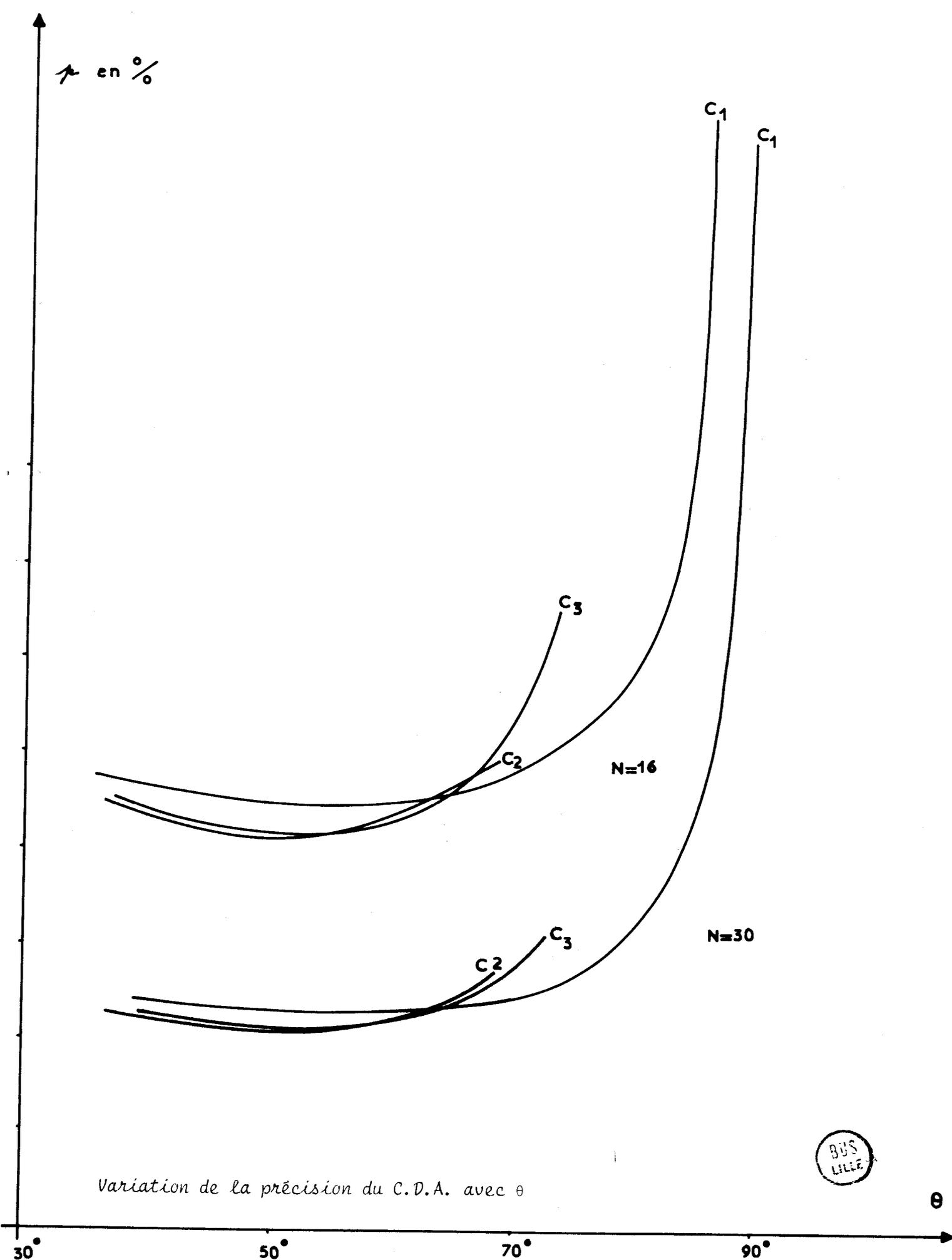


Figure 4.4 - C.D.A. Arc Sinus





Variation de la précision du C.D.A. avec θ

Figure 4.5



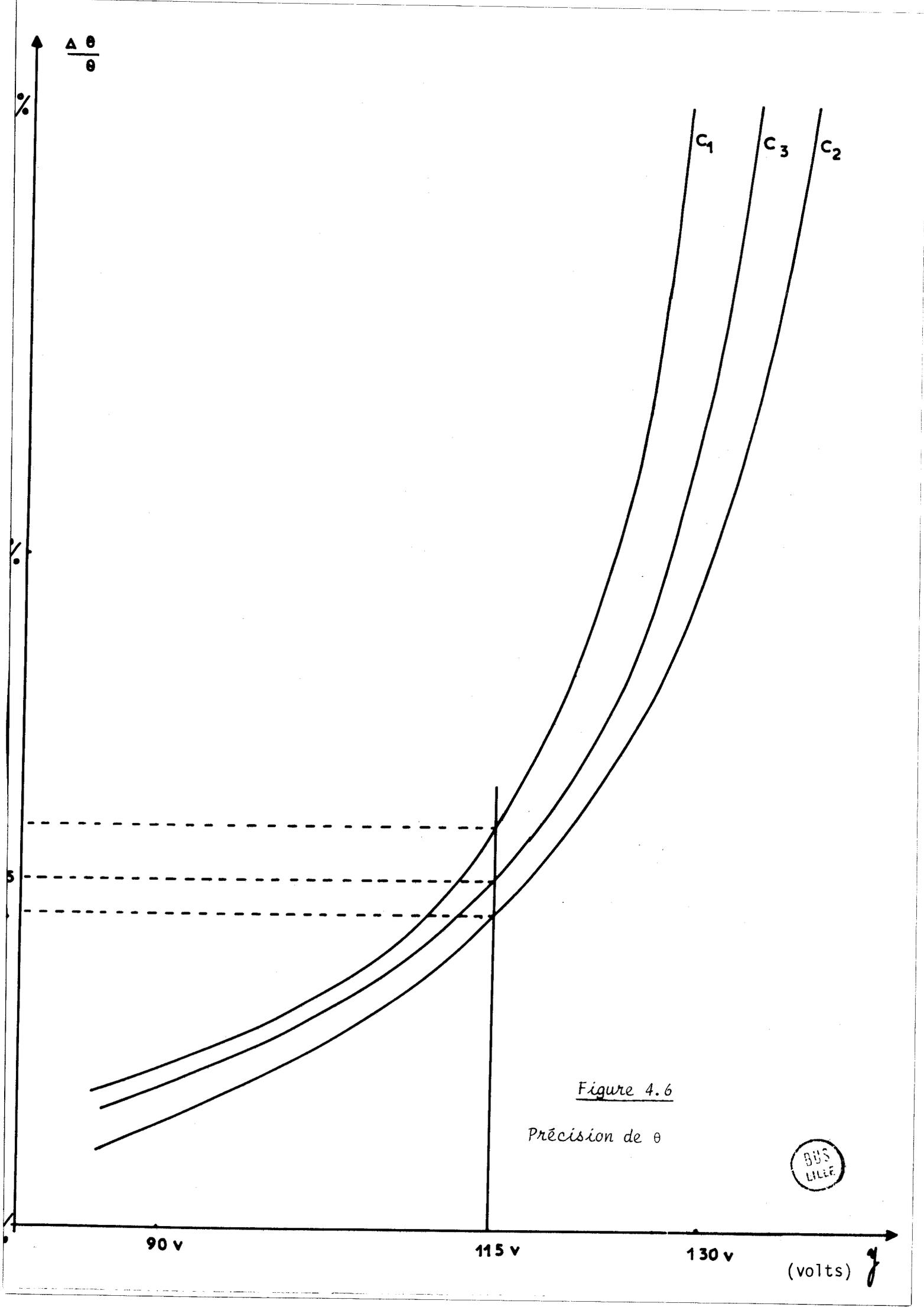


Figure 4.6

Précision de θ



90 v

115 v

130 v

(volts)

C H A P I T R E 5

REALISATION DU MONTAGE

5.1 - Etude détaillée des éléments constitutifs.

Le schéma d'ensemble du dispositif réalisé est donné figure 5.1.

5.1.1 - Circuit de détection.

Le circuit de détection, permet de prélever six informations par période sur la valeur crête des trois tensions étoilées, après un filtrage suffisant.

5.1.1.1 - Filtrage des tensions de sortie [2]

Le filtrage des tensions de sortie complète celui normalement réalisé pour chaque onduleur d'un type peu élaboré (C_1 ou C_2).

L'expérience montre qu'il suffit d'associer par phase un filtre actif de Butterworth selon une structure de Rauch du second ordre. Nous avons utilisé un filtre passe bas dont la fréquence de coupure à - 3 dB, F_0 est égale à 3,5 F (F fréquence de l'onduleur) (figure 5.2).

La transmittance complexe du filtre s'écrit :

$$H(j\omega) = \frac{-1}{1 - R^2 C_1 C_2 \omega^2 + 3 RC_2 j\omega}$$

Avec $C_1 = 9 C_2$ on obtient la courbe de gain de la figure 5.3. Le temps d'amortissement du régime transitoire de ce filtre est évalué de la même façon que pour les filtres passifs associés aux onduleurs (annexe [2])

Dans le cas de la figure 5.2, le temps d'amortissement est voisin de 0,15 T.

Ces résultats sont compatibles avec le choix effectué sur le temps τ_m minimum séparant deux prélèvements d'échantillons successifs, que nous avons fixé précédemment à $\frac{T}{6}$.

5.1.1.2 - Montages détecteurs.

Si on suppose les sorties équilibrées, on peut se contenter de réaliser un redressement en pont de graëtz, conformément au schéma de la figure 5.4.

Si les sorties sont déséquilibrées, la seule solution consiste à tripler le circuit de régulation, et à agir séparément sur les tensions V_{C1} , V_{C2} , V_{C3} d'entrée de l'onduleur.

Nous proposons une solution plus simple, qui permet de disposer d'une information tenant compte de l'amplitude des trois phases six fois par période.

On élabore à l'aide d'un transformateur ou d'amplificateurs sommeurs (figures 5.5, 5.6, et 5.7), les sommes vectorielles suivantes :

$$\vec{V}_{r1} = k \left(\frac{1}{2} \vec{V}_A - \vec{V}_B - \vec{V}_C \right)$$

$$\vec{V}_{r2} = k \left(\frac{1}{2} \vec{V}_B - \vec{V}_C - \vec{V}_A \right)$$

$$\vec{V}_{r3} = k \left(\frac{1}{2} \vec{V}_C - \vec{V}_A - \vec{V}_B \right)$$

On peut encore écrire :

$$\vec{V}_{r1} = \frac{3}{2} k \left(|\vec{V}_A| + |\vec{V}_B| + |\vec{V}_C| \right) \frac{\vec{V}_A}{|\vec{V}_A|}$$

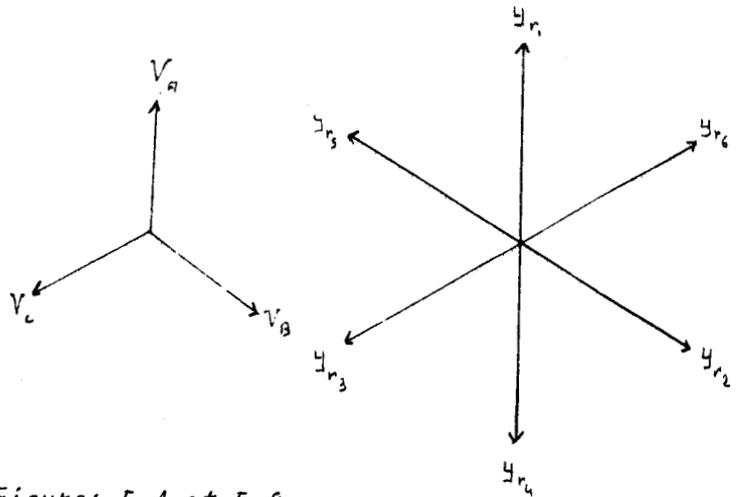
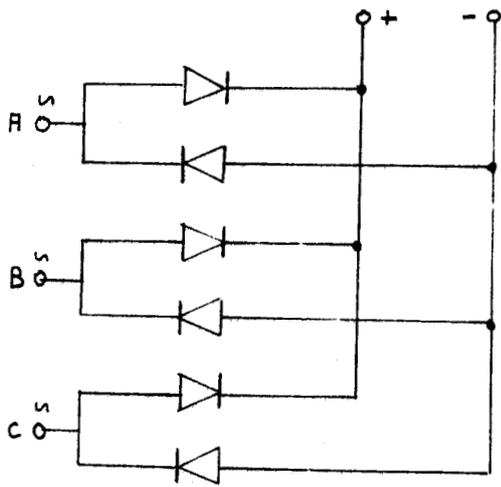
$$\vec{V}_{r2} = \frac{3}{2} k \left(|\vec{V}_A| + |\vec{V}_B| + |\vec{V}_C| \right) \frac{\vec{V}_B}{|\vec{V}_B|}$$

$$\vec{V}_{r3} = \frac{3}{2} k \left(|\vec{V}_A| + |\vec{V}_B| + |\vec{V}_C| \right) \frac{\vec{V}_C}{|\vec{V}_C|}$$

Appelons Σ la somme $|\vec{V}_A| + |\vec{V}_B| + |\vec{V}_C|$, les vecteurs \vec{V}_{r1} , \vec{V}_{r2} et \vec{V}_{r3} sont alors pour module commun $\frac{3}{2} k \Sigma$, et pour directions celles des vecteurs \vec{V}_A , \vec{V}_B et \vec{V}_C . (figure 5.8).

Si on transforme le système triphase \vec{V}_{ri} en un système hexaphasé, par inversion de \vec{V}_{r1} , \vec{V}_{r2} et \vec{V}_{r3} , on obtient six vecteurs de même module $\frac{3}{2} k \Sigma$, déphasés régulièrement de 60° .

Supposons l'onduleur à vide, les tensions V_A , V_B , V_C ont même valeur V . Si l'on branche un récepteur monophasé entre les phases A et B, les tensions V_A et V_B sont multipliées par γ (coefficient inférieur ou égal à 1). La somme Σ et les modules des vecteurs \vec{V}_{ri} sont multipliés par suite, par $\frac{2\gamma + 1}{3}$. Il s'en suit que le sinus de l'angle d'ouverture élaboré par



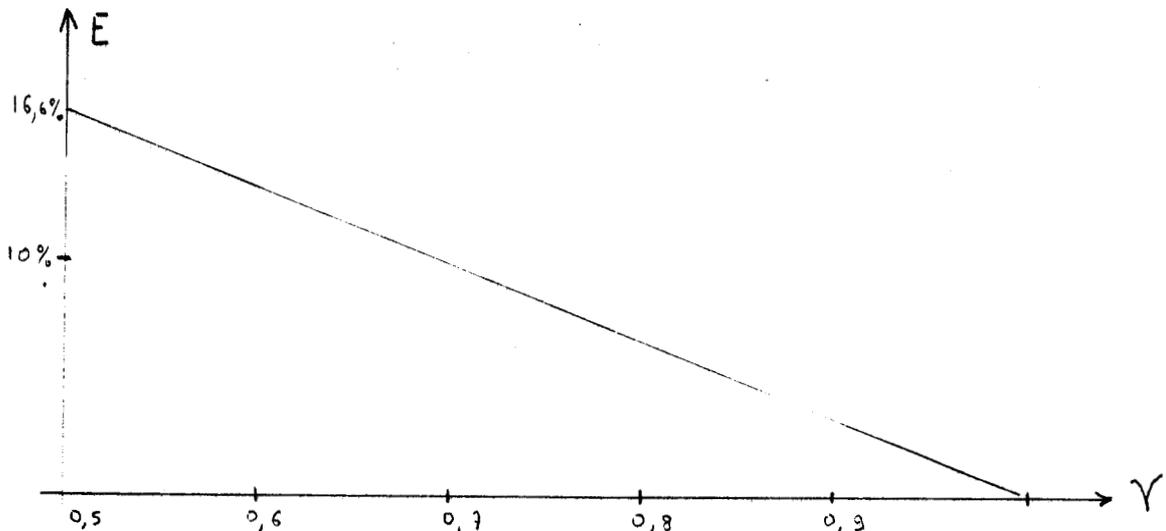
Figures 5.4 et 5.8

la régulation est multiplié par $\frac{3}{2\gamma + 1} \cdot V_A$ et V_B sont alors égales à $\frac{3\gamma V}{2\gamma + 1}$ et V_C à $\frac{3V}{2\gamma + 1}$. Dans ce cas, la somme Σ vaut 3 V comme dans le fonctionnement à vide et la régulation n'intervient plus.

Nous avons effectuée une correction des tensions V_A et V_B avec une précision E de : $(V - \frac{3\gamma}{2\gamma + 1} V) \frac{1}{V}$ soit : $E = \frac{1 - \gamma}{2\gamma + 1}$. Dans le cas d'un déséquilibre léger des tensions, on peut écrire : $\gamma = 1 - \epsilon$ où ϵ est petit devant l'unité ; par suite, $E \approx \frac{\epsilon}{3}$.

La courbe de la figure 5.9 donne les valeurs de E en fonction du coefficient γ .

On observe que l'on peut tolérer un déséquilibre de 9 % sur les tensions sans que la précision dépasse la valeur 3 % fixée par la norme Air 2021/D.



5.1.2 - Fonction Sinus.

Nous devons obtenir la grandeur $\sin \theta$, pour θ variant de θ_m à θ_M .

Nous avons utilisé le réseau à diodes de la figure 5.10. La caractéristique correspondante est une ligne brisée (figure 5.11), dont le nombre N de segments détermine la précision.

Nous allons indiquer la valeur de N , permettant d'obtenir une précision de 0,5 % dans les cas des C_1 , C_2 et C_3 .

Considérons la figure 5.12 : la courbe $y'(\theta)$ est le lieu des extrémités des N segments (points M'_i et M'_{i+1} de coordonnées θ'_i, y'_i et θ'_{i+1}, y'_{i+1}). La courbe $y''(\theta)$ est le lieu des points M''_i de coordonnées (θ''_i, y''_i) situés au milieu de ces segments. La courbe $y(\theta)$ située à distance moyenne entre $y'(\theta)$ et $y''(\theta)$ est la fonction $\sin \theta$ dont on désire s'approcher le plus possible.

La précision ϵ peut être évaluée, par suite en fonction de θ par le rapport : $\epsilon = \frac{y'(\theta) - y''(\theta)}{2 y(\theta)}$.

La détermination des segments revient à celle des courbes $y'(\theta)$ et $y''(\theta)$. En première approximation, on peut écrire :

$$\begin{aligned} y' &= y (1 + \epsilon) \\ y'' &= y (1 - \epsilon) \end{aligned}$$

Si l'on désire que l'erreur maximale soit de 0,5 % on doit avoir :

$$\begin{aligned} y' &< 1,05 y \\ y'' &> 99,5 y \end{aligned}$$

Nous proposons de déterminer N pour les onduleurs C_1 , C_2 et C_3 par une résolution graphique. Nous avons tracé à cette fin (figure 5.11) les courbes y , y' et y'' et reporté dans le tableau ci-dessous les valeurs de N , de y_{0i} (ordonnées à l'origine) et de γ_i (pentes).

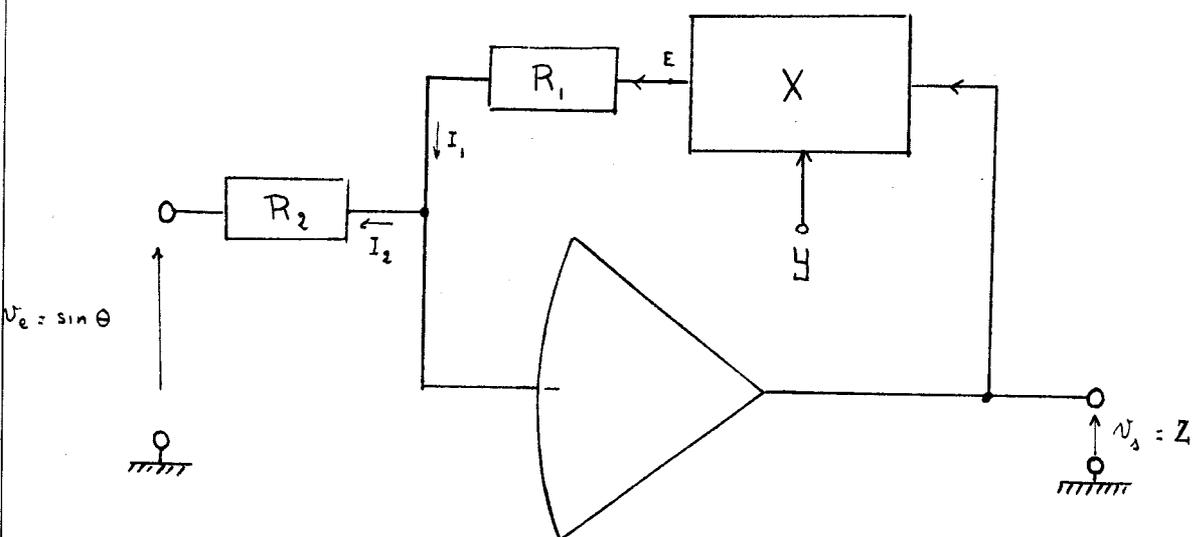
Type	N	y_{oi}	γ_i (radians) ⁻¹
C ₁	3	0,53	0,77
		0,65	0,43
		0,85	0,154
C ₂ et C ₃	2	0,53 0,65	0,77 0,43

5.1.3 - Diviseur. [3]

Le diviseur est réalisé à l'aide d'un circuit intégré multiplieur, monté en contre réaction, sur un amplificateur opérationnel (circuit MC 1595 L).

5.1.3.1 - Schéma de base.

Le schéma de base est donné ci-dessous (figure 5.13).



On constate qu'en négligeant le courant de base de l'amplificateur : I_1 est peu différent de I_2 . Dans ce cas, la différence de potentiel $E - v_e$ s'écrit :

$$E - v_e = (R_1 + R_2) I_2 \quad \text{où} \quad v_e = \sin \theta.$$

si K est le gain du multiplieur, $E = K Z Y$ on peut donc écrire :

$$KZY = \sin \theta + (R_1 + R_2) I_2$$

Le courant I_2 est égal à $-\frac{\sin \theta}{R_2}$ par suite :

$$KZY = \sin \theta \left[1 - \frac{R_1 + R_2}{R_2} \right]$$

ce qui conduit à $Z = -\frac{R_1 \sin \theta}{R_2 K Y}$

5.1.3.2 - Précision du montage.

La linéarité des circuits intégrés multiplieurs actuels est telle que l'erreur maximale sur les deux entrées n'excède pas 1 à 2 %. Si ΔE est l'erreur sur la tension de sortie du multiplieur, la fonction Z s'écrit :

$$Z = -\frac{R_1 \sin \theta}{R_2 K y} + \frac{\Delta E}{KY}$$

et l'erreur relative sur Z est égale à :

$$\frac{\Delta Z}{Z} = \frac{R_2 \Delta E}{R_1 \sin \theta}$$

On voit donc que $\frac{\Delta Z}{Z}$ est inversement proportionnelle à $\sin \theta$, et indépendante de K .

Le montage que nous avons réalisé (figure 5.14) met en jeu une erreur minimale, sensiblement égale à l'erreur commise sur les entrées du multiplieur.

5.1.4 - Circuit de conversion analogique digital (figure 5.15).

Le circuit de conversion analogique digital permet d'obtenir un codage de position dont les N sorties prennent les niveaux logiques 0 ou 1. Une seule d'entre elles occupe le niveau 1, lorsque l'amplitude du signal analogique d'entrée se trouve à l'intérieur d'un intervalle déterminé.

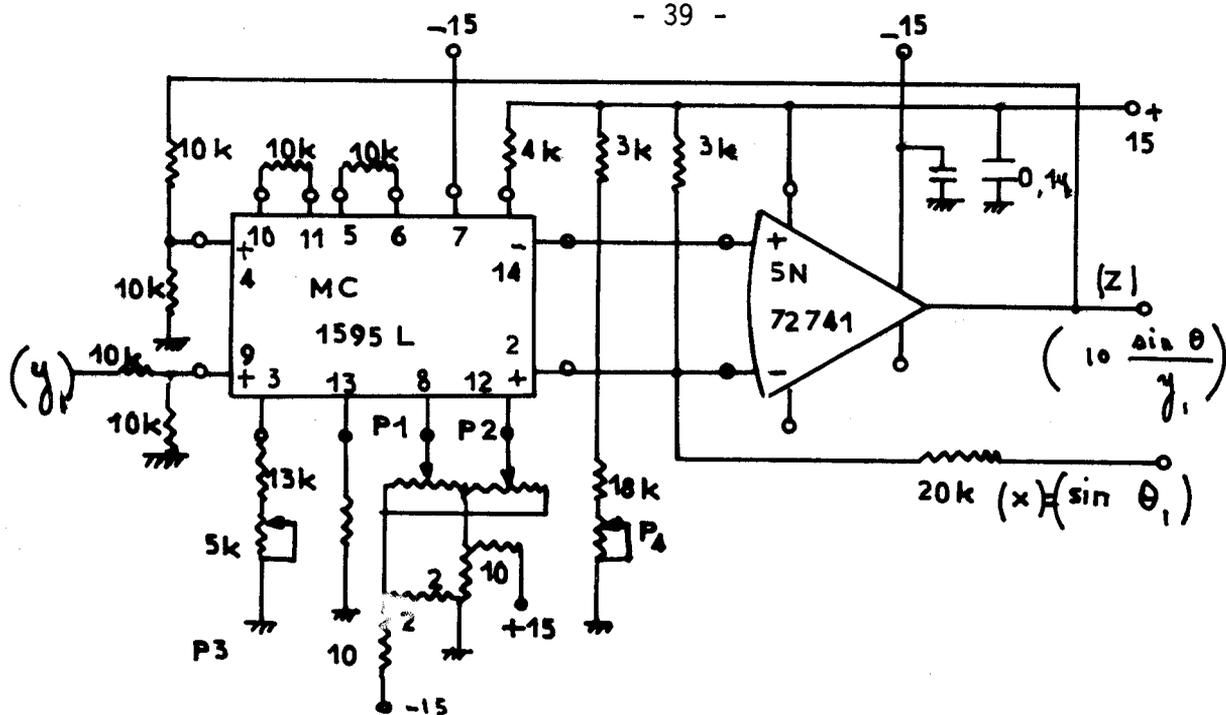


Figure 5.14

Rôles des potentiomètres P_1 , P_2 , P_3 , P_4 :

- P_1 : réglage du zéro pour l'entrée y
- P_2 : réglage du zéro pour l'entrée X
- P_3 : commande de gain variable
- P_4 : réglage de zéro pour la sortie Z

5.1.4.1 - Fonctionnement général.

Le fonctionnement général du C.A.D. est régi par les signaux Z et R représentés sur la figure 5.17. Le créneau Z est le signal de remise à zéro du C.A.D. L'impulsion triangulaire R , de durée inférieure à Z est comparée à la tension V d'amplitude $Y_0 \frac{\sin \theta}{Y_M}$. On obtient par suite, le créneau K , de largeur proportionnelle à V , qui commande l'ouverture d'une porte, laquelle délivre le train d'impulsions " t_i " que reçoit l'ensemble compteur-décodeur. Ce dernier fournit alors l'information codée de la valeur de V .

5.1.4.2 - Eléments constitutifs.

5.1.4.2.1 - Comparateur (figure 5.15.)

Le comparateur est constitué par un amplificateur différentiel non bouclé, alimenté par des tensions de + 5 volts et - 15 volts. Pour ramener les niveaux de sortie à + 5 volts et 0 volts, on dispose une diode en série avec celle-ci.

Le montage est alors compatible avec la logique T.T.L. Les niveaux 5 V et 0 V sont atteints respectivement lorsque $|R| > -10 \frac{\sin \theta}{Y}$ et $|R| < -10 \frac{\sin \theta}{Y}$. Ils commandent l'ouverture de la porte (circuit Nand SN 74 H 20 N) qui reçoit également le signal d'horloge et délivre le train d'impulsions "t_i".

5.1.4.2.2 - Ensemble compteur décodeur (figure 5.16)

Le compteur utilise le code binaire naturel. Il est constitué de 5 bascules J - K, et possède en outre la particularité de rester bloqué après la 30ème impulsion d'horloge (N = 30). Ainsi, en cas de dépassement de capacité, on se rapproche le plus possible du niveau souhaitable.

Le décodage s'effectue à l'aide de deux circuits intégrés décodeurs (SN 74154) à 16 sorties et 4 entrées A, B, C, D.

Il faut noter que ces deux circuits fonctionnent l'un après l'autre, jamais simultanément. Ceci est obtenu en utilisant les entrées de remise à zéro de chacun, de manière à neutraliser les sorties voulues.

Le tableau des états logiques des grandeurs suivantes, précise le fonctionnement de l'ensemble :

- Sorties A, B, C, D et E des cinq bascules.
- Sorties S'₀ à S'₁₅ du premier décodeur.
- Sorties S''₀ à S''₁₃ du deuxième décodeur.
- Entrée de remise à zéro R₀ commune aux 5 bascules.
- Entrées de remise à zéro R'₀ et R''₀ des décodeurs.

De l'observation du tableau, on déduit les équations logiques des entrées J et K.

Deux solutions sont possibles :

- Si l'on remarque que l'on peut réunir les entrées J et K de chaque bascule, on obtient :

$$J_A = K_A = \overline{ACDE}$$

$$J_B = K_B = A (\overline{ACDE}) = A J_A$$

$$J_C = K_C = AB (\overline{ACDE}) = B J_B$$

$$J_D = K_D = ABC (\overline{ACDE}) = C J_C$$

$$J_E = K_E = ABCD (\overline{ACDE}) = D J_D$$

- Si l'on cherche séparément J et K, on peut arriver aux expressions simplifiées :

$$J_A = \bar{A} \text{ et } K_A = \overline{ACDE}$$

$$J_B = A K_A \text{ et } K_B = J_C = K_C = AB$$

$$J_D = K_D = C K_B \text{ et } K_E = 0$$

Les deux solutions mettent en jeu le même nombre d'éléments de montage (circuits Nand et Pas) figure 5.15. Le compteur peut être synchrone (entrées horloge des 5 bascules reliées à l'horloge pilote), ou asynchrone (cas de la figure 5.15).

Remarquons que le terme \overline{ACDE} vaut 1 avant la trentième impulsion d'horloge et zéro ensuite. C'est lui qui détermine le blocage du compteur en cas de dépassement de capacité.

La remise à zéro des bascules utilisées s'effectue pour $R_0 = 0$.

La remise à zéro des décodeurs a lieu lorsque l'une des deux entrées disponibles est au niveau logique 1 (circuit ou à l'entrée de la R.A.Z.).

Dans ce cas, si Z est le signal de remise à zéro générale de l'ensemble compteur décodeur, on a :

$$R_0 = Z$$

$$R'_0 = Z + E$$

$$R''_0 = Z + \bar{E}$$

5.1.5 - Circuit mémoire (figure 5.16).

Ce circuit est constituée de 30 bascules D.

Les entrées horloge des bascules reçoivent toutes l'impulsion ϵ' issue du circuit de commande d'affichage. Les entrées D sont reliées aux sorties des décodeurs. Les 30 sorties des bascules prennent, après chaque impulsion ϵ' , les valeurs préalablement affichées sur les entrées.

Nous avons utilisé 8 circuits intégrés type SN 7475 comprenant chacun 4 bascules D.

5.1.6 - Fonction Arc Sinus(figure 5.16)

La fonction Arc Sinus est obtenue en affectant un poids à chaque sortie du circuit mémoire. La somme des grandeurs correspondantes est réalisée à l'aide d'un amplificateur opérationnel, suivi d'un changeur de signe.

On obtient directement l'angle θ qu'il faudra afficher à l'entrée de l'onduleur.

Le montage met en jeu 30 résistances ajustables. Pour obtenir une visualisation directe de la caractéristique sur oscilloscope, il suffit d'envoyer à l'entrée du C.A.D., un train répétitif t_1 de 30 impulsions, obtenu en remplaçant à l'entrée du comparateur (figure 5.15) le signal

$$- 10 \frac{\sin \theta}{y_1} \text{ par un niveau continu adéquat.}$$

Pour illustrer le fonctionnement précédent, nous avons représenté (figure 5.17), d'une part, une forme d'onde possible du signal θ , d'autre part, la somme fictive Σ des sorties du décodeur, affectées des poids réalisant la fonction Arc Sinus.

5.1.7 - Circuit, synchronisation et signaux de commande (figure 5.18)

Les éléments de circuit précédents fonctionnent tous en synchronisme avec la logique de l'onduleur, ce qui permet d'échantillonner avec précision aux instants où les tensions triphasées détectées passent par leurs valeurs extrêmes. Nous disposons pour arriver à ce résultat d'une horloge pilote unique h , et d'un circuit de synchronisation associé. Ce circuit est un diviseur de fréquence constitué par 3 compteurs binaires permettant d'obtenir à partir du signal h de période t , des créneaux S_2 , S_3 et S_4 synchronisés entre eux, mais de périodes différentes égales à $2 N p t$ où $p = 1, 3, 6$ et $N = 30$.

Les signaux h , S_2 , S_3 , S_4 sont appliqués, respectivement

- à l'entrée horloge du C.A.D.
- au générateur de rampe.
- à l'entrée horloge de la logique d'onduleur.
- au circuit de remise à zéro et au générateur de rampe.

On réalise par conséquent une synchronisation de l'ensemble "onduleur-circuit de régulation".

Le problème qui se pose est le réglage des phases des différents signaux de commande du circuit de régulation.

Nous prendrons comme origine des phases, l'instant d'échantillonnage des tensions détectées. Soit alors φ_Z , φ_R et φ_ϵ les phases respectives du signal Z de remise à zéro du C.A.D., du signal R , et de l'impulsion ϵ de commande d'affichage. Nous allons préciser leurs valeurs

en étudiant séparément les éléments de montage correspondants. (figure 5.19).

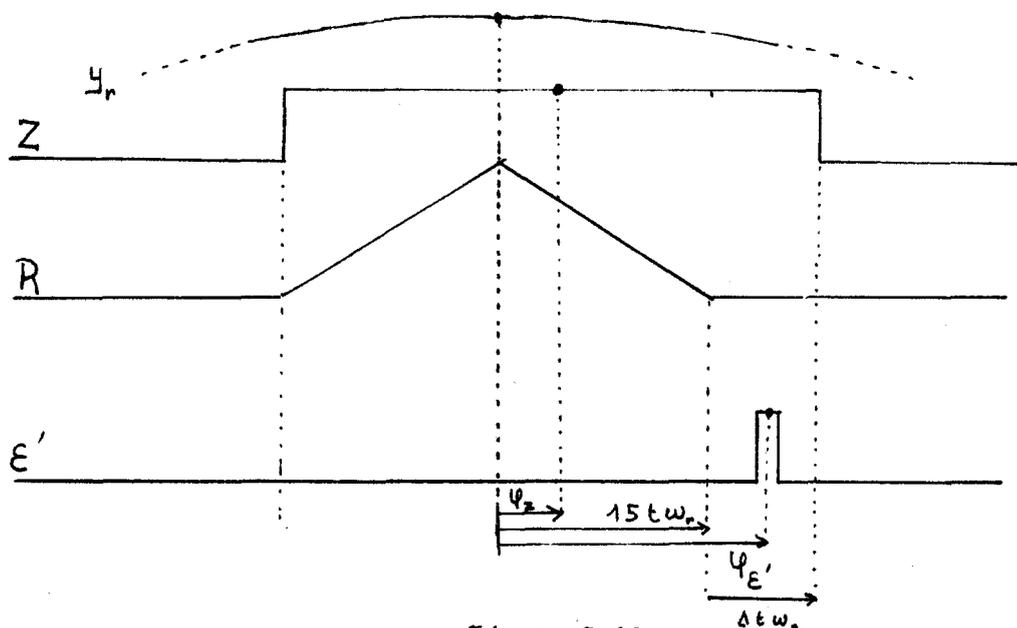


Figure 5.19

5.1.7.1 - Circuit de remise à zéro du C.A.D.

Le schéma réalisé est donné figure(5.20).

Le fonctionnement illustré par la figure (5.21) est le suivant :

Le créneau S_4 issu du circuit de synchronisation est appliqué à un monostable, (SN 74121) lequel bascule sur le front descendant de S_4 . Le créneau S'_4 obtenu à la sortie, de durée réglable est appliqué à un deuxième monostable qui bascule sur le front descendant de S'_4 . On obtient à la sortie le signal Z, de largeur réglable. La durée de Z est, d'après l'étude faite au chapitre 4 égale à $1,4 \cdot 10^{-2} T + \Delta t$, où Δt est le temps nécessaire à l'affichage soit environ 400 ns. T, période des tensions triphasées est égale dans le cas du C_1 à 12 fois la période du signal d'horloge S_3 soit :
 $T = 12 \times 180 t = 2160 t$. Dans ce cas, la durée de Z est égale à
 $(1,4 \cdot 10^{-2} \times 2160 t) + \Delta t$ soit environ $30 t + \Delta t$.

Notons par ailleurs que, pour le codage de position à 30 sorties que nous proposons, il faut un temps maximum égal à 30 fois la période t de l'horloge du C.A.D. La durée de Z est donc légèrement supérieure au temps maximum requis pour le bon fonctionnement du C.A.D.

La phase φ_Z sera prise égale à $\frac{\Delta t \omega_r}{2}$ (où ω_r est la pulsation du signal détecté soit $\frac{12\pi}{T}$). On obtient $\varphi_Z = 6 \pi \frac{\Delta t}{T}$.

5.1.7.2 - Circuit générateur de rampe (figure 5.20).

L'impulsion triangulaire R, de durée au moins égale à 30 t doit être réglée en phase et en durée.

Le montage proposé met en jeu deux monostables (SN 74121) montés en cascade comme il a été fait pour élaborer Z. Le premier permet de régler la phase finale de R, le second permet d'obtenir un créneau S''_2 d'une demi-période à partir duquel on élabore un créneau symétrique, par décalage de la composante continue. Le signal triangulaire périodique S''_2 est alors obtenu par intégration. En écrêtant S''_2 on obtient R. Il suffit pour cela d'appliquer S''_2 à l'entrée d'un sommateur qui reçoit également Z et une tension continue de polarisation ajustée de façon à limiter la durée de R au voisinage de 30 t. La phase φ_R est nulle. (cf. figure 5.19).

5.1.7.3 - Circuit de commande d'affichage (figure 5.22).

Ce circuit fournit une impulsion ε' de durée voisine de 200 ns (cf chap. 4) qui est appliqué aux entrées horloge des bascules D de la mémoire. ε' ne peut se produire qu'au milieu de l'intervalle de temps Δt défini précédemment et dont la période est égale à k fois celle de Z (k = 1, 2, 4, 8, 16).

On obtient de cette façon la possibilité de conserver à l'entrée de l'onduleur un angle d'ouverture constant pendant un temps égal à k fois $\frac{T}{6}$ (T période des tensions triphasées), ce qui permettra, pour chaque cas défini par : l'indice de l'onduleur, le type de filtre associé et la charge, de supprimer toute perturbation liée à la présence de régimes transitoires d'origine diverses affectant les tensions triphasées (cette question est approfondie au chapitre 6).

Le montage pratique met en jeu un compteur binaire, utilisé en diviseur de fréquence par 2, 4, 8, 16 (circuit SN 7493) dont l'entrée horloge reçoit le signal S_4 et dont la sortie est appliquée à un ensemble de deux monostables, le premier réglant la phase finale, et le second la durée de l'impulsion ε' (200 ns).

La phase $\varphi_{\varepsilon'}$ est réglée à $(15t + \frac{\Delta t}{2}) \omega_r$

soit $6 \pi \frac{30t + \Delta t}{T}$ (cf. figure 5.19)

5.2 - Précision du circuit de régulation.

Les éléments qui introduisent une erreur sont :

- le circuit détecteur,
- le circuit réalisant la fonction sinus,
- le circuit intégré diviseur analogique,
- le convertisseur digital analogique.

Nous allons préciser pour chacun d'entre eux, l'erreur introduite.

5.2.1 - Circuit détecteur.

Nous avons vu au § 4.4.1, que si l'on prend l'information sur Y_1 pendant un intervalle de temps voisin de $1,4 \cdot 10^{-2} T$, l'erreur commise sur Y_r est voisine de 0,1 %.

5.2.2 - Fonction sinus.

En utilisant 3 segments de droite comme proposé au § 5.1.2, l'erreur maximale est de 0,5 %.

5.2.3 - Convertisseur digital analogique [4]

En adoptant le montage proposé au § 5.1.3.2, l'erreur sur la sortie est égale à la somme des erreurs sur les 2 entrées du multiplieur. Celles-ci dépendent de la température (fig. 5.2.3). A température moyenne, elle reste inférieure à 1,5 %.

5.2.4 - Erreur due au C.D.A.

En choisissant $N = 30$ voies, cette erreur est inférieure à 2,5 % comme il a été précisé au (§ 4.5.3).

5.2.5 - Précision du montage complet.

Avant de l'estimer, il faut conformément à la remarque faite au § 4.5.3, vérifier que l'erreur totale due au trois premiers circuits cités soit inférieure à $\frac{100}{N} = 3,3$ %. On vérifie que c'est le cas, puisqu'elle vaut : $0,1 + 0,5 + 1,5 = 2,1$ %.

Dans ce cas, la précision du montage complet est de :

$$2,1 + 2,5 = 4,6 \%$$

Ce calcul est valable pour $\theta < 80^\circ$ ce qui est généralement le cas.

L'erreur est compatible avec les exigences de la norme air 2021/D puisque, comme il a été précisé au paragraphe 4.5.3, elle pouvait atteindre 4,8 % dans le cas du C_1 .

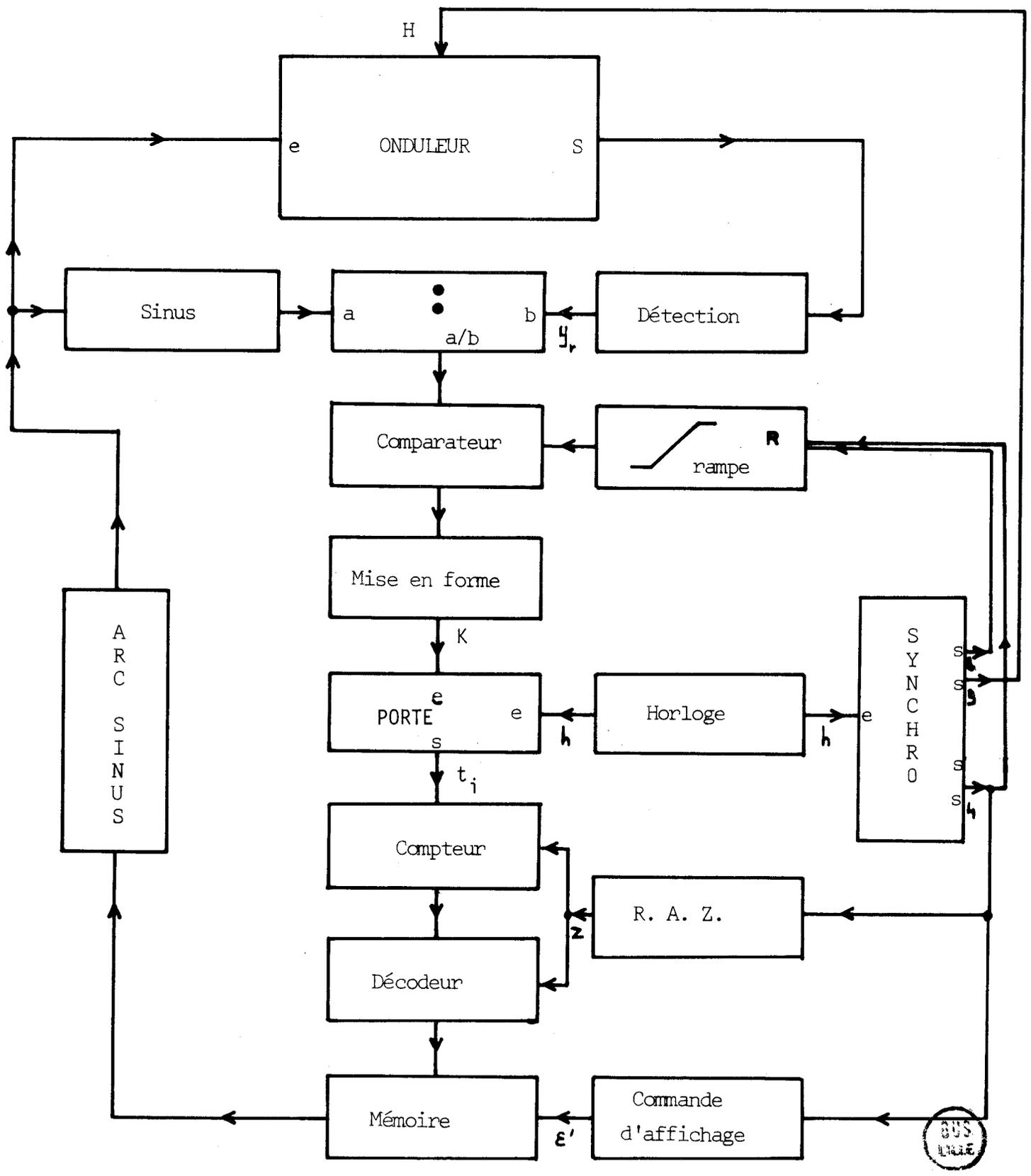


Figure 5-1

SCHEMA SYNOPTIQUE

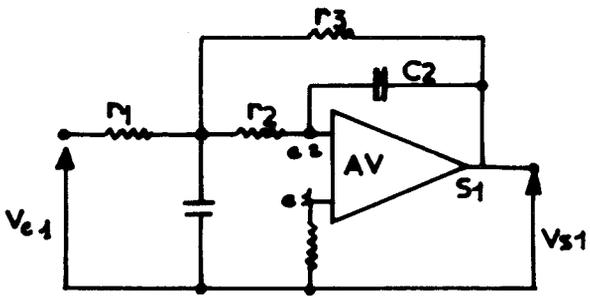


Figure 5.2

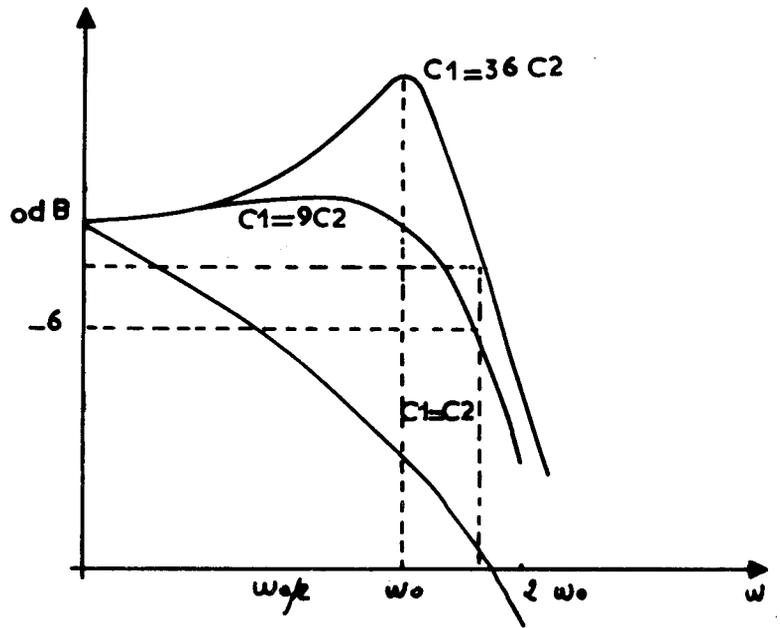


Figure 5.3



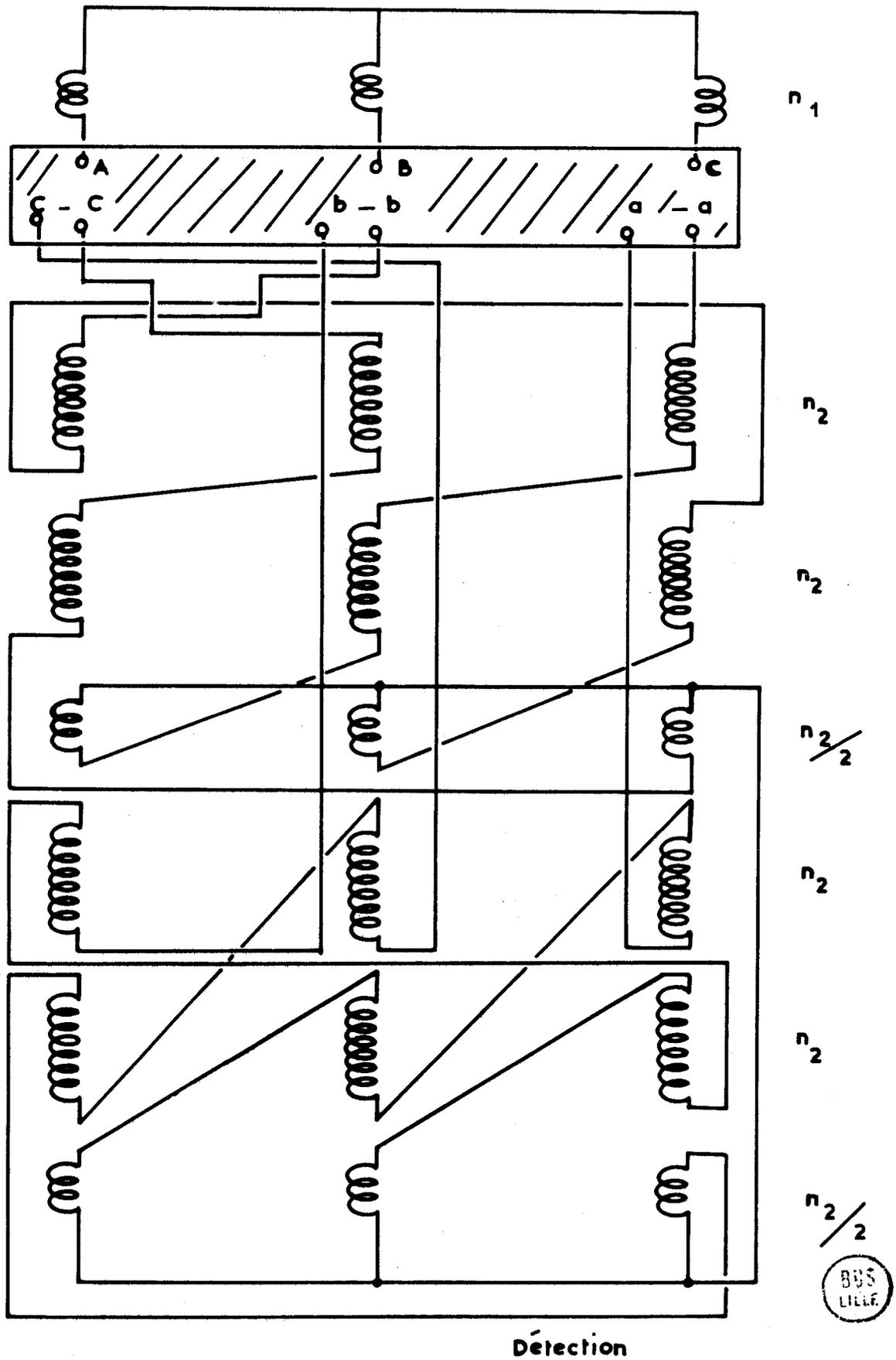


Figure 5-5 - Circuit de détection

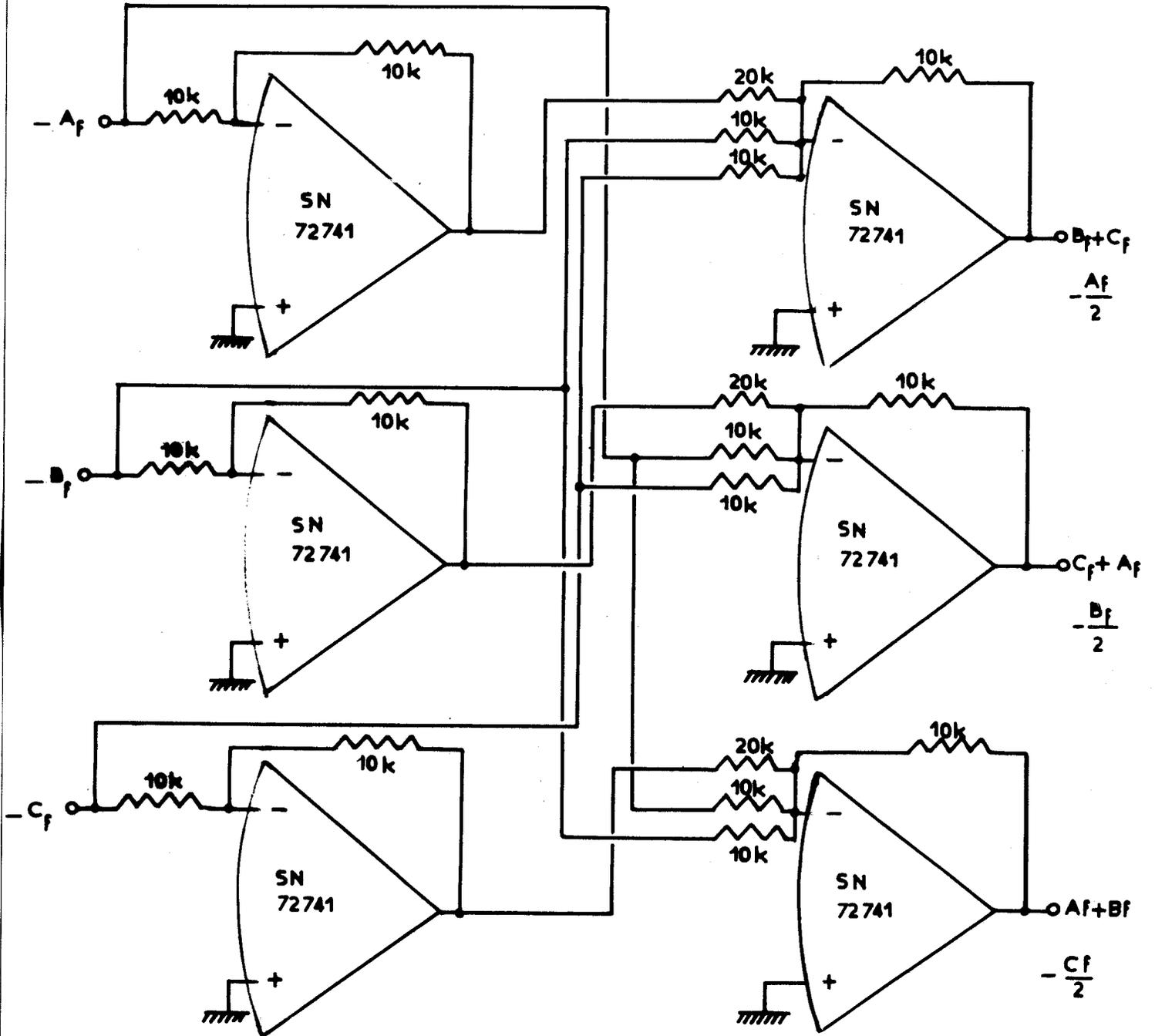


Figure 5-6 - Circuit de détection



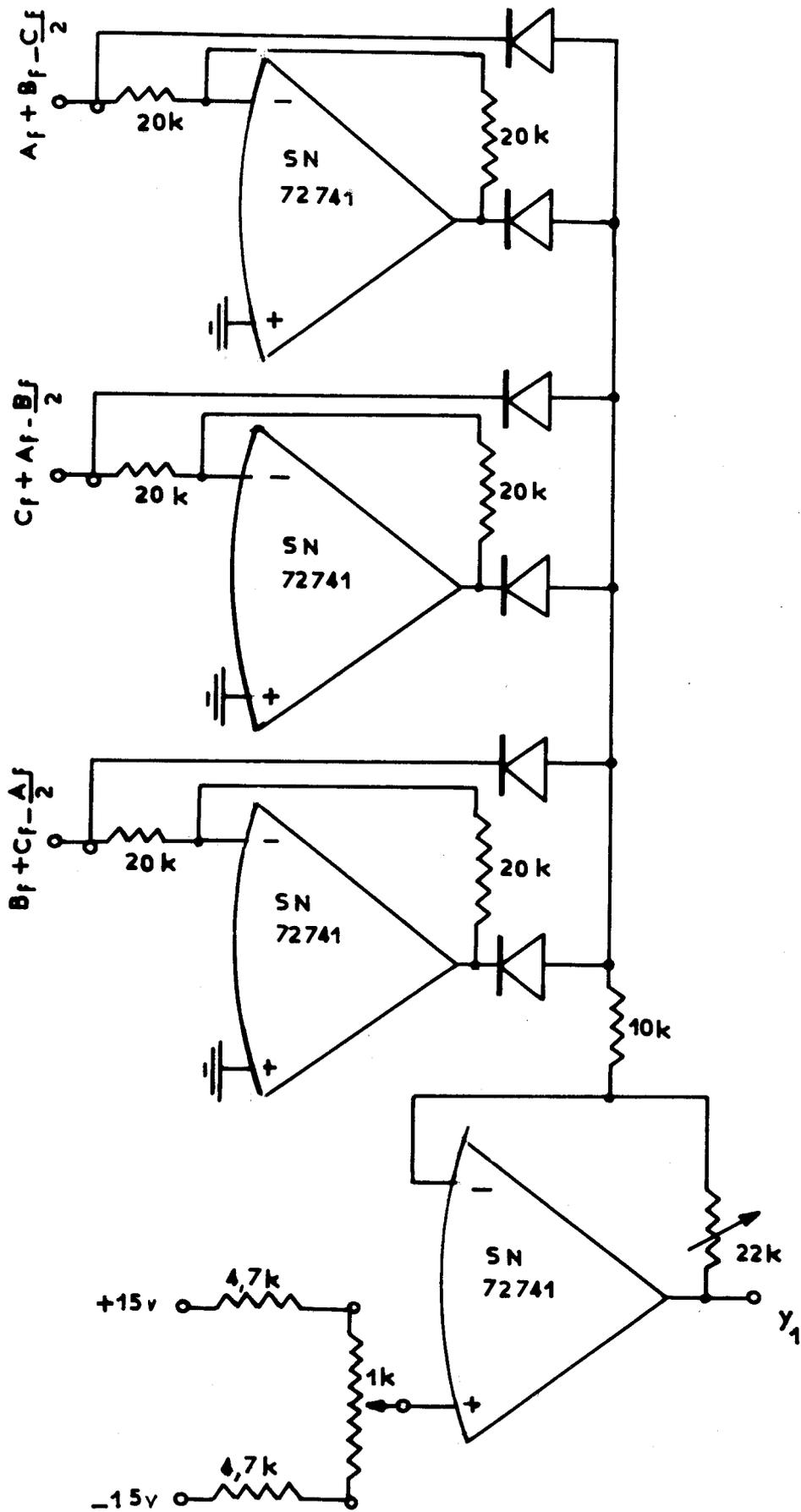


Figure 5-7 - Circuit de détection

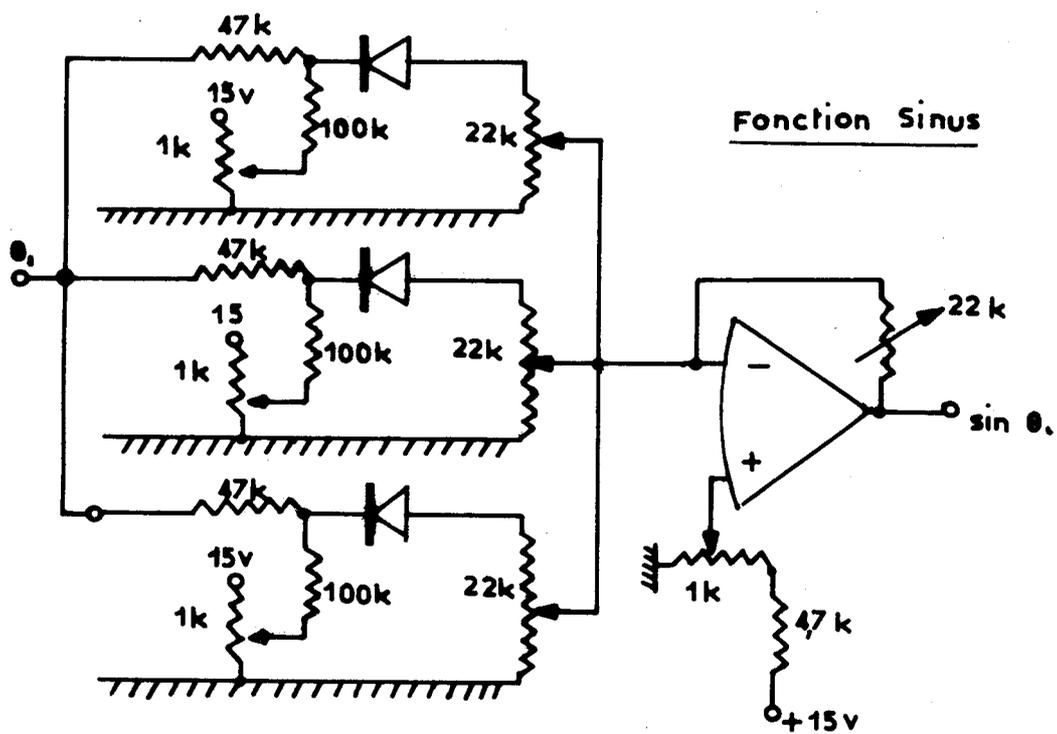


Figure 5-10



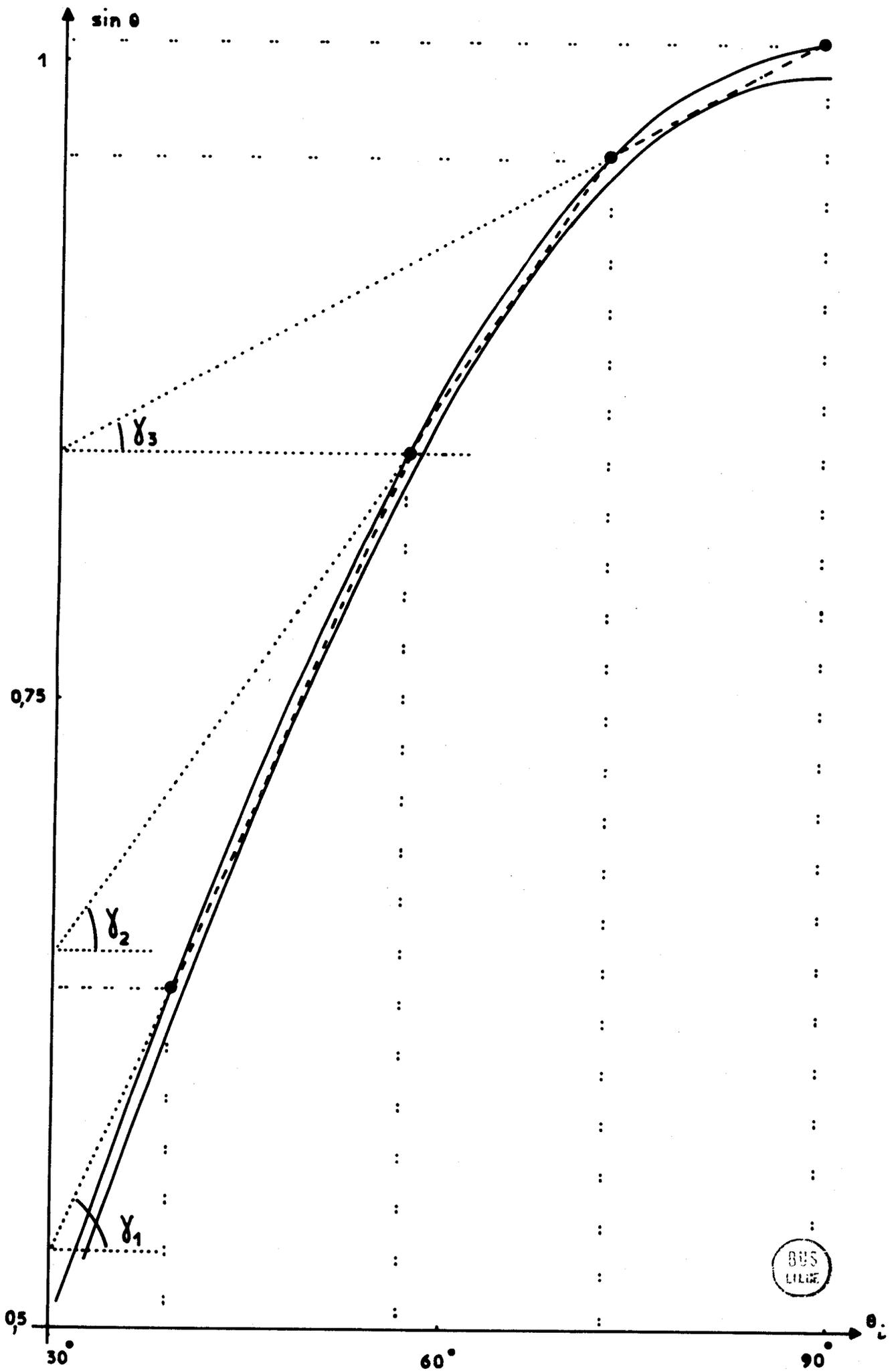


Figure 5-11 - Fonction $\sin \theta$

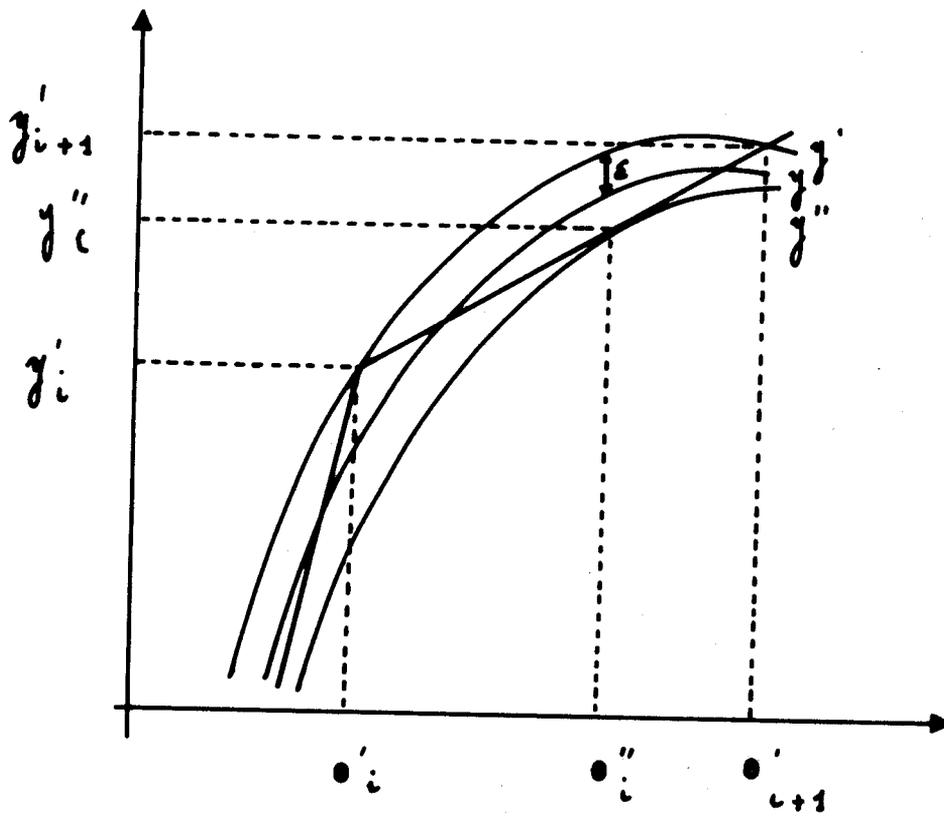


Figure 5-12 - Précision de la fonction sinus

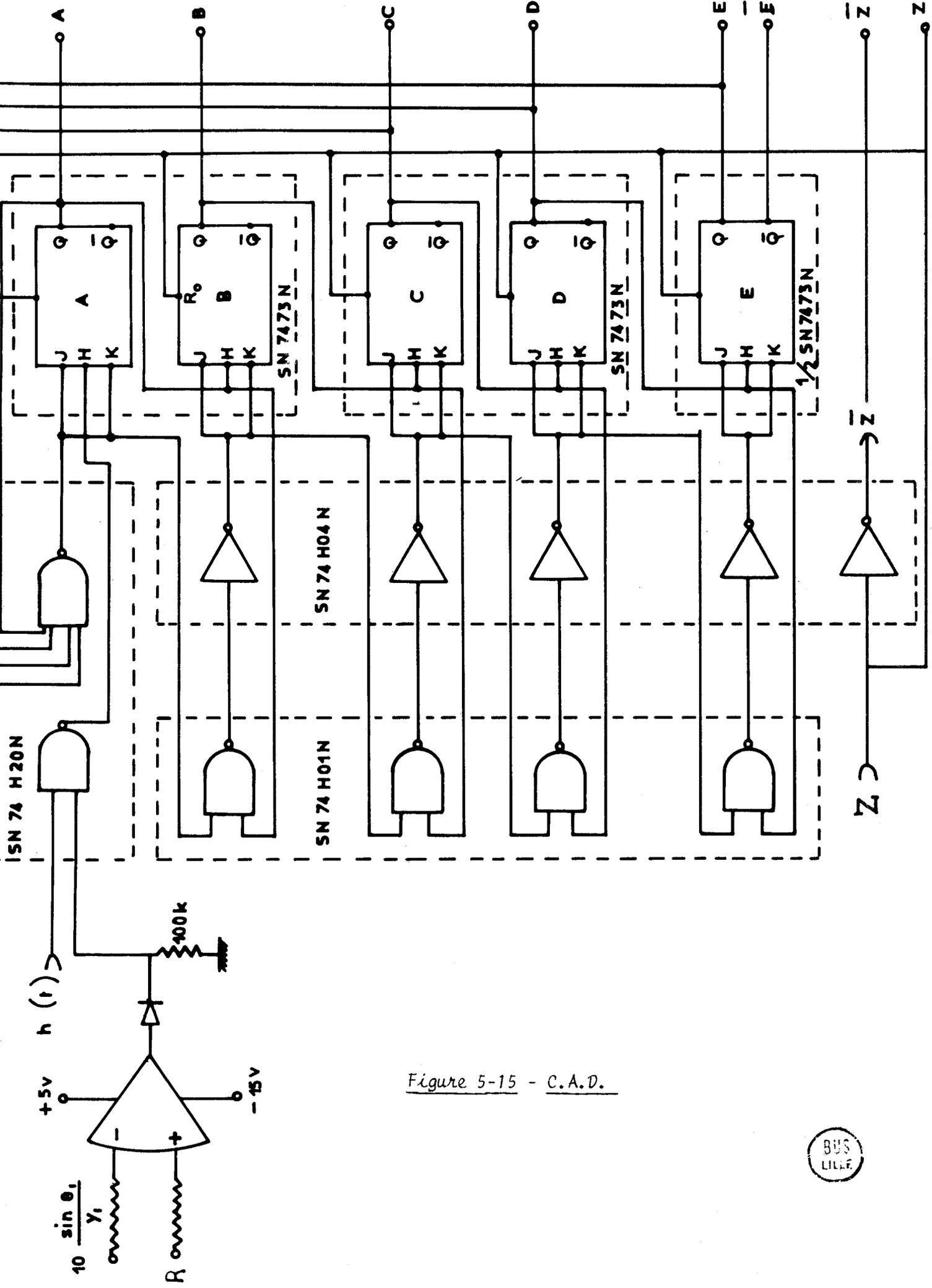


Figure 5-15 - C.A.D.



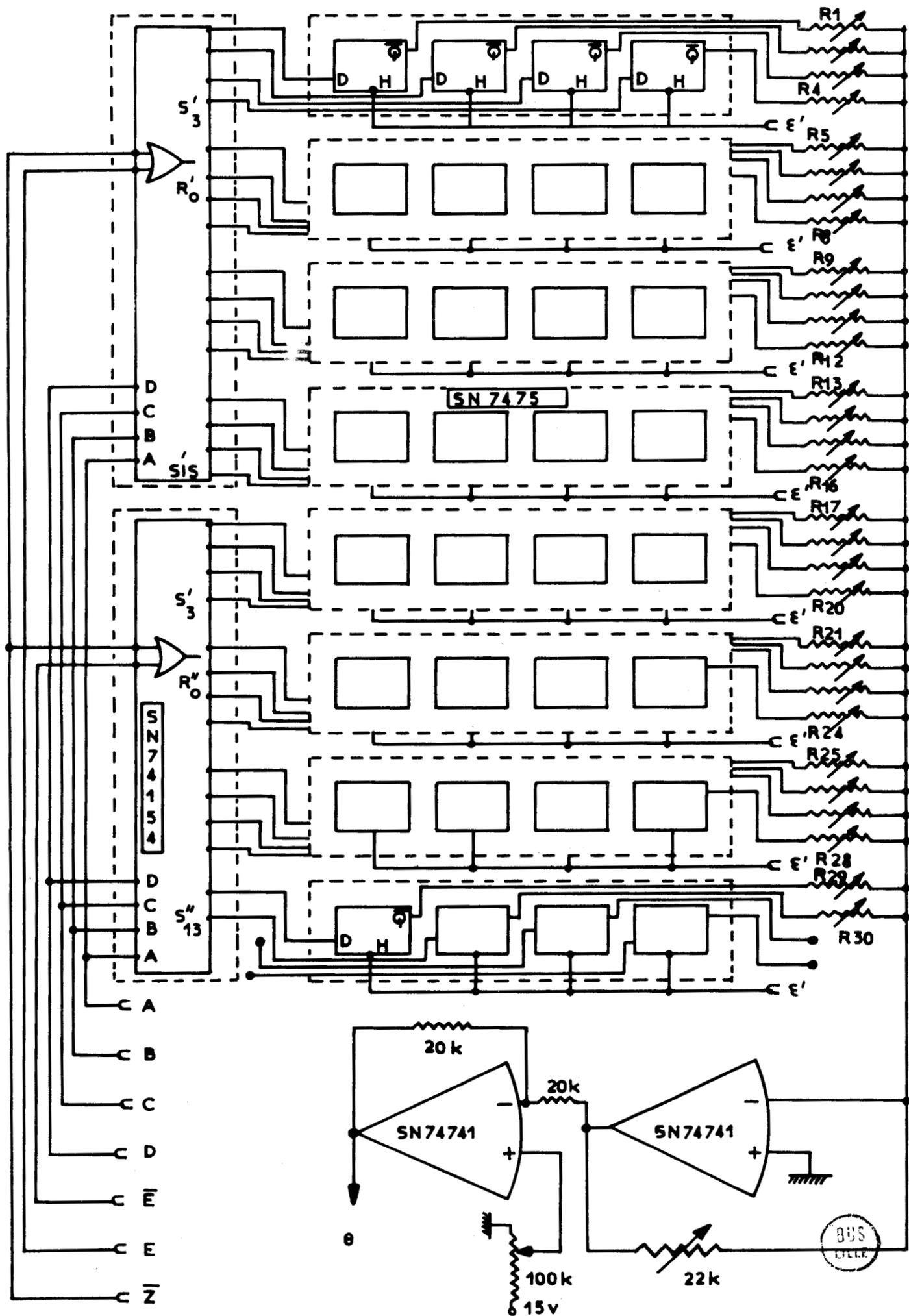


Figure 5-16 - Décodeur - Mémoire et C.D.A.

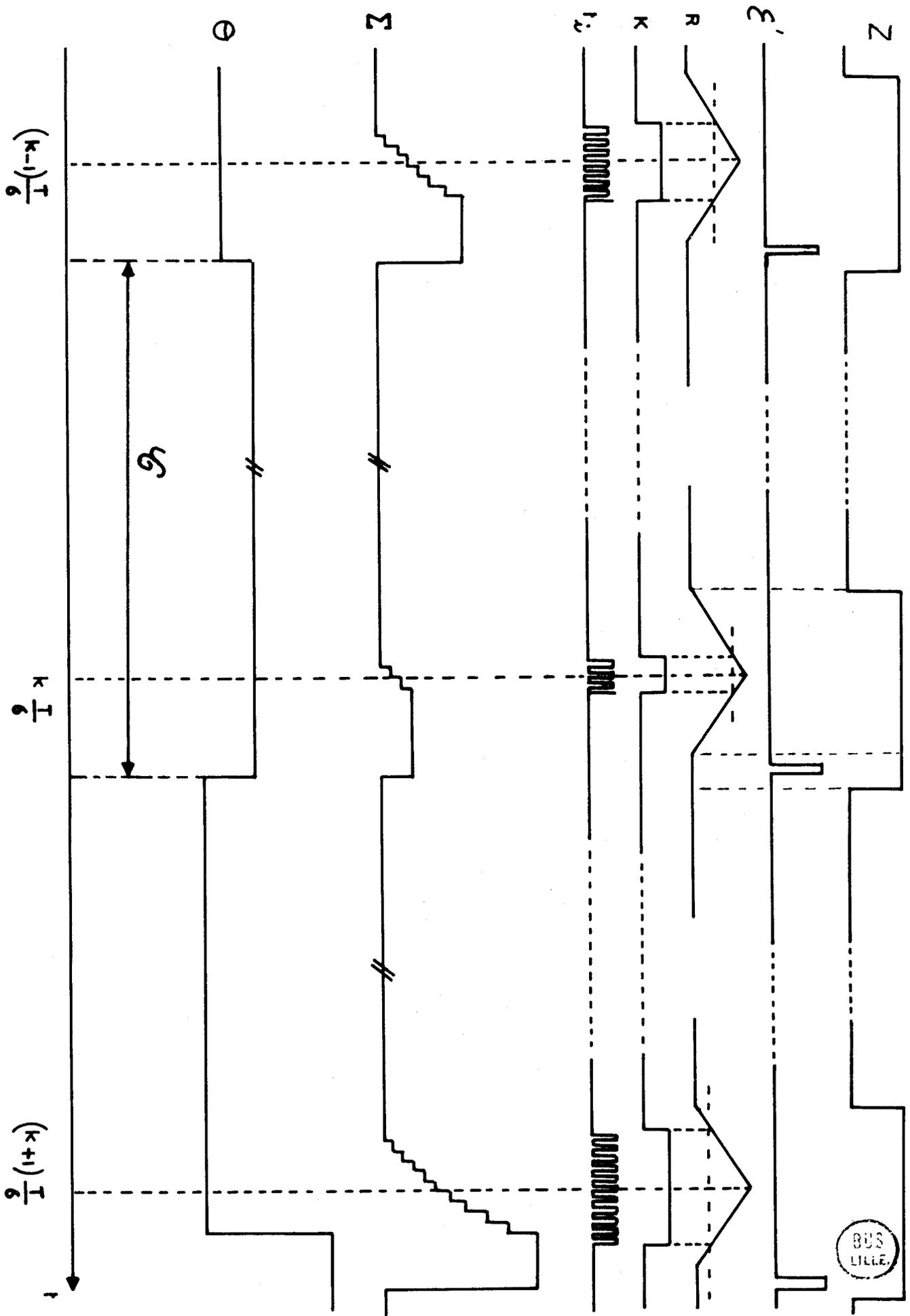


Figure 5-17

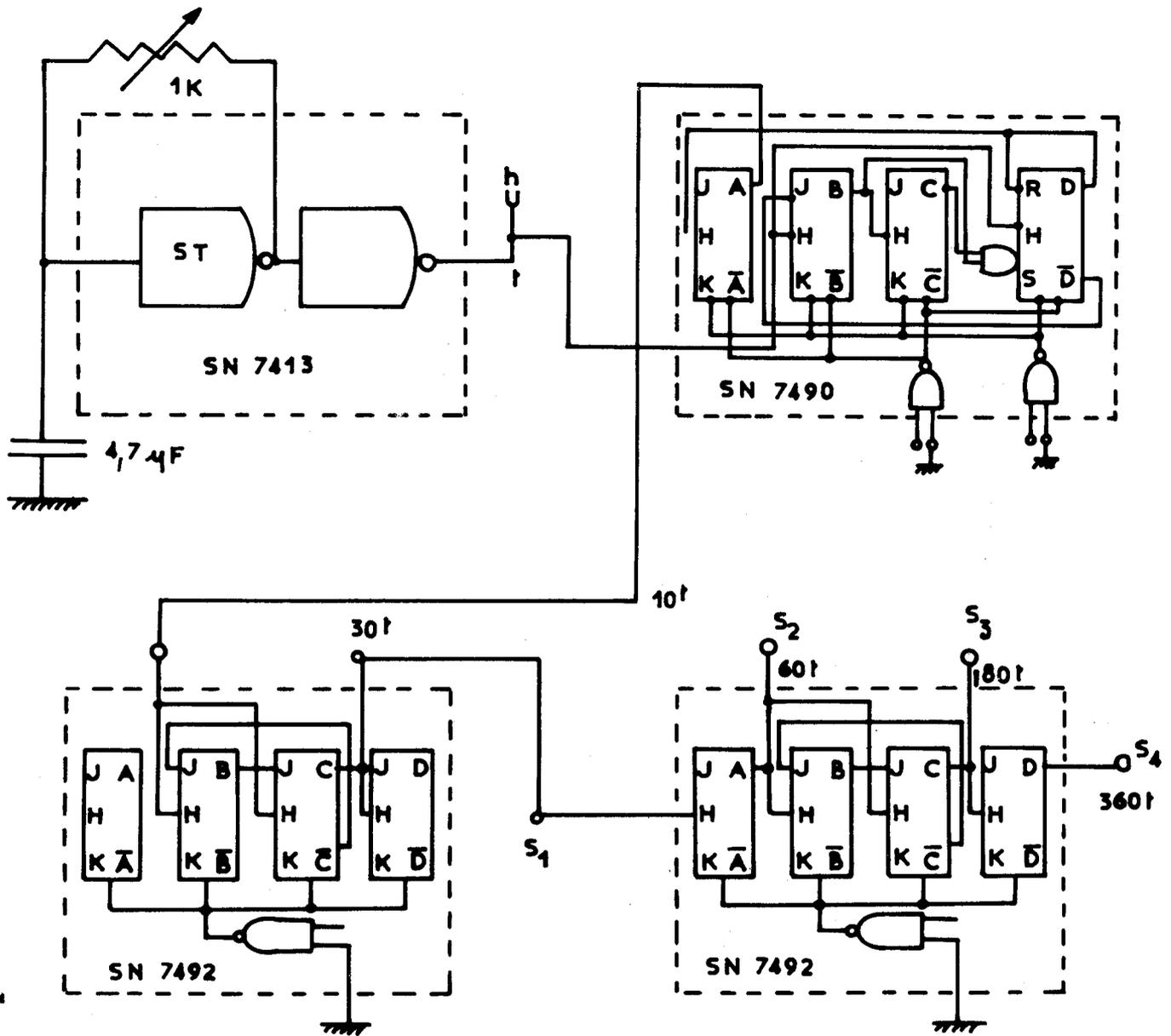


Figure 5-18 - Circuit de synchronisation

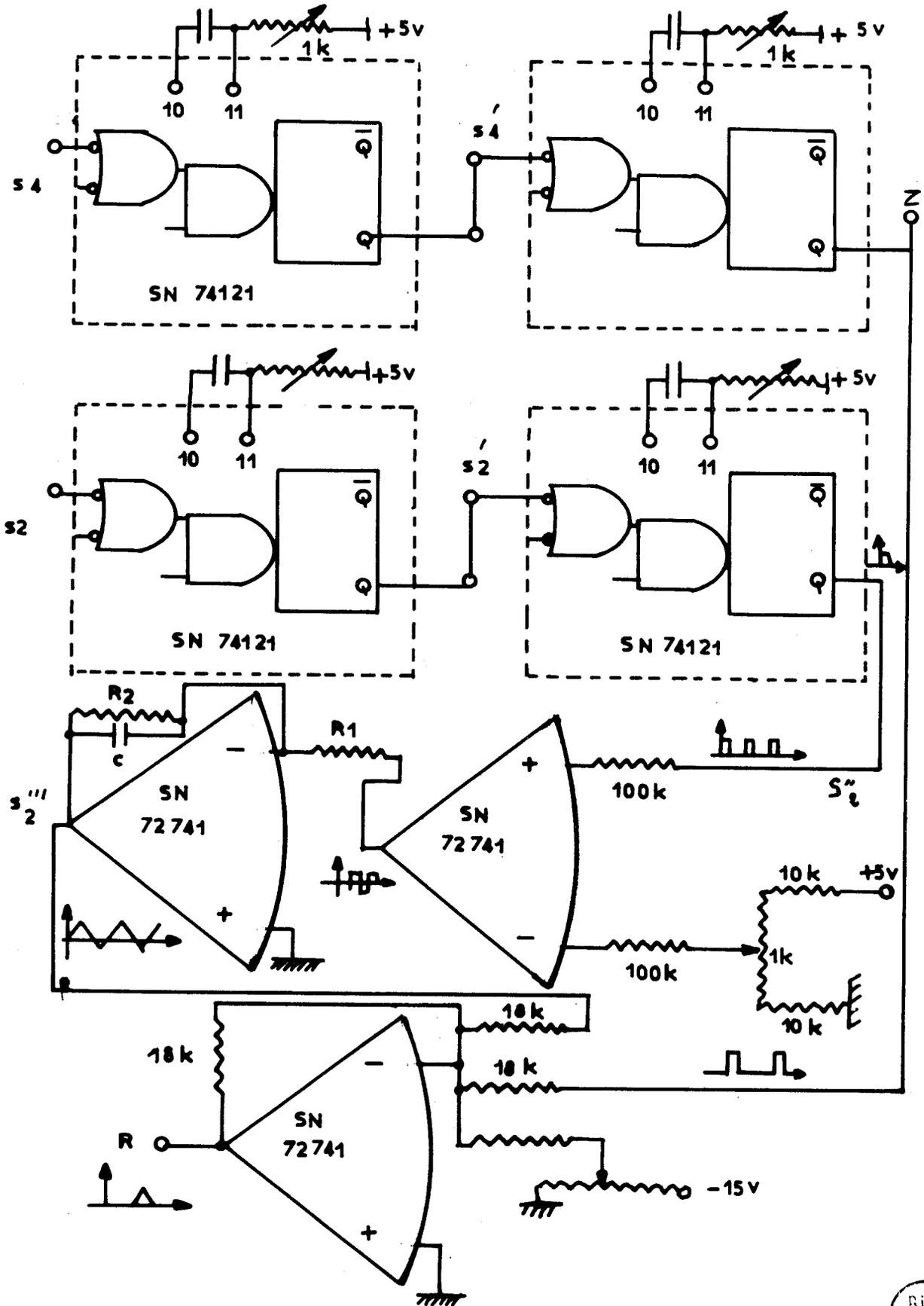


Figure 5-20 - Circuit de R A Z et générateur de rampe



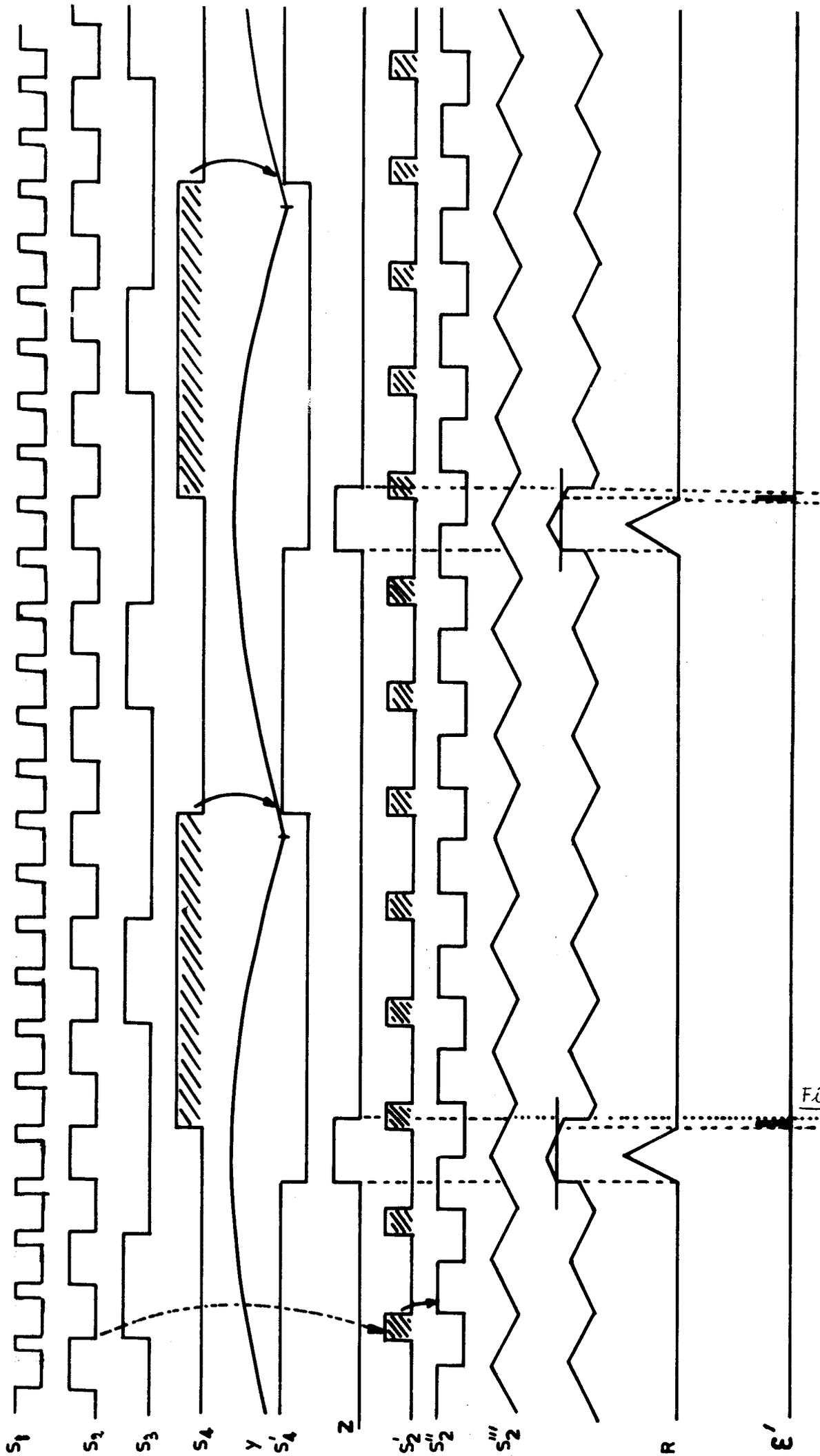


Figure 5-21

BUS
LILLER

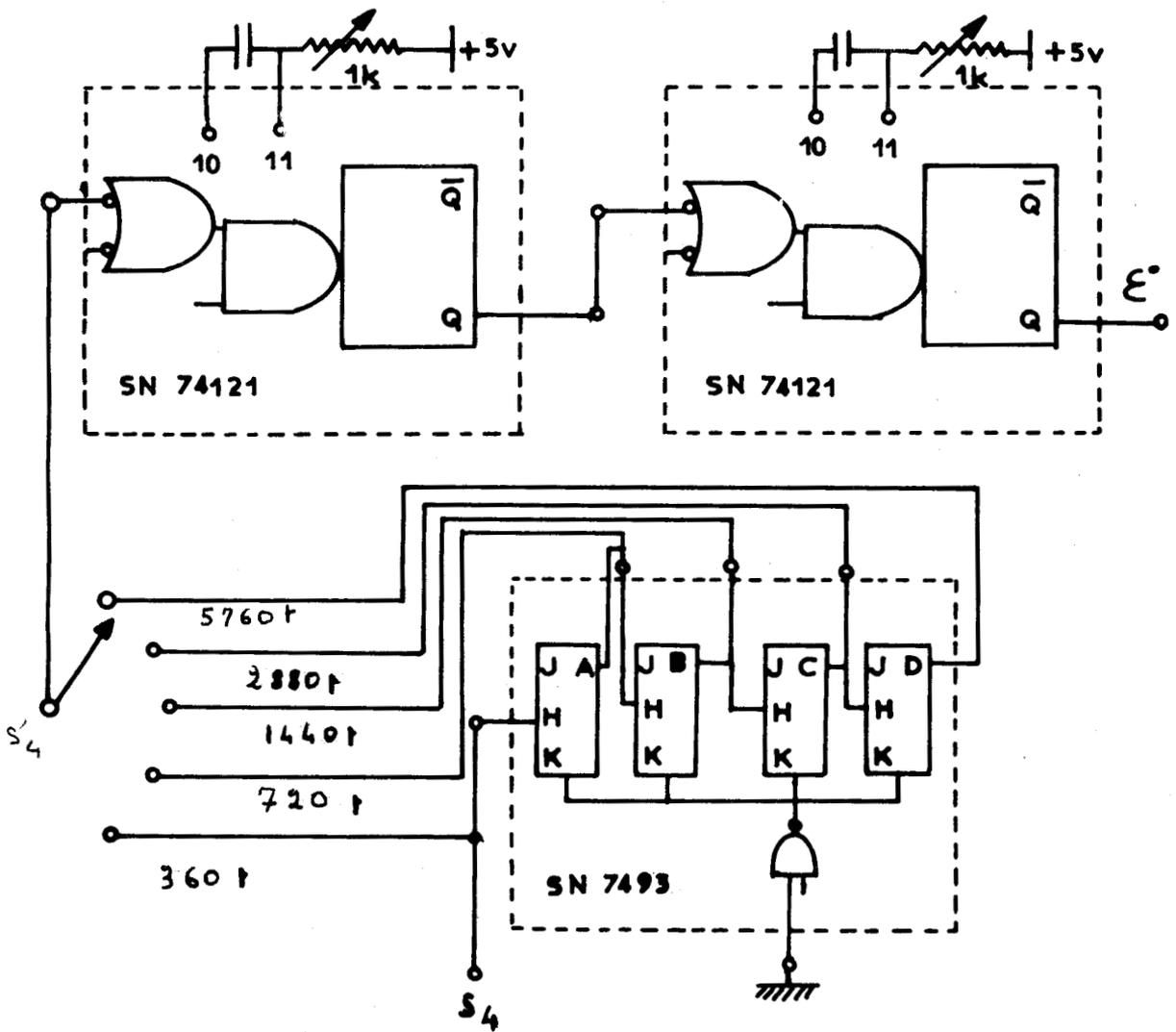


Figure 5-22 - Circuit de commande d'affichage



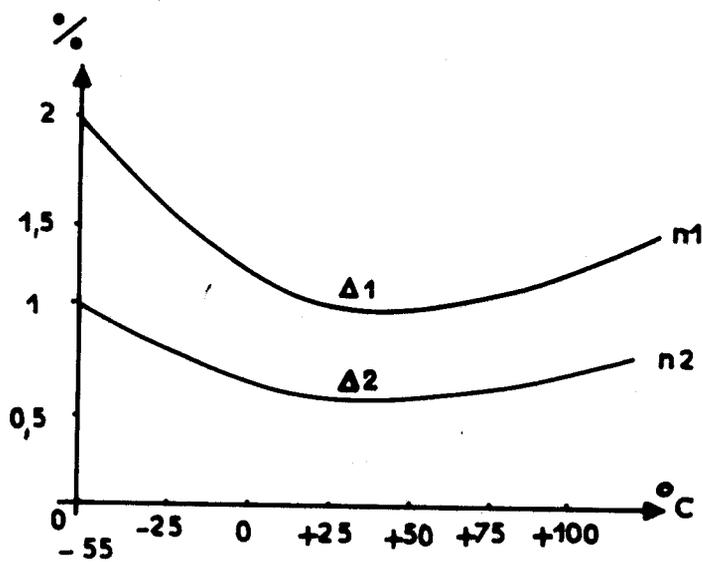


Figure 5-23 - Précision des entrées du multiplieur

C H A P I T R E 6

APPLICATION DU CIRCUIT DE REGULATION AU C₁

6.1 - Description du C₁

6.1.1 - Platine logique [5]

La platine logique dont nous disposons est constituée des éléments suivants (figures 6.1 et 6.2).

- Un oscillateur 4800 Hz.
- Un compteur en anneau.
- Trois générateurs de signaux de synchronisation.
- Trois modulateurs, et trois discriminateurs.

Le fonctionnement du montage est conforme à la description faite au chapitre 2.

Notons que nous disposons de trois voies logiques (0), (1) et (-1), à partir desquelles on construit quatre signaux E, F, G et H, qui commandent les transistors des étages de puissance.

6.1.2 - Etages de puissance (figure 6.3)

Les étages de puissance consistent en trois inverseurs à transistors, commandés par la platine logique par l'intermédiaire d'amplificateurs d'adaptation.

Chaque demi-enroulement primaire est soumis aux trois niveaux de tension -E, 0 +E. Le niveau 0 est obtenu par un transistor supplémentaire, de mise en court circuit.

La puissance apparente nominale disponible est de 1 k.V.A. La fréquence d'utilisation est 400 Hertz et la valeur efficace des tensions simples triphasées 115 volts.

6.2 - Simulation des étages de puissance (figure 6.4)

Pour permettre d'effectuer des enregistrements des tensions de sortie sur table traçante, nous avons simulé un onduleur C₁ de fréquence 0,1 Hz, soumis à diverses perturbations.

La platine logique précédente est directement utilisable, sous réserve de remplacer l'oscillateur 4800 Hz par un autre de fréquence égale à $\frac{4800 \times 0,1}{400} = 1,2$ Hz. Les valeurs des condensateurs des intégrateurs doivent être multipliées par 4000 environ.

Pour retrouver en basse fréquence la forme d'onde de la tension de sortie, nous avons remplacé les transformateurs, inutilisables à 0,1 Hz ; par un ensemble de sommateurs, commandés par la logique précédente. Notons que, d'une part, les signaux G et H de chaque voie ne sont pas utilisés, puisqu'ils commandent les transistors de court-circuit qui n'existent plus, et que d'autre part, les chutes de tension dues aux caractéristiques des enroulements des transformateurs, n'interviendront pas. Nous en tiendrons compte cependant au niveau du filtre associé à l'onduleur.

Une conséquence de la simulation est la nécessité de réduire l'atténuation en tension à l'entrée du circuit de régulation.

6.3 - Simulation du filtre et de la charge. [6]

6.3.1 - Schéma réel.

Pour étudier le comportement de l'onduleur en charge, il convient de tenir compte de l'impédance interne des transformateurs pour chaque phase (résistance R et inductance de fuite L), ainsi que du filtre ℓ , C associé et de l'impédance de charge Z (figure 6.5).

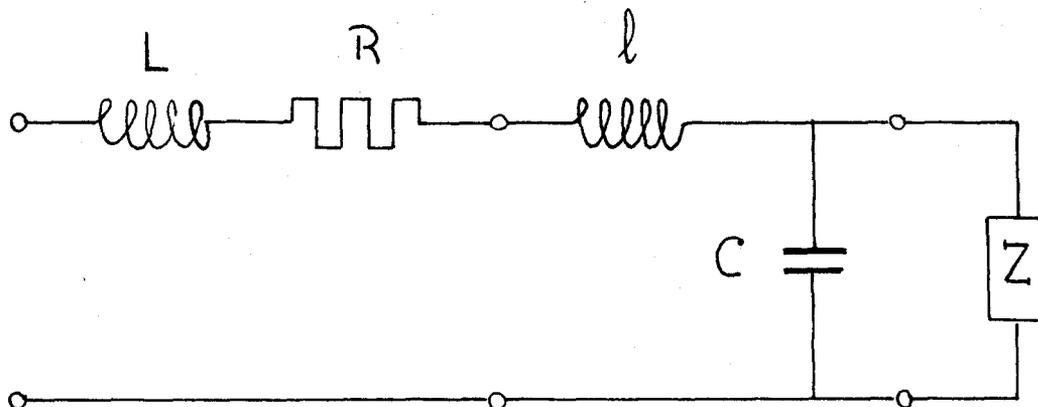


Figure 6.5 - Schéma réel équivalent d'une phase.

Les valeurs de R et L ont été évaluées respectivement à 5 Ω et 5 mH (Annexe I).

L'inductance ℓ et la capacité C des filtres proposés par la Société Auxilec pour le C_1 valent respectivement 2 mH et 5 μF.

La charge de l'onduleur est équivalente à une impédance Z par phase d'argument φ , de module minimal correspondant à la pleine charge, égal à $\frac{3V^2}{P_{an}} = 40 \Omega$ (P_{an} est la puissance apparente nominale, soit 1 KVA, et V la tension simple, égale à 115 V).

6.3.2 - Equations du circuit :

Les équations du circuit de la figure 6.6 sont les suivantes :

$$(1) \quad v - u = R i' + (L + \ell) \frac{di'}{dt}$$

$$(2) \quad u = \frac{1}{C} \int_0^t (i' - i) dt$$

$$(3) \quad u = Zi = |Z| f i + |Z| \frac{\sqrt{1-f^2}}{\omega} \frac{di}{dt}$$

avec $f = \cos \varphi$

Les valeurs maximales approximatives des tensions et courants sont les suivantes :

$$\text{Sup } v = 200 \text{ volts}$$

$$\text{Sup } i' = \frac{\text{Sup } v}{R} = 40 \text{ A}$$

$$\text{Sup } u = 400 \text{ volts (effet de résonance possible).}$$

Les grandeurs réduites seront :

$$V = \frac{v}{200}, \quad I' = \frac{i'}{40}, \quad I = \frac{i}{40} \quad \text{et} \quad U = \frac{u}{400}$$

Pour passer de 400 Hz à 0,1 Hz, nous allons prendre un temps réduit : $T = 4000 t$.

Les équations (1), (2) et (3) s'écrivent alors :

$$(5) \quad 200 (V - 2U) = 40 RI' + (L + \ell) \frac{16000 dI'}{dT}$$

$$(6) \quad 400 U = \frac{1}{C} \int_0^T 40 (I' - I) \frac{dT}{4000}$$

$$(7) 400 U = 40 |Z| f I + 16000 \frac{|Z| \sqrt{1 - f^2}}{2 \pi \times 400} \frac{dI}{dT}$$

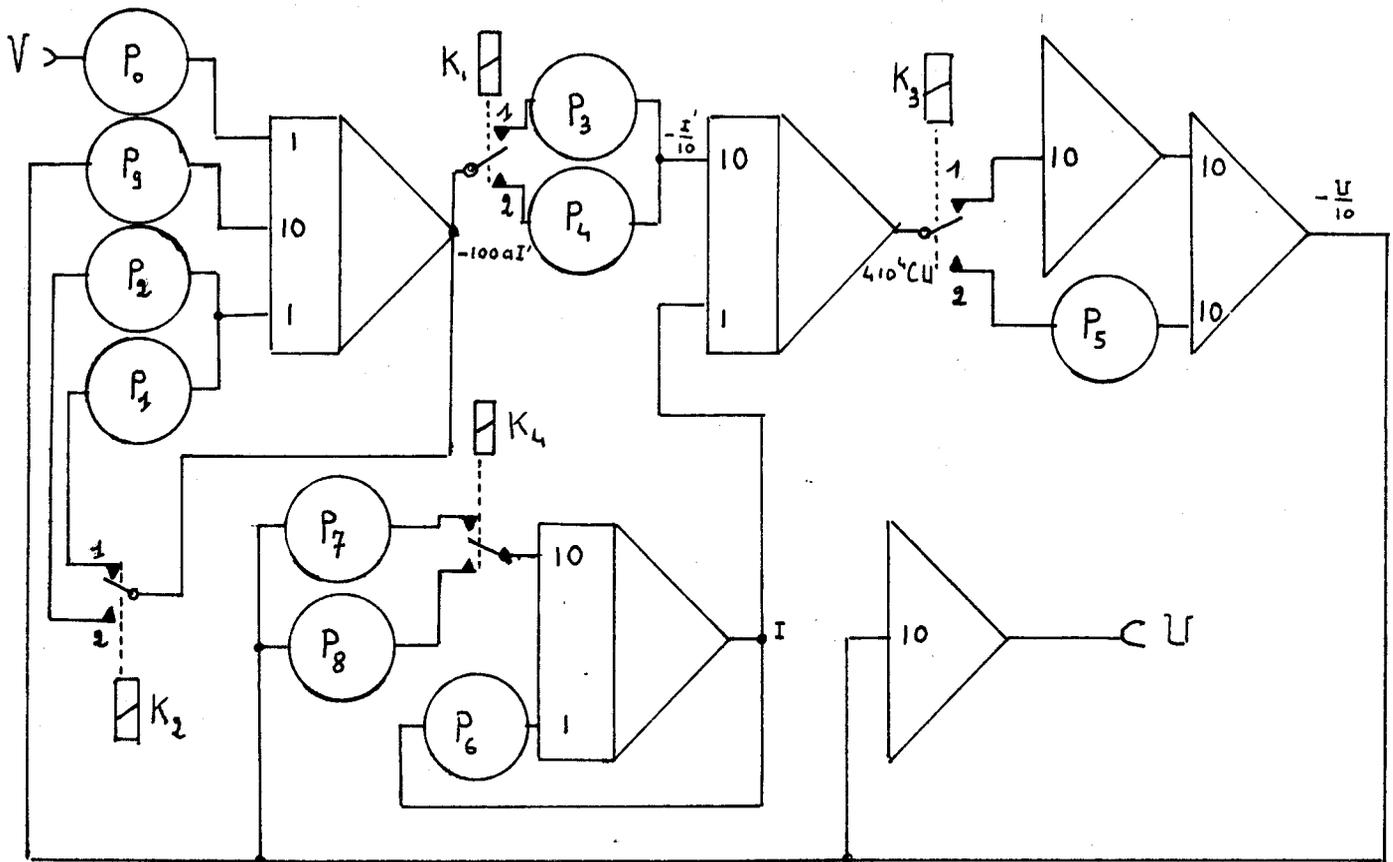
Soit encore :

$$(8) 100 a \frac{dI'}{dT} = -\frac{I'}{8} + \frac{V - 2U}{8}$$

$$(9) 410^4 CU = \int_0^T (I' - I) dT$$

$$(10) -\frac{dI}{dT} = bI - cU.$$

6.3.3 - Modèle par phase (figure 6.6).



K_1 , K_2 et K_3 sont des bobines montées en parallèle qui commandent chacune un inverseur. La position (1) correspond au fonctionnement sans filtre passif et la position (2) avec filtre.

Valeurs des potentiomètres :

$$\begin{aligned}
 P_0 &= 0,125 & P_5 &= \frac{10^{-6}}{4c} = 0,050 \\
 P_1 &= \frac{1}{800L} = 0,25 & P_6 &= b \\
 P_2 &= \frac{1}{800(L+l)} = 0,18 & P_7 &= c \\
 P_3 &= \frac{10^{-3}}{L} = 0,2 & P_8 &= c \\
 P_4 &= \frac{10^{-3}}{L+l} = 0,143 & P_9 &= 0,25
 \end{aligned}$$

Le relais K_4 permet de simuler l'enclenchement instantané d'une charge, ou le passage brusque d'un régime à un autre.

Le facteur de puissance et le régime de charge sont déterminés par les couples des valeurs b et c comme indiqué dans le tableau ci-dessous.

Régime	Facteur de puissance : f	b	c
$\frac{1}{4}$ charge ($ Z = 160 \Omega$)	0,4	0,273	0,0425
	0,8	0,84	0,0635
	0,2	0,138	0,04
$\frac{1}{2}$ charge ($ Z = 80 \Omega$)	0,4	0,273	0,085
	0,8	0,84	0,131
	0,2	0,138	0,08
$\frac{3}{4}$ charge ($ Z = 60 \Omega$)	0,4	0,273	0,113
	0,8	0,84	0,175
	0,2	0,138	0,107
$\frac{4}{4}$ charge ($ Z = 40 \Omega$)	0,4	0,273	0,17
	0,8	0,84	0,262
	0,2	0,138	0,16

6.4 - Essais

Nous allons analyser le comportement du système en présence de perturbations, qui peuvent être lentes ou brusques. Afin de pouvoir effectuer une étude critique du montage de régulation, nous avons prélevé sur table traçante, les allures des tensions triphasées à la sortie du montage détecteur, après les filtres actifs. Nous allons pouvoir observer par conséquent les oscillations indésirables consécutives aux perturbations, dues aux filtres passifs éventuels ainsi qu'aux filtres actifs.

Nous pourrions ainsi fixer la valeur de la période d'échantillonnage ζ .

6.4.1 - Perturbations lentes.

Les perturbations lentes peuvent consister :

- en une variation de la tension batterie liée à sa décharge progressive.
- en une variation lente de la charge

Nous retiendrons seulement le premier cas, qui correspond à un problème fréquent et inévitable. Si la tension batterie B diminue le point de fonctionnement de l'onduleur change.

Pour simuler une diminution lente de B, il suffira d'agir progressivement sur les trois potentiomètres (P), accouplés mécaniquement, des derniers étages des circuits équivalents à la partie puissance de l'onduleur (figure 6.4).

Nous avons effectué un essai pour lequel B varie linéairement de 32 V à 24 V sur plusieurs périodes, puis un autre où la variation de B a lieu sur une demi-période.

6.4.1.1 - Premier essai : B varie de 32 V à 24 V sur 13,5 périodes

L'essai a été effectué dans les quatre cas suivants :

- Onduleur à vide avec filtre passif
- Onduleur à vide sans filtre passif
- Onduleur en charge avec filtre passif
- Onduleur en charge sans filtre passif

Les tensions (V_{Af} , V_{Bf} et V_{Cf} issues du filtre actif sont en retard sur les tensions triphasées de $\frac{T}{18}$ en l'absence du filtre passif, et de $\frac{T}{6}$ quand ce dernier est en charge nominale. Il a été possible en conséquence de fixer le temps ζ à $\frac{T}{6}$.

Nous avons constaté que les variations des tensions V_{Af} , V_{Bf} et V_{Cf} sont inappréciables sur les relevés et que l'angle θ varie par valeurs discrètes correspondant aux différents niveaux de quantification, du minimum θ_m , à 65° environ. Nous donnons figure 6.7, les allures de $\theta(t)$, $B(t)$ et de la tension V_{Af} .

Nous constatons que les variations brusques de θ étant d'amplitude très faible, il n'y a pas de déformations ni d'oscillations appréciables des formes d'ondes.

6.4.1.2 - Deuxième essai : B varie de 32 V à 24 V sur une demi période.

6.4.1.2.1 - 1er Cas : fonctionnement à vide avec filtres passifs (figure 6.8).

Si ζ est réglé à $\frac{T}{6}$, les variations brusques de θ n'excèdent pas 10° au niveau des valeurs inférieures, et n'entraînent pas de déformations ni d'oscillations importantes des tensions V_{Af} , V_{Bf} et V_{Cf} .

Les tensions à la sortie du filtre passif ne sont pas reportées sur la figure, elles ont même allure que les tensions de sorties des filtres actifs, mais sont déphasées par rapport à celles-ci de $\frac{T}{20}$ environ.

Si l'on règle ζ à $\frac{T}{3}$, l'angle θ passe brutalement de 40° à plus de 50° , il s'en suit que le filtre passif (à vide donc peu amorti) oscille avec une pseudo-période voisine de $\frac{T}{2}$. Ce comportement du filtre conduit à un fonctionnement défectueux de la régulation (variation incontrôlable de θ). Si $\zeta = T$ la variation brusque de θ est de forte amplitude (25°), mais l'oscillation sera suffisamment amortie quand surviendra la prise d'échantillon suivante.

Deux solutions se présentent donc pour ζ , mais, l'étude des essais suivants nous conduira à éliminer sa valeur $\frac{T}{6}$.

6.4.1.2.2 - 2e Cas : fonctionnement à vide sans filtres passifs (figure 6.9).

Les tensions triphasées de sorties sont conformes aux représentations des figures (22 et 22 bis). Le filtre actif est suffisamment efficace. Le retard qu'il introduit est voisin de $\frac{T}{18}$, donc négligeable. On observe une oscillation de courte durée (environ $\frac{T}{6}$) et de faible amplitude à la sortie du filtre actif. Le temps ζ peut être fixé à $\frac{T}{3}$.

6.4.1.2.3 - 3è Cas : fonctionnement en charge nominale purement résistive, avec filtres passifs (fig. 6.10)

Les déformations des tensions V_{Af} , V_{Bf} et V_{Cf} apportées par le filtre augmentent en amplitude et s'amortissent plus vite quand la charge

croit. Leur durée n'excède pas $\frac{T}{3}$ si les variations de θ n'excèdent pas 20° . Par suite, nous avons fixé ζ à $\frac{T}{3}$.

6.4.1.2.4 - 4^e Cas : fonctionnement en charge nominale sans filtres passifs (figure 6.11).

Les tensions de sorties triphasées sont conformes aux représentations des figures 22 et 22 bis avec toutefois un effet de lissage dû à l'inductance des transformateurs (suppression des angles dans les formes d'ondes).

La chute de tension est plus importante que dans le 2^e cas et θ varie de 40° à 70° . La durée des déformations des ondes V_{Af} , V_{Bf} et V_{Cf} due essentiellement aux filtres actifs n'excède pas $\frac{T}{3}$; nous pouvons régler ζ à $\frac{T}{3}$.

6.4.2 - Perturbations brusques.

Les perturbations brusques concernent la charge et θ . Elles se produisent lorsque l'on branche où que l'on retire la charge, et lorsque l'on modifie brutalement sa valeur ainsi que celle de θ .

Les problèmes rencontrés sont essentiellement liés à la présence des filtres ℓ , C qui présentent des régimes transitoires oscillatoires amortis de pseudo-période voisine de $0,5 T$.

Pour nous placer dans les cas les plus défavorables, nous avons d'une part effectué la majorité des essais en présence des filtres ℓ , C , d'autre part, appliqué la perturbation quand l'une des tensions triphasées est voisine du maximum.

Dans un but simplificatif l'application de la perturbation est faite immédiatement après une prise d'échantillon. Dans la réalité, les deux phénomènes ne sont pas simultanés et le temps maximal qui sépare la perturbation et l'instant où les tensions sont devenues à nouveau conformes à la consigne, peut atteindre 2ζ .

Notons que pour les essais effectués, B est supposée égale à $28 V$.

Les courbes relevées concernent :

- les tensions à la sortie des filtres actifs.
- la tension détectée y_r .
- l'angle d'ouverture θ .
- les tensions triphasées de sortie (en absence des filtres passifs).

Tableau des essais effectués -

Type de perturbation : application et suppression de la charge.

Niveau de la charge	Facteur de puissance	ξ	Temps maximal de réponse de la régulation	Utilisation des filtres ℓC	Numéro des graphes correspondantes
maximal	0,8	2 T	4 T	oui	6.1.2
maximal	0,4	2 T	4 T	oui	6.1.3
maximal	0,2	2 T	4 T	oui	6.1.4
moitié	0,8	T	2 T	oui	6.1.5
moitié	0,4	T	2 T	oui	6.1.6
moitié	0,2	T	2 T	oui	6.1.7
maximal	0,8	T/2	T	non	6.1.8
moitié	0,8	T/2	T	non	6.1.9

Conclusion des essais.

La présence des filtres ℓC occasionne comme nous l'avions prévu au chapitre 3 des retards et des déformations des tensions. La valeur du facteur de puissance n'est pas déterminante pour le choix de ξ . C'est le niveau de charge qui aura une influence prépondérante. Si l'utilisateur n'accorde pas une importance capitale à ce que les harmoniques soient éliminés des tensions triphasées, les filtres passifs ne sont pas nécessaires et le temps ξ peut être plus faible.

Le temps de réponse de la régulation serait dans ce cas inférieur à $2\xi = T$. Pour diminuer cette valeur, il faudrait choisir un filtre actif de performances moindres mais qui s'avèrerait malheureusement inutilisable dans le cas du C_1 . Pour un C_3 , il est vraisemblable que l'on pourra ramener de temps à $\frac{T}{2}$.

Les essais effectués sans filtres passifs fig. 6.18 et 6.19 nous confirment ces résultats.

En présence des filtres l C , on constate que les déformations sont d'autant plus importantes que la charge et le facteur de puissance sont élevés. D'autre part, les oscillations sont plus amorties quand la charge est faible et le facteur de puissance élevé. L'interprétation de ces résultats n'est pas immédiate nous avons trouvé une explication plausible en effectuant l'étude ci-dessous qui concerne l'impédance équivalente à l'ensemble filtre et charge.

Soit $r = 5 \Omega$, $l = 7 \text{ mH}$ et $C = 5 \mu\text{F}$ les valeurs des éléments du filtre qui comprend également la résistance et l'inductance ramenées des transformateurs et $Z = |Z| \angle \varphi$ l'impédance de charge.

L'expression de l'impédance Z_T équivalente à l'ensemble de ces éléments est la suivante :

$$Z_T = r + j l \omega + \frac{1}{jC\omega + \frac{1}{R + jL\omega}}$$

soit encore : $Z_T = (r + \frac{R}{D}) + j (l\omega + \frac{L\omega\alpha - \beta}{D})$

avec $\alpha = 1 - LC\omega^2$

$$\beta = R^2 C\omega$$

$$D = \alpha^2 + \beta C\omega$$

Nous avons reporté dans le tableau page suivante le module et l'argument de Z_T pour les différents cas envisagés précédemment.

On observe que plus la charge équivalente à Z_T est forte, plus la diminution des tensions triphasées est importante. Par ailleurs, plus la charge est capacitive, plus les oscillations sont amorties.

Les relevés effectués confirment ces remarques.

Charge	Facteur de puissance	Module Z_T (Ω)	Argument de Z_T (degrés)	Caractéristique de la charge équivalente à Z_T
nominale	0,8	59	23,6	charge élevée un peu selfique
nominale	0,4	86,3	51,6	charge moyenne très selfique
nominale	0,2	95	68,7	charge faible très fortement selfique
moitié	0,8	87,9	- 14,8	charge moyenne légèrement capacitive
moitié	0,4	199	- 6,9	charge faible faiblement capacitive
moitié	0,2	402	- 3,25	charge très faible très faiblement capacitive

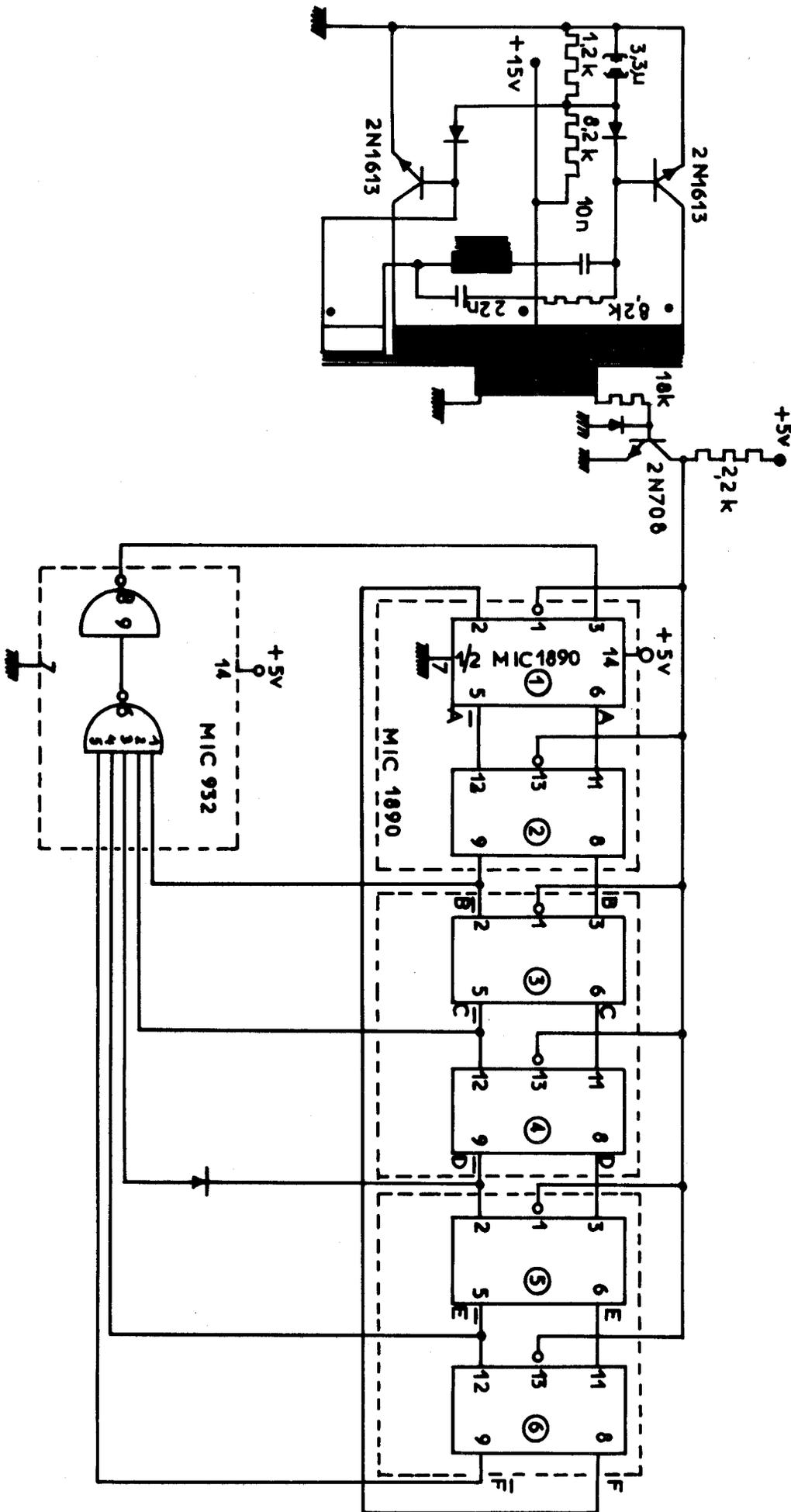


Figure 6.1 - Oscillateur et compteur en anneau.

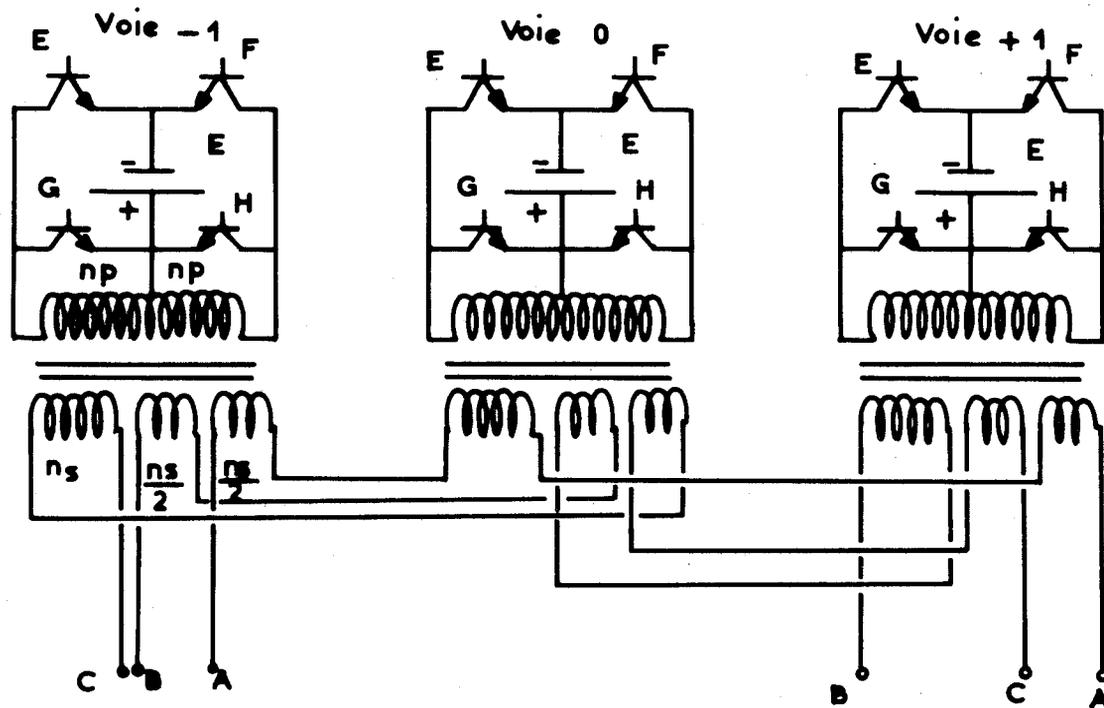
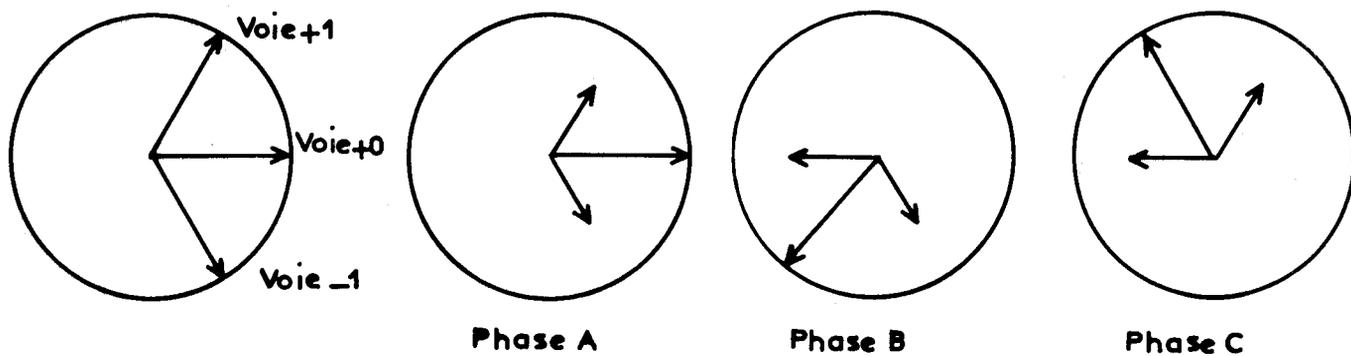


Figure 6.3 - Etages de puissance du C_1



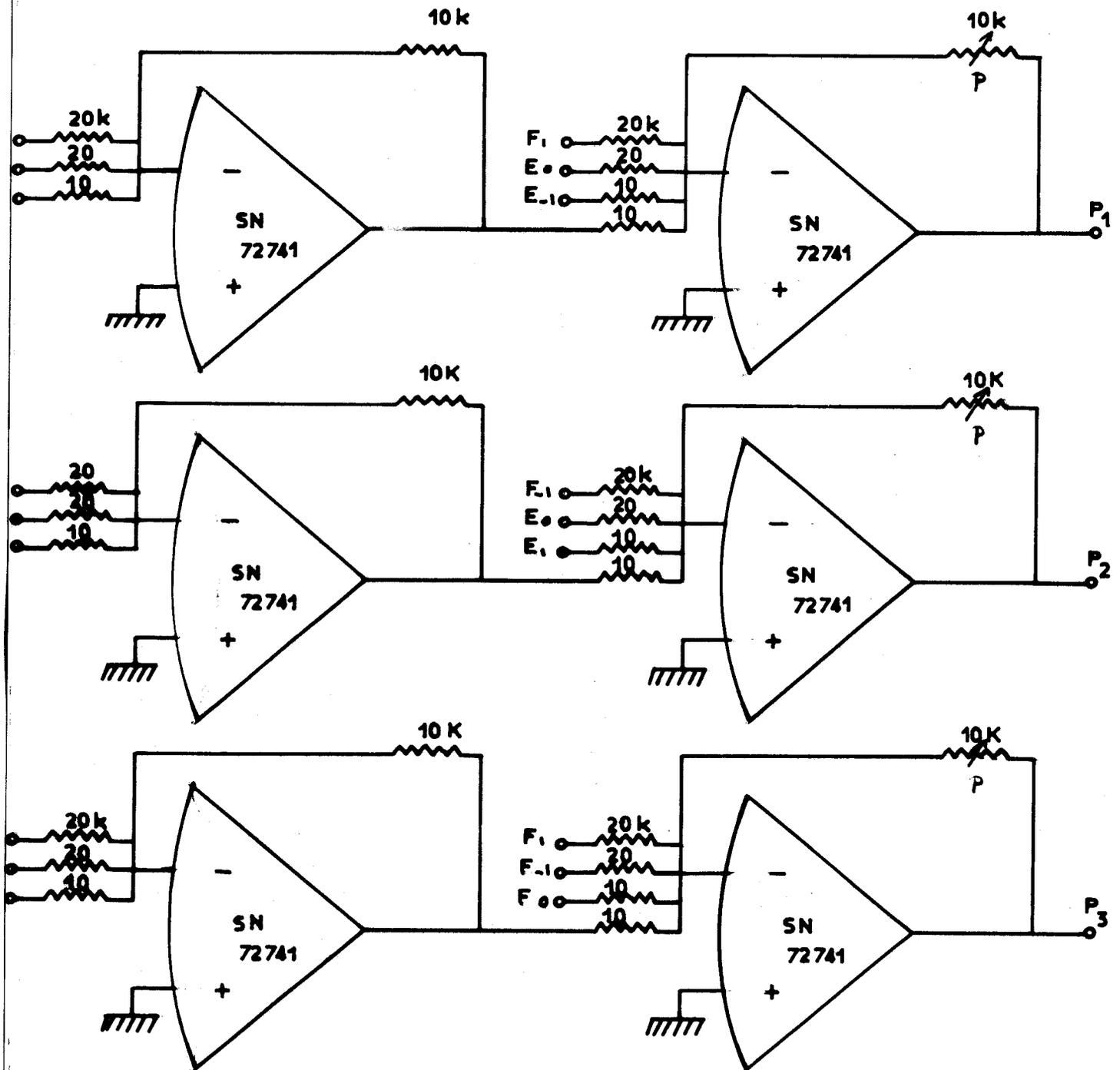


Figure 6.4 - Simulation des étages de puissance

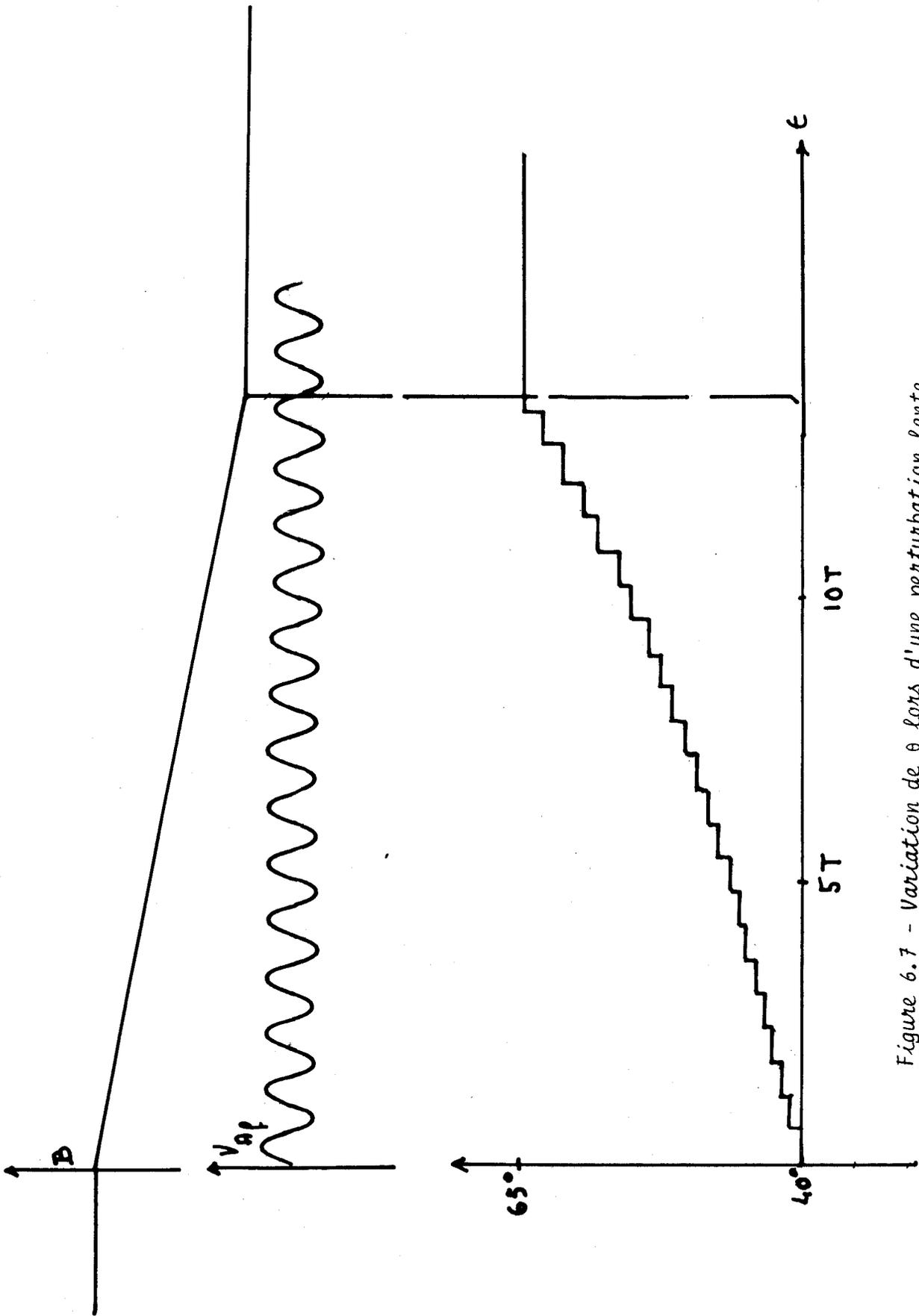


Figure 6.7 - Variation de θ lors d'une perturbation lente
fonctionnement à vide avec filtre



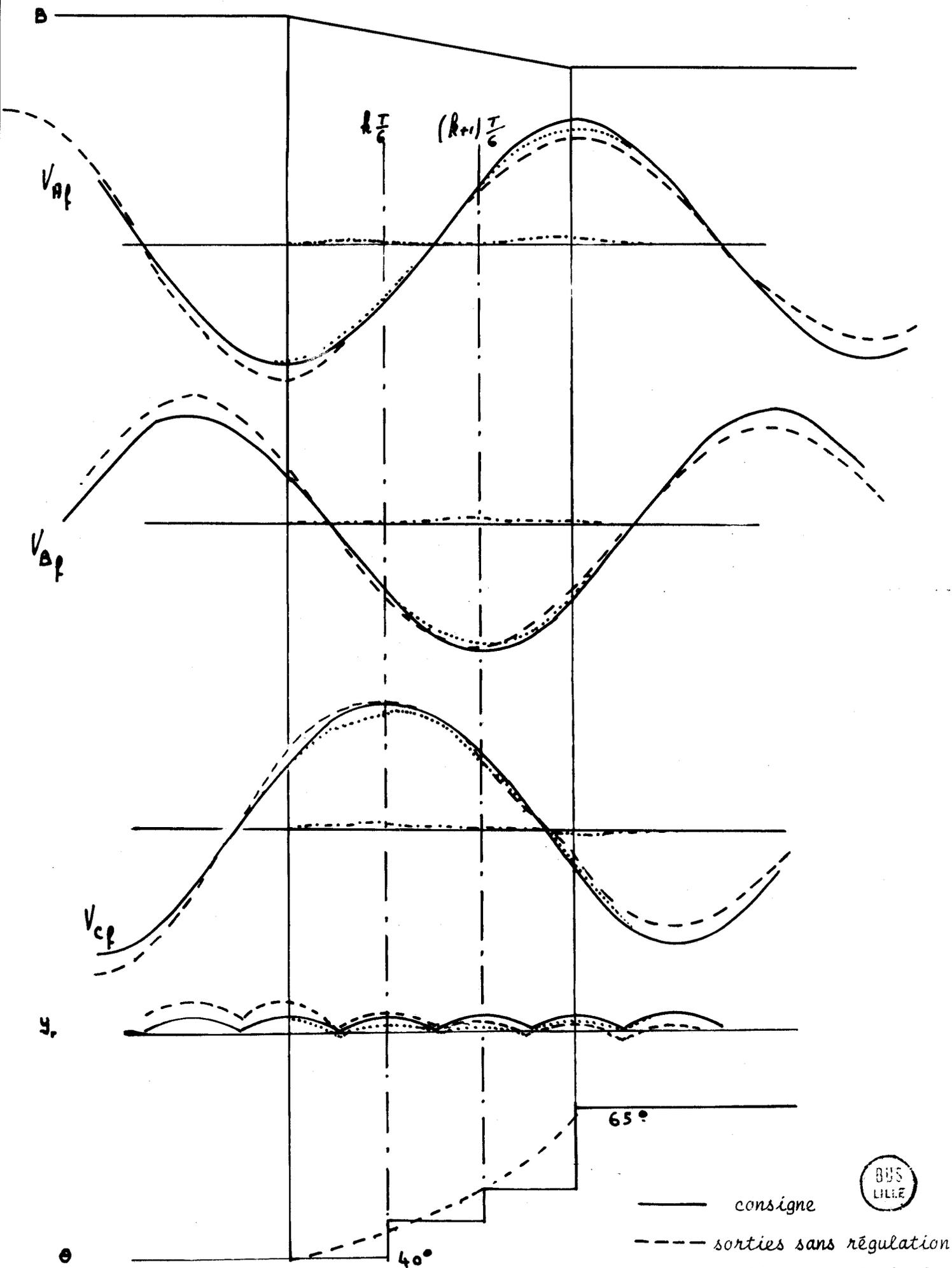


Figure 6.8

B

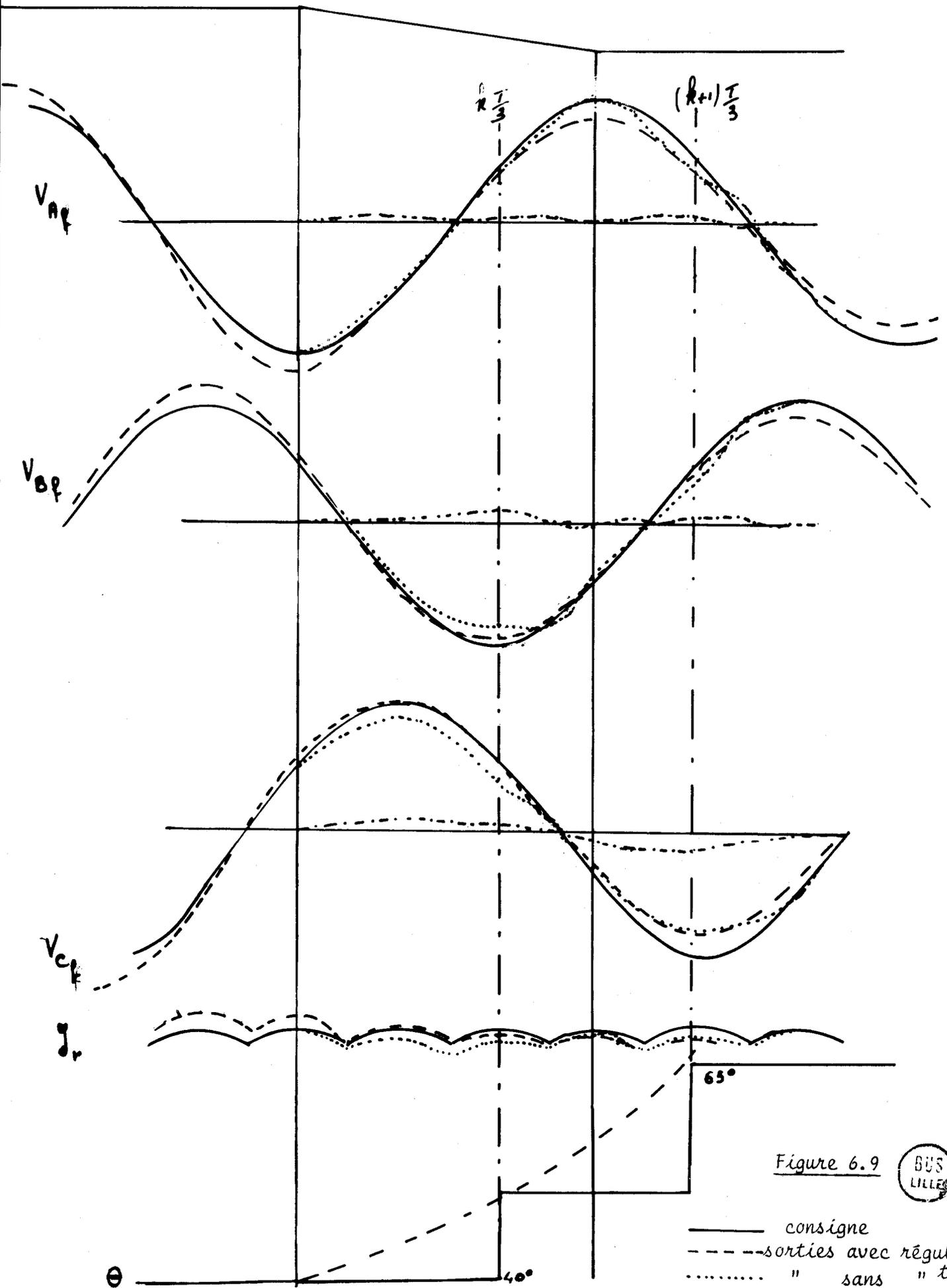


Figure 6.9



- consigne
- - - sorties avec régulation
- " sans " régulation
- · - · - tension d'écart

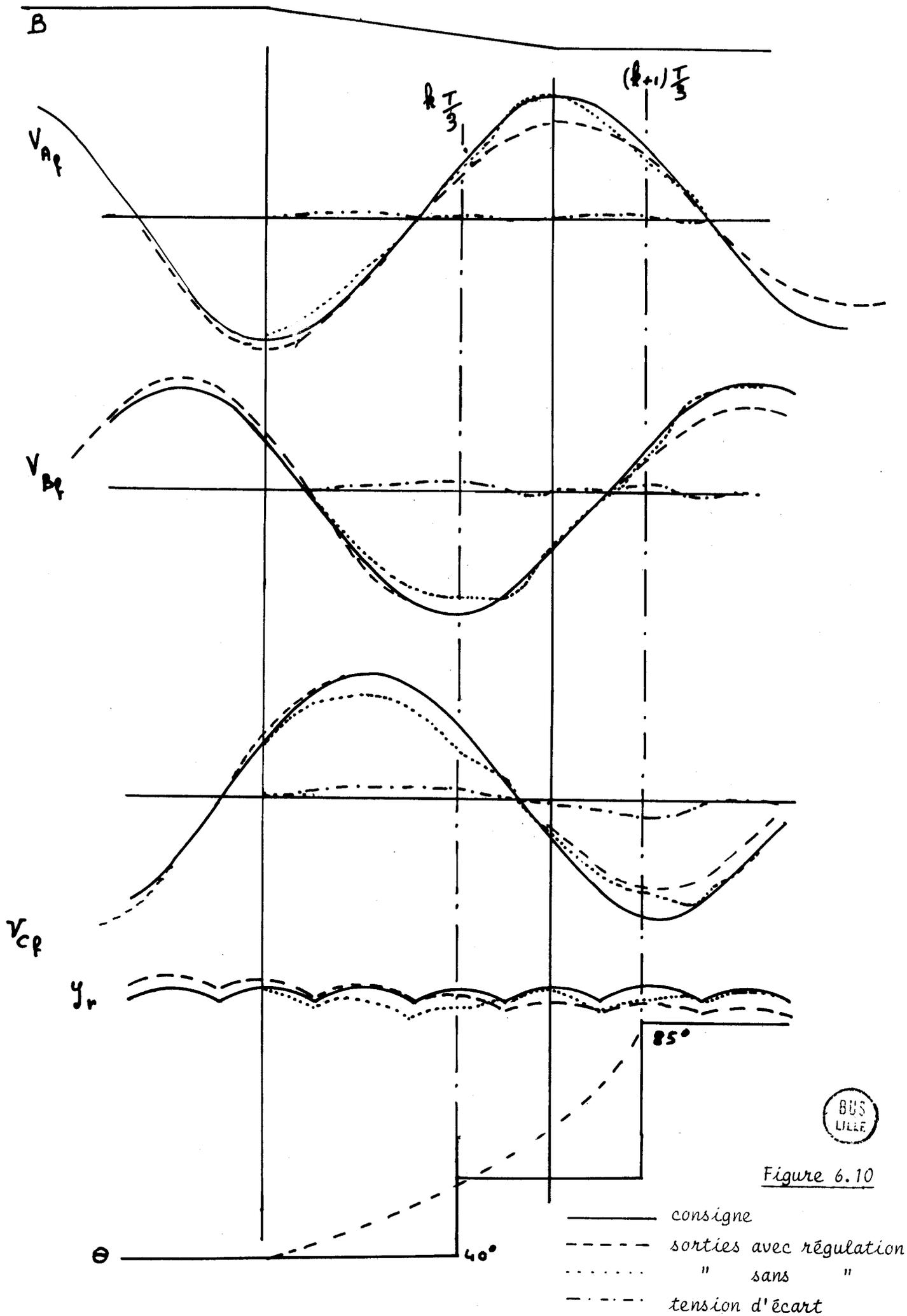


Figure 6.10

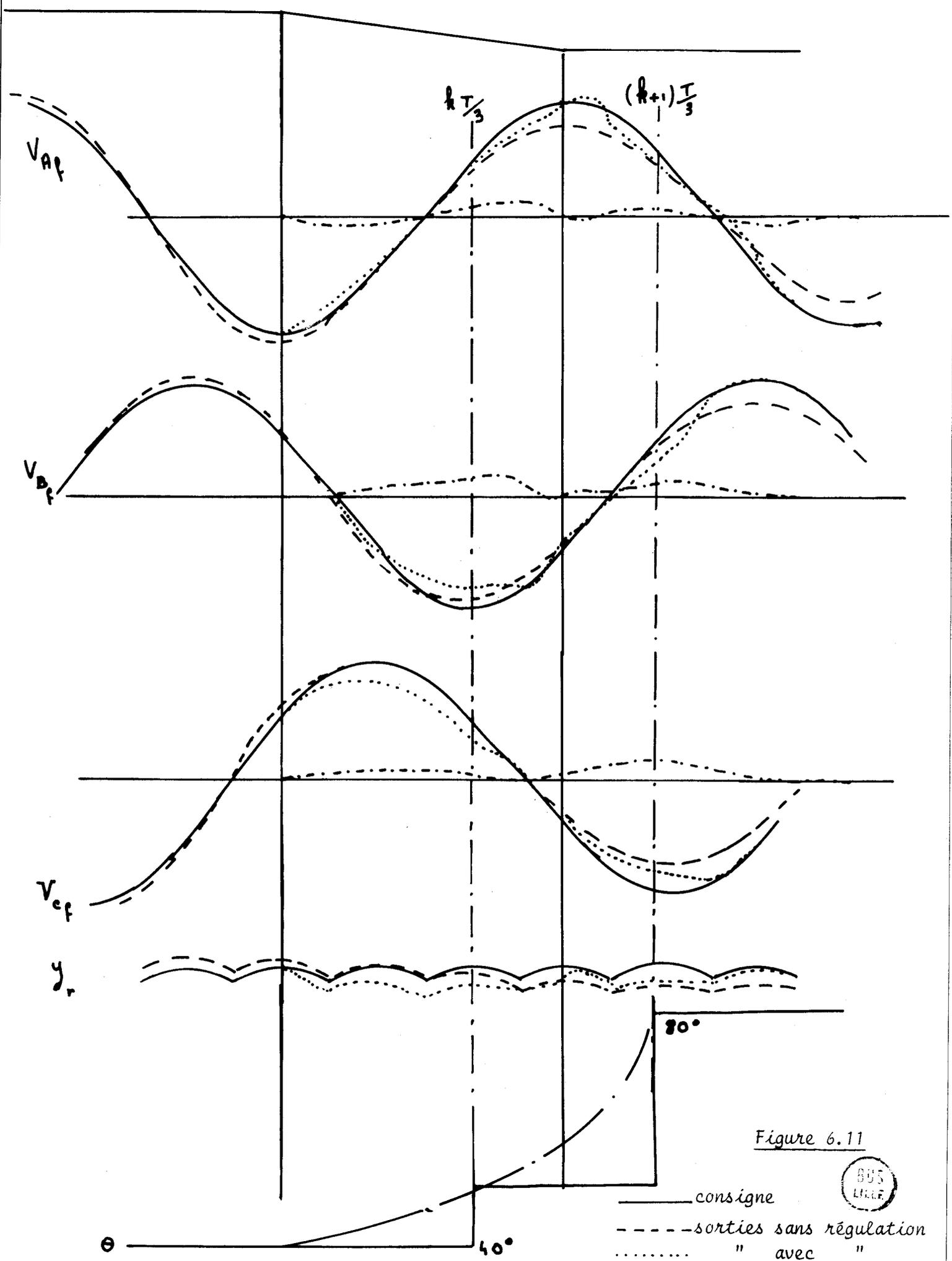


Figure 6.11

- consigne
- - - sorties sans régulation
- " avec "
- · - · - tension d'écart



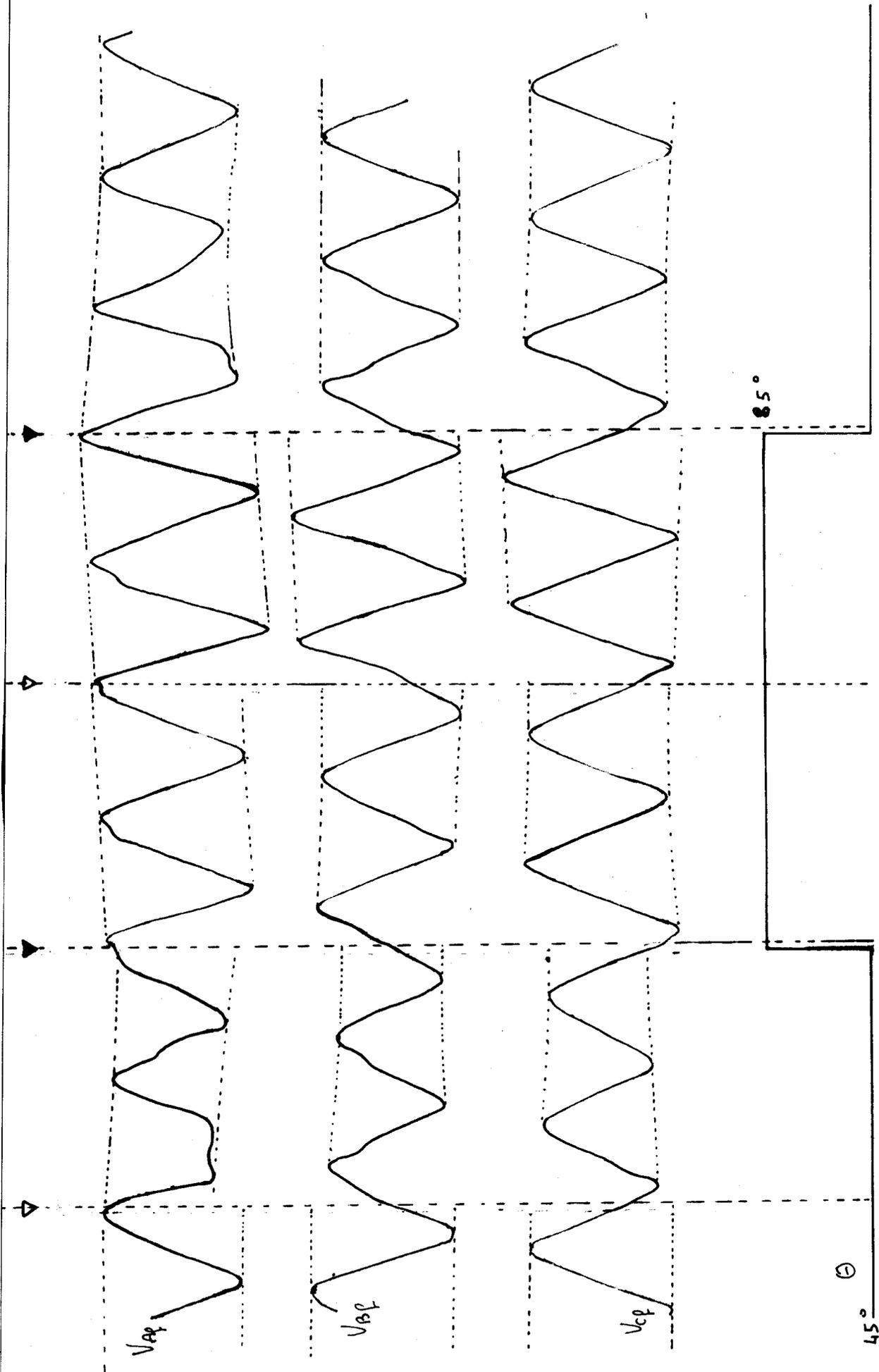


Figure 6.12

▼ Perturbation brusque

▼ Variation de θ

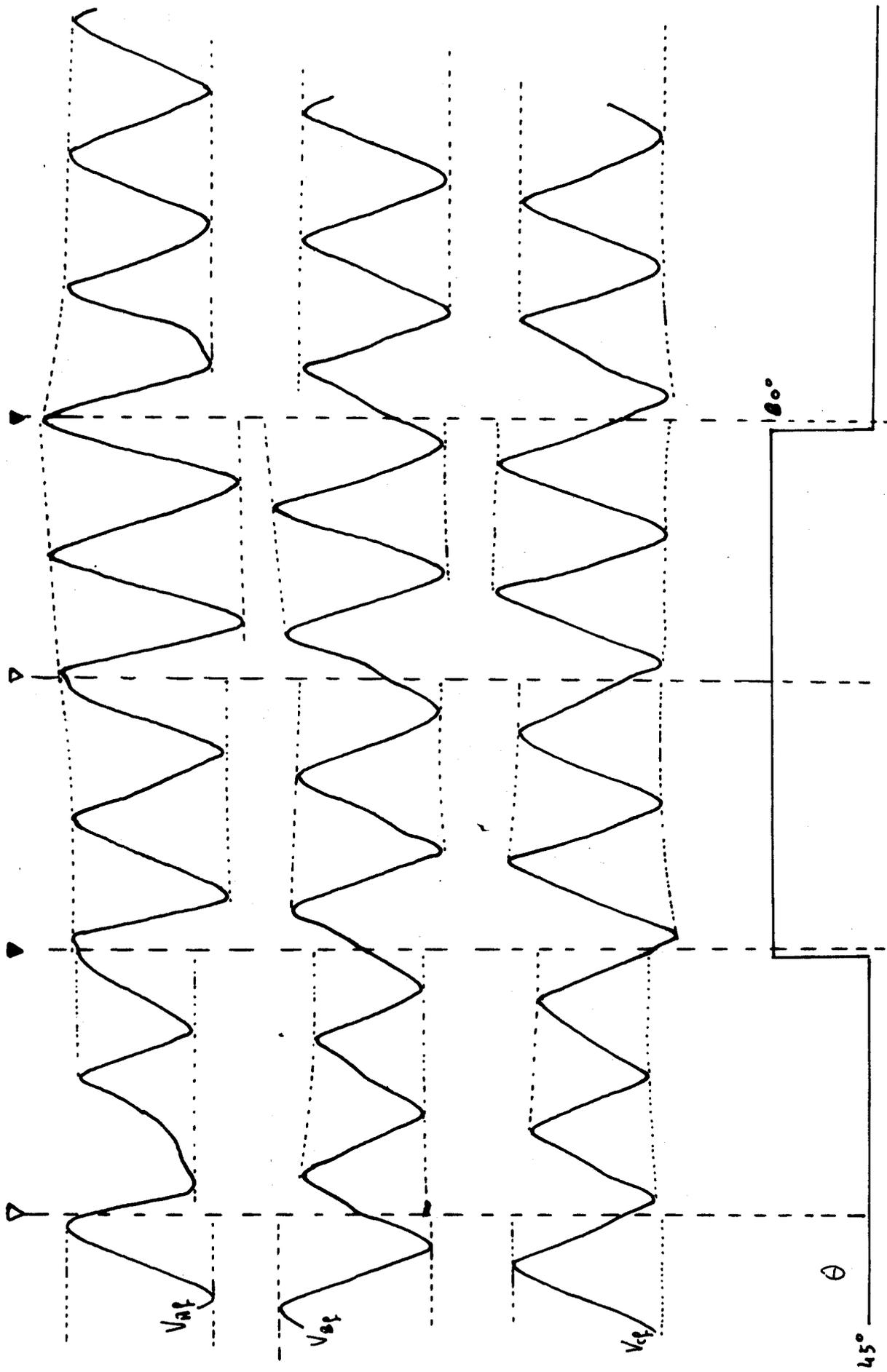


Figure 6.13

▼ Perturbation brusque

▼ Variation de θ



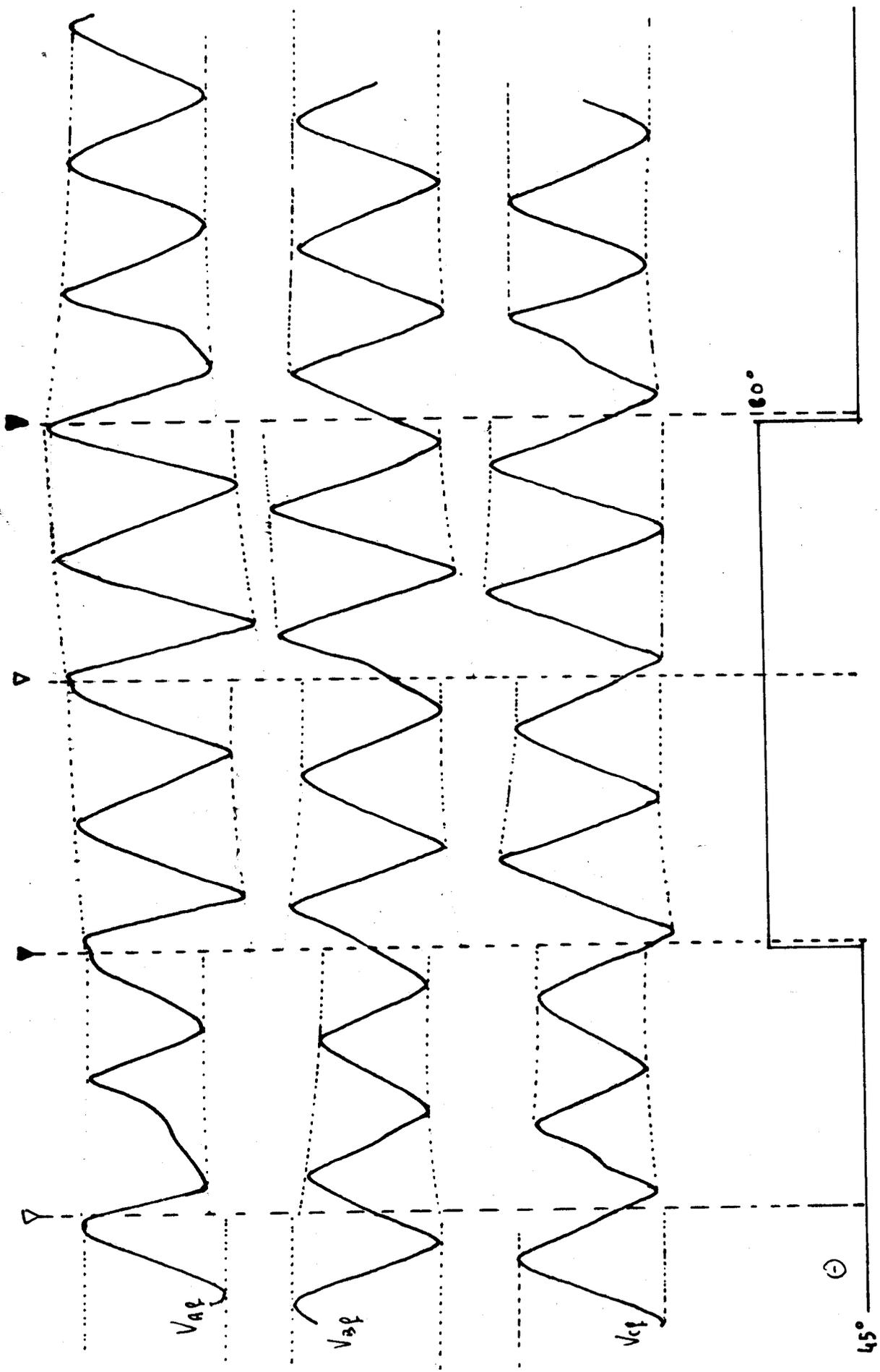


Figure 6.14 ∇ Perturbation brusque

\blacktriangledown Variation de θ



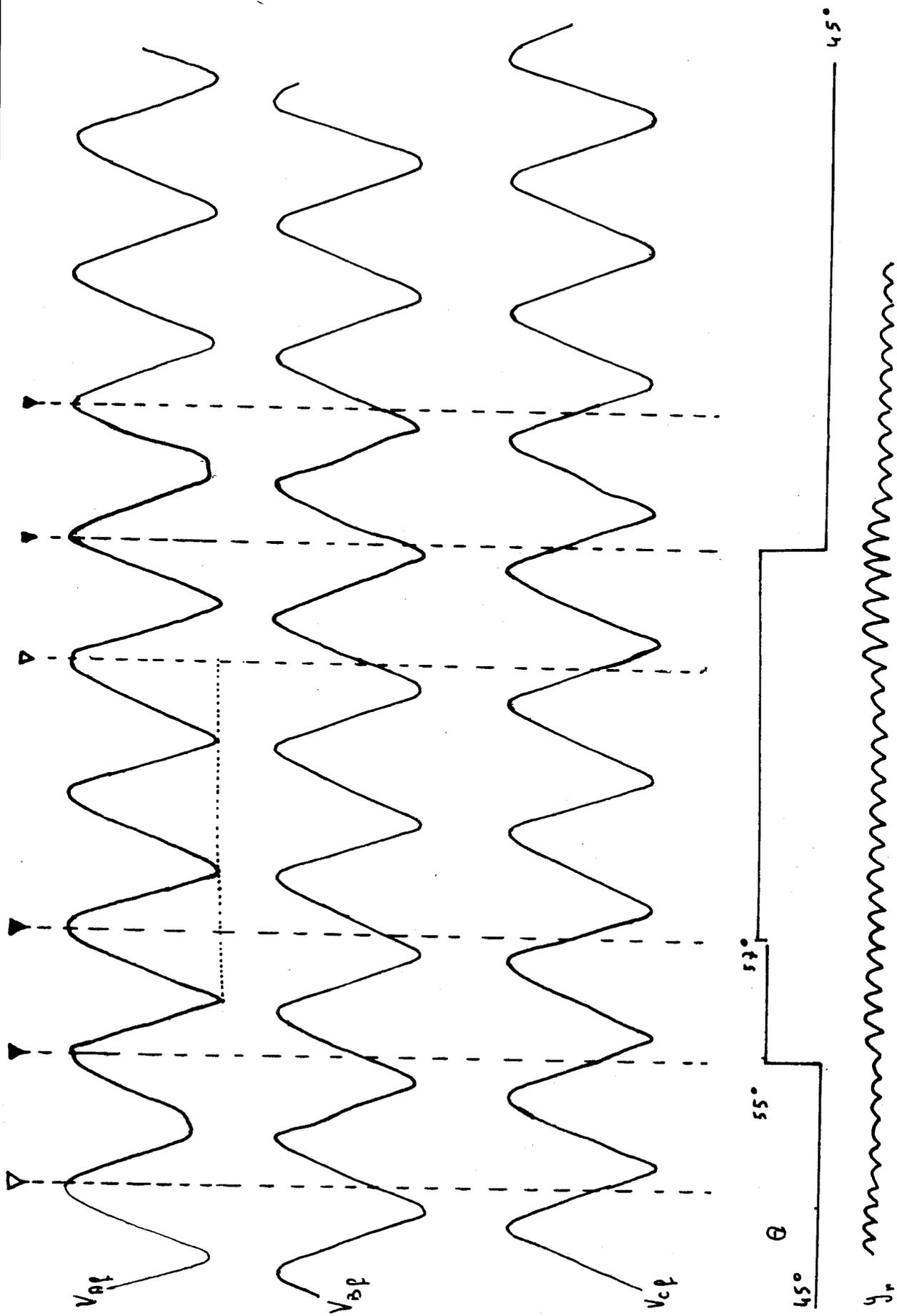


Figure 6.15 ∇ Perturbation brusque \blacktriangledown Variation de θ



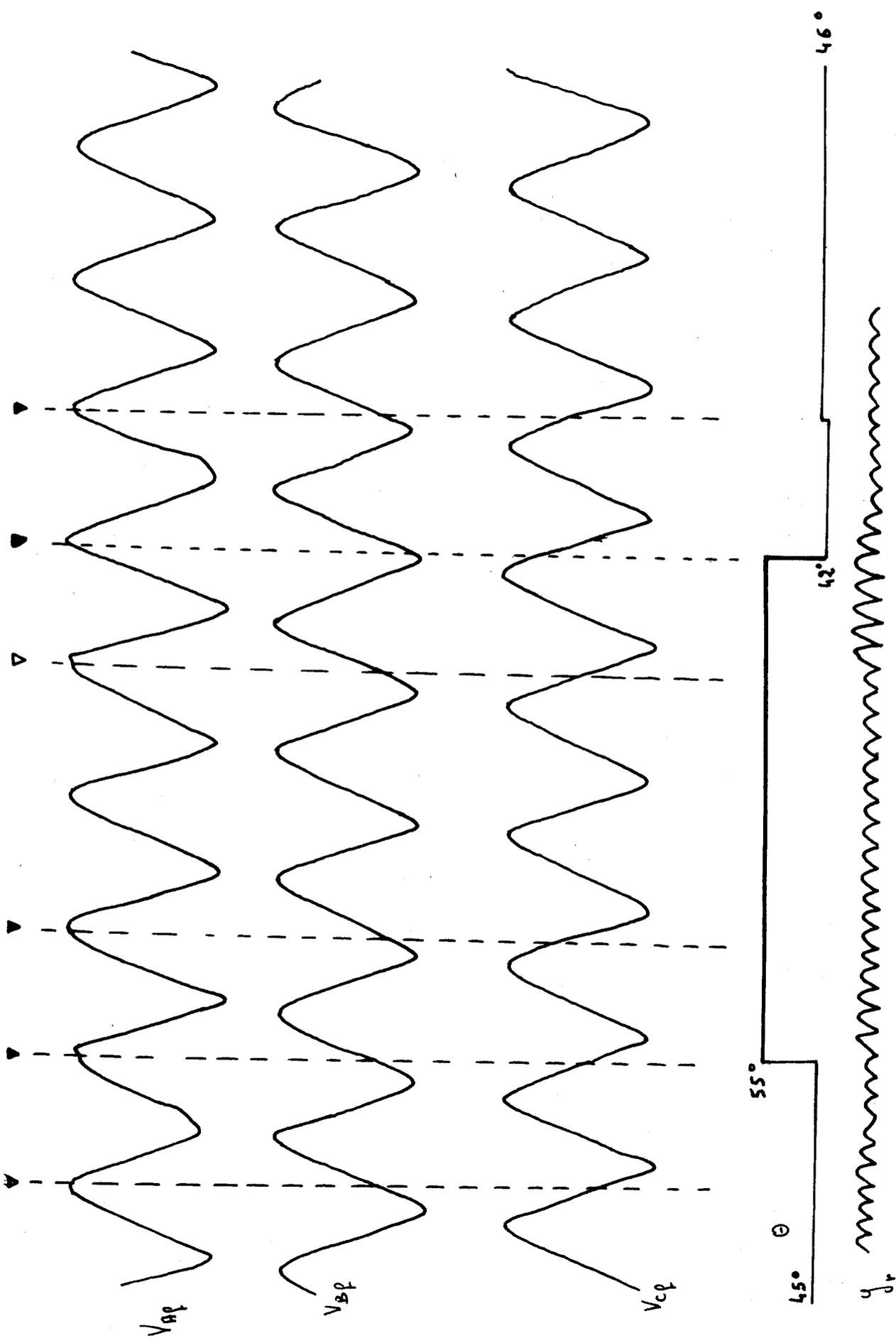


Figure 6.16 ∇ Perturbation brusque \blacktriangledown Variation de θ



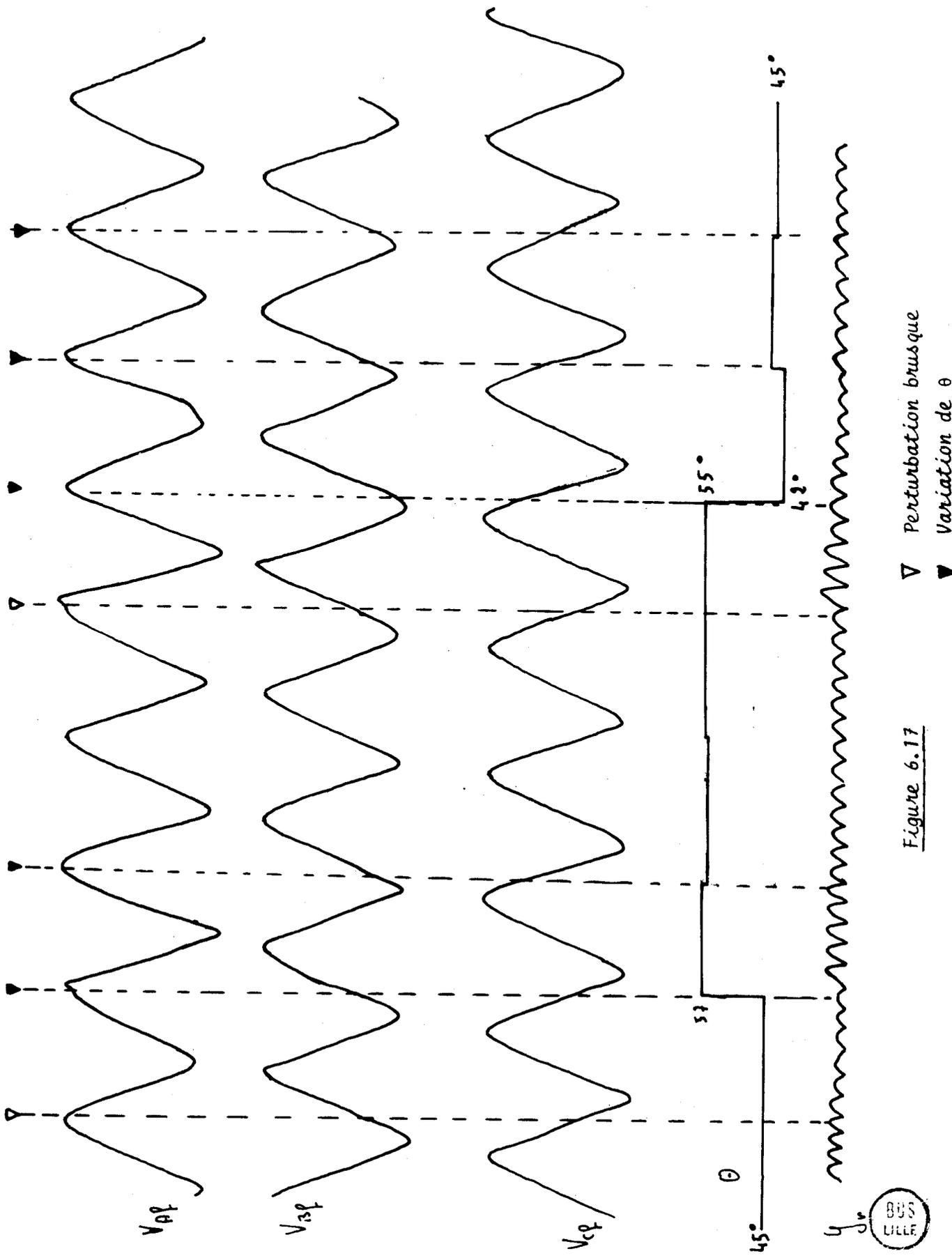


Figure 6.17

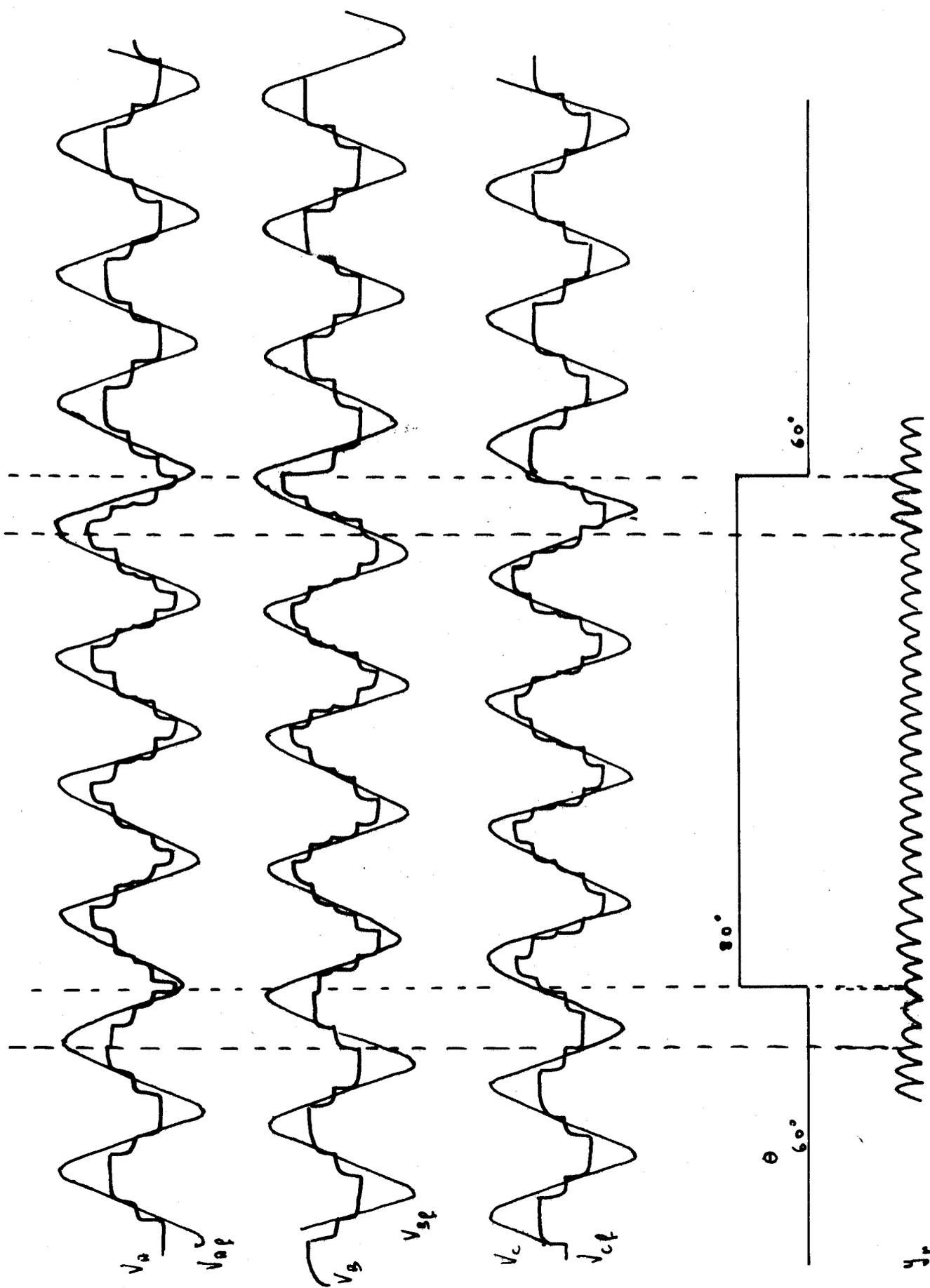


Figure 6.18 ∇ Perturbation brusque \blacktriangledown Variation de θ



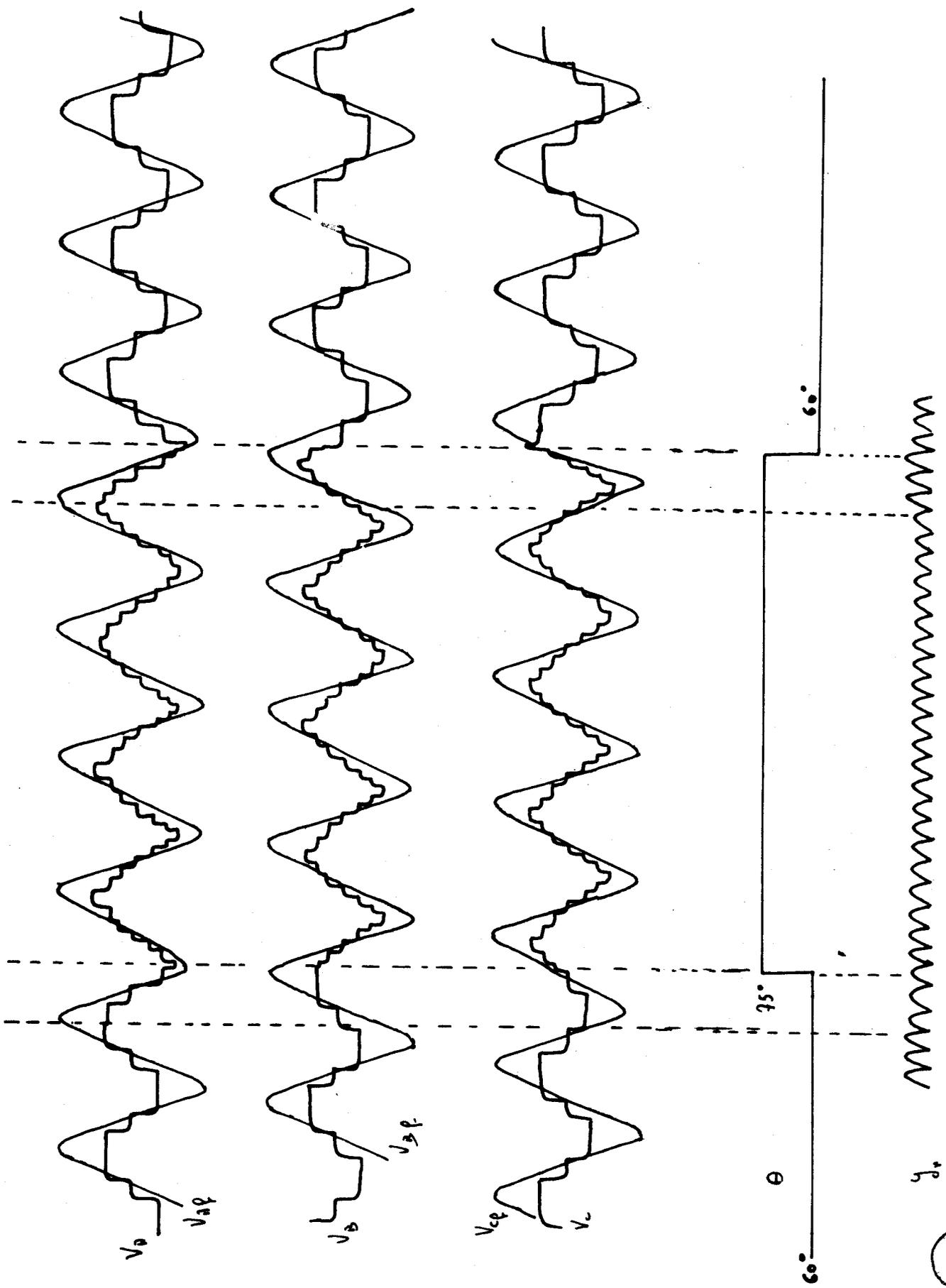


Figure 6.19

▽ Perturbation brusque
 ▼ Variation de θ

C O N C L U S I O N

L'étude du circuit de régulation que nous avons menée présente l'avantage d'informer un constructeur éventuel des performances techniques réelles, qu'il peut attendre.

Le temps de réponse maximale de la régulation, dépend essentiellement du filtre passif utilisé. Dans le cas du C_1 , nous l'avons évalué à quatre périodes environ, soit 10 ms. Les performances ainsi atteintes sont satisfaisantes.

Nous devons toutefois apporter certaines réserves quand aux relevés effectués. En effet, nous avons utilisé des fréquences basses et simulé une partie de l'onduleur, ce qui nous a permis d'éviter certaines difficultés. Dans le cas du montage réel à 400 Hz, les fréquences atteignent environ 1 MHz et il faudra alors effectuer un montage très soigné, insensible aux parasites éventuels.

Par ailleurs, il est vraisemblable que le comportement des transformateurs et des filtres passifs, sera un peu différent, de ce qui a été envisagé de façon simplifiée en simulant ces deux éléments.

Notre montage est applicable à tout C_n sous réserve d'une adaptation de la fréquence et des tensions. Le principe de notre régulation peut éventuellement être applicable aux alternateurs qui délivrent des tensions alternatives contrôlées également en courant continu.

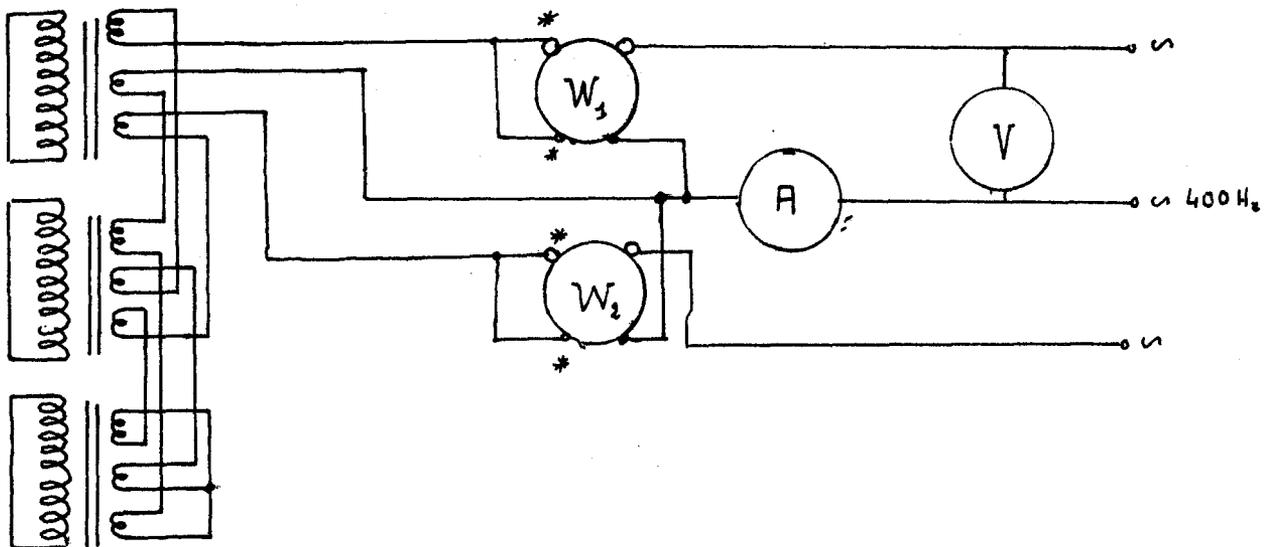
A N N E X E 1

ETUDE DE LA CHUTE DE TENSION DUE AUX TRANSFORMATEURS DE SORTIE DU C₁ (7)

En première approximation, nous pouvons assimiler l'ensemble des trois transformateurs monophasés à un transformateur triphasé unique supposé parfait, à condition d'adjoindre par fil de ligne secondaire, une résistance R et une inductance L équivalentes. La détermination de R et L se fait expérimentalement par un essai en court circuit en triphasé 400 Hz.

Les tensions sont appliquées aux secondaires des transformateurs.

Montage -



Résultats de l'essai - courant nominal : 2,5 A

$$\text{pertes actives } P = P_1 + P_2 = 92,5 \text{ W}$$

$$\text{pertes réactives } Q = \sqrt{3} (P_1 - P_2) = 235 \text{ Vars}$$

$$\text{Valeur de } R : R = \frac{P}{3 I^2} \approx 5 \Omega$$

$$\text{Valeur de } L : L = \frac{Q}{3 \omega I^2} \approx 5 \text{ mH.}$$

Dans le cas d'une charge nominale purement résistive, la chute de la tension U est voisine de :

$$\frac{\Delta U}{U_0} = \frac{P_c}{P_{an}} = \frac{92,5}{3 \times 115 \times 2,5} \approx 0,10$$

on peut écrire $U = \alpha U_0$ avec $\alpha = 0,9$

Si la charge nominale est selfique avec un facteur de puissance égal à 0,9, on trouve $\alpha \approx 0,8$.

A N N E X E 2

ETUDE DES FILTRES PASSIF ET ACTIF

Nous désirons évaluer le temps nécessaire ζ pour que la tension de sortie des filtres actifs, consécutivement à une modification brusque de l'angle d'ouverture, soit égale à sa valeur en régime permanent avec une précision de 3 %.

Nous nous plaçons dans le cas très défavorable, d'une variation de θ , entraînant une chute des modules des tensions triphasées de 15 %.

L'étude des régimes transitoires peut être conduite, en supposant que l'on applique à un instant t , un échelon de tension égal à 15 % de l'amplitude qu'avaient les tensions immédiatement avant t .

1 - Etude générale d'un circuit du second ordre par une technique de simulation [6]

1.1 - Equation du régime libre -

$$\frac{d^2 y}{dt^2} + 2 \zeta \omega_n \frac{dy}{dt} + \omega_n^2 y = 0$$

ou ω_n est la pulsation propre

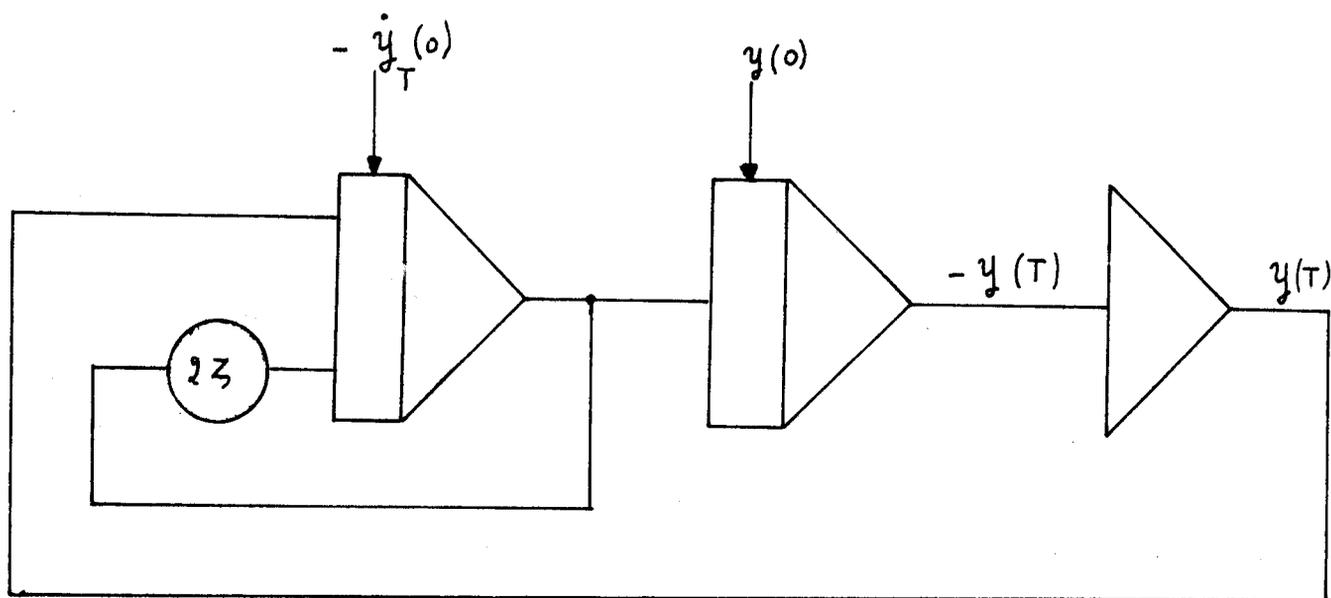
et ζ le coefficient d'amortissement.

En posant $T = \omega_n t$, il vient ,

$$- \ddot{y}_T = y + 2 \zeta \dot{y}_T$$

1.2 - Choix des conditions initiales -

En considérant l'onde sinusoïdale pure, nous pouvons choisir les conditions initiales précisées sur la figure A1 qui représente $y(t) = y \sin \omega t$ et $y'_T(t) = K y'(t)$ avec $K = \frac{1}{\omega_n}$

1.3 - Modèle -Figure A22 - Application au cas du filtre passif -2.1 - Description du filtre.

Le filtre est composé par phase, d'une self de résistance négligeable et d'un condensateur de conductance nulle dont les valeurs sont respectivement 2 mH et 5 μ F.

Dans le cas du C_1 , l'inductance de fuite et la résistance équivalentes ramenées par phase au secondaire des transformateurs valent respectivement 5 mH et 5 Ω .

Ces deux éléments combinés au filtre, conduisent au schéma équivalent de la figure A3.

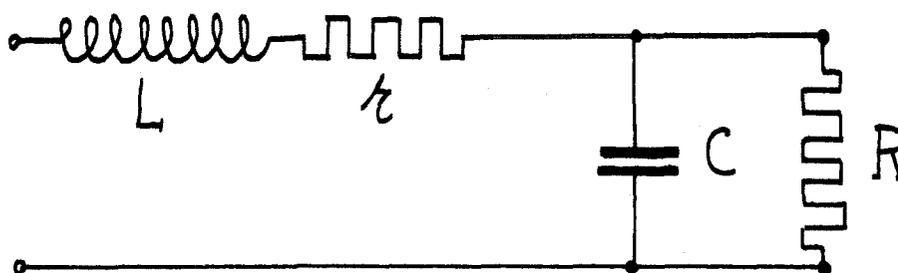


Figure A3

La charge nominale de l'onduleur par phase, supposée purement résistive vaut 40Ω .

La transmittance du filtre s'écrit :

$$W(p) = \frac{1}{\left(1 + \frac{r}{R}\right) + p \left(\frac{L}{R} + Cr\right) + p^2 LC}$$

La pulsation naturelle vaut : $\omega_n = \sqrt{\frac{1 + \frac{r}{R}}{LC}} = 5670 \text{ rad/s}$

Le facteur d'amortissement vaut : $\zeta = \frac{\frac{L}{R} + rC}{2 LC \omega_n} = 0,5 \text{ rad/s}$

La pseudo pulsation vaut : $\omega_p = \sqrt{1 - \zeta^2} \omega_n = 5290 \text{ rad/s}$

2.2 - Réponse transitoire -

Les réponses transitoires du filtre pour les huit essais considérés ont été relevés sur table traçante (fig. A4).

En comparant l'enveloppe de ces courbes au niveau correspondant à l'amplitude maximale A du régime permanent après la chute des tensions triphasés de 15 %, on déduit le temps τ .

On trouve τ voisin de 0,56 période du régime permanent soit pour

$$T = \frac{1}{400} \quad : \quad \tau \approx 1,4 \text{ ms}$$

Dans le cas où la charge est égale au quart de la charge nominale on trouve respectivement, pour des variations des tensions triphasées de 15 % et 25 % : $\tau = 0,75T$ et $\tau_n = T$. (fig. A4 bis)

3 - Application au filtre actif

3.1 - Description du filtre.

La fonction de transfert du filtre utilisé est la suivante :

$$H(P) = \frac{-1}{1 + 3RC_2 p + R^2 C_1 C_2 p^2} \quad \text{avec} \quad C_2 = \frac{C_1}{9} = C$$

La pulsation naturelle vaut : $\omega_n = \frac{1}{3RC}$

Si l'on désire couper à $F_0 = 3,5 F$, ω_n est égale à

$3,5 \times 2 \pi \times 400 = 8792 \text{ rad/s}$ et dans ce cas, on peut prendre $R = 33 \text{ k}\Omega$
et $C = 1,15 \text{ n Fd}$.

La pseudo pulsation vaut alors :

$$\omega_p = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} = 7600 \text{ rad/s}$$

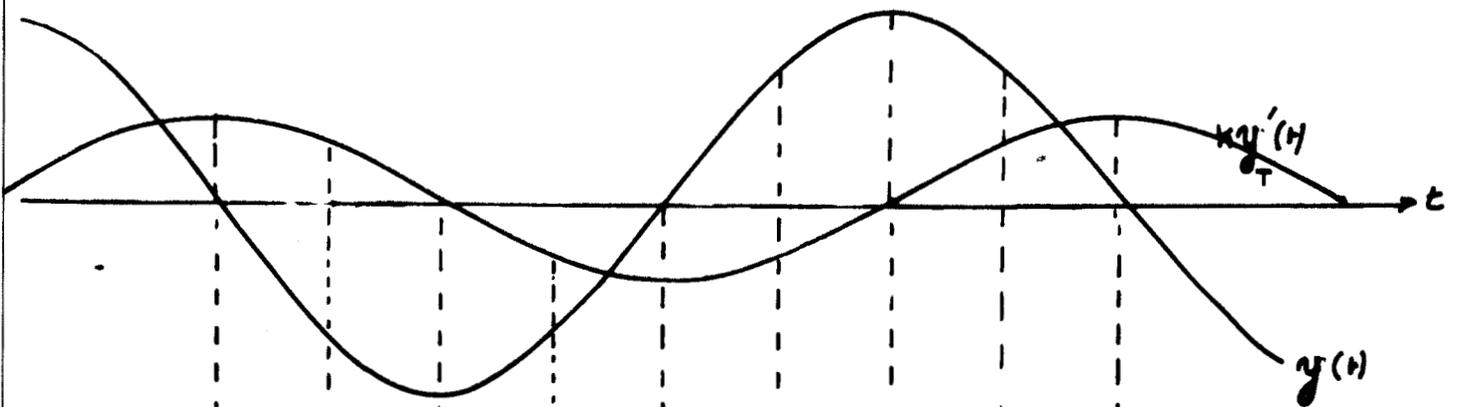
Le coefficient ζ vaut environ 0,5.

3.2 - Réponse transitoire.

Les essais effectués sont traduits par la figure (A5).

Le temps τ est évalué à environ $\frac{T}{5} = 0,6 \text{ ms}$

Notons qu'en choisissant une fréquence de coupure double, τ serait
voisin de $\frac{T}{10}$.



n° de l'essai	1	2	3	4	5	6	7	8	9
y/y	0	-0,707	-1	-0,707	0	+0,707	+1	+0,707	0
y'/y'	1	0,707	0	-0,707	-1	-0,707	0	+0,707	+1

Tableau A1 - Tableau des conditions initiales.

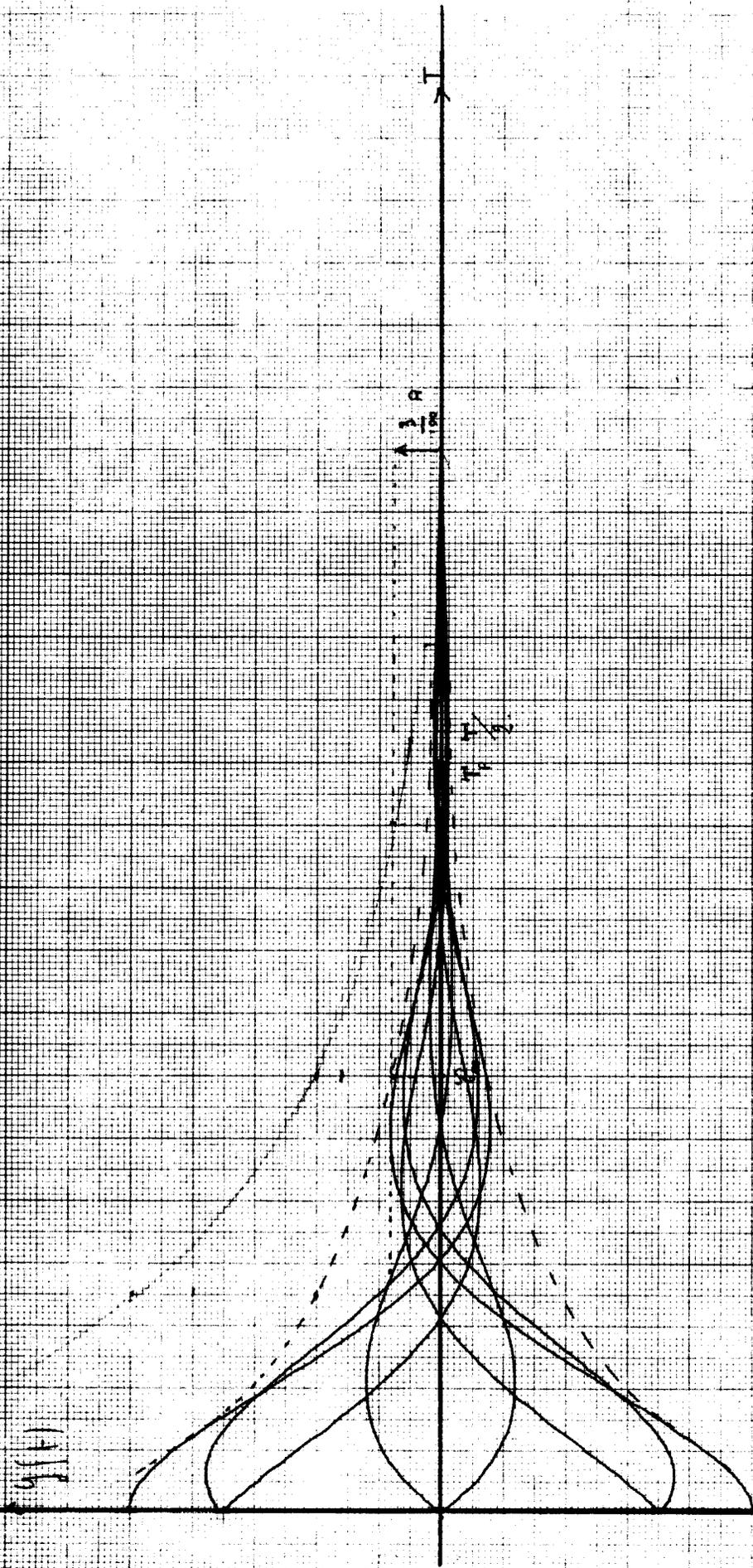


Figure A4 - Réponse paramétrique du système passif

} 1/2 change
 } 3/4 change
 } chute de tension de 15%



0
5
10
15
20
25

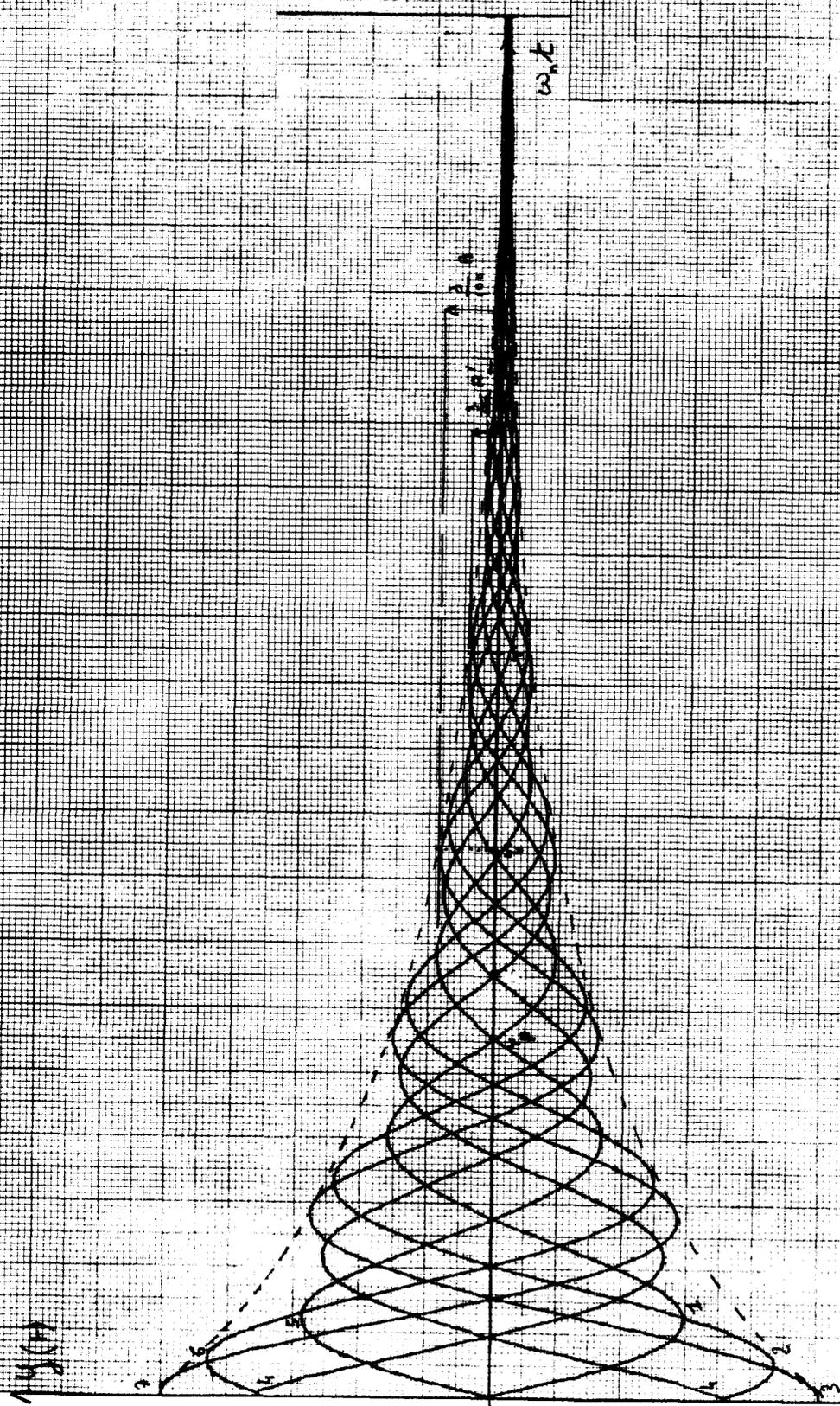


Figure A4 - Réponse transitoire du filtre passif.

1. Amplitude

2. $\omega = 0.1 \text{ rad/s}$

3. durée de transition de 10% à 90% (0.1) à 0.9 (0.1)



A N N E X E 3

CALCUL INFORMATIQUE DE LA PRECISION DU C.D.A. ARC SINUS

Nous avons calculé la grandeur :

$$P_i \% = \frac{\text{Arc sin } \frac{1}{N-1} [(N-i-1) \sin \theta_m + i \sin \theta_M] - \text{Arc sin } \frac{1}{N-1} [(N-i+1) \sin \theta_m + (i-2) \sin \theta_M]}{\text{Arc sin } \frac{1}{N-1} [(N-i) \sin \theta_m + (i-1) \sin \theta_M]}$$

pour $N = 16$ et 30 et $i = 1$ à $N - 1$

dans les cas du C_1 du C_2 et du C_3 .

Programme -

```
0010    READ A,B
0020    LET X = SIN (3.14*A/180)
0030    LET Y = SIN (3.14*B/180)
0040    FOR N = 16 TO 30 STEP 14
0050    FOR I = 1 TO N-1
0060    LET C = ((N-I-1)*X+I*Y)/(N-1)
0070    LET C = C/SQR(1 -C*C)
0080    LET Z = ATN(C)
0090    LET C = ((N-I+1)*X+(I-2)*Y)/(N-1)
0100    LET C = C/SQR(1 -C*C)
0110    LET Z = Z-ATN(C)
0120    LET C = ((N-I)*X+(I-1)*Y)/(N-1)
0125    LET C = C/SQR(1-C*C)
0130    LET Z = Z*100/ATN(C)
0140    PRINT "A=",A
0160    PRINT "B=",B
0170    PRINT "I=",I
0180    PRINT "N=",N
0190    PRINT "VALEUR DE Z =",Z
```

```
0200     NEXT I
0210     NEXT N
0220     GOTO 10
0240     END
5000     39,90,36,68,37.5,73
```

GO AHEAD

RUN

A et B représentent les limites θ_m et θ_M de la plage de variation de θ .

A N N E X E 4

ETUDE THEORIQUE DE LA STABILITE ET DE LA PRECISION

DE L'ONDULEUR ASSERVI

1 - PRESENTATION DU PROBLEME

Le système est représenté figure 1.

L'onduleur délivre des tensions triphasées d'amplitude maximale réduite "X", égale à $\sin \theta$, appliquées à trois filtres monophasés.

Ces derniers fournissent les tensions Y_A , Y_B et Y_C filtrées, dont les amplitudes maximales dépendent de la charge et de la tension batterie B.

Le détecteur délivre ensuite le signal sinusoïdal $Y_r = \frac{3}{2}(Y_A - Y_B - Y_C)$

Le circuit réalise la fonction $\frac{Y_C}{Y_r} \sin \theta$, où Y_C est la consigne.

Cette grandeur est appliquée à l'entrée du C.D.A. Arc sinus dont la caractéristique est représentée figure 2, courbe 1.

La fonction $X = f\left(\frac{Y_C}{Y_r} \sin \theta\right)$ est quantifiée (figure 2, courbe 2).

Pour analyser le comportement du système, il faut connaître les réponses successives des filtres lors de différentes perturbations : variations de charge et régulations par niveaux quantifiés.

Nous nous proposons pour cette étude d'utiliser la méthode des variables d'état.

2 - ETUDE DES FILTRES PAR LA METHODE DES VARIABLES D'ETAT

2-1 - Equations du filtre et équation d'état

Les équations du filtre (figure 3) s'écrivent :

$$x - y = r i + L \frac{di}{dt}$$

$$C \frac{dy}{dt} = i - \frac{y}{R}$$

L'état du système est défini par une matrice colonne $E = \begin{pmatrix} y \\ i \end{pmatrix}$ qui vérifie l'équation d'état

$$(\dot{E}) = |A| (E) + |B| (x)$$

2-2 - Réduction des variables

Soit \bar{x} le maximum de x tel que $\bar{x} = r \bar{i}$

Soit \bar{y} le maximum de y tel que $\bar{y} = \bar{x}$

Les variables réduites du vecteur d'état sont :

$$Y = \frac{y}{\bar{y}} \text{ et } I = \frac{i}{\bar{i}}$$

Les équations s'écrivent alors :

$$\ell \frac{dI}{dt} = \frac{\bar{x}}{\bar{i}} X - \frac{\bar{y}}{\bar{i}} Y - r I$$

soit $\frac{\ell}{r} \frac{dI}{dt} = X - Y - I$

et

$$R C \frac{dY}{dt} = \frac{R}{r} I - Y$$

soit encore en posant : $\tau_1 = \frac{\ell}{r}$, $\tau_m = R C$ et $M = \frac{R}{r}$:

$$\tau_1 \frac{dI}{dt} = X - Y - I$$

$$\tau_m \frac{dY}{dt} = M I - Y$$

On en déduit :

$$|B| = \begin{pmatrix} 0 \\ 1/\tau_1 \end{pmatrix} \quad |A| = \begin{pmatrix} -1/\tau_m & M/\tau_m \\ -1/\tau_1 & -1/\tau_1 \end{pmatrix}$$

On définit une matrice de transition $\phi(t)$ telle que

$$\phi(t) = e^{At}$$

2-3 - Etude d'une perturbation

2-3-1 - Théorie générale

Un système étant régi par l'équation d'état $(\dot{E}) = |A|(E) + |B|(X)$, on peut exprimer le vecteur d'entrée (X) au moyen d'un vecteur auxiliaire (X') tel que :

$$(X) = |N| (X')$$

$$(\dot{X}') = |V| (X')$$

Les matrices (N) et (V) sont des matrices constantes.

On détermine alors un nouveau vecteur d'état (E') tel que :

$$(E') = (E) + [\alpha] (X')$$

En dérivant, on obtient :

$$(\dot{E}') = |\dot{E}| + |\alpha| (\dot{X}') = |A|(E) + |B|(X) + |\alpha| (\dot{X}')$$

Soit encore :

$$(\dot{E}') = |A|(E') + (X') (|\alpha|(V) + |B||N| - |A||\alpha|)$$

Si $|\alpha|(V) + |B||N| - |A||\alpha| = 0$ (3)

on obtient l'équation :

$$(\dot{E}') = |A| (E')$$

Dans le cas qui nous intéresse, la tension d'entrée est sinusoïdale et le vecteur (X) s'écrit :

$$(X) = \begin{pmatrix} \sin(\omega t + \phi) \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \end{pmatrix}$$

En posant $(X') = \begin{pmatrix} \sin \omega t \\ \cos \omega t \end{pmatrix}$, et compte tenu de la relation $\sin(\omega t + \phi) = \sin \omega t \cos \phi$

on obtient : + $\sin \phi \cos \omega t$.

$$|V| = \begin{pmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad |N| = \begin{pmatrix} \cos \phi & \sin \phi \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

La matrice $|\alpha|$ est déterminée par l'équation (3).

α peut s'écrire :

$$\begin{pmatrix} \alpha_{11} & \dots & \dots & \alpha_{12} \\ \vdots & & & \vdots \\ \vdots & & & \vdots \\ \vdots & & & \vdots \\ \alpha_{n1} & & & \alpha_{n2} \end{pmatrix}$$

(nous aurons 2n équations)

- Détermination du vecteur d'état :

$$(E(t)) = (E'(t)) - |\alpha| (X')$$

$$(E(t)) = (E'(t)) - |\alpha| \begin{pmatrix} \sin \omega t \\ \cos \omega t \end{pmatrix}$$

$E'(t)$ est la solution de $(\dot{E}') = A (E')$, soit :

$$E'(t) = \phi(t) (E'_0)$$

où (E'_0) est lié aux conditions initiales.

$$(E'_0) = (E_0) + |\alpha| (X'_0) \text{ avec } (X'_0) = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}$$

Finalement :

$$E(t) = \phi(t) \left[(E_0) + |\alpha| \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \right] - |\alpha| \begin{pmatrix} \sin \omega t \\ \cos \omega t \end{pmatrix}$$

régime transitoire de la
réponse à la perturbation

régime permanent dû à
la perturbation

Soit $(H) = \begin{pmatrix} H_1 \\ \vdots \\ H_n \end{pmatrix}$ le vecteur transmittance du système. La limite

quand $t \rightarrow \infty$ de $E(t)$ est égale à $(H)(X)$, ce qui donne par exemple :

$$\lim (E) = |H_1(j\omega)| \sin(\omega t + \angle H_1(j\omega) + \phi)$$

par ailleurs, $\lim (E) = -|\alpha| \begin{pmatrix} \sin \omega t \\ \cos \omega t \end{pmatrix}$

On détermine ainsi les coefficients α_{ij} de la matrice α soit :

$$\begin{aligned} \alpha_{11} &= |H_1| \cos(\phi + \angle H_1) \\ \alpha_{12} &= |H_1| \sin(\phi + \angle H_1) \\ \alpha_{21} &= |H_2| \cos(\phi + \angle H_2) \\ \alpha_{22} &= |H_2| \sin(\phi + \angle H_2) \dots \dots \end{aligned}$$

Si le vecteur d'entrée s'écrit $(X) = X_m \sin(\omega t + \phi)$, on obtient en définitive, dans le cas du filtre :

$$E(t) = |\phi(t)| \left(E(0) - \begin{pmatrix} |H_1| X_m \sin(\phi + \angle H_1) \\ |H_2| X_m \sin(\phi + \angle H_2) \end{pmatrix} \right) + \begin{pmatrix} X_m |H_1| \sin(\omega t + \phi + \angle H_1) \\ X_m |H_2| \sin(\omega t + \phi + \angle H_2) \end{pmatrix}$$

2-3-2 - Application au filtre

Le calcul de la matrice fondamentale $\phi(t) = e^{At}$ est conduit par la méthode de la transformée de Laplace au moyen de l'original de la matrice résolvante

$$\phi(p) = \left(p \mathcal{J} - |A| \right)^{-1}$$

En posant :

$$\zeta = \frac{(\tau_1 + \tau_m)}{2 \left(\tau_1 \tau_m (1+M) \right)^{1/2}}$$

$$\omega_n = \left(\frac{1+M}{\tau_1 \tau_m} \right)^{1/2} \text{ et } \omega_p = \omega_n \sqrt{|1 - \zeta^2|}$$

Pour $\zeta < 1$, on a :

$$\phi(t) = e^{-\left(\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_m}\right) \frac{t}{2}} \begin{pmatrix} \cos \omega_p t + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\tau_1} - \frac{1}{\tau_m} \right) \sin \frac{\omega_p t}{\omega_p} ; \frac{M \sin \omega_p t}{\tau_m \omega_p} \\ \frac{\sin \omega_p t}{\tau_1 \omega_p} ; \cos \omega_p t - \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\tau_1} - \frac{1}{\tau_m} \right) \frac{\sin \omega_p t}{\omega_p} \end{pmatrix}$$

Application numérique au filtre

Pour une charge égale à 85 % de la charge nominale, soit

$$R = 40 \times \frac{100}{85} = 47 \, \Omega, \text{ on a :}$$

$$\tau_m = RC = 47 \times 5 \cdot 10^{-6} = 2,35 \cdot 10^{-4}$$

$$\tau_1 = \frac{1}{r} = 7 \cdot 10^{-3/5} = 1,4 \cdot 10^{-3}$$

$$M = \frac{R}{r} = \frac{47}{5} = 9,4$$

$$\omega_n = 5622 \text{ rad/s} \quad \tau = 0,44$$

$$\omega_p = 5048 \text{ rad/s.}$$

et

$$\phi(t) = e^{-2485 t} \begin{pmatrix} \cos 5048 t - 0,35 \sin 5048 t ; 7,92 \sin 5048 t \\ 0,14 \sin 5048 t ; \cos 5048 t + 0,35 \sin 5048 t \end{pmatrix}$$

Détermination de la matrice transmittance

Dans le cas du filtre, $|H| = \begin{pmatrix} H_1 \\ H_2 \end{pmatrix}$ avec :

$$H_1 = \frac{M}{(1+p\tau_1)(1+p\tau_m) + M}$$

et

$$H_2 = \frac{1 + \tau_m p}{(1+p\tau_1)(1+p\tau_m) + M} = H_1 \times \frac{1+\tau_m p}{M}$$

On en déduit :

$$|H_1| = 1$$

$$|H_2| = 1 \times \frac{\sqrt{1+\omega^2\tau_m^2}}{M} = 0,123 \quad \text{avec } \omega = 2\pi \times 400$$

et

$$\angle H_1 = \text{Arc tg} \left(- \frac{\omega(\tau_1 + \tau_m)}{1+M-\omega^2\tau_1\tau_m} \right) \neq -26^\circ$$

$$\angle H_2 \neq -26^\circ + \text{Arc tg } \omega\tau_m \neq 4^\circ$$

Expression du vecteur d'entrée compte tenu des valeurs numériques de (ϕ) et (H) :

$$(E(t)) = e^{-2485 t} \begin{pmatrix} \cos 5048t - 0,35 \sin 5048t ; 7,92 \sin 5048t \\ 0,14 \sin 5048t ; \cos 5048t + 0,35 \sin 5048 t \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Y_0 - X_m \sin(\phi - 26^\circ) \\ I_0 - 0,123 X_m \sin(\phi + 4^\circ) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} X_m \sin(\phi - 26 + \omega t) \\ 0,123 X_m \sin(\phi + 4 + \omega t) \end{pmatrix}$$

2-3-3- Cas particulier d'une variation de charge

La norme Air 2021/D nous impose de maintenir constante à 3 % la tension de sortie de l'onduleur pour des variations simultanées de ± 4 volts autour de 28 volts de B et de 15 % à 85 % de la charge nominale.

Pour nous placer dans le cas le plus défavorable aux limites imposées, nous allons supposer une variation de charge de 15 % à 85 % de la charge nominale.

2-3-3-1 - Régimes de charge

a/ à 15 % de la charge nominale, on a à la sortie du filtre un niveau Y égal à la valeur de consigne Y_C . Dans le cas de C_1 étudié, l'angle θ vaut alors 46° , ce qui donne :

$$Y = Y_C = \frac{B}{28} |H_1| \sin 46 = 0,86$$

avec

$$|H_1| = 0,124 \text{ (calculé pour } R = \frac{40}{0,15} = 267 \Omega \text{)}$$

$$B = 27 \text{ volts (chute de tension de 1 volt à 15 \% de la charge nominale)}$$

b/ à 85 % de la charge nominale et à angle d'ouverture constant :

$$Y = \frac{B}{28} |H_1| \sin 46 = 0,642$$

avec

$$B = 25 \text{ volts}$$

$$|H_1| = 1 \text{ (pour } R = 47 \Omega \text{)}$$

Lorsque l'on passe de 15 % à 85 % de la charge nominale, nous avons une oscillation à la sortie du filtre qui a été étudiée en annexe 2 de la façon suivante : on suppose que la charge est constante et que c'est la tension d'entrée X du filtre qui change.

Pour $Y = 0,86$, nous aurions :

$$X = Y \frac{1}{|H_1|} \frac{28}{25} = 0,963$$

et pour $Y = 0,642$, nous aurions :

$$X = 0,642 \frac{28}{25} = 0,719$$

ce qui correspond à une chute de tension de 25 %.

D'après les résultats obtenus, le régime permanent serait établi avec une précision de 3 % au bout d'un temps τ nettement inférieur à T .

Nous allons nous fixer $\tau = T$ et pourrons ainsi considérer que les oscillations dues à une variation de charge seront totalement amorties au bout de T secondes.

Consécutivement à une variation de charge de 15 à 85 %, la régulation élabore un angle d'ouverture donné par la relation

$$\theta = \text{Arc sin } \frac{0,86}{0,642} \sin 46.$$

Cette grandeur est quantifiée, elle est obtenue par la caractéristique de la figure 2. On trouve $\theta = 73^\circ$.

En reportant cette valeur sur la courbe 2, on détermine une valeur de la tension d'entrée du filtre X, égale à 0,963.

On applique alors cette grandeur à l'instant du maximum de la tension de sortie Y_A du premier filtre et aux instants $(\frac{T}{2} + \frac{T}{3})$ et $(\frac{T}{2} + \frac{2T}{3})$ des tensions de sortie Y_B et Y_C des deux autres filtres (fig. 3).

Nous nous proposons de déterminer l'évolution des tensions Y_A , Y_B et Y_C et de la tension détectée Y_r .

Conditions initiales (fig.4)

PHASE A :

$$Y_{i_A} = 0,642$$

$$I_{i_A} = I_{\max} \sin (90+26+4) = I_{\max} \sin 120^\circ$$

avec

$$\begin{aligned} I_{\max} &= \frac{i_{\max}}{\sqrt{1}} = \frac{i_{\max}}{\sqrt{x}} \times r = \frac{x_{\max}}{|Z|} \frac{r}{\sqrt{x}} \\ &= \frac{28}{25} \times 1 \times y_i \frac{1}{|Z|} \frac{r}{\sqrt{x}} \text{ si } \sqrt{x} = \sqrt{y} ; \frac{y_i}{\sqrt{x}} = \frac{y_i}{\sqrt{y}} = Y_i \\ &= \frac{28}{25} Y_i \frac{r}{|Z|} \\ &= \frac{28}{25} \times 0,642 \times \frac{5}{19,4} = 0,185 \end{aligned}$$

$$\text{donc } I_{i_A} = 0,185 \sin 120^\circ = 0,16$$

PHASE B

$$Y_{i_B} = 0,642 \sin 330^\circ = -0,321$$

$$I_{i_B} = 0,185 \sin (120 + 240) = 0$$

PHASE C

$$Y_{i_C} = 0,642 \sin (90 + 120) = -0,321$$

$$I_{i_C} = 0,185 \sin (120 + 120) = -0,16$$

Vecteur d'entrée

$$X = + X_m \sin(\omega t + \phi)$$

avec $X_m = 0,963 - 0,719 = 0,244$

et

$$\phi_A = 90^\circ + \angle H_1 = 116^\circ \text{ de même } \phi_B = 116 + 240 = 356^\circ$$

$$\phi_C = 116 + 120 = 236^\circ$$

Evolution de Y_A

$$Y_A = e^{-2485t} \left[(\cos 5048t - 0,35 \sin 5048t) (Y_{A_i} - X_m \sin(\phi_A - 26)) \right. \\ \left. + 7,92 \sin 5048t (I_{A_i} - 0,123 X_m \sin(\phi + 4)) \right] + X_m \sin(\omega t + \phi - 26^\circ) + 0,642 \sin(\omega t + \phi - 26)$$

$$Y_A = e^{-2485t} \left[(\cos 5048t - 0,35 \sin 5048t) (0,642 - 0,244) + 7,92 \sin 5048t (0,16 - 0,123 \times 0,244 \times 0,866) \right] \\ + (X_m + 0,642) \sin(\omega t + 90^\circ)$$

$$Y_A = e^{-2485t} (0,92 \sin 5048t + 0,398 \cos 5048t) + 0,886 \sin(\omega t + 90)$$

Evolution de Y_B

$$Y_B = e^{-2485t} \left[(\cos 5048t - 0,35 \sin 5048t) (Y_{i_B} - X_m \sin(356 - 26)) \right. \\ \left. + 7,92 \sin 5048t (I_{i_B} - 0,123 X_m \sin 360^\circ) \right] + \text{permanent}$$

$$= e^{-2485t} \left[(\cos 5048t - 0,35 \sin 5048t) (0,321 - 0,244 \sin 330) + 0,244 \sin(\omega t - 30^\circ) \right] \\ + 0,642 \sin(\omega t - 30)$$

$$Y_B = e^{-2485t} (-0,2 \cos 5048t + 0,07 \sin 5048t) + 0,886 \sin(\omega t - 30^\circ)$$

Evolution de Y_C

$$Y_C = e^{-2485t} \left[(\cos 5048t - 0,35 \sin 5048t) (-0,321 - 0,244 \sin 210^\circ) \right. \\ \left. + 7,92 \sin 5048t (-0,16 - 0,123 \times 0,244 \times \sin 240^\circ) \right] + \text{terme permanent}$$

$$= e^{-2485t} (0,2 \cos 5048t - 0,99 \sin 5048t) + 0,886 \sin (\omega t + 210)$$

Evolution de la tension détectée Y_r

$$Y_r = \frac{2}{3} (0,5 Y_A - Y_B - Y_C)$$

$$= \frac{2}{3} e^{-2485t} \left[(\cos 5048t) \left(\frac{0,398}{2} + 0,2 + 0,2 \right) + (\sin 5048t) \left(\frac{0,92}{2} - 0,07 + 0,99 \right) \right]$$

$$+ 0,886 \left(\frac{\sin(\omega t + 90)}{2} - \sin(\omega t - 30) - \sin(\omega t + 210) \right) \times \frac{2}{3}$$

$$Y_r = e^{-2485t} (0,4 \cos 5048t + 0,92 \sin 5048t) + 0,886 \sin(\omega t + 90)$$

Au bout de $\tau = T$ secondes = $\frac{1}{400}$ s :

$$Y_r = 210^{-3} \times 0,59 + 0,886$$

$$\neq 10^{-3} + 0,886 = 0,887$$

La contribution du terme transitoire est négligeable puisque de l'ordre de 1 %. La quantification pour α de 0,63 à 1 en 30 niveaux faisant intervenir une précision de $100 \frac{1-0,63}{30} = 1,23$ %.

Nous constatons que Y_r est différent de la valeur de consigne $Y_C = 0,86$. Ceci vient du fait que la variation de la tension batterie entre les deux régimes de charge considérés (15 % et 85 %) affecte l'écart

$$X_m = 0,963 - 0,719 = 0,244$$

En effet, si on multiplie X_m par le rapport $\frac{25}{28}$, on aurait :

$$Y_r = 0,642 + 0,244 \frac{25}{28} = 0,86 = \text{valeur de consigne.}$$

De toute façon, la période suivante, la régulation va appliquer à l'entrée de l'onduleur un angle θ tel que

$$\text{tge} = \frac{Y_C}{Y_r} \sin 73^\circ = \frac{0,86}{0,887} \sin 73 = 0,928$$

Les caractéristiques (fig.2) donnent alors un vecteur X quantifié égal à 0,938 et un angle de 68° .

Le filtre va recevoir ce nouveau vecteur X.

Le régime transitoire sera négligeable et le nouveau terme permanent de la tension détectée sera :

$$\begin{aligned} Y_r &= [0,887 + (0,938 - 0,963)] \sin(\omega t + 90) \\ &= 0,862 \sin(\omega t + 90). \end{aligned}$$

La régulation élabore la période suivante un angle :

$$\begin{aligned} \theta &= \text{Arc sin} \left(\frac{0,86}{0,862} \sin 68^\circ \right) = (\text{Arc sin } 0,925) \text{ quantifié} \\ &= 68^\circ \end{aligned}$$

L'angle θ reste alors inchangé et la régulation n'intervient plus. On voit d'ailleurs sur les caractéristiques de la figure 2, qu'entre 0,925 et 0,9375, la valeur de X reste égale à 0,938.

CONCLUSION -

Si l'on choisit un temps τ assez grand pour que les oscillations entraînées par les variations de charge soient suffisamment amorties, les perturbations dues aux changements brusques de valeur de l'angle d'ouverture n'auront pas d'influence sur la stabilité du système. Si une variation de charge survenait juste avant le changement de l'angle d'ouverture par la régulation nous devons attendre la régulation suivante pour obtenir un régime stable.

Nous donnons ci-dessous, les relevés photographiques correspondants à une variation de charge de 15 % à 85 % avec un nombre d'états quantifiés égal à 15.

On n'observe aucune perturbation due à la variation de θ .

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] SEGHERS BERNARD "Etude et réalisation d'un onduleur triphasé autonome" - Thèse de Docteur Ingénieur - Lille 1970.
- [2] J.C. MARCHAIS "L'amplificateur opérationnel et ses applications" MASSON et Cie 1971.
- [3] Motorola INFORMATIONS "Notice AN 489 : Multiplieurs" n° 6 - 6 juin 1973.
- [4] Motorola INFORMATIONS "Notice AN 490" - Juin 73
- [5] AUXILEC "Convertisseur type C₁" - 70.
- [6] MANESSE "Asservissements du moteur à courant continu".
- [7] GUILBERT "Circuits magnétiques - Transformateurs".
GAUSSIN CHAUPRADE "Convertisseurs statiques autonomes" SFE - juin 69.
P. DAVID "Les filtres électriques" GAUTHIER VILLARS.
Z. LESZCZYNSKI "Analyse harmonique d'un convertisseur de tension continue en tension échelonnée approchant la sinusoïde". Arch. Electrotechnika 67.