

THÈSE

présentée à la
FACULTE DES SCIENCES DE L'UNIVERSITE DE LILLE
pour obtenir le titre de

DOCTEUR - INGENIEUR

par

P. VANDEPLANQUE

Ingénieur I.D.N.
Licencié ès Sciences

PREMIÈRE PARTIE

Modification de la caractéristique de tension d'un montage redresseur - applications

SECONDE PARTIE

La Fluidique Principes - Propriétés - Performances



Thèse soutenue le 22 Mai 1969, devant la Commission d'Examen

M. MARTINOT-LAGARDE	Président
MM. PANET MAIZIERES	Examineurs
M. SEGUIER	Rapporteur

50378
1969
17

THÈSE

présentée à la
FACULTE DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE LILLE
pour obtenir le titre de

DOCTEUR - INGENIEUR

par

P. VANDEPLANQUE

Ingenieur I.D.N.
Licencié en Sciences

PREMIÈRE PARTIE

Modification de la caractéristique de tension d'un montage redresseur - applications



SECONDE PARTIE

La Fluidique Principes - Propriétés - Performances

Thèse soutenue le 22 Mai 1969, devant la Commission d'Examen

M. MARTINOT-LAGARDE	Président
M. PAVET	Examinateurs
M. MAIXIERES	
M. SECURER	Rapporteur

A MES PARENTS

P R E M I E R E P A R T I E

*MODIFICATION DE LA CARACTERISTIQUE DE TENSION
D'UN MONTAGE REDRESSEUR - APPLICATION*

MODIFICATION DE LA CARACTERISTIQUE DE TENSION

D'UN MONTAGE REDRESSEUR. APPLICATIONS.

L'apparition de semi-conducteurs de puissance a permis, en les substituant aux redresseurs à arc, d'améliorer les performances des montages redresseurs. Mais la valeur très réduite de leur chute de tension interne et leur extrême facilité de mise en oeuvre conduit, en outre, à repenser le choix des schémas adoptés pour ces montages et à étendre le domaine de leurs applications.

C'est ainsi que les montages redresseurs, surtout considérés comme moyens d'obtenir une tension continue à partir d'un réseau de distribution délivrant des tensions alternatives, peuvent être utilisés comme sources de courant sensiblement constant. Or, dans le domaine des applications de l'électrotechnique, nombreuses sont les utilisations de telles sources de courant.

Après avoir précisé les caractéristiques attendues de telles sources et déterminé l'allure de la caractéristique qui leur correspond, nous montrerons dans l'introduction, les raisons qui nous ont conduit à adopter comme schéma du montage redresseur celui dénommé "parallèle double" à trois phases secondaires. Pour concrétiser les performances que nous en attendons, nous envisageons le problème particulièrement important du soudage.

La première partie de ce mémoire sera consacrée à la détermination précise de la caractéristique de tension du montage redresseur adopté, espérant ainsi apporter une humble contribution à l'étude, par ailleurs si complexe, des montages redresseurs. Cela nous permettra de calculer les modifications à apporter à cette caractéristique pour qu'elle soit bien telle que nous la souhaitons.

La seconde partie traitera du moyen adopté pour obtenir ces modifications : l'augmentation automatique de la réactance du côté alternatif au fur et à mesure que la tension du côté continu diminue. Un exemple de réalisation et de caractéristiques obtenues montrera les avantages de ce procédé par ailleurs très simple.

Ces travaux ont été effectués sous la direction de Monsieur
SEGUIER. Nous tenons à lui exprimer ici notre très profonde reconnaissance
car tout au long de la préparation et de la rédaction de ce mémoire, il a
été pour nous un guide et un conseiller attentif et bienveillant.

Nous remercions aussi Monsieur le Professeur PANET et son équipe
qui ont fait tout leur possible pour nous faciliter les conditions de travail
dans le cadre de leur service.

INTRODUCTION

L'extrême fragilité des semi-conducteurs en cas de surcharge même très brève, a conduit à insister sur la nécessité d'une étude globale de montages redresseurs^{{1}(1)} où la marche en fonctionnement normal et le régime en court-circuit ne soient pas examinés séparément. C'est la forme de la caractéristique totale de tension qui permet le mieux de juger de la qualité d'un montage redresseur.

0.1. CARACTERISTIQUE DE TENSION

La caractéristique de tension d'un montage redresseur, alimenté par des tensions alternatives constantes, est la courbe donnant la tension redressée moyenne V_c en fonction du courant redressé moyen I_c débité par le montage.

La tension V_c , égale à vide à V_{CO} , diminue quand I_c augmente à cause des chutes de tension internes du montage. Ces chutes ont pour causes :

- la réactance de fuites du transformateur et la réactance du réseau amont.
- les résistances des enroulements du transformateur et celles du réseau
- la chute de tension interne des diodes conductrices.

La première est d'ordinaire la plus importante et si l'on doit accroître la chute de tension totale, c'est sur elle qu'il faudra agir car elle n'entraîne pas comme les deux autres, des pertes Joule et une réduction du rendement.

0.1.1. Caractéristique idéale d'une source de tension

=====

La caractéristique idéale d'un montage redresseur destiné à délivrer une tension constante serait telle que les impédances ne provoquent aucune chute de tension entre la marche à vide et le fonctionnement en surcharge transitoirement tolérable puis entraînent une brusque chute de la courbe jusqu'au point de court-circuit (figure 1).

(1) Les chiffres entre crochets se rapportent à la bibliographie annexée à ce mémoire.

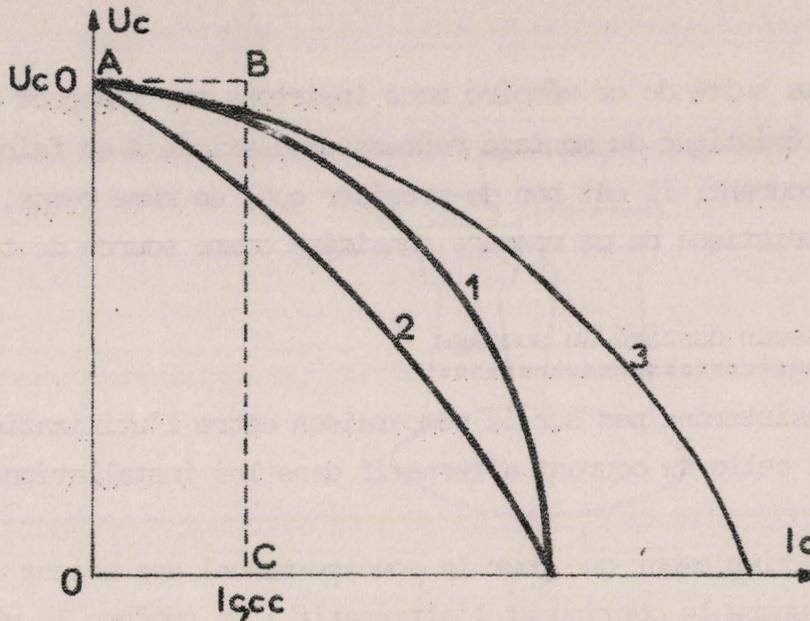


Fig.1 - Caractéristiques de tension d'un montage redresseur -
(en traits interrompus, la caractéristique idéale)

Le montage donnant la caractéristique 1 est meilleur que celui de la caractéristique 2 puisque, à égalité de $I_{c,cc}$, il assure une meilleure constance de U_c en début de courbe. La courbe 1 est aussi préférable à la courbe 3, car la pente initiale est la même mais le courant de court-circuit est réduit. Or, quel que soit le montage, et à tous les régimes, le courant dans les redresseurs est proportionnel au courant débité I_c .

Il faut dès à présent signaler que les montages redresseurs usuels sont loin de donner des caractéristiques ayant l'allure de la courbe 1 ; les courbes $U_c(I_c)$ au lieu d'être incurvées vers le bas sont en effet d'ordinaire incurvées vers le haut.

La caractéristique idéale présente une zone AB à tension constante, où se situe normalement le point de fonctionnement, suivie d'une zone BC à courant constant destinée à protéger les redresseurs. Si au lieu de prévoir le fonctionnement sur AB, on le prévoit sur BC, on a affaire non plus à une source de tension constante, mais à une source de courant constant.

Si dans la suite de ce mémoire nous insistons sur l'aspect modification de la caractéristique du montage redresseur destinée à en faire une bonne source de courant, il est bon de préciser que, en même temps, nous améliorons la caractéristique de ce montage considéré comme source de tension.

0.1.2. Montage redresseur destiné au soudage

=====

Nous n'insisterons pas sur la comparaison entre l'utilisation du courant continu et celle du courant alternatif dans les installations de soudage à l'arc ^{2}.

Rappelons simplement que pour le soudage manuel des aciers courants, on a le choix entre le continu et l'alternatif ; on préfère le plus souvent ce dernier car les sources de courant (transformateur) sont d'un prix nettement moins élevé. Pour le soudage des aciers spéciaux, on préfère souvent le courant continu qui permet de fondre les électrodes basiques les plus difficiles en fusion.

Pour souder l'aluminium, on choisit le courant alternatif si les épaisseurs à souder sont inférieures à quelques millimètres en se servant d'une torche avec électrode de tungstène sous protection d'argon (procédé Tig). Toutefois, pour les fortes épaisseurs, on a d'ordinaire recours au courant continu ; il s'agit alors de soudage semi-automatique et avec fil d'apport. Il faut d'ailleurs noter que le soudage semi-automatique requiert toujours du courant continu quel que soit le métal à souder.

Quelle que soit d'ailleurs la nature du courant ^{3}, la caractéristique de tension d'un poste de soudure à l'arc doit présenter la même forme (figure 2). Partant d'une tension suffisante V_0 pour assurer l'amorçage, elle doit passer par le point de fonctionnement normal en régime d'arc (V_a , I_a) et limiter le courant de court-circuit I_{cc} en cas de contact direct électrode-pièce. La caractéristique doit avoir une allure elliptique : le maintien d'une valeur élevée de la tension pour les faibles courants conduit à un amorçage franc ; la forte pente autour du point de fonctionnement assure la stabilité de l'arc ; plus la pente est forte pour les faibles valeurs de la tension, meilleure est la limitation du courant de court-circuit.

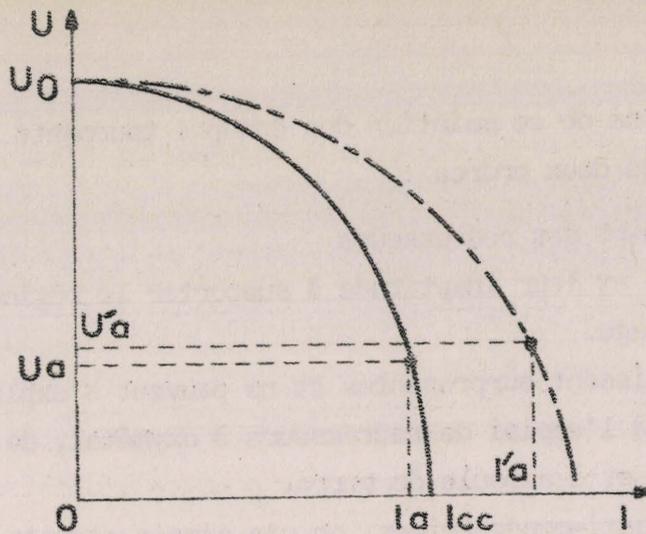


Fig.2 - Caractéristique de tension d'un poste de soudure -
(en traits mixtes, caractéristique correspondant à un autre
courant de soudage)

Presque tous les postes permettent de régler l'intensité du courant dans l'arc par modification du courant de court-circuit. En effet, plus l'électrode à fondre a une forte section plus il faut disposer d'un courant important ; pour des électrodes de 2, 4, 6 et 8mm, l'intensité I_a est respectivement de l'ordre de 50, 150, 200 et 300 A.

La chute de tension dans l'arc dépend de plusieurs facteurs, la Norme NF A 85 011 demande de prévoir ^{4}

$$V_a = 25 \text{ v, pour } I_a < 100 \text{ A}$$

$$V_a = 40 \text{ v, pour } I_a > 500 \text{ A}$$

$$V_a = 25 + 15 \left(\frac{I_a - 100}{400} \right) \text{ pour } 100 \text{ A} < I_a < 500 \text{ A.}$$

Signalons enfin que pour les postes à courant continu, une tension à vide de 50 à 60 v permet d'utiliser toutes les électrodes quel que soit leur enrobage.

Après ces brefs rappels sur les domaines d'emplois du soudage à courant continu et sur les ordres de grandeurs des tensions et des courants à prévoir, il faut examiner pourquoi on a si souvent recours pour obtenir le courant continu à des groupes tournants. Ces groupes comportant un moteur asynchrone et une dynamo spéciale à collecteur sont nettement plus coûteux qu'un ensemble transformateur-diodes.

Les justifications de ce maintien des groupes tournants avancées par les constructeurs sont de deux ordres :

- le vieillissement des redresseurs
- leur fragilité et leur inaptitude à supporter le régime irrégulier du soudage.

Ces raisons paraissent surprenantes et ne peuvent s'expliquer que par les déceptions dues à l'emploi de redresseurs à oxymétal, de phanotrons ou de thyratrons à gaz et à ampoule de verre.

Avec des diodes semi-conductrices, on n'a jamais signalé de vieillissement ; quant au service intermittent, n'est-ce pas le propre d'un redresseur d'être ou passant ou bloqué donc d'être traversé par un courant très variable. Il nous semble donc qu'un choix judicieux d'un montage redresseur de caractéristique convenablement modifiée et où les contraintes supportées par les diodes seraient évaluées de façon précise, devrait permettre de supplanter les montages à machines tournantes pour la plupart des applications du soudage en courant continu.

0.2. CHOIX DU MONTAGE REDRESSEUR

L'étude classique des montages redresseurs ne fait pas d'ordinaire apparaître de caractéristiques telles que celles représentées sur les figures 1 et 2. La courbure est le plus souvent en sens inverse de celle souhaitée.

0.2.1. Rappels sur les trois modes de commutation et sur les caractéristiques correspondantes

G. SEGUIER^{1} a montré que les montages redresseurs différaient moins par la façon de grouper les redresseurs que par le couplage des enroulements sièges des tensions alternatives à redresser :

- si les q phases entre les bornes desquelles apparaissent ces tensions sont groupées en étoile et si q redresseurs à cathodes communes réunissent le sommet le plus positif de l'étoile à la borne "plus", la borne "moins" étant réunie au point neutre, le montage est dit à commutation parallèle. A chaque instant, la tension redressée est égale à la plus grande des tensions alternatives, la phase correspondante débite le courant redressé.

- Si les q phases sont encore groupées en étoile, mais si on utilise $2q$ redresseurs, le montage fonctionne en commutation parallèle double. Les q redresseurs dont les cathodes réunies forment la borne "plus" réunissent celle-ci au sommet le plus positif de l'étoile ; le point de jonction des anodes des q autres diodes, ou borne "moins" est connecté au sommet le plus négatif.

- Pour les montages à commutation série^{5} les phases sont groupées en polygone. Il y a encore $2q$ redresseurs, réunissant les bornes de sortie respectivement au sommet le plus positif et au sommet le plus négatif. Mais alors que les montages parallèles effectuent un choix, les montages parallèles double un double choix, en commutation série on additionne à chaque instant les tensions de même signe.

La figure 3 donne, par exemple, le schéma des six enroulements secondaires d'un transformateur triphasé-hexaphasé et montre les trois façons de redresser ces 6 tensions.

Pour le montage parallèle,

quand $v_1 > v_2, v_3 \dots$ et v_6 , $u_c = v_1$;
 $v_2 > v_3, v_4 \dots v_6$ et v_1 , $u_c = v_2$;
 $v_3 > v_4 \dots v_6, v_1$ et v_2 , $u_c = v_3$, etc...

Pour le montage parallèle double,

quand $v_1 > v_2, v_3, v_5$ et $v_6 > v_4$, $u_c = v_1 - v_4$;
 $v_2 > v_3, v_4, v_6$ et $v_1 > v_5$, $u_c = v_2 - v_5$;
 $v_3 > v_4, v_5, v_1$ et $v_2 > v_6$, $u_c = v_3 - v_6$; etc...

Pour le montage série,

quand v_1, v_2 et $v_3 > 0$; v_4, v_5 et $v_6 < 0$, $u_c = v_1 + v_2 + v_3$;
 v_2, v_3 et $v_4 > 0$; v_5, v_6 et $v_1 < 0$, $u_c = v_2 + v_3 + v_4$; etc..

Le tracé de la caractéristique totale de tension est d'ordinaire effectué en ne tenant compte que des réactances qui constituent la principale cause de chute de tension.

MM GIROZ et DEMONTVIGNIER^{{6}{7}{8}} notamment ont montré que la caractéristique d'un montage à commutation parallèle est formée de $q - 1$ segments linéaires de pente de moins en moins accusée. Ils correspondent au débit simultané par 1 ou 2 redresseurs, 2 ou 3, ... $q - 1$ ou q .

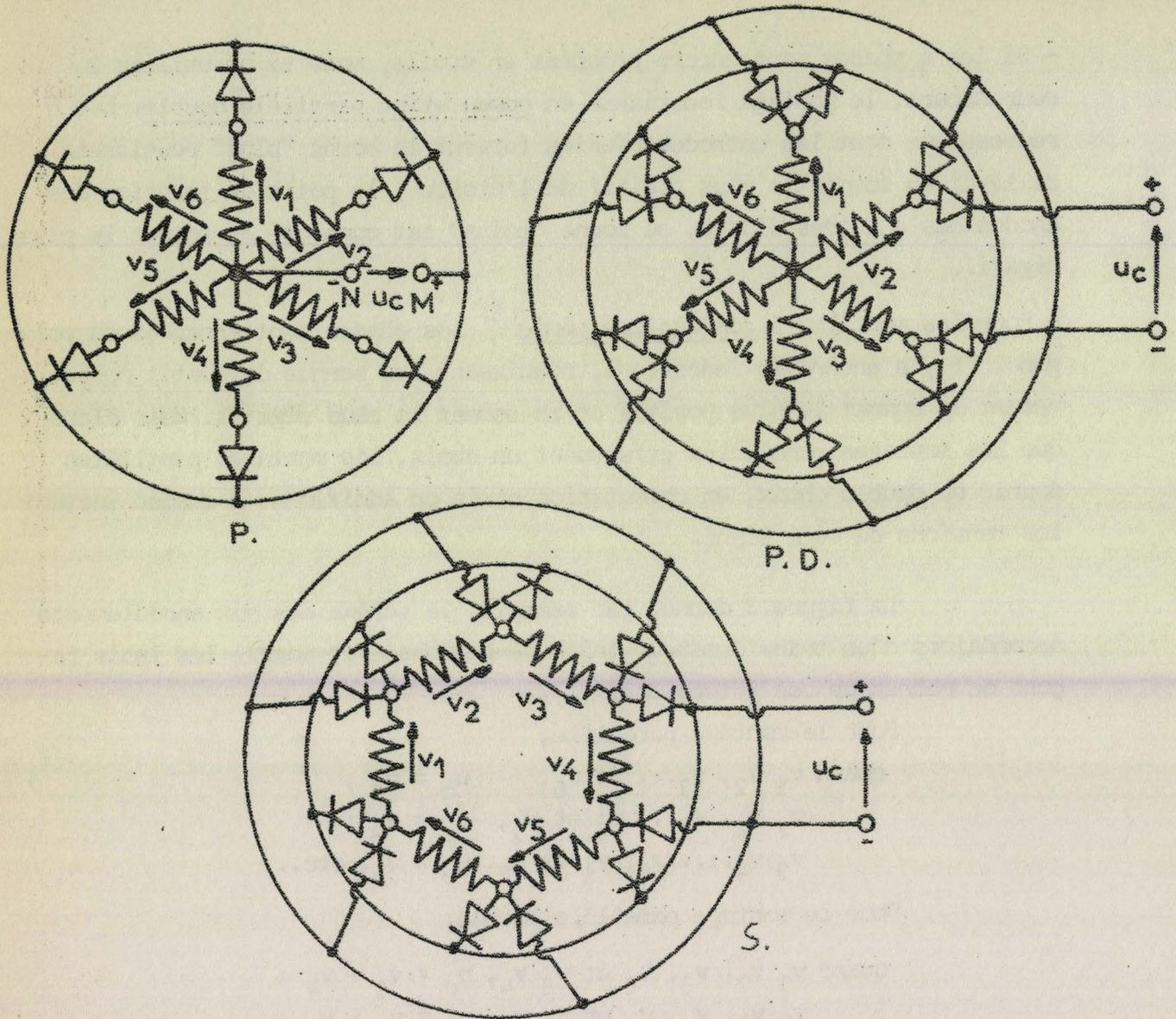


Fig. 3 - Représentation des trois modes de redressement des 6 tensions alternatives $v_1, v_2, v_3 \dots v_6$ -

- u_c : tension redressée
- P : commutation parallèle
- PD : commutation parallèle double
- S : commutation série

La caractéristique des montages parallèle double débute de la même façon et on retrouve les $\frac{q}{2} - 1$ premiers segments linéaires ; puis un segment assure l'arrivée jusqu'au point de court-circuit, il correspond au fonctionnement où, par moments, deux diodes réunies au même sommet de l'étoile sont simultanément conductrices.

M. SEGUIER a montré que la caractéristique des montages série est une droite joignant les points à vide et en court-circuit si le nombre q de phases est pair. Sinon, on trouve encore $q-1$ segments linéaires et la droite trouvée pour q pair ne constitue qu'une approximation de la caractéristique.

La figure 4 donne la caractéristique totale pour les trois modes de commutation dans le cas où q égale 6. On a rapporté les tensions redressées à V_{c0} ; tension à vide, et les courants à $I_{c,cc}$, courant de court-circuit.

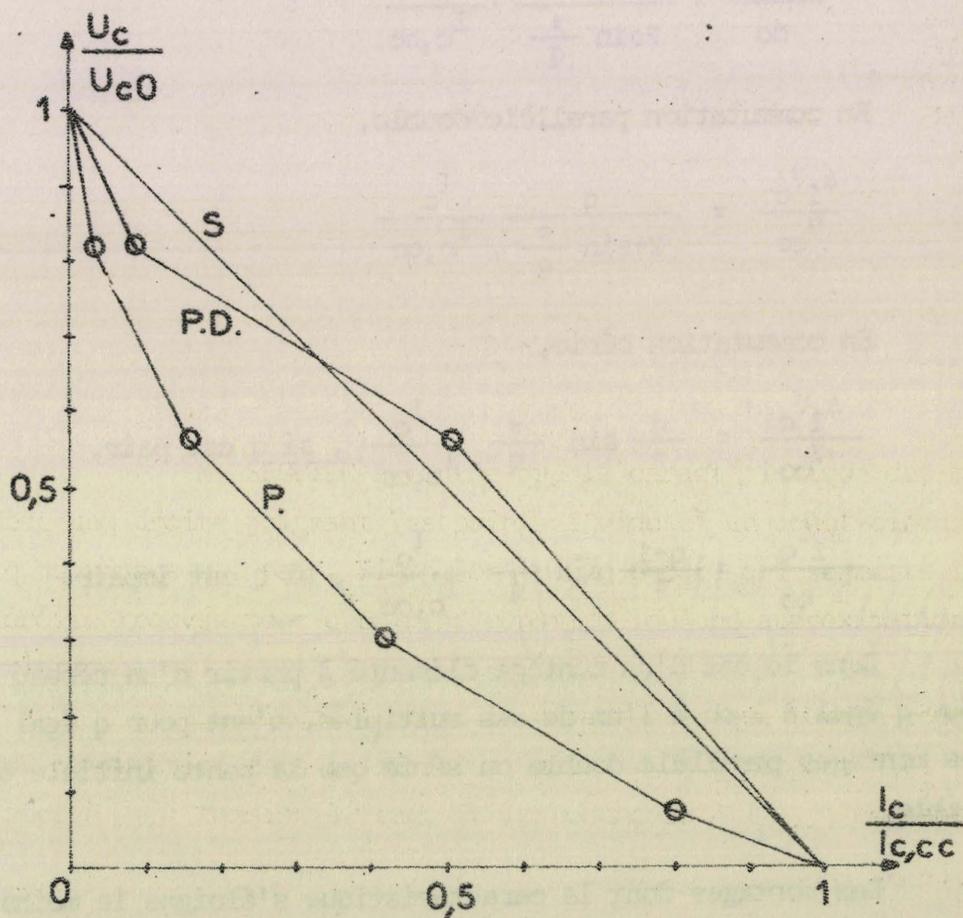


Fig.4 - Caractéristiques totales de tension correspondant aux trois modes de commutation. Cas où q égale 6 -

0.2.2. Montages présentant la meilleure caractéristique de tension
=====

Pour comparer les caractéristiques des divers montages, M. SEGUIER⁽⁹⁾ a calculé, toujours en ne tenant compte que des réactances, la relation entre la pente initiale $\frac{\Delta_1^V c}{V_{CO}}$ et le courant rapporté au courant de court-circuit $\frac{I_c}{I_{c,cc}}$.

En commutation parallèle,

$$\frac{\Delta_1^V c}{V_{CO}} = \frac{q}{2 \sin \frac{\pi}{q}} \frac{I_c}{I_{c,cc}}$$

En commutation parallèle double,

$$\frac{\Delta_1^V c}{V_{CO}} = \frac{q}{2\pi \sin \frac{\pi}{q}} \frac{I_c}{I_{c,cc}}$$

En commutation série,

$$\frac{\Delta_1^V c}{V_{CO}} = \frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} \frac{I_c}{I_{c,cc}}, \text{ si } q \text{ est pair,}$$

$$\frac{\Delta_1^V c}{V_{CO}} = \frac{q-1}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} \frac{I_c}{I_{c,cc}}, \text{ si } q \text{ est impair.}$$

Dans le cas d'un montage alimenté à partir d'un réseau triphasé, donc pour q égal à 3 ou à l'un de ses multiples, c'est pour q égal à 3 et pour les montages parallèle double ou série que la pente initiale est la plus faible.

Les montages dont la caractéristique s'éloigne le moins de celle que l'on désirerait obtenir (voir fig.1 et 2) sont donc :

- . le montage triphasé à commutation parallèle double P.D.3.
- . le montage triphasé à commutation série S.3.

Les autres performances de P.D.3 et S.3 sont, par ailleurs, remarquables :

- tension inverse maximale aux bornes des redresseurs : 1,05 fois V_{CO} seulement

- taux d'ondulation de la tension redressée à vide et du courant redressé en cas de court-circuit : 7 %
- facteurs de puissance au primaire et au secondaire lors du débit sur un récepteur très inductif : 0,955
- transformateur utilisé : triphasé-triphasé donc d'une réalisation très aisée.

Le seul inconvénient de ces montages est la nécessité de deux diodes conductrices en série, ce qui double la chute de tension dans les diodes et les pertes correspondantes par rapport aux montages à commutation parallèle simple. Mais la valeur très réduite de la chute de tension dans les diodes semi-conductrices rend peu grave ce seul inconvénient.

En supposant que le courant redressé ne présente pas d'ondulation résiduelle, M. SEGUIER a calculé la totalité de la caractéristique des montages P.D.3 et S.3. Pour pouvoir tracer celle-ci jusqu'au point de tension nulle en conservant la même hypothèse, il a supposé que pour annuler V_c , on branche une self pure entre les bornes de sortie.

Dans ces conditions, ces montages ont la caractéristique représentée sur la figure 5 ; la portion elliptique joignant les deux segments linéaires correspond au fonctionnement avec discontinuité de l'intervalle de conduction des diodes.

Les montages P.D.3. et S.3 sont les seuls à présenter une caractéristique incurvée dans le sens souhaité.

Nous traiterons du P.D.3. car son exposé est plus facile mais le S.3 a des performances absolument identiques. La seule différence est qu'avec les mêmes éléments, le S.3 délivre une tension $\sqrt{3}$ fois plus faible, mais peut débiter un courant $\sqrt{3}$ fois plus fort.

Cette différence pourra être utilisée pour adapter le montage à la tension du réseau triphasé d'alimentation.

0.3. PLAN DE L'ETUDE

Puisque nous nous proposons d'améliorer la caractéristique du montage P.D.3. par accroissement du rapport entre la pente au voisinage du court-circuit et la pente initiale, il est nécessaire de mieux connaître cette caractéristique.

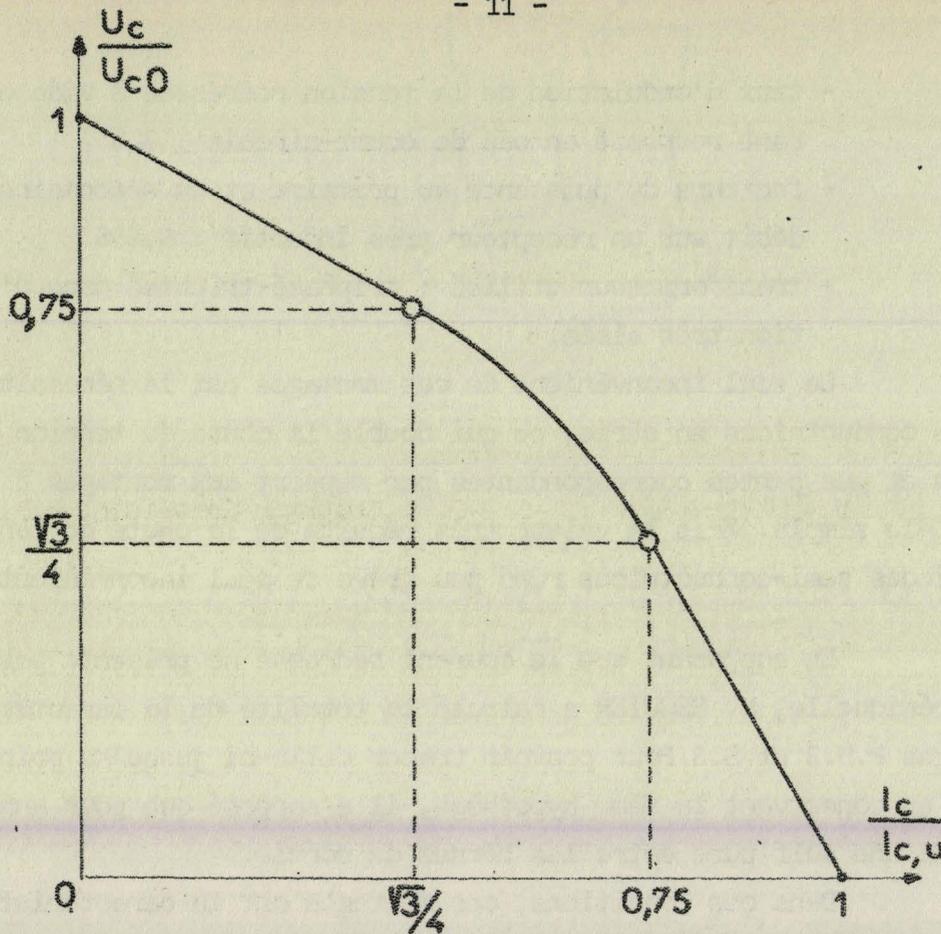


Fig. 5 - Caractéristique de tension des montages P.D.3 et S.3 - Cas du débit d'un courant sans ondulation résiduelle.

0.3.1. Débit du montage P.D.3 sur une résistance

La caractéristique d'un montage redresseur dépend de la nature du récepteur sur lequel il débite.

La théorie classique suppose le courant continu sans ondulation résiduelle, c'est-à-dire la self du récepteur infinie. Nous ne saurions ici admettre cette hypothèse car on s'efforce de réduire le plus possible cette self qui, lors de la coupure de l'arc, donnerait des surtensions nuisibles pour les redresseurs.

Un poste de soudure est soit à vide, soit en court-circuit, soit en débit sur un arc électrique. De nombreuses études ont été consacrées à la caractéristique de l'arc^{10} et ont montré qu'à diamètre et écartement des électrodes donnés, il équivaut à une résistance négative.

La suppression de la self du côté continu et les régimes différents qui correspondent aux diverses positions de la caractéristique nous ont conduit à calculer la totalité de la caractéristique en supposant que le récepteur est une résistance pure. En faisant varier celle-ci de l'infini à zéro, on reliera sans discontinuité, les points à vide et en court-circuit.

0.3.2. Modification de la caractéristique

=====

L'étude précise de la caractéristique du montage P.D.3. menée en tenant compte simultanément des chutes de tension ohmiques et inductives conduit à une courbe moins favorable que celles indiquées par MM SEGUIER ou DEMONTVIGNIER^{11}. Si ce montage constitue la base de départ la plus favorable pour réaliser une source de courant, normalement, le résultat obtenu est très imparfait.

Nous montrerons le procédé imaginé pour corriger la caractéristique au fur et à mesure qu'on s'éloigne du fonctionnement à vide. Cet artifice simple et sûr permet d'accentuer la courbure de $U_c = f(I_c)$.

Après avoir donné une méthode de construction de cette caractéristique, nous indiquerons la façon de calculer les divers éléments du montage et terminerons par la description du prototype réalisé.

CARACTERISTIQUE DU MONTAGE

REDRESSEUR P. D. 3. DEBITANT SUR RESISTANCE

L'étude générale des montages redresseurs ne donne des relations applicables, quel que soit le nombre de phases, que si pour la conduire on admet certaines simplifications.

Pour montrer comment les trois causes de chute de tension, résistances, réactances et chute de tension interne des diodes, entraînent la réduction de la tension redressée moyenne U_c au fur et à mesure que croît le courant redressé moyen I_c , on évalue séparément les chutes de tension et on les ajoute.

Le procédé donne de bons résultats pour la détermination du début de la caractéristique $U_c(I_c)$ qui correspond à la zone normale de fonctionnement des montages fonctionnant en sources de tension. Les chutes de tension ont alors des valeurs relatives faibles et réagissent peu les une sur les autres.

Il en est tout autrement dès que les chutes de tension ont une valeur élevée, c'est-à-dire, lorsque l'on s'éloigne du fonctionnement à vide pour se rapprocher du régime en court-circuit.

Nous avons pu mener une étude plus exacte car nous nous sommes donné les deux précisions suivantes :

- le montage est bien défini
- le récepteur est une résistance pure.

Il en résulte la possibilité de mieux approcher par le calcul le fonctionnement réel et en particulier de tenir compte simultanément des résistances et des réactances du montage.

I.1. REMARQUES PRELIMINAIRES

La figure 6 représente le montage à six diodes redressant les tensions délivrées par un transformateur triphasé à secondaire en étoile.

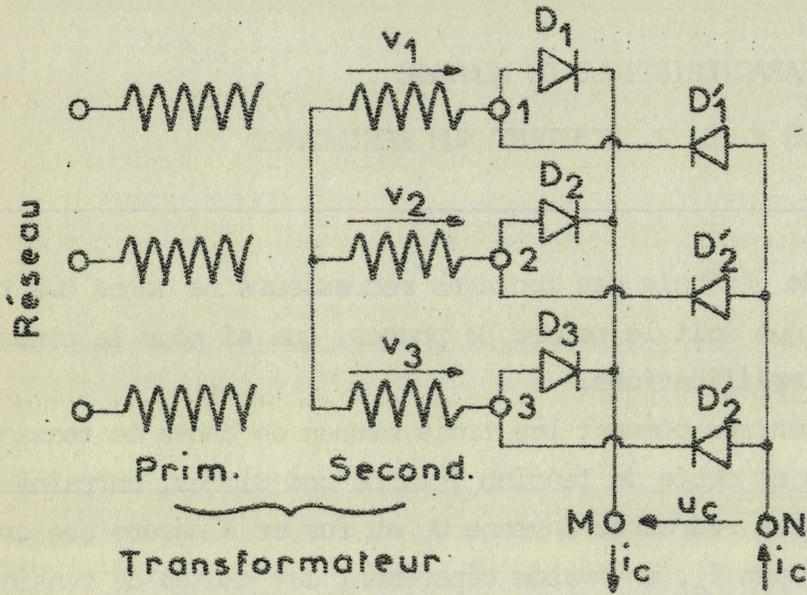


Fig. 6 - Schéma du montage redresseur P.D.3. -

I.1.1. Hypothèses et notations

=====

Le schéma équivalent de la figure 7 montre les notations adoptées.

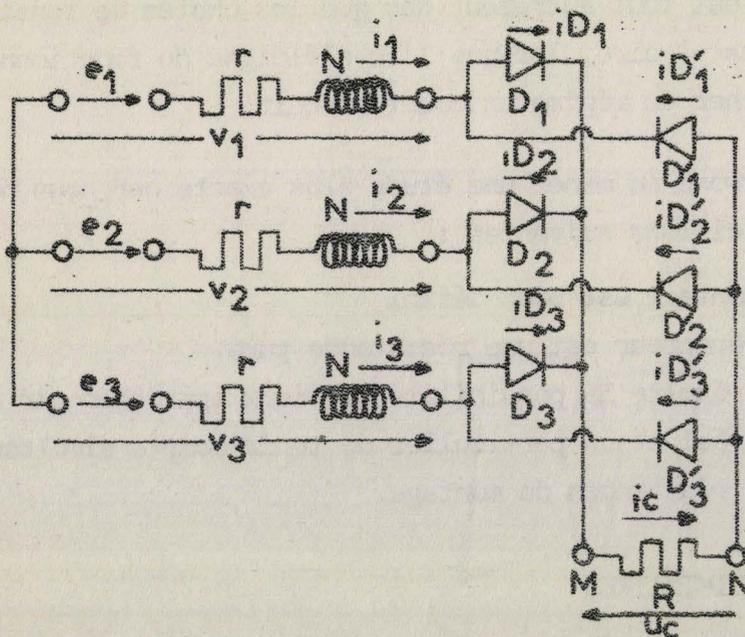


Fig. 7 - Schéma équivalent et notations adoptées pour l'étude du débit du montage P.D.3. sur une résistance R -

Nous désignerons par

e_1, e_2, e_3 les tensions secondaires, de pulsation ω , à vide

$$\begin{aligned} e_1 &= E_m \sin \theta \\ e_2 &= E_m \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ e_3 &= E_m \sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (1)$$

v_1, v_2, v_3 les tensions secondaires en charge,

i_1, i_2, i_3 les courants dans les enroulements secondaires

$i_{D_1}, i_{D_2}, i_{D_3}, i_{D'_1}, i_{D'_2}, i_{D'_3}$ les courants dans les diodes correspondantes,

u_c la tension redressée de valeur moyenne U_c

i_c le courant redressé de valeur moyenne I_c .

Le récepteur est une résistance R dont les variations de l'infini à zéro déterminent la caractéristique $U_c = f(I_c)$ entre le point à vide $(U_{co}, 0)$ et le point en court-circuit $(0, I_{c,cc})$.

On tiendra compte de la réactance de fuites du transformateur et, éventuellement, de la réactance du réseau d'alimentation par une réactance unique $N\omega$ supposée constante et ramenée à chaque enroulement secondaire.

De même, on assimilera l'effet des résistances du transformateur et du réseau amont à celui d'une résistance unique r ramenée à chaque phase secondaire et supposée constante.

Cette constance attribuée aux valeurs de $N\omega$ et de r constitue une hypothèse car le transfert d'une impédance d'un côté à l'autre d'un transformateur doit tenir compte de la forme d'onde des courants.

Dans les calculs, nous ne tiendrons pas compte de la chute de tension dans les diodes conductrices. Si les diodes sont bien adaptées aux tensions à redresser, cette chute doit être négligeable devant ces tensions. D'ailleurs, il serait aisé de corriger U_c pour en tenir compte.

Dans toute cette étude, nous adopterons comme paramètres

$$K = \frac{R}{r} \quad (2)$$

et

$$q = \frac{N\omega}{r}, \quad (3)$$

le premier caractérise la charge, le second l'importance relative des éléments constituant l'impédance secondaire par phase.

Nous serons, en outre, souvent amenés, pour simplifier les relations, à considérer les impédances suivantes :

$$\begin{aligned} \bar{z} &= r + j N\omega = z. e^{j\phi} \\ \bar{Z} &= \left(r + \frac{2}{3} R\right) + j N\omega = Z. e^{j\phi} \\ \bar{Z}' &= \left(r + \frac{R}{2}\right) + j N\omega = Z'. e^{j\phi'} \end{aligned}$$

avec

$$\begin{aligned} q &= \operatorname{tg}\phi = \frac{N\omega}{r} \\ Q &= \operatorname{tg}\phi = \frac{N\omega}{r + \frac{2}{3} R} \\ Q' &= \operatorname{tg}\phi' = \frac{N\omega}{r + \frac{R}{2}} \end{aligned} \quad (4)$$

I.1.2. Remarques Générales

a) Le récepteur étant une résistance, le débit simultané de plus de trois diodes est impossible.

Les diodes D_1 et D'_1 , par exemple, ne peuvent conduire à la fois. La tension aux bornes de la seconde est :

$$v_{D'_1} = v_{D_1} - U_c$$

Or, si D_1 conduit, $U_c = R(i_{D_1} + i_{D_2} + i_{D_3})$ est forcément positive comme i_{D_1} , $i_{D_2} + i_{D_3}$ ne pouvant être que positif ou nul. Donc $v_{D'_1}$ est négatif et D'_1 bloquée. De même le débit de D'_1 entraîne nécessairement le blocage de D_1 .

L'angle de conduction maximal d'une diode est donc de 180° et l'angle d'empiètement α au maximum pour valeur 60° .

b) La nature du récepteur ne conduit évidemment pas à l'hypothèse classique de la constance du courant redressé i_c .

Toutefois, à cause des réactances N_ω , les courants secondaires i_1 , i_2 et i_3 ne peuvent subir de discontinuité, il en est de même de i_c qui est une combinaison linéaire de ces trois courants.

Ni la tension redressée U_c égale à Ri_c , ni le courant redressé ne peuvent subir de discontinuité.

c) Le débit d'une seule diode est impossible car l'existence du courant i_c suppose la conduction d'au moins une diode de chaque série.

Le fonctionnement sans diode conductrice est également interdit à moins d'ouverture du circuit récepteur évidemment. En effet, si toutes les diodes étaient bloquées, toutes les tensions v_i seraient égales aux forces électromotrices e_i ; la plus positive de celles-ci d'une part, la plus négative d'autre part, entraîneraient la conduction des diodes correspondantes du commutateur "plus positif" formé par D_1 , D_2 , D_3 et du commutateur "plus négatif" constitué par D'_1 , D'_2 , D'_3 .

Formé par la somme des courants i_{D_1} , i_{D_2} et i_{D_3} qui ne peuvent être que positifs ou nuls et dont l'un au moins n'est pas nul, le courant i_c ne peut donc jamais être nul au cours de la période.

Ces trois remarques, dont les deux premières sont propres au cas du récepteur résistant, sont très importantes car elles limitent le nombre de modes de fonctionnement à envisager, puisque le débit ne peut se faire que par 2 ou 3 diodes.

Nous examinerons d'abord les deux cas limites :

- fonctionnement à vide, donc à empiètement négligeable et à toujours deux diodes simultanément passantes.
- fonctionnement en court-circuit, à empiètement maximal donc à toujours trois diodes passantes.

La croissance du courant I_c fait croître la valeur relative des intervalles où trois diodes conduisent par rapport à ceux où deux diodes conduisent. Le premier mode de fonctionnement à 2 ou 3 diodes permettra donc de tracer la caractéristique à partir du point à vide.

Malheureusement, l'étude de ce type de régime ne permet pas d'arriver jusqu'au point de court-circuit. Quand la valeur croissante de I_c a fait croître l'angle α de 0 à 60° , il faut ensuite considérer un fonctionnement à toujours 3 diodes conductrices et à intervalle de conduction constant pour chaque diode mais se déplaçant dans la période.

Ce type de fonctionnement à empiètement constant avait déjà été proposé par M. KOUSKOFF^{12} pour certaines portions de la caractéristique des montages à commutation parallèle et mis également en évidence par M. SEGUIER^{1} sur les montages à commutation série.

I.2. POINT A VIDE. POINT EN COURT-CIRCUIT

L'étude des deux extrémités de la caractéristique de tension ne présente pas de difficulté ; elle permet de s'assurer des résultats des deux positions de caractéristique correspondantes respectivement au débit par 2 ou 3 puis toujours par 3 diodes car elle donne le début de la première et la fin de la seconde.

I.2.1. Fonctionnement à vide

=====

Lorsque la résistance du récepteur est très grande, on peut négliger les chutes de tension dues aux diverses causes et le phénomène d'empiètement.

Dans ce cas seulement, on peut confondre forces électromotrices et tensions secondaires.

Les diodes D_1 , D_2 et D_3 forment un commutateur "plus positif" et réunissent M à la plus positive des bornes 1, 2 ou 3

de $\theta_0 = \frac{\pi}{6}$ à $\theta_0 + \frac{2\pi}{3}$, $v_1 > v_2$ et v_3 , D_1 est conductrice ;

de $\theta_0 + \frac{2\pi}{3}$ à $\theta_0 + \frac{4\pi}{3}$, $v_2 > v_3$ et v_1 , D_2 est conductrice ;

de $\theta_0 + \frac{4\pi}{3}$ à θ_0 , $v_3 > v_1$ et v_2 , D_3 est conductrice.

De même les diodes D'_1 , D'_2 , D'_3 forment un commutateur "plus négatif" et réunissent N à la plus négative des bornes secondaires.

De $\theta_0 + \pi$ à $\frac{11\pi}{6}$, D'_1 est passante ;

de $\frac{11\pi}{6}$ à $\frac{3\pi}{6}$, D'_2 est passante ;

de $\frac{3\pi}{6}$ à $\frac{7\pi}{6}$, D'_3 est passante.

Pour trouver les expressions successives de la tension redressée u_c , il suffit de voir la différence de tensions simples appliquée entre les bornes M et N par les deux diodes conductrices durant chaque intervalle.

Pour $\theta_0 < \theta < \theta_0 + \frac{\pi}{3}$, D_1 et D'_2 débitent

$$u_c = e_1 - e_2 = \sqrt{3} E_m \cos \left(\theta - \frac{\pi}{3} \right).$$

Pour $\theta_0 + \frac{\pi}{3} < \theta < \theta_0 + \frac{2\pi}{3}$, D_1 et D'_3 débitent,

$$u_c = e_1 - e_3 = \sqrt{3} E_m \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right), \text{ etc...}$$

Chaque fois que θ croît de $\frac{\pi}{3}$, on trouve la même expression u_c au déphasage de $\frac{\pi}{3}$ près.

La tension redressée est donc formée de six sommets de sinusoides par période des tensions d'alimentation.

La valeur moyenne U_{co} , donnée par :

$$U_{co} = \frac{6}{2\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} E_m \sqrt{3} \cos \left(\theta - \frac{\pi}{3} \right) d\theta,$$

est égale à

$$U_{co} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m = 1,65 E_m. \quad (5)$$

Remarquons enfin que la tension aux bornes d'une diode, D_1 par exemple, toujours donnée par

$$v_{D_1} = e_1 - v_M$$

a pour expressions successives :

$$v_{D_1} = e_1 - e_1 = 0, \text{ quand } D_1 \text{ conduit,}$$

$$v_{D_1} = e_1 - e_2, \text{ quand } D_2 \text{ conduit,}$$

$$v_{D_1} = e_1 - e_3, \text{ quand } D_3 \text{ conduit.}$$

On en déduit la valeur de la tension inverse nominale

$$V_{imax} = \sqrt{3} E_m = \frac{\pi}{3} U_{co}$$

La figure 8 montre la détermination, à partir de la forme d'onde des forces électromotrices e_1 , e_2 et e_3 , des intervalles de conduction des six diodes et des ondes de tension redressée u_c et de tension v_{D_1} aux bornes de l'un des redresseurs.

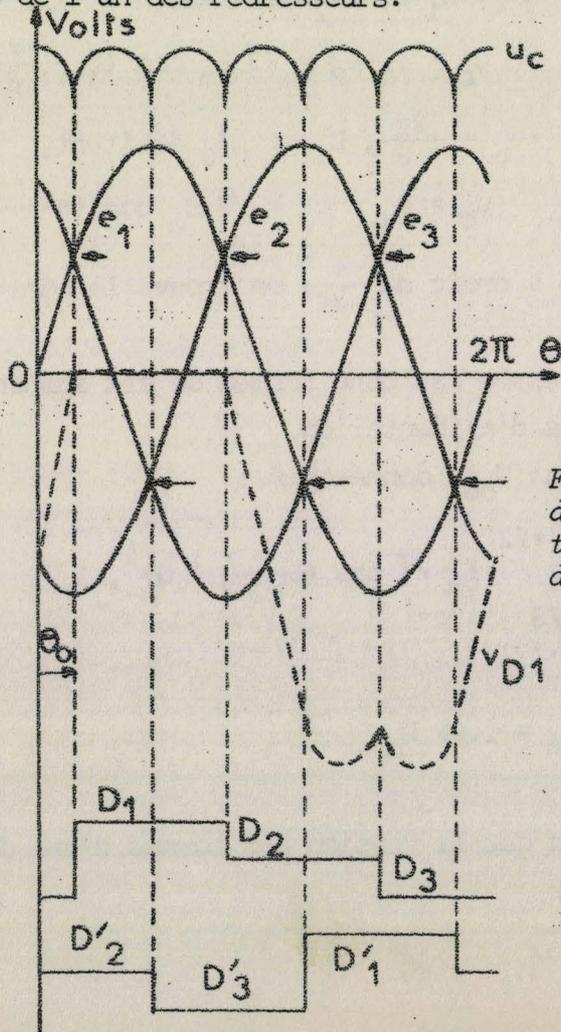


Fig.8 - Fonctionnement à vide :
détermination des phases conduc-
trices des diodes, des formes
d'ondes des tensions u_c et v_{D_1}

I.2.2. Fonctionnement en court-circuit

Lorsque les bornes M et N sont réunies (Fig.9), chaque borne secondaire est réunie au court-circuit par deux diodes montées tête-bêche. Les bornes 1, 2 et 3 sont au même potentiel que les points M et N réunis.

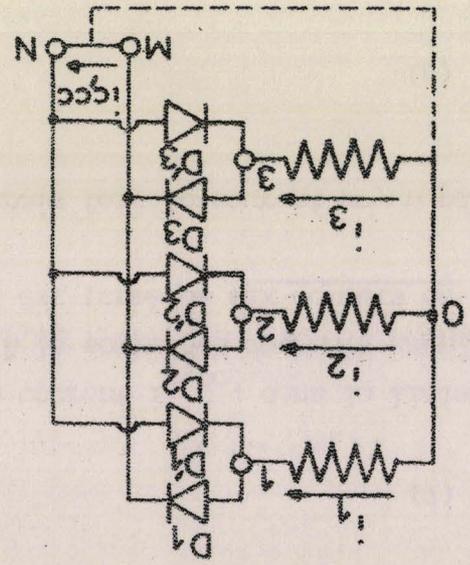


Fig.9 - Schéma utilisé pour l'étude du fonctionnement en court-circuit

Les courants dans les enroulements secondaires sont les mêmes que lors d'un court-circuit direct entre 1, 2 et 3.

Celui de la phase 1, par exemple, donné par :

$$r i_1 + N \frac{di_1}{dt} = E_m \sin \omega t,$$

a pour expression

$$i_1 = \frac{E_m}{Z} \sin(\omega t - \psi)$$

Lorsque ce courant est positif, il passe de 1 à M par la diode D_1 ; D_1 conduit durant son alternance négative. La diode D_1 est donc conductrice à partir de :

$$\theta_{cc} = \psi,$$

alors que

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

(6)

On voit que, sauf pour γ égal à $\frac{\pi}{6}$, il y a un écart entre l'entrée en conduction des diodes à vide et en court circuit.

De plus, chaque diode devant écouler une alternance d'un courant sinusoïdal, l'angle de conduction est égal à α donc l'angle d'empiètement est alors :

$$\alpha_{cc} = \frac{\pi}{3} \quad (7)$$

Pour établir l'expression du courant $i_{c,cc}$, dans la liaison MN, il suffit de remarquer qu'il est égal à la somme des courants amenés en M par le débit des diodes D_1, D_2 et D_3 . Il est formé de six sommets de sinusoïdes par période.

Sa valeur moyenne, égale à trois fois le courant moyen par diode, est donnée par :

$$I_{c,cc} = \frac{3}{\pi} \frac{E_m}{Z} \quad (8)$$

La figure 10 montre le tracé des formes d'ondes des courants i_{D_1}, i_{D_2} et i_{D_3} (alternances positives de i_1, i_2 et i_3) et de leur somme i_c .

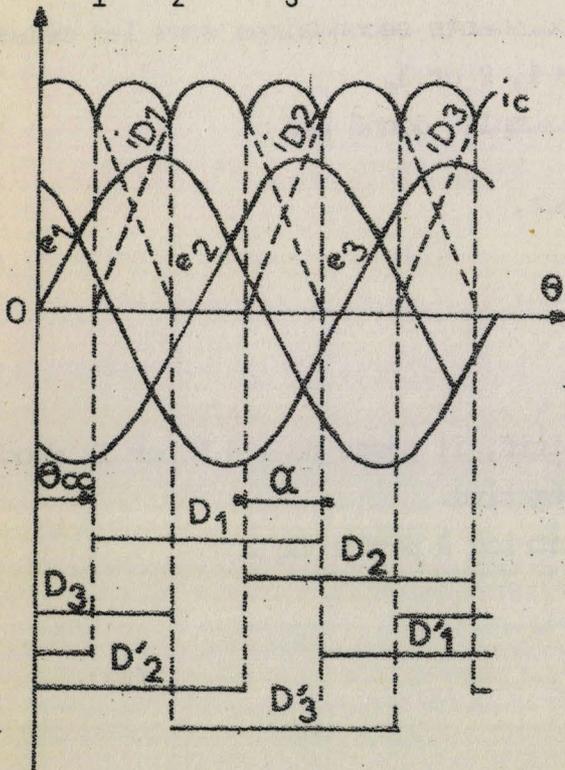


Fig.10 - Fonctionnement en court-circuit : détermination des phases conductrices des diodes de la forme d'onde des courants $i_{D_1}, i_{D_2}, i_{D_3}$ et $i_{c,cc}$.

(cas représenté : $\gamma = \frac{\pi}{4}$)

I.3. FONCTIONNEMENT A 2 OU 3 DIODES CONDUCTRICES

A partir du fonctionnement à vide, au fur et à mesure que R diminue, le courant I croît entraînant la réduction de la tension U_c . Et l'accroissement de l'angle d'empiètement .

Pour tracer, en fonction de k et pour diverses valeurs de q, la portion de caractéristique correspondant au passage de α de zéro à $\frac{\pi}{3}$, il est indispensable de connaître pour chaque groupe de valeurs des paramètres

- l'angle d'entrée en conduction θ_1 ,
- l'angle d'empiètement α .

Le diagramme des conductions (fig.11) montre l'entrée en débit des diodes successives avec un décalage de $\frac{2\pi}{3}$ entre diodes de la même série et un recouvrement de α . L'angle θ_1 , qui caractérise le début de la conduction de D_1 , varie en fonction de k et de q.

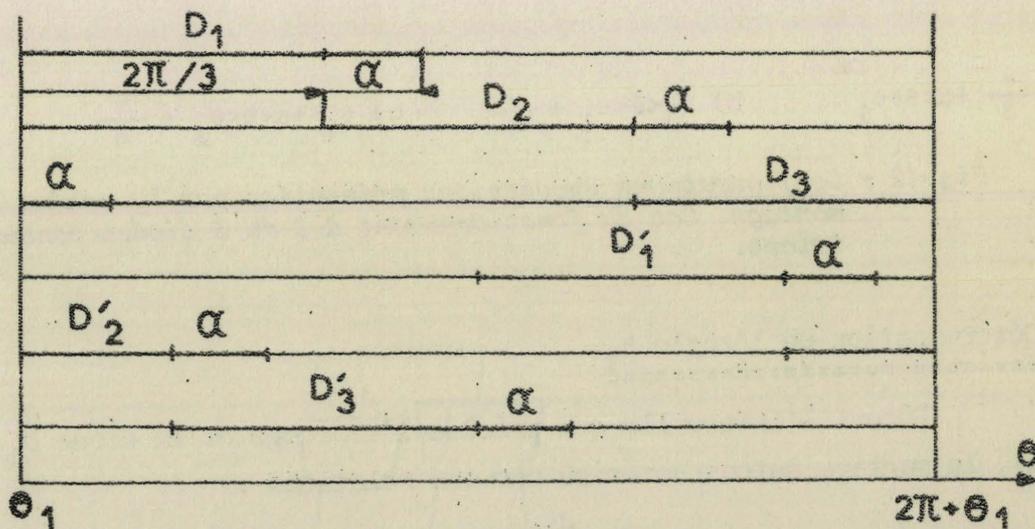


Fig.11 - Diagramme des conductions lors du fonctionnement à 2 ou 3 diodes conductrices -

$$u_c = v_M - v_N = R i_c$$

$$v_N = e_2 - r i_2 - N \frac{di_2}{dt}$$

$$v_M = e_3 - r i_3 - N \frac{di_3}{dt}$$

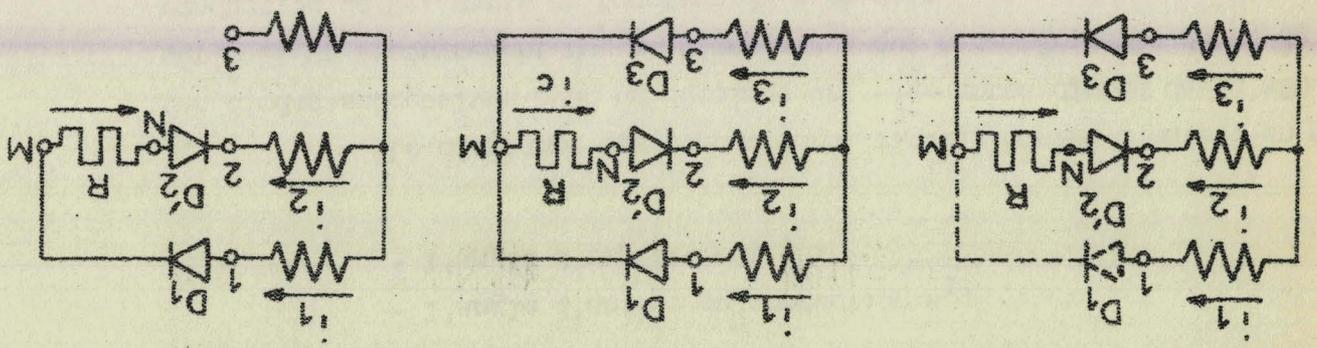
(9)

Durant l'intervalle qui précède l'amorçage de la diode D_1 (Fig. 12a), le montage est caractérisé par les relations :

I.3.1. Détermination de l'angle θ_1

Fig. 12 - Configurations successives présentées par le schéma du montage. Cas du fonctionnement à 2 ou 3 diodes conductrices.

- a) $\theta_1 - \frac{\pi}{3} + \alpha < \theta_1 < \pi + \alpha$
- b) $\theta_1 < \theta_1 < \theta_1 + \alpha$
- c) $\theta_1 + \alpha < \theta_1 + \frac{\pi}{3}$



La figure 12 schématise la partie utile du montage, c'est-à-dire les connexions assurées par les diodes conductrices, durant les deux premiers intervalles suivant l'instant θ_1/ω . On a également représenté la configuration du montage juste avant cet instant marqué par l'entrée en débit de la diode D_1 (en traits interrompus car pas conductrice).

$$\begin{aligned} v_{D_1} &= e_1 - v_M \\ i_c &= i_3 = -i_2 \end{aligned} \quad (9)$$

On en déduit :

$$u_c = e_3 - e_2 - 2 r i_3 - 2N \frac{di_3}{dt} = R i_3,$$

ou

$$r i_3 + N \frac{di_3}{dt} = \frac{1}{2} (e_3 - e_2 - R i_3).$$

D'où la tension aux bornes de D_1

$$v_{D_1} = e_1 - (e_3 - r i_3 - N \frac{di_3}{dt}) = e_1 - e_3 + \frac{1}{2} (e_3 - e_2 - R i_3)$$

et, puisque $e_1 + e_2 + e_3 = 0$,

$$v_{D_1} = \frac{3}{2} e_1 - \frac{R i_3}{2}$$

Si l'on désigne par i_{c_1} la valeur du courant i_c pour $\theta = \theta_1$, c'est-à-dire quand la tension v_{D_1} devient nulle, l'angle θ_1 est lié à i_{c_1} par

$$\sin \theta_1 = \frac{R i_{c_1}}{3 E_m} \quad (10)$$

avec $i_{c_1} = (i_3)_{\theta_1} = -(i_2)_{\theta_1}$.

I.3.2. Etude de l'intervalle $\theta_1 < \theta < \theta_1 + \alpha$

Quand les diodes D_1 , D_3 et D'_2 sont simultanément conductrices (fig.12b), le montage est régi par les équations :

$$\begin{aligned} v_M &= e_3 - r i_3 - N \frac{di_3}{dt} = e_1 - r i_1 - N \frac{di_1}{dt} \\ v_N &= e_1 - r i_2 - N \frac{di_2}{dt} \end{aligned} \quad (11)$$

$$v_M - v_N = u_c = R i_c$$

$$i_c = -i_2 = i_1 + i_3$$

On en déduit d'abord une relation entre la tension v_M et le courant i_c .

Puisque v_M égale $v_N + u_C$, on a trois expressions de v_M :

$$v_M = e_3 - ri_3 - N \frac{di_3}{dt}$$

$$v_M = e_1 - ri_1 - N \frac{di_1}{dt}$$

$$v_M = e_2 - ri_2 - N \frac{di_2}{dt} - Ri_2$$

En ajoutant membre à membre, il vient, compte tenu que les trois sommes $e_1 + e_2 + e_3$, $i_1 + i_2 + i_3$ et $\frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} + \frac{di_3}{dt}$ sont nulles,

$$3v_M = - Ri_2 \text{ ou } v_M = - \frac{Ri_2}{3} \quad (12)$$

I.3.2.1. Expression du courant redressé i_C

L'expression du courant i_C , égal à $-i_2$, se déduit aisément des relations (11) et (12)

$$v_N = v_M - u_C = v_M + Ri_2$$

$$e_2 - ri_2 - N \frac{di_2}{dt} = - \frac{Ri_2}{3} + Ri_2$$

$$(r + \frac{2}{3} R) i_2 + N \frac{di_2}{dt} = e_2 = E_m \sin(\theta - \frac{2\pi}{3})$$

Puisqu'on a posé $\bar{Z} = (r + \frac{2}{3} R) + j N\omega$ et $\text{tg}\phi = Q = \frac{N\omega}{r + \frac{2}{3} R}$ et qu'il ne peut subir de discontinuité, le courant redressé est donné pendant cet intervalle par :

$$- i_C = i_2 = \frac{E_m \sin(\theta - \frac{2\pi}{3} - \phi)}{Z} - \left(i_{C1} + \frac{E_m \sin(\theta_1 - \frac{2\pi}{3} - \phi)}{Z} \right) e^{-\frac{(\theta - \theta_1)}{Q}} \quad (13)$$

I.3.2.1. Première relation liant les angles α et θ_1

Si l'on désigne par $i_{C\alpha}$ la valeur du courant redressé à l'instant $\frac{1}{\omega}(\theta_1 + \alpha)$, on peut en trouver une première expression en faisant $\theta = \theta_1 + \alpha$ dans la relation (13).

$$i_{c\alpha} = -\frac{E_m}{Z} \sin(\theta_1 + \alpha - \frac{2\pi}{3} - \phi) + \left(i_{c1} + \frac{E_m}{Z} \sin(\theta_1 - \frac{2\pi}{3} - \phi) \right) e^{-\frac{\alpha}{Q}} \quad (14)$$

Une seconde expression vient de l'évolution de la différence $i_1 - i_3$ au cours de l'intervalle étudié.

$$\text{Pour } \theta = \theta_1, i_1 - i_3 = 0 - i_3 = -i_{c1}$$

$$\text{Pour } \theta = \theta_1 + \alpha, i_1 - i_3 = i_1 = -i_2 = i_{c\alpha}, \text{ puisque } D_3 \text{ se bloque.}$$

Or, la première des équations (11) donne :

$$e_3 - ri_3 - N \frac{di_3}{dt} = e_1 - ri_1 - N \frac{di_1}{dt}$$

$$r(i_1 - i_3) + N \frac{d}{dt} (i_1 - i_3) = e_1 - e_3 = \sqrt{3} E_m \sin(\theta - \frac{\pi}{6})$$

Ayant posé $\bar{z} = r + j N\omega$ et $\text{tg } q = \frac{N\omega}{r}$, cette différence a pour expression :

$$i_1 - i_3 = \frac{\sqrt{3} E_m}{z} \sin(\theta - \frac{\pi}{6} - q) - \left(i_{c1} + \frac{\sqrt{3} E_m}{z} \sin(\theta_1 - \frac{\pi}{6} - q) \right) e^{-\frac{-(\theta - \theta_1)}{q}}$$

et, pour $\theta = \theta_1 + \alpha$, elle a pour valeur

$$i_{c\alpha} = \sqrt{3} \frac{E_m}{z} \sin(\theta_1 + \alpha - \frac{\pi}{6} - q) - \left(i_{c1} + \frac{\sqrt{3} E_m}{z} \sin(\theta_1 - \frac{\pi}{6} - q) \right) e^{-\frac{\alpha}{q}} \quad (15)$$

Pour identification des deux valeurs de $i_{c\alpha}$ {relations (14) et (15)} et compte tenu de (10) qui donne $i_{c1} = \frac{3E_m}{R} \sin\theta_1$, on trouve une première relation liant les angles α et θ_1 . Après mise en évidence des paramètres (voir § I.3.4.) nous la repèrerons par (19).

I.3.3. Etude de l'intervalle $\theta_1 + \alpha < \theta < \theta_1 + \frac{\pi}{3}$

Lorsque les diodes D_1 et D_2 sont seules conductrices (fig. 12c), on détermine l'expression du courant i_c à partir des équations suivantes :

$$\begin{aligned}
 v_M &= e_1 - r i_1 - N \frac{di_1}{dt} \\
 v_N &= e_2 - r i_2 - N \frac{di_2}{dt} \\
 v_M - v_N &= Ri_c \\
 i_c &= i_1 = - i_2
 \end{aligned}
 \tag{16}$$

On en déduit :

$$\begin{aligned}
 Ri_c &= e_1 - r i_c - N \frac{d i_c}{dt} - e_2 - r i_c - N \frac{d i_c}{dt} \\
 (r + \frac{R}{2}) i_c + N \frac{d i_c}{dt} &= \frac{e_1 - e_2}{2} = \frac{\sqrt{3}}{2} E_m \sin(\theta + \frac{\pi}{6})
 \end{aligned}$$

Puisque $\bar{Z}' = (r + \frac{R}{2}) + j N\omega$ et $Q' = \operatorname{tg}\phi' = \frac{N\omega}{r + \frac{R}{2}}$, le courant i_c varie suivant la relation

$$i_c = \frac{\sqrt{3} E_m}{2Z'} \sin(\theta + \frac{\pi}{6} - \phi') + \left(i_{c0} - \frac{\sqrt{3} E_m}{2Z'} \sin(\theta_1 + \alpha + \frac{\pi}{6} - \phi') \right) e^{\frac{(\theta - \theta_1 - \alpha)}{Q'}} \tag{17}$$

Or, ce courant ayant une période égale au sixième de celle des tensions alternatives :

$$i_c(\theta_1 + \frac{\pi}{3}) = i_{c1}$$

En reportant dans la relation (17); compte tenu de la valeur de i_{c0} expression (15), il vient

$$\begin{aligned}
 i_{c1} &= \frac{\sqrt{3} E_m}{2Z'} \sin(\theta_1 + \frac{\pi}{2} - \phi') \\
 &+ \left(\frac{\sqrt{3} E_m}{z} \sin(\theta_1 + \alpha + \frac{\pi}{6} - \psi) - \frac{\sqrt{3} E_m}{2Z'} \sin(\theta_1 + \alpha + \frac{\pi}{6} - \phi') \right) e^{\frac{-\frac{\pi}{3} - \alpha}{Q'}} \\
 &- \left(i_{c1} + \frac{\sqrt{3} E_m}{z} \sin(\theta_1 - \frac{\pi}{6} - \psi) \right) e^{\frac{-\alpha}{Q'}} e^{\frac{\frac{\pi}{3} - \alpha}{Q'}} \tag{18}
 \end{aligned}$$

Puisque i_{c1} égale $\frac{3E_m}{R} \sin\theta_1$, on a là une seconde relation entre les angles α et θ_1 .

I.3.4. Mise en forme des équations donnant α et θ_1
 =====

Il est possible de caractériser un montage et son point de fonctionnement à l'aide des seuls paramètres

$$k = \frac{R}{r} \quad \text{et} \quad q = \frac{N\omega}{r}$$

Les impédances, déphasages et coefficients de surtensions rencontrés dans les relations précédentes peuvent en effet s'écrire :

$$z = r \sqrt{1 + q^2}, \quad \text{tg } \varphi = q$$

$$z = r \sqrt{\left(1 + \frac{2}{3}k\right)^2 + q^2}, \quad \text{tg } \phi = Q = \frac{q}{1 + \frac{2}{3}k}$$

$$z' = r \sqrt{\left(1 + \frac{k}{2}\right)^2 + q^2}, \quad \text{tg } \phi' = Q' = \frac{q}{1 + \frac{k}{2}}$$

Les deux équations liant θ_1 et α deviennent alors

$$-\frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{2}{3}k\right)^2 + q^2}} \sin\left(\theta_1 + \alpha - \frac{2\pi}{3} - \phi\right) + \left[\frac{3}{k} \sin\theta_1 + \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{2}{3}k\right)^2 + q^2}} \sin\left(\theta_1 - \frac{2\pi}{3} - \phi\right) \right] e^{-\frac{\left(1 + \frac{2}{3}k\right)\alpha}{q}}$$

$$= \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{1+q^2}} \sin\left(\theta_1 + \alpha - \frac{\pi}{6} - \phi\right) - \left[\frac{3}{k} \sin\theta_1 + \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{1+q^2}} \sin\left(\theta_1 - \frac{\pi}{6} - \phi\right) \right] e^{-\frac{\alpha}{q}} \quad (19)$$

$$\frac{\sqrt{3}}{k} \sin\theta_1 = \frac{1}{2\sqrt{\left(1 + \frac{k}{2}\right)^2 + q^2}} \sin\left(\theta_1 + \frac{\pi}{2} - \phi'\right)$$

$$+ \left[\frac{1}{\sqrt{1+q^2}} \sin\left(\theta_1 + \frac{\pi}{6} - \phi\right) - \frac{1}{2\sqrt{\left(1 + \frac{k}{2}\right)^2 + q^2}} \sin\left(\theta_1 + \frac{\pi}{6} - \phi'\right) \right]$$

$$e^{-\frac{\left(1 + \frac{k}{2}\right)\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right)}{q}}$$

$$-\left[\frac{\sqrt{3}}{k} \sin \theta_1 + \frac{1}{\sqrt{1+q^2}} \sin \left(\theta_1 - \frac{\pi}{6} - \alpha \right) \right] e^{-\left(\frac{\pi}{3} + \frac{k}{2} \left(\frac{\pi}{3} - \alpha \right) \right)} \quad (20)$$

Les relations (19) et (20) permettront de déterminer θ_1 et α en fonction de k et q (voir §I.5.) dans le domaine où α est compris entre zéro et $\pi/3$.

I.3.5. Valeur du courant redressé moyen

=====

La valeur moyenne I_c du courant redressé s'obtient en intégrant i_c entre les bornes déterminées pour chaque valeur de k et q .

$$I_c = \frac{6}{2\pi} \left[\int_1^{\theta_1 + \alpha} i_c d\theta + \int_{\theta_1 + \alpha}^{\theta_1 + \frac{\pi}{3}} i_c d\theta \right]$$

Ce calcul suppose celui préalable de :

θ_1 et α , relations (19) et (20)

i_{c1} , relation (10)

$i_{c\alpha}$, relation (15)

En tenant compte du fait qu'au cours du premier intervalle d'intégration i_c est donné par l'expression (13) et au cours du second par l'expression (17), il vient :

$$\begin{aligned} \frac{\pi}{3} I_c &= \frac{E_m}{Z} \cos \left(\theta_1 + \alpha - \frac{2\pi}{3} - \phi \right) - \cos \left(\theta_1 - \frac{2\pi}{3} - \phi \right) \\ &+ Q(1 - e^{-\frac{\alpha}{\tau}}) \left[i_{c1} + \frac{E_m}{Z} \sin \left(\theta_1 - \frac{2\pi}{3} - \phi \right) \right] \\ &+ \frac{\sqrt{3} E_m}{2Z'} \left[\cos \left(\theta_1 + \alpha + \frac{\pi}{6} - \phi' \right) - \cos \left(\theta_1 + \frac{\pi}{2} - \phi' \right) \right] \\ &+ Q' (1 - e^{-\frac{\pi/3 - \alpha}{\tau'}}) \left[i_{c\alpha} - \frac{\sqrt{3} E_m}{2Z'} \sin \left(\theta_1 + \alpha + \frac{\pi}{6} - \phi' \right) \right] \quad (21) \end{aligned}$$

Dans cette relation, tous les termes peuvent s'exprimer en fonction de $\frac{E_m}{r}$, k et q .

I.4. FONCTIONNEMENT A TOUJOURS 3 DIODES CONDUCTRICES

L'étude du fonctionnement avec conduction de 2 ou 3 diodes n'est applicable que tant que l'angle d'empiètement est inférieur à 60° . Elle donne le début de la caractéristique mais ne permet pas d'atteindre le point de court-circuit.

Le reste de la caractéristique correspond au fonctionnement à toujours trois diodes passantes. Chaque diode débite durant une demi-période, l'angle d'empiètement est constant et égal à 60° , seul varie l'angle θ_1 d'entrée en conduction (1).

La figure 13 donne le diagramme des conductions dans ce cas.

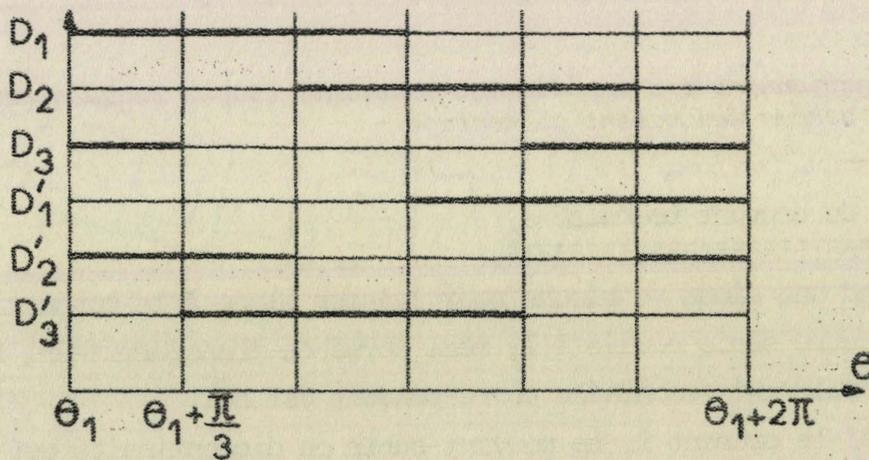
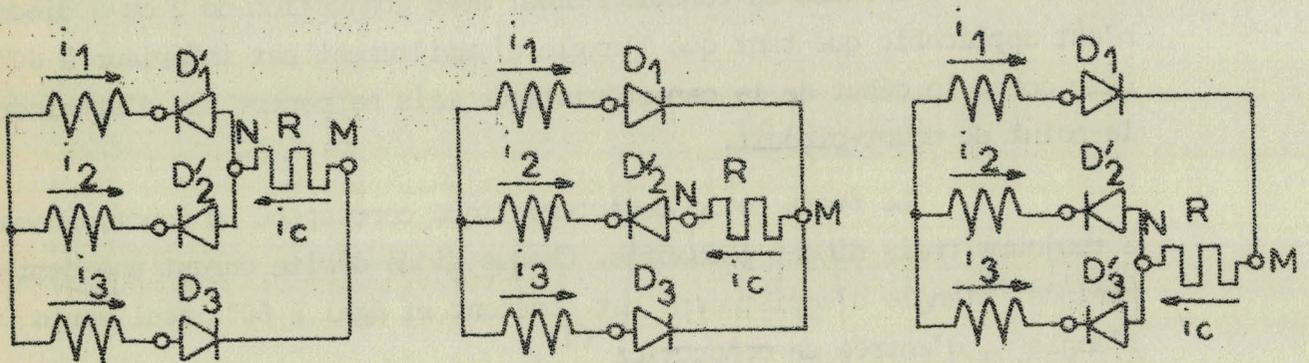


Fig.13 - Angle α égal à $\frac{\pi}{3}$. Diagramme des phases conductrices des six diodes.

(1) Il n'y a pas lieu, pour assurer le calcul de la deuxième partie de la caractéristique, d'avoir recours à la conduction discontinue des diodes. M. SEGUIER, qui a mis ce phénomène en évidence, a montré qu'il était lié aux brusques variations de la tension aux bornes des diodes bloquées. Ici, la tension redressée ne pouvant subir de discontinuité, il en est de même de la différence de potentiel aux bornes des redresseurs.

On voit qu'il n'y a plus que six intervalles à considérer par période. La figure 14 montre la configuration donnée au montage par les diodes conductrices avant, pendant et après le premier de ces intervalles.



a) $\theta_1 - \frac{\pi}{3} < \theta < \theta_1$

b) $\theta_1 < \theta < \theta_1 + \frac{\pi}{3}$

c) $\theta_1 + \frac{\pi}{3} < \theta < \theta_1 + \frac{2\pi}{3}$

Fig.14 - Fonctionnement à empiètement constant. Etapes successives du schéma équivalent au montage -

I.4.1. Expression du courant redressé i_c

Quand une diode se bloque pour laisser place à la conduction de la diode de l'autre série réunie à la même borne du transformateur, le courant dans l'enroulement secondaire correspondant est nul.

Ainsi le courant i_1 ne pouvant subir de discontinuité est nul pour $\theta = \theta_1$, puisqu'on passe alors du débit de D'_1 (i_1 négatif) à celui de D_1 (i_1 positif).

Durant l'intervalle $\theta_1, \theta_1 + \frac{\pi}{3}$, l'examen de la figure 14b donne :

$$\begin{aligned} v_M &= e_1 - r i_1 - N \frac{di_1}{dt}, \\ v_M &= e_3 - r i_3 - N \frac{di_3}{dt}, \\ v_N &= e_2 - r i_2 - N \frac{di_2}{dt}, \end{aligned} \tag{22}$$

$$R i_c = v_M - v_N, \quad (22)$$

$$i_c = -i_2 = i_1 + i_3$$

équations identiques à celles trouvées au § I.3.2. On en déduit de la même façon

$$v_M = -\frac{Ri_2}{3}$$

et

$$i_c = -i_2 = -\frac{E_m}{Z} \sin(\theta - \frac{2\pi}{3} - \phi) + \left[i_{c_1} + \frac{E_m}{Z} \sin(\theta_1 - \frac{2\pi}{3} - \phi) \right] e^{-\frac{-(\theta - \theta_1)}{Q}} \quad (23)$$

La remarque qui précède permet de déduire de celle du courant i_c à l'instant θ_1/ω , les valeurs des courants secondaires au début et à la fin de l'intervalle.

Pour $\theta = \theta_1$, $i_1 = 0$

$$i_2 = -i_{c_1}$$

$$i_3 = i_{c_1}$$

Pour $\theta = \theta_1 + \frac{\pi}{3}$, i_c ayant retrouvé sa valeur i_{c_1} ,

$$i_1 = i_{c_1}$$

$$i_2 = -i_{c_1}$$

$$i_3 = 0$$

I.4.2. Relation donnant l'angle d'amorçage θ_1

=====

La périodicité du courant redressé permet d'écrire que i_c égale à nouveau i_{c_1} pour $\theta = \theta_1 + \frac{\pi}{3}$

$$i_{c_1} = -\frac{E_m}{Z} \sin(\theta_1 - \frac{\pi}{3} - \phi) + \left[i_{c_1} + \frac{E_m}{Z} \sin(\theta_1 - \frac{2\pi}{3} - \phi) \right] e^{-\frac{\pi}{3Q}}$$

d'où la relation liant i_{c_1} à θ_1 :

$$i_{c_1} = \frac{E_m}{Z} \frac{\sin(\theta_1 - \frac{2\pi}{3} - \phi) e^{-\frac{\pi}{3Q}} - \sin(\theta_1 - \frac{\pi}{3} - \phi)}{1 - e^{-\frac{\pi}{3Q}}} \quad (24)$$

Une seconde relation s'obtient en suivant les variations de la différence $i_1 - i_3$. Des relations (22) on déduit :

$$r(i_1 - i_3) + N \frac{d}{dt} (i_1 - i_3) = e_2 - e_3 = \sqrt{3} E_m \sin(\theta - \frac{\pi}{6})$$

Cette différence ayant pour valeur initiale $-i_{c_1}$

$$i_1 - i_3 = \frac{\sqrt{3} E_m}{z} \sin(\theta - \frac{\pi}{6} - \phi) - i_{c_1} + \frac{3 E_m}{z} \sin(\theta_1 - \frac{\pi}{6} - \phi) e^{-\frac{(\theta - \theta_1)}{q}}$$

Puisqu'elle atteint la valeur $+i_{c_1}$ pour $\theta_1 + \frac{\pi}{3}$, il vient

$$i_{c_1} = \frac{\sqrt{3} E_m}{z} \frac{\sin(\theta_1 + \frac{\pi}{6} - \phi) - \sin(\theta_1 - \frac{\pi}{6} - \phi) e^{-\frac{\pi}{3q}}}{1 - e^{-\frac{\pi}{3q}}} \quad (25)$$

Par identification des deux valeurs de i_{c_1} , on trouve une relation permettant un calcul direct de θ_1

$$\operatorname{tg} \theta_1 = \frac{XS_1 + S_2}{XS_3 + S_4} \quad (26)$$

X, S_1, S_2, S_3 et S_4 ayant les valeurs suivantes :

$$X = \frac{\sqrt{3Z}(1 - e^{-\frac{\pi}{3Q}})}{z(1 + e^{-\frac{\pi}{3Q}})},$$

$$\begin{aligned}
 S_1 &= \sin\left(-\frac{\pi}{6} - \varphi\right) + \sin\left(-\frac{\pi}{6} + \varphi\right) e^{-\frac{\pi}{3q}}, \\
 S_2 &= -\sin\left(-\frac{\pi}{3} + \phi\right) + \sin\left(-\frac{2\pi}{3} + \phi\right) e^{-\frac{\pi}{3Q}}, \\
 S_3 &= -\cos\left(-\frac{\pi}{6} - \varphi\right) + \cos\left(-\frac{\pi}{6} + \varphi\right) e^{-\frac{\pi}{3q}}, \\
 S_4 &= -\cos\left(-\frac{\pi}{3} + \phi\right) + \cos\left(-\frac{2\pi}{3} + \phi\right) e^{-\frac{\pi}{3Q}}.
 \end{aligned}
 \tag{27}$$

Nous avons montré précédemment comment $\frac{Z}{Z}$; ϕ , φ et Q s'expriment en fonction des seuls paramètres q et K .

I.4.3. Valeur moyenne du courant redressé

=====

Le courant redressé moyen I_c , calculé par

$$I_c = \frac{6}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_1 + \frac{\pi}{3}} i_c d\theta,$$

a pour valeur

$$I_c = \frac{3}{\pi} Q(1 - e^{-\frac{\pi}{3Q}}) \left[i_{c1} + \frac{E_m}{Z} \sin\left(\theta_1 - \frac{2\pi}{3} - \phi\right) \right] + \frac{3}{\pi} \frac{E_m}{Z} \cos(\theta_1 - \phi) \tag{28}$$

i_{c1} et θ_1 étant donnés pour chaque couple de valeurs de q et de K par les relations (24) et (26).

I.5. CARACTERISTIQUES STATIQUES

A l'aide de l'ensemble des relations que nous venons d'établir, on peut calculer pour chaque type de transformateur caractérisé par q et pour chaque valeur de la charge K les valeurs de U_c et I_c .

Le calcul des coordonnées des points des caractéristiques $U_c = f(I_c)$, pour diverses valeurs de q a été effectué grâce à un ordinateur. On trouvera, en annexe, l'organigramme utilisé à cet effet.

BUS. 1144

	0,2		0,5		1		2		5		10	
I ^U *	0,078	1,496	0,075	1,479	0,076	1,460	0,073	1,440	0,068	1,290	0,025	1,414
θ α	0,485	0,218	0,491	0,305	0,499	0,428	0,503	0,585	0,447	0,969	0,514	0,777
I ^U *	0,143	1,364	0,142	1,348	0,138	1,310	0,128	1,223	0,113	1,074	0,045	1,297
θ α	0,451	0,305	0,459	0,445	0,464	0,602	0,423	0,846	0,588		0,455	
I ^U *	0,199	1,254	0,194	1,228	0,190	1,198	0,176	1,109	0,137	0,865	0,059	1,128
θ α	0,420	0,375	0,427	0,532	0,425	0,742	0,361	1,038	0,758		0,625	
I ^U *	0,247	1,164	0,242	1,138	0,232	1,093	0,219	1,029	0,151	0,710	0,068	0,978
θ α	0,392	0,445	0,397	0,618	0,378	0,846	0,424		0,874		0,755	
I ^U *	0,290	1,083	0,283	1,057	0,268	1,001	0,248	0,927	0,160	0,596	0,075	0,853
θ α	0,367	0,497	0,368	0,689	0,329	0,934	0,498		0,958		0,856	
I ^U *	0,329	1,013	0,322	0,992	0,309	0,950	0,272	0,838	0,165	0,510	0,079	0,751
θ α	0,343	0,550	0,348	0,759	0,320	1,021	0,560		1,020		0,935	
I ^U *	0,365	0,952	0,356	0,927	0,343	0,893	0,292	0,760	0,170	0,442	0,082	0,668
θ α	0,322	0,602	0,318	0,812	0,303		0,613		1,068		0,997	
I ^U *	0,427	0,838	0,388	0,872	0,370	0,831	0,308	0,691	0,173	0,388	0,084	0,599
θ α	0,283	0,672	0,298	0,864	0,337		0,660		1,106		1,047	
I ^U *	0,483	0,743	0,414	0,872	0,395	0,774	0,321	0,630	0,175	0,343	0,086	0,543
θ α	0,250	0,742	0,270	0,899	0,368		0,700		1,137		1,089	
I ^U *	0,531	0,656	0,446	0,772	0,417	0,722	0,333	0,576	0,178	0,274	0,087	0,454
θ α	0,218	0,794	0,260	0,951	0,397		0,736		1,184		1,124	
I ^U *	0,581	0,581	0,496	0,682	0,437	0,673	0,343	0,528	0,180	0,223	0,088	0,454
θ α	0,192	0,864	0,224	1,021	0,424		0,768		1,220		1,153	
I ^U *	0,602	0,542	0,521	0,643	0,455	0,627	0,351	0,484	0,181	0,201	0,089	0,419
θ α	0,178	0,881	0,200		0,449		0,798		1,235		1,178	
I ^U *	0,626	0,507	0,543	0,603	0,472	0,583	0,359	0,443	0,183	0,148	0,090	0,362
θ α	0,167	0,916	0,217		0,472		0,823		1,271		1,218	

q = 0,2	0,5	1	2	5	10				
0,647 0,152	0,564 0,233	0,488 0,494	0,542	0,366 0,847	0,406	0,184 1,291	0,119	0,091 1,234	0,339
0,667 0,139	0,584 0,249	0,503 0,516	0,503	0,372 0,869	0,372	0,185 1,317	0,082	0,092 1,294	0,253
0,692 0,129	0,623 0,278	0,517 0,536	0,466	0,377 0,890	0,340	0,186 1,339	0,050	0,093 1,332	0,200
0,712 0,115	0,642 0,293	0,530 0,555	0,430	0,387 0,927	0,281	0,187 1,360	0,019	0,094 1,358	0,162
0,737 0,106	0,660 0,308	0,556 0,592	0,361	0,391 0,945	0,254	0,1875	0	0,095	0
0,758 0,099	0,679 0,322	0,579 0,628	0,295	0,396 0,961	0,228				
0,781 0,112	0,697 0,337	0,590 0,645	0,263	0,399 0,977	0,203				
0,805 0,125	0,716 0,351	0,601 0,662	0,230	0,403 0,993	0,179				
0,829 0,138	0,753 0,381	0,622 0,696	0,167	0,409 1,022	0,133				
0,854 0,152	0,772 0,396	0,633 0,713	0,134	0,416 1,051	0,088				
0,880 0,166	0,792 0,412	0,643 0,731	0,102	0,421 1,079	0,044				
0,935 0,197	0,812 0,429	0,654 0,748	0,069	0,426 1,105	0				
	0,853 0,465	0,674 0,785	0						



Les tableaux I et II donnent, pour quelques valeurs de q , les valeurs de U_c et de I_c rapportées respectivement à E_m et à $I_{c,cc}$ ainsi que celles des angles θ_1 et α exprimés en radians.

Le choix des valeurs de q a été opéré en tenant compte des résultats obtenus dans les deux cas particuliers suivants :

- d'abord, en ne tenant compte que de la résistance par phase r du transformateur et du réseau amont ; q est alors nul.

- puis en ne tenant compte que des réactances $N\omega$ de la source ce qui donne à q une valeur infinie.

Lorsqu'on néglige les résistances ou réactances, on ne peut alors plus utiliser les relations précédentes vu les valeurs mal définies de q , et il convient même de changer de paramètres.

Pour le cas où la résistance r est supposée négligeable, par rapport à $N\omega$, l'importance relative de la charge sera caractérisée par $Q'' = \frac{N\omega}{R}$.

Dans le cas contraire, on ne gardera comme coefficient de charge que $K = \frac{R}{r}$.

Toutefois, on cherche toujours à déterminer les variations de U_c , α et θ_1 en fonction du courant moyen redressé I_c que l'on reportera au courant de court-circuit $I_{c,cc}$.

Nous avons reporté en appendice le calcul des deux caractéristiques limites. Les résultats montrent que pour q inférieur à 0,5, on obtient des courbes voisines de celles correspondant à q nul et que pour q supérieur à 5, on est très près des courbes correspondant à q infini.

Les courbes correspondantes sont reportées sur la figure 17.

I.5.1. Variations de l'angle de conduction

=====

A l'aide des résultats groupés dans les tableaux I et II on a tracé les courbes donnant, pour diverses valeurs de q , l'angle θ_1 d'entrée en conduction de la diode D_1 en fonction du rapport $I_c/I_{c,cc}$ (fig.15).

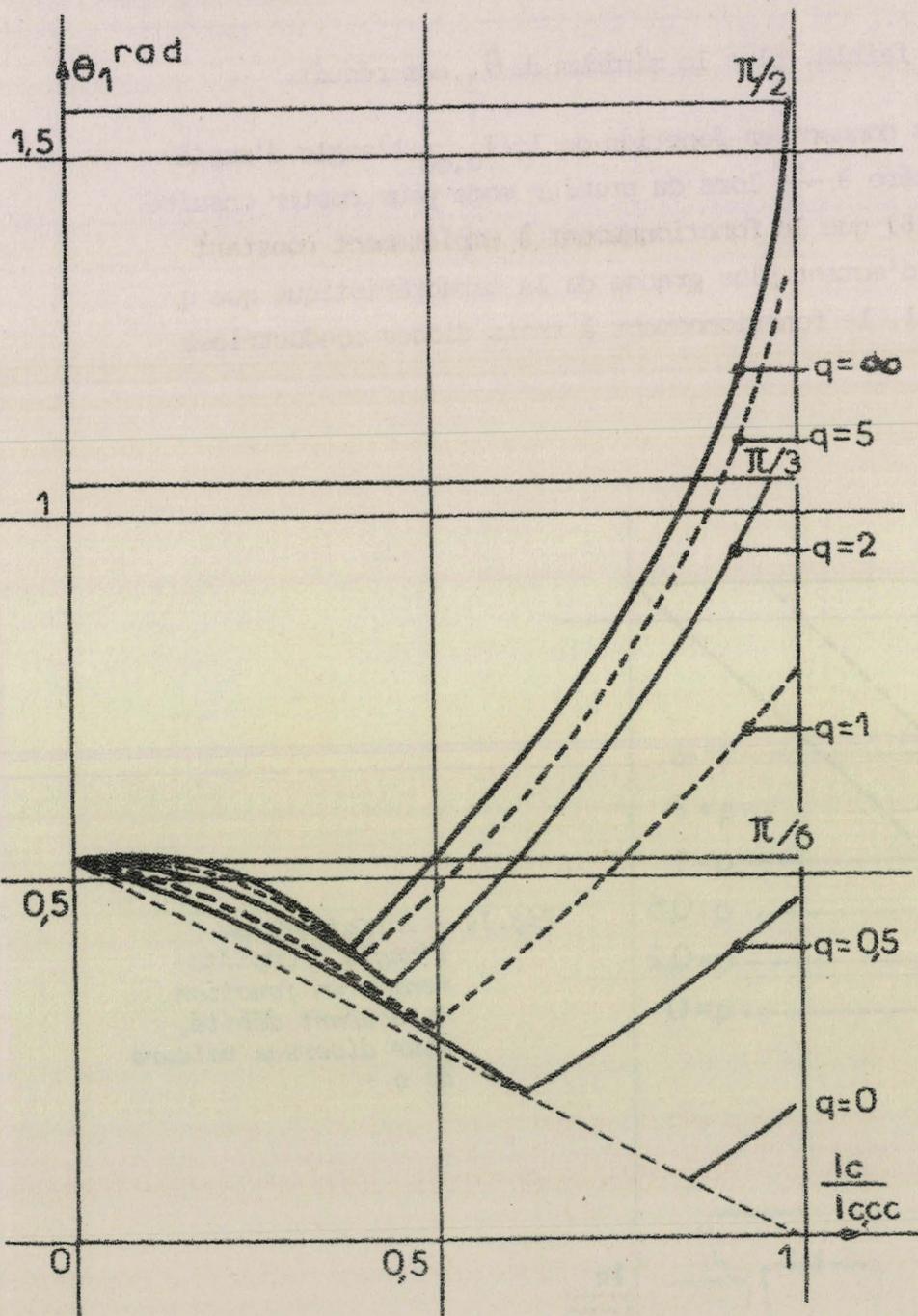


Fig.15 - Courbes donnant, en fonction du courant I_c , l'angle θ_1 d'entrée en débit de la diode D_1 .

Lors du premier mode de fonctionnement (débit par 2 ou 3 diodes), l'entrée en conduction de D_1 , qui se produit pour $\theta_1 = \pi/6$ à vide, se produit de plus en plus tôt au fur et à mesure que I_c croît. Au contraire, lors du fonctionnement à toujours trois diodes conductrices, l'angle θ_1 augmente en même temps que le courant pour atteindre son maximum égal à ψ en court-circuit.

Plus q est faible, plus le minimum de θ_1 est réduit.

Les courbes donnant en fonction de $I_c/I_{c,cc}$ l'angle d'empiètement α , qui croît de zéro à $\frac{\pi}{3}$ lors du premier mode pour rester ensuite constant, montrent (fig.16) que le fonctionnement à empiètement constant correspond à une portion d'autant plus grande de la caractéristique que q est plus élevé. Pour q nul, le fonctionnement à trois diodes conductrices n'existe pas.

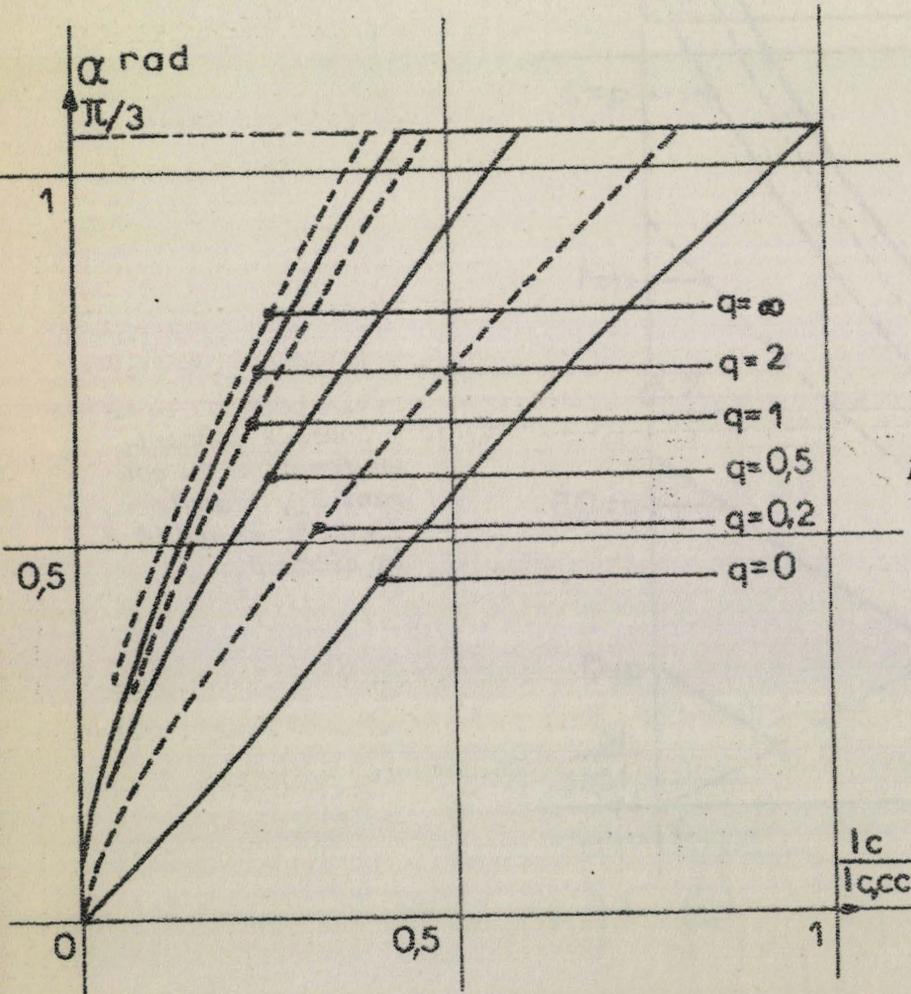


Fig.16 - Variations de l'angle d'empiètement α en fonction du courant débité, pour diverses valeurs de q -

I.5.2. Variations de la tension redressée

=====

La détermination des courbes $U_c = f(I_c)$ était le principal objet de cette étude du montage P.D.3.

La figure 17 donne les caractéristiques déterminées pour quelques valeurs de q ainsi que les courbes limites (q infini et nul)

L'examen de ces courbes montre que :

- le passage de la portion correspondant au premier mode de fonctionnement à celle qui assure la fin de la caractéristique est d'autant plus marqué que q est plus grand.

- la pente initiale de la caractéristique totale est d'autant plus faible que q est plus élevé.

- au contraire, la pente au voisinage du court-circuit est d'autant plus forte que le coefficient q est plus grand.

Ces dernières remarques mettent en évidence que ce sont les montages à impédance fortement inductive qui se prêtent le mieux à la réalisation des sources de courant.

Toutefois, on est loin des caractéristiques, telle celle de la figure 5, correspondant au débit sur un récepteur très inductif. Notre étude sur un montage précis met à nouveau en évidence l'extrême importance de la nature du récepteur sur les performances du montage redresseur qui l'alimente. On est très loin, même pour la courbe tracée en ne tenant compte que de la réactance de la source, de la caractéristique formée de segments rectilignes. (A noter en particulier, l'incurvation vers le haut de la partie initiale de la caractéristique de tension).

L'examen des courbes de la figure 17 montre encore que même pour des valeurs élevées de q (et pour q infini d'ailleurs), on est loin de la caractéristique optimale cherchée.

La seconde partie de ce mémoire sera consacrée à l'amélioration de la caractéristique naturelle par addition progressive d'une réactance au fur et à mesure que le courant continu débité augmente. Autrement dit à E_m et r donnés, nous envisageons d'accroître $N\omega$ donc q en fonction de I_c

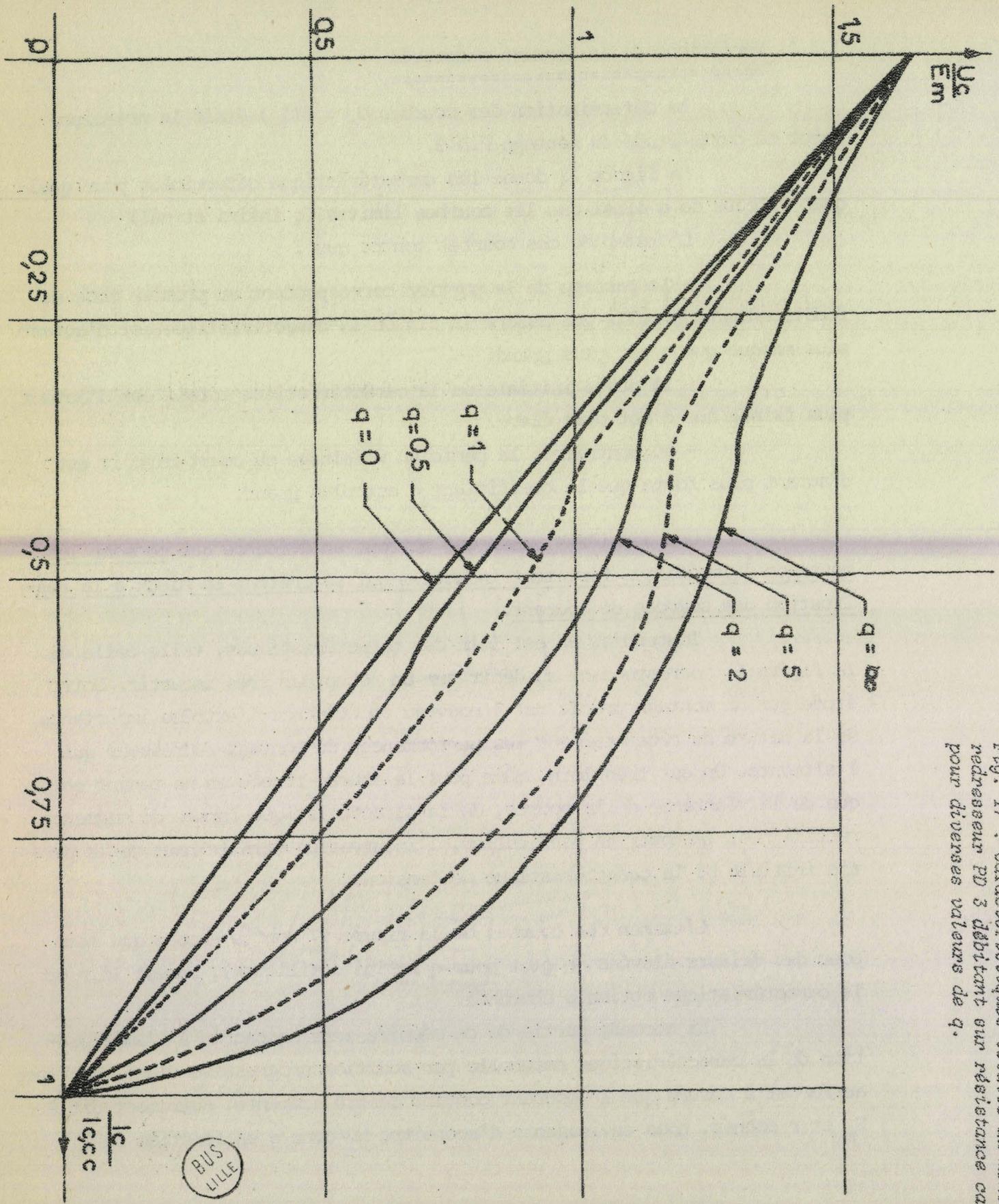


Fig. 17 : Caractéristiques totales du montage redresseur PD 3 débitant sur résistance calculées pour diverses valeurs de q .

BUS LILLE

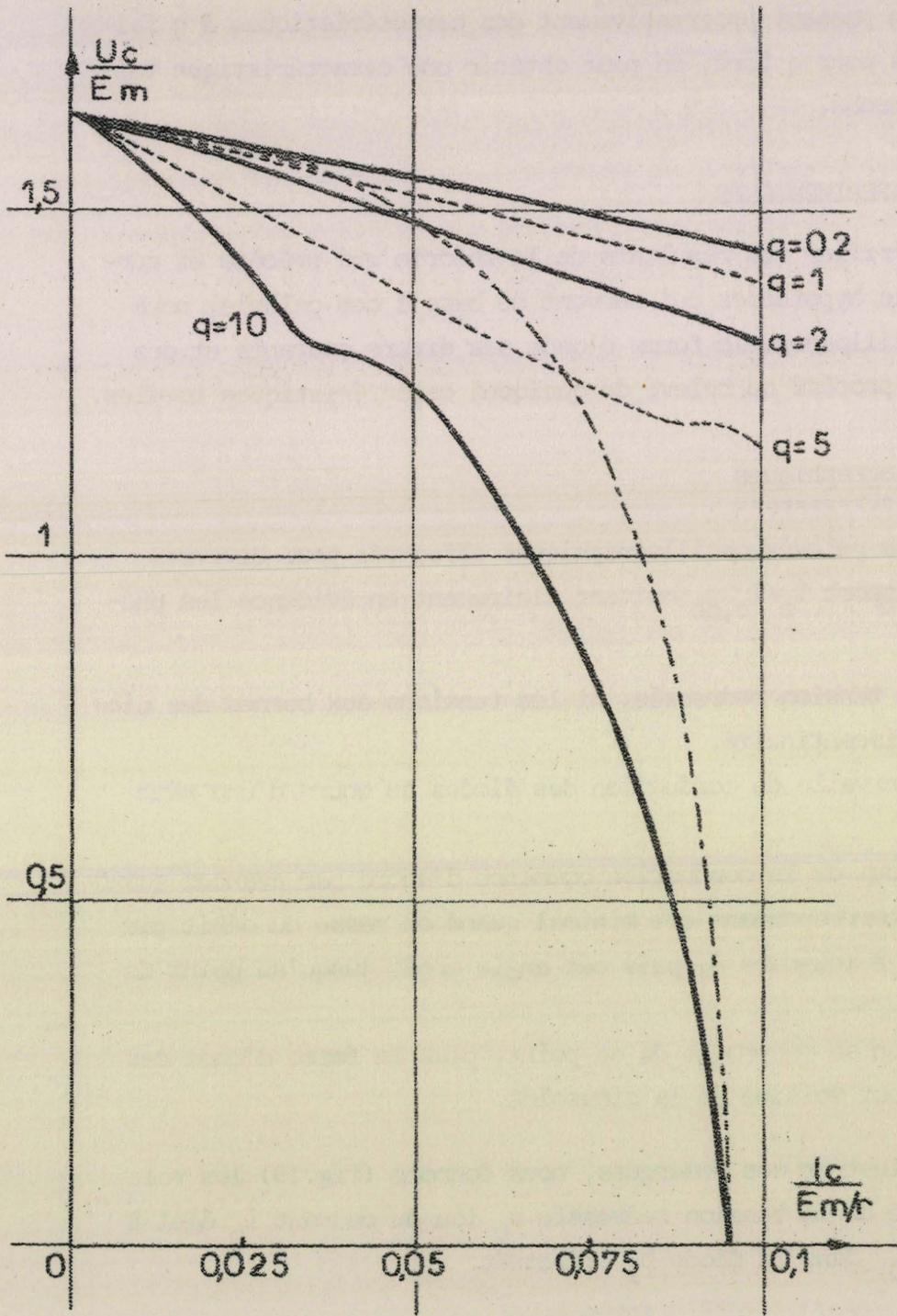


Fig.18 Caractéristiques de tension, à E_m et r constants, tracées pour diverses valeurs de q . En traits mixtes, caractéristique visée par l'accroissement progressif de N_w .



Pour montrer l'intérêt du procédé, nous avons tracé (fig.18) les courbes $U_c/E_m = f(I_c/E_m/r)$ pour divers q . La courbe en traits interrompus montre comment en passant progressivement des caractéristiques à q faible à celles trouvées pour q fort, on peut obtenir une caractéristique voisine de l'idéal recherché.

I.6. VERIFICATIONS EXPERIMENTALES

Pour vérifier les résultats de la théorie qui précède et surtout la légitimité des hypothèses qui servent de base à ces calculs, nous avons observé à l'oscilloscope la forme d'onde des divers courants et des tensions, puis avons procédé au relevé de quelques caractéristiques totales.

I.6.1. Relevés oscillographiques

=====

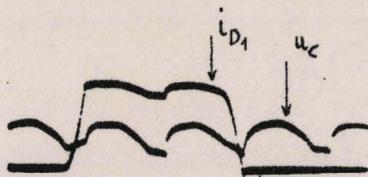
Tous les relevés oscillographiques effectués pour diverses valeurs de q et du rapport $I_c/I_{c,cc}$ mettent clairement en évidence les phénomènes suivants :

- ni la tension redressée, ni les tensions aux bornes des diodes ne subissent de discontinuité.
- l'intervalle de conduction des diodes au cours d'une même période est continu
- le début de la conduction commence d'abord par avancer quand I croît ; l'angle θ_1 correspondant est minimal quand on passe du débit par 2 ou 3 diodes à celui à toujours 3, puis cet angle croît jusqu'au point de court-circuit.
- plus on se rapproche de ce point, plus la forme d'onde des courants secondaires est voisine de la sinusoïde.

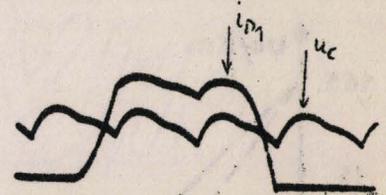
Pour illustrer ces remarques, nous donnons (fig.19) les relevés de la forme d'onde de la tension redressée u_c (ou du courant i_c égal à u_c/R) et du courant i_{D_1} dans la diode D_1 effectués.

- pour une charge très faible au voisinage du point à vide
- lors du débit par 2 ou 3 diodes
- lors du débit toujours par 3 diodes
- au voisinage immédiat du court-circuit

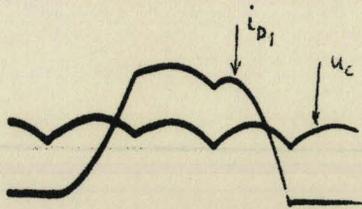
Ces relevés correspondent à une valeur de q voisine de 3 pour tous, l'origine des temps est la même.



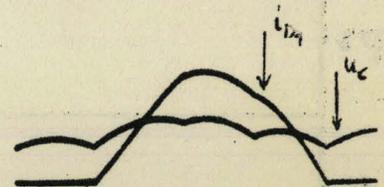
$I_c = 0,7 A$



$I_c = 3,2 A$



$I_c = 5,5 A$



$I_c = 16,5 A$

Fig. 19 - Relevés oscillographiques de la tension redressée u_c et du courant i_{D1} effectués pour des valeurs croissantes du courant I_c

($q = 3$

; $I_{c,cc} = 26 A$)

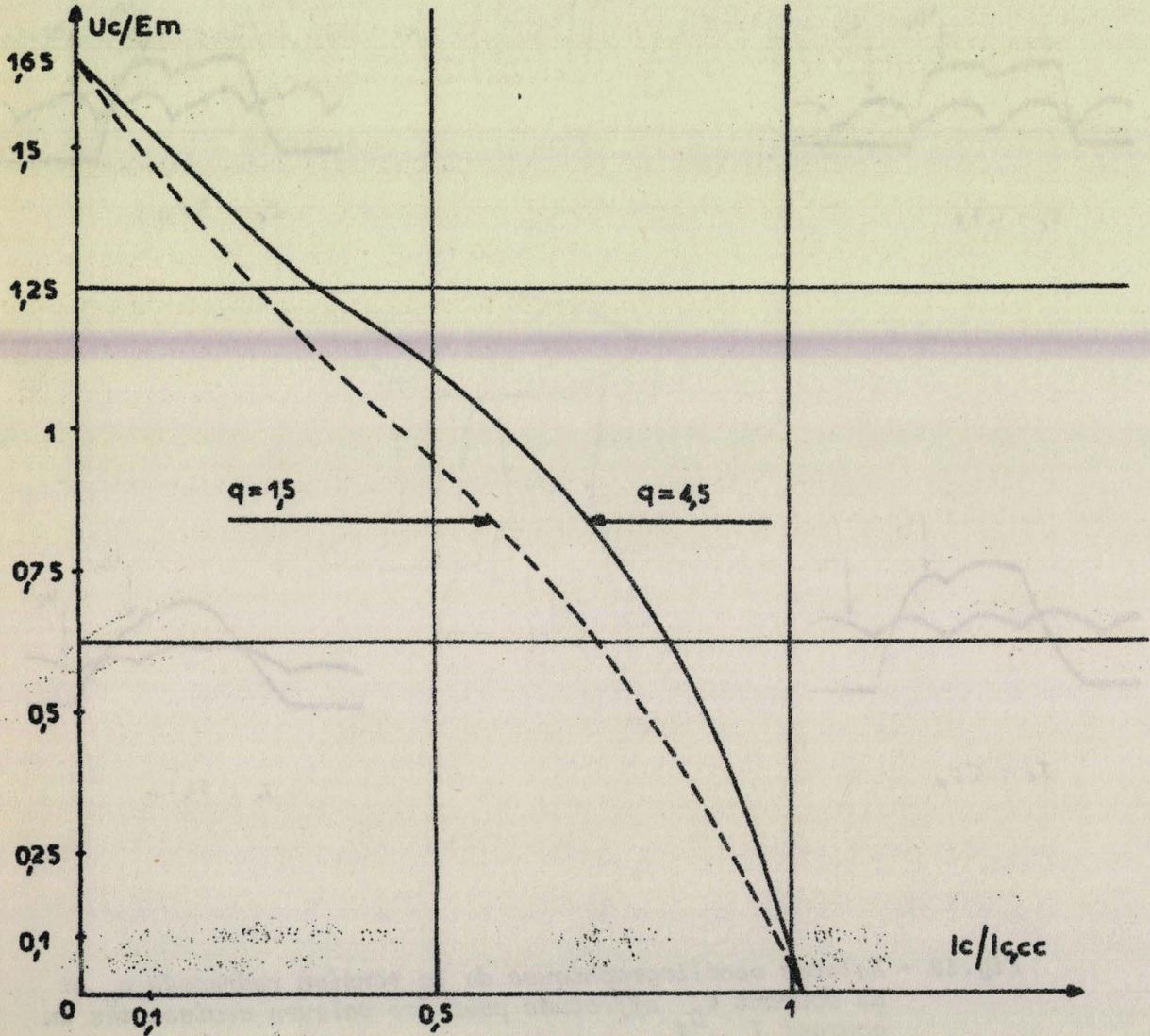


Fig.20 - Caractéristiques de tension relevées expérimentalement
 $E = 50 \text{ v}$ diodes SESCO 24 R2

(Courbe A : $r = 0,445 \Omega \text{ Nw} = 2,02 \Omega$;
Courbe B : $r = 0,34 \Omega \text{ Nw} = 0,51 \Omega$)

I.6.2. Caractéristiques de tension

=====

Le relevé expérimental des courbes $U_c(I_c)$, telles celles tracées sur la figure 20, confirme pleinement les résultats de l'étude théorique.

Entre les courbes relevées et celles qu'on peut calculer à partir de E_m et de la mesure de $N\omega$ et r par un essai en court-circuit en régime sinusoïdal, les écarts sont faibles et s'expliquent aisément par les hypothèses utilisées.

La brusque diminution de U_c au départ des caractéristiques réelles est due aux diodes. Les diodes au silicium présentent, en effet, un seuil de tension voisin de 0,7 V ; leur chute de tension interne augmente ensuite lentement en fonction du courant. A cause de la conduction de deux diodes en série, la caractéristique réelle donne des tensions inférieures à celles calculées de 1v5 environ en début de courbe et de 2v au voisinage du court-circuit.

Il semble que l'hypothèse qui consiste à supposer r et $N\omega$ constants n'affecte guère la précision des résultats calculés.

II. MODIFICATION DE LA CARACTERISTIQUE

Quel que soit le rapport des réactances et des résistances d'un montage redresseur, si ce rapport est constant, la caractéristique externe du montage est très éloignée de la caractéristique optimale et cela même s'il s'agit du montage en pont triphasé pourtant le meilleur de ce point de vue.

Après avoir indiqué le principe utilisé pour modifier la caractéristique, nous montrerons comment déterminer les éléments intervenant dans la solution proposée et donnerons un exemple d'application.

II.1. PRINCIPE DE LA REACTION EN TENSION

Pour que la tension U_c diminue d'abord lentement quand I_c croît puis tombe très rapidement assurant ainsi une plage à courant sensiblement constant (voir caractéristique optimale (fig.18) il faut que l'accroissement du courant entraîne celle de l'impédance du montage.

Cette impédance comprend la résistance et la réactance du réseau d'alimentation, celles d'éléments additionnels placés entre le réseau et les bornes primaires du transformateur ou, ce qui revient au même, entre les bornes secondaires de celui-ci et les redresseurs. Le troisième élément intervenant dans l'impédance totale est dû aux résistances et réactances de fuites du transformateur. On ne peut intervenir sur le premier élément; agir sur le dernier s'est révélé pratiquement très délicat. Aussi, nous sommes-nous orientés vers la modification de l'impédance additionnelle.

Cette impédance est évidemment inductive. On ne saurait accroître la résistance lors du régime à fort courant car les pertes Joule réduiraient le rendement. Nous avons donc utilisé des inductances saturables.

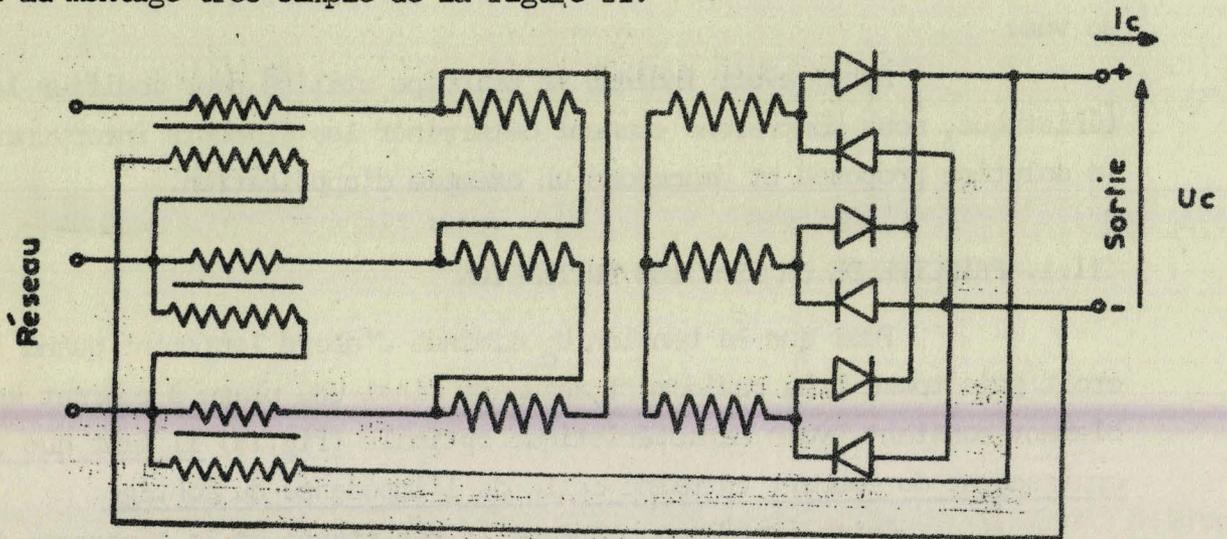
II.1.1. Intérêt de la réaction en tension

=====

Les selfs additionnelles placées à l'entrée du transformateur, par exemple, doivent être saturées pour les faibles valeurs du courant I_c ; au contraire, lorsque I_c est fort, leur coefficient de self induction doit être maximal et le point moyen de fonctionnement du fer doit se situer au voisinage du zéro de sa caractéristique magnétique.

Pour désaturer quand I_c croît, on peut utiliser soit l'augmentation de ce courant, soit la diminution de la tension U_c .

Puisque l'enroulement de commande ne peut que saturer les selfs et doit créer le maximum d'ampères-tours à vide quand U_c est fort et I_c nul et ne plus rien donner en court-circuit quand U_c est nul, il est particulièrement commode de l'alimenter par la tension redressée. On arrive ainsi au montage très simple de la figure 21.



BMS
LILLE

selfs sat.

transform.

diodes

Fig. 21 - Schéma du montage redresseur avec selfs d'amélioration de la caractéristique -

Une réaction en courant à la place d'une réaction en tension aurait nécessité une source de tension continue de prémagnétisation dont l'action serait réduite au fur et à mesure de la croissance de I_c . Deux enroulements auxiliaires auraient été nécessaires à la place d'un seul et il aurait fallu une source de tension supplémentaire alors que le montage redresseur en fournit déjà une.

Il faut remarquer que l'alimentation en triphasé et le groupement en triangle ouvert des trois enroulements de commande assurent un grand avantage : les courants alternatifs primaires passant dans les enroulements de travail n'entraînent pas la présence d'alternatif dans le circuit de commande (1).

(1) A vide, la tension redressée présente une faible ondulation résiduelle mais le circuit de commande est si inductif que le courant de saturation peut être supposé constant.

(1) Quand I_c croît, les courants primaires ne sont pas sinusoïdaux et certains de leurs harmoniques forment des systèmes de somme non nulle mais leurs effets sont négligeables.

En court circuit, les courants primaires sont théoriquement sinusoïdaux (voir § I-2.2); seule la non linéarité de la caractéristique magnétique des selfs additionnelles pourrait entraîner la présence d'harmoniques.

A vide, quand le courant de commande est maximal et indique la section à donner aux conducteurs, on n'a pas à tenir compte de la présence de courant alternatif dans le circuit de saturation.

II.1.2. Effet de la réaction

=====

Si l'on désigne par r' et ℓ' les valeurs de la résistance et de la réactance des selfs additionnelles ramenées au secondaire du transformateur, la caractéristique du montage redresseur est déterminée non plus par

$$q = \frac{N\omega}{r}$$

mais par

$$q' = \frac{(N + \ell')\omega}{r + r'}$$

La résistance r' peut être supposée constante si on néglige les variations des pertes dans le fer des selfs saturables dont r' tient compte en plus des pertes Joule.

Le coefficient ℓ' ne peut être supposé constant, à courant de commande donné que si on assimile à un segment de droite le cycle d'hystérésis décrit par le point de fonctionnement sous l'effet des variations du courant primaire.

A vide, les selfs étant saturées, ℓ' est négligeable et q' est minimum.

$$q'_{\min} \approx \frac{N\omega}{r + r'} ;$$

au voisinage du court-circuit, ℓ' est maximum et donne à q' sa valeur maximale

$$q'_{\max} = \frac{(N + \ell'_{\max})\omega}{r + r'}$$

Au fur et à mesure que I_c croît, U_c décroît, q' augmente et on passe de la caractéristique correspondant à q'_{\min} à celle tracée pour q'_{\max} (fig.22).

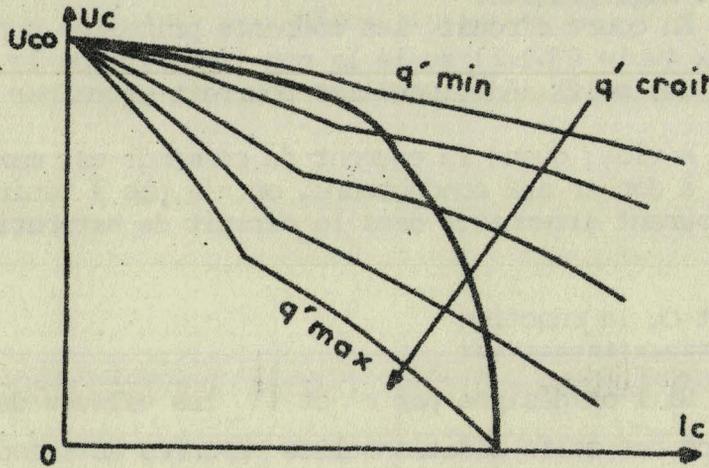


Fig.22 - Amélioration de la caractéristique par passage progressif de la courbe à q'_{\min} à la courbe à q'_{\max}

La caractéristique obtenue sera d'autant meilleure que le rapport q'_{\max}/q'_{\min} sera plus élevé. Ce rapport différant peu de $\frac{N+\chi'_{\max}}{N}$, l'amélioration de la courbe suppose un transformateur à faibles fuites pour que la réactance correspondante soit négligeable devant celle des selfs en régime non saturé.

II.1.3. Construction graphique de la caractéristique

À partir de l'abaque $U_c(I_c) = f(q)$ et pour une réaction déterminée par les nombres de spires des enroulements et les caractéristiques magnétiques, on peut calculer point par point la nouvelle caractéristique modifiée. En effet, pour chaque valeur de la tension redressée U_c , la self de réaction sera saturée différemment et le courant alternatif primaire traversera en plus de R supposé constante, une réactance non linéaire ℓ'_{ω} croissante de la marche à vide au fonctionnement en court-circuit.

Il faudrait donc pour chaque régime, calculer les pentes ℓ' , ℓ'' , ℓ''' , etc... ce qui nécessite de connaître la valeur du courant alternatif pour ce régime.

On peut toutefois faire l'hypothèse que ces valeurs de q' sont données par les pentes aux points moyens de fonctionnement.

Cette hypothèse est d'autant moins contraignante que pour les faibles courants débités, le point de fonctionnement oscille très peu dans la région saturée de la caractéristique magnétique de la self de réaction.

Au voisinage du court-circuit, la réaction étant faible, q' reste constant pour autant que le courant alternatif sinusoïdal ne sature pas le circuit magnétique.

Soit r_s la résistance d'un des trois bobinages de réaction, de n_s spires chacun, montés en triangle ouvert, alimentés par U_c redressée et parcourus par un courant continu parfaitement lissé.

Portons sur le quadrant de gauche la caractéristique magnétique $\Phi/\text{spire} = f(HI)$ d'une self saturable.

Au voisinage du fonctionnement à vide il y aura donc environ :

$$\frac{(U_{co} \cdot n_s)}{3 \cdot r_s} \text{ ampères tours continus pour saturer le fer (point A)}$$

et la tangente en A donne la valeur de L_{1co} et $\ell_{1co} = L_{1co} \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2$ qui détermine l'enveloppe supérieure due à

$$q_0 = \frac{(\ell_{1co} + N)}{r + r_1}$$

ℓ_{1co} a pour valeur le rapport aB/aA

Lors de la marche en court-circuit, il n'y a plus d'A.T. de commande et la tangente à l'origine 0 détermine L_{1cc} et $\ell_{1cc} = L_{1cc} \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2$ qui donne la courbe inférieure due à $q_1 = \frac{(\ell_{1cc} + N)\omega}{r + r_1} > q_0$

ℓ_{1cc} a pour valeur le rapport ao/ac

ℓ_{1co} a pour valeur le rapport aB/aA soit a α /ac si ABa et C α a sont semblables.

De même, pour tout régime intermédiaire, U_m on a un point de fonctionnement M qui détermine $\ell_{1M} = aL/aN = a\mu/ac$ par similitude.

L'axe vertical peut donc être gradué de a vers 0 en valeurs de l_1 .

$$l_{1co} = a\beta \text{ (nul si on est très saturé)}$$

$$l_{1M} = a\mu$$

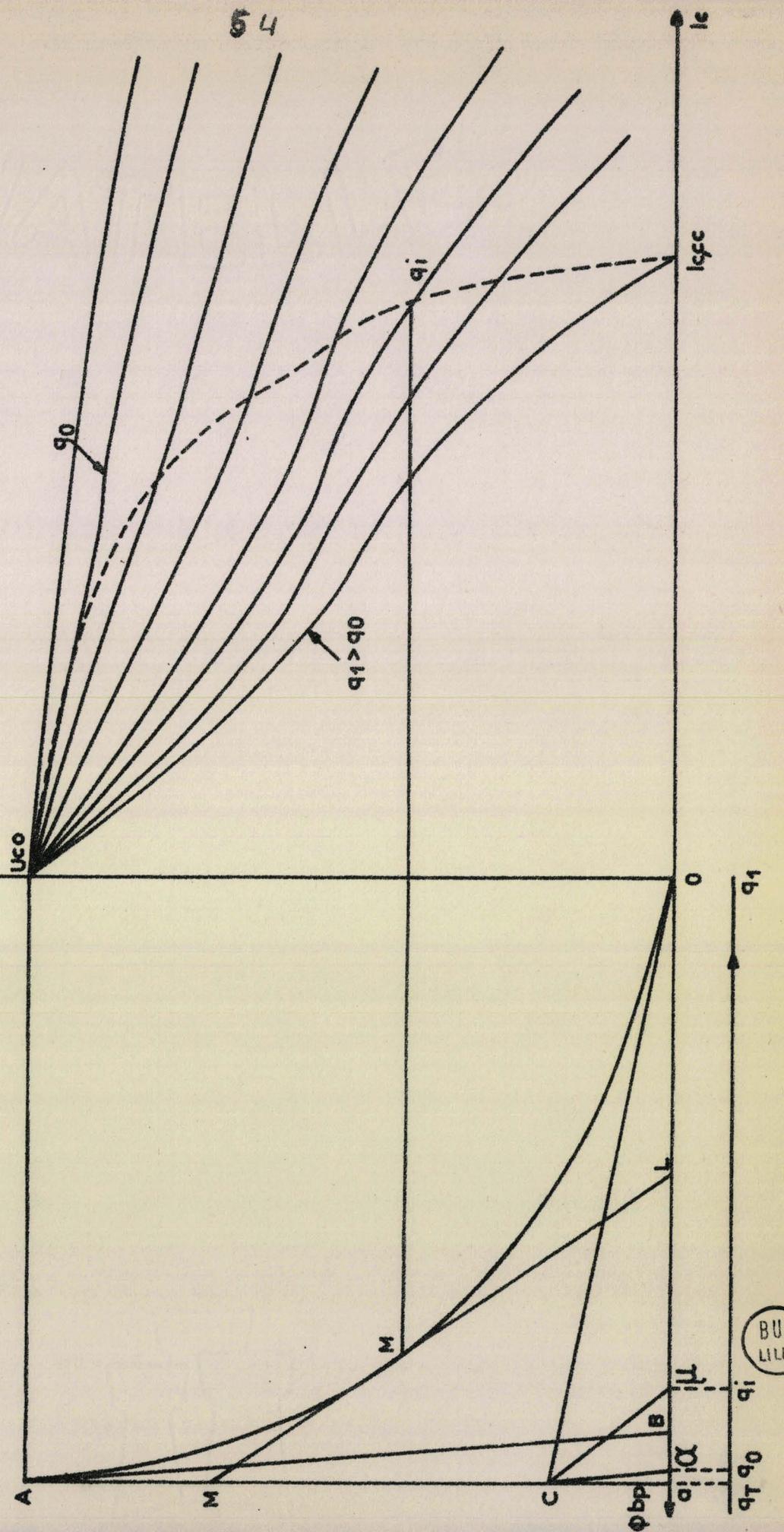
$$l_{1cc} = a \text{ (valeur maximale).}$$

Il peut donc, connaissant r , r_1 et $N\omega$, être également gradué en valeur de q de q_0 correspondant à α à q_1 correspondant à 0.

Le point a correspond à $q_T < q_0$ est caractéristique du transformateur sans bobinage de réaction.

Pour chaque valeur U_1 de la tension continue, on détermine le point moyen de fonctionnement M_1 et donc μ_1 et q_1 , ce qui donne un point de la caractéristique statique déterminé par l'abaque de droite.

$A_T = \frac{db}{3r_b} U_c$



II.2. DETERMINATION DES ELEMENTS DU MONTAGE

La détermination des éléments constitutifs du montage de la figure 21, soit :

- . le transformateur
- . les redresseurs
- . les selfs saturables

se déduit aisément des données suivantes :

- . la tension du réseau d'alimentation V_p
- . la tension redressée à vide U_{∞}
- . le courant redressé en court-circuit $I_{c,cc}$.

II.2.1. Le transformateur

=====

Puisque la tension redressée à vide est donnée par :

$$U_{\infty} = 1,65 E_m \text{ ou } 1,65 E\sqrt{2}, \quad (5)$$

E désignant la valeur efficace des tensions secondaires à vide, de U_{∞} on déduit E et par là, le rapport des nombres de spires du transformateur

$$\frac{n_2}{n_1} = \frac{E}{V_p} = 0,43 \frac{U_{\infty}}{V_p} \quad (28)$$

Pour V_p , on prend la tension simple ou la tension composée du réseau d'alimentation suivant le couplage des bobines primaires.

Les courants dans les enroulements et par là la section des conducteurs sont donnés par la valeur du courant $I_{c,cc}$. En court-circuit, les courants sont alternatifs et sinusoïdaux tant au secondaire qu'au primaire et leurs valeurs efficaces sont données par

$$I_S = \frac{E}{Z} \text{ avec } I_{c,cc} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{E}{Z} \quad (8)$$

Donc

$$I_S = \frac{\pi}{3\sqrt{2}} I_{c,cc} \quad (29)$$
$$I_p = \frac{n_2}{n_1} I_S = \frac{n_2}{n_1} \frac{\pi}{3\sqrt{2}} I_{c,cc}$$

La connaissance des tensions et des courants au primaire et au secondaire permet, par la voie classique, le calcul du transformateur. Celui-ci déterminé, on en déduit, à l'aide des relations classiques, la résistance et la réactance de fuites ramenées au secondaire.

II.2.2. Les diodes

=====

Les 6 diodes sont caractérisées par leur courant direct moyen et leur tension inverse maximale. i_{moy} se déduit de $I_{C,CC}$, $V_{i \text{ max}}$ de U_{CO} .

$$i_{\text{moy.}} = \frac{I_{C,CC}}{3} \tag{30}$$

$$V_{i \text{ max}} = \frac{\pi}{3} U_{CO}$$

II.2.3. Les selfs saturables

=====

Chacune des selfs saturables placées en amont du transformateur porte deux enroulements :

. l'enroulement de travail parcouru par un courant alternatif est déterminé par la chute de tension qu'il doit produire en régime de court-circuit,

. l'enroulement de commande alimenté en continu doit saturer le circuit magnétique sous l'effet de U_{CO} .

II.2.3.1. Enroulement de travail

Puisque $I_{C,CC} = 3\sqrt{2}/\pi \cdot E/z'_{\text{max}}$, l'impédance totale par phase ramenée au secondaire en régime de court-circuit z'_{max} est connue. Hors de ce fonctionnement, on peut confondre l'impédance avec sa partie réactive.

$$z'_{\text{max}} = \frac{3}{\sqrt{2}\pi} \frac{E}{I_{C,CC}} \approx (N + l'_{\text{max}}) \omega \tag{31}$$

D'où la réactance additionnelle nécessaire :

$$L_1 \omega = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 (z'_{\max} - N\omega), \text{ si le primaire est en étoile,}$$

$$= \left(\frac{n_1}{n_2 \sqrt{3}}\right)^2 (z'_{\max} - N\omega), \text{ si le primaire est en triangle.}$$

Pour que, à circuit magnétique et à enroulement donnés, le coefficient de self-induction soit maximal, on utilise un circuit magnétique sans entrefer.

$$L_1 \omega = n_p \frac{\phi_p}{i_p} = n_p^2 \frac{\phi_p}{n_p i_p},$$

avec n_p nombre de tours de l'enroulement de travail

ϕ_p flux engendré dans le circuit magnétique par le courant primaire i_p passant dans n_p .

Le rapport $\phi_p / n_p i_p$ est égal à la pente initiale de la caractéristique $\phi = f(n i)$ qui se déduit directement de la caractéristique magnétique $B = f(H)$ des tôles utilisées.

Le nombre de tours est donc donné par :

$$n_p = \sqrt{\frac{L_1}{\left(\frac{\phi}{n i}\right)_{i=0}}} \quad (32)$$

La valeur du courant primaire relation(29) donne la section à prévoir pour les conducteurs.

II.2.3.2. Enroulement de commande

La caractéristique $\phi = f(n i)$ donne aussi les ampères-tours nécessaires pour que, sous l'effet de la tension U_{CO} , les enroulements de saturation rendent négligeable, lors du fonctionnement à vide, la réactance des selfs additionnelles.

Le calcul du bobinage s'effectue alors comme toute détermination de bobinage inducteur.

Soit $n_S i_S$ la quantité des AT nécessaires par self

n_S le nombre de spires

i_S le courant dans ces spires

a la longueur moyenne de celles-ci

ρ la résistivité des conducteurs utilisés,

- la section s des conducteurs est donnée par

$$s = \frac{\rho a n_S i_S}{U_{CO} / 3} \quad (33)$$

- la densité de courant correspondant à cette section donne i_S et par là n_S .

Remarques :

1°) La valeur des courants i_{moy} , I_S et I_P découle de celle de $I_{C,cc}$. Il faut tenir compte éventuellement du cycle de charge prévu pour le générateur de courant redressé (d'ordinaire 60 % en soudage) lors de la détermination des éléments du montage.

2°) Les caractéristiques de tous les éléments du montage dépendent de la tension redressée à vide U_{CO} et du courant redressé en court-circuit $I_{C,cc}$. C'est le produit $U_{CO} I_{C,cc}$ qui détermine la "puissance" de la source et détermine son dimensionnement.

II.3. EXEMPLE DE RÉALISATION

A l'aide des relations précédentes, nous avons calculé un montage permettant, à partir du réseau industriel, d'obtenir une tension redressée à vide voisine de 65 v et un courant redressé en régime de court-circuit permanent voisin de 80 A. La reproduction photographique de la figure 24 montre, lors des essais, les éléments constitutifs du montage.

Le transformateur triphasé peut être alimenté en 380 v (primaire en étoile) ou sous 220 v (primaire en triangle).

Chaque colonne montée sur un noyau de section égale à 55 cm^2 porte 177 spires primaires de $4,9 \text{ mm}^2$ et 24 spires secondaires de $12,4 \text{ mm}^2$.

Les 6 redresseurs utilisés montés sur un bloc radiateur sont des diodes COGIE 10C4 ($i_{\text{moy}} = 50 \text{ A}$; $v_{i \text{ max}} = 400 \text{ v}$).

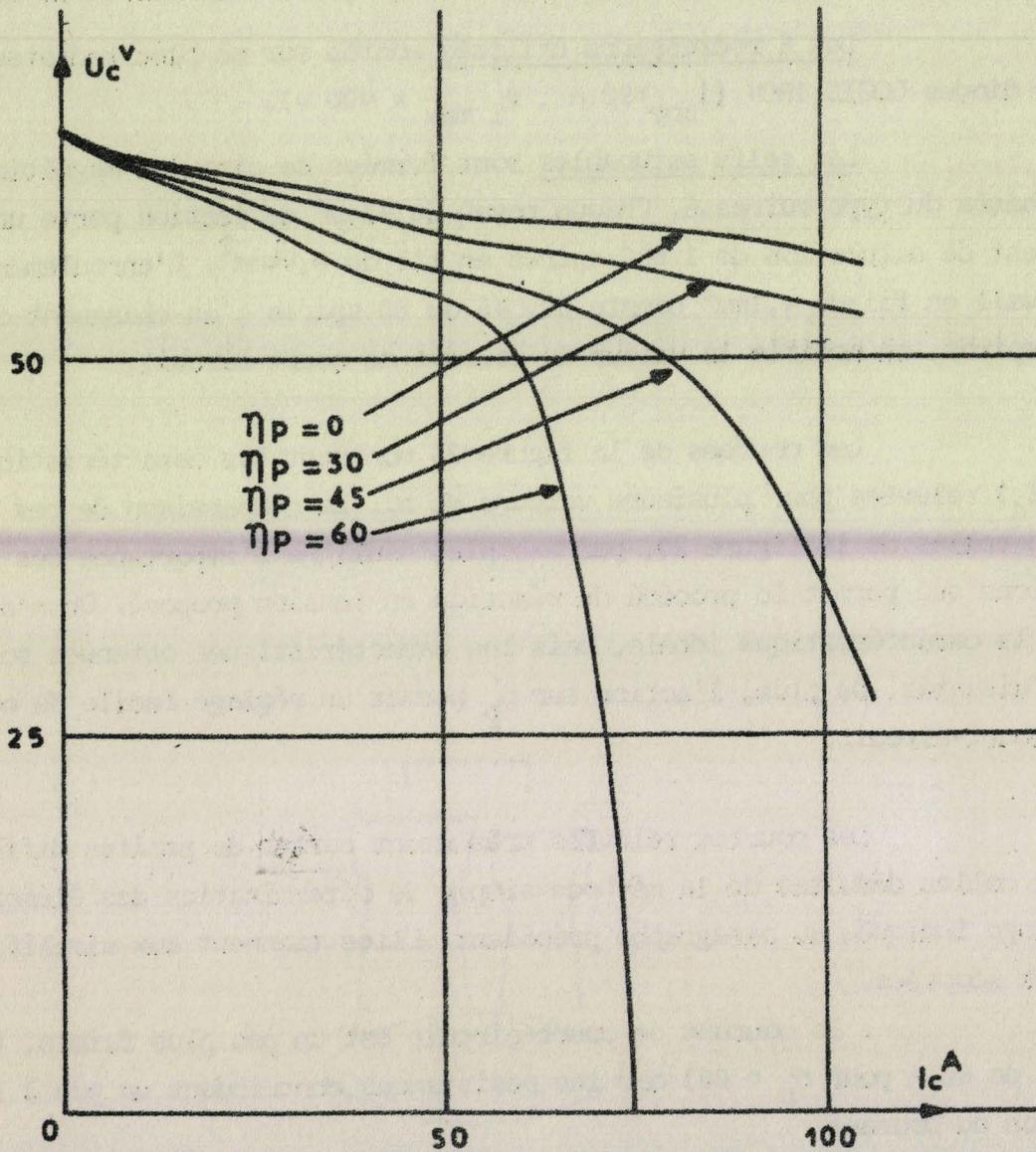
Les selfs saturables sont formées de circuits magnétiques monophasés du type cuirassé. Chaque noyau de 42 cm^2 de section porte un enroulement de saturation de 1 600 spires en fil de $0,44 \text{ mm}^2$. L'enroulement de travail en fil de $4,1 \text{ mm}^2$ compte 30, 45 ou 60 spires ; en changeant de nombre de spires, on modifie la valeur du courant de court-circuit.

Les courbes de la figure 25 montrent les caractéristiques $U_c(I_c)$ relevées pour plusieurs valeurs de n_s . La comparaison de ces courbes avec celles de la figure 20, par exemple, souligne l'importance des améliorations que permet le procédé de réaction en tension proposé. On n'atteint pas la caractéristique idéale, mais les caractéristiques obtenues sont satisfaisantes. De plus, l'action sur n_p permet un réglage facile du courant de court-circuit.

Les courbes relevées présentent certes de petites différences avec celles déduites de la méthode simple de détermination des éléments du montage indiquée au paragraphe précédent. Elles tiennent aux simplifications alors adoptées.

. le courant de court-circuit est un peu plus faible, (75 au lieu de 80 A pour $n_p = 60$) car les résistances contribuent un peu à la limitation du courant.

. la pente initiale de la caractéristique croît avec n_p alors qu'elle devrait être égale à celle correspondant à n_p nul si la réactance des selfs additionnelles était rendue nulle. Mais, le bobinage de travail présente toujours une réactance même si le fer est saturé. De plus, une saturation vraiment efficace nécessite trop de cuivre dans les enroulements de commande.



BUS
LILLE

Fig. 25 - Caractéristiques du montage redresseur de la figure 24 relevées en l'alimentant en triphasé sous 220 v.

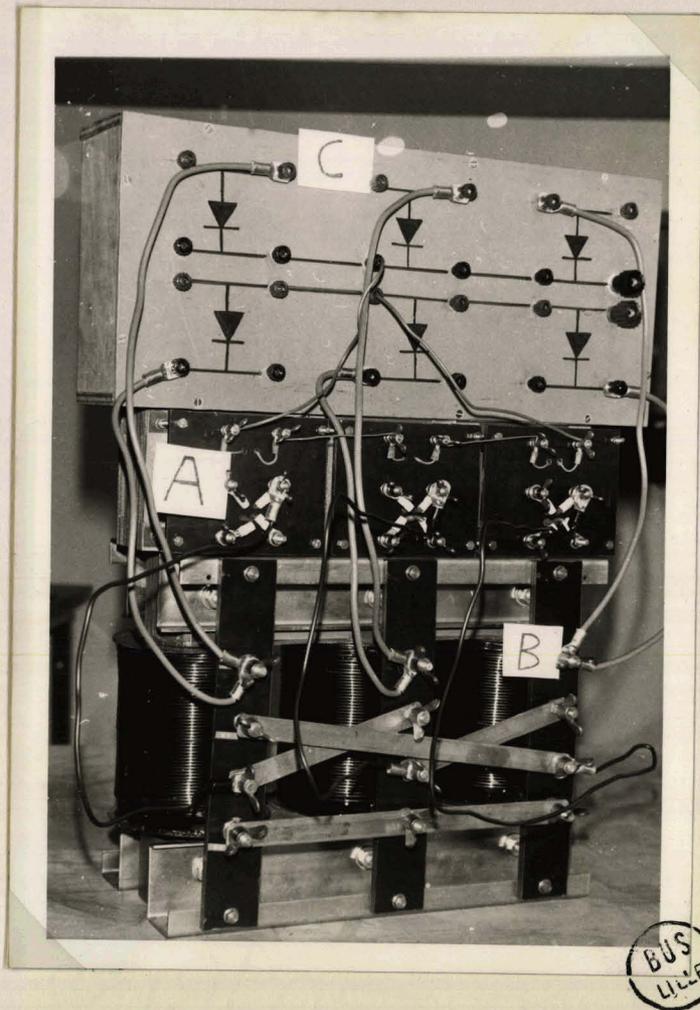


Fig. 24 - Photographie du montage redresseur 65 v - 80 A -

- a) selfs saturables
- b) transformateur
- c) diodes

CONCLUSION

La valeur réduite de la chute de tension interne des diodes semi-conductrices et leur facilité de mise en oeuvre sont telles, que ces redresseurs se substituent à ceux précédemment utilisés et permettent d'étendre le domaine d'applications des montages redresseurs.

Leur fragilité, en cas de surcharge, nécessite toutefois une étude plus approfondie du fonctionnement des montages au-delà de leur zone de travail normal jusqu'au point de court-circuit. D'où l'importance de la caractéristique totale.

Or, tous les montages redresseurs présentent une caractéristique très différente de celle souhaitée.

La première partie de ce mémoire est consacrée à l'étude du montage redresseur triphasé à six diodes en pont qui présente la caractéristique totale la moins défavorable. Nous avons pu donner une théorie de ce montage ne faisant pas appel aux simplifications usuelles et montrant l'influence notable des résistances, d'ordinaire négligées, sur la forme de la caractéristique.

Dans la deuxième partie, nous avons proposé un procédé simple d'amélioration de la caractéristique ; la tension redressée modifiée la valeur de réactances additionnelles placées en amont du transformateur alimentant le redresseur. Le montage redresseur, ainsi amélioré, présente une caractéristique très voisine de l'optimum.

Tout au long de ce travail, nous avons envisagé l'une des applications les plus délicates des montages redresseurs, le soudage en courant continu à l'aide d'un montage statique alimenté par le réseau industriel. La solution satisfaisante trouvée à ce problème peut évidemment s'appliquer à d'autres emplois.

APPENDICE A

Calcul de la caractéristique statique du montage P.D.3.

Pour simplifier le programme et réduire les temps de calcul, nous avons transformé les deux équations implicites (19) et (20) en :

- une équation implicite de α seulement permettant une approche incrémentale de cette grandeur :

$$P_1 P_4 - P_2 P_3 = f(\alpha) = 0$$

- une équation explicite délivrant la valeur de θ_1 pour α donné :

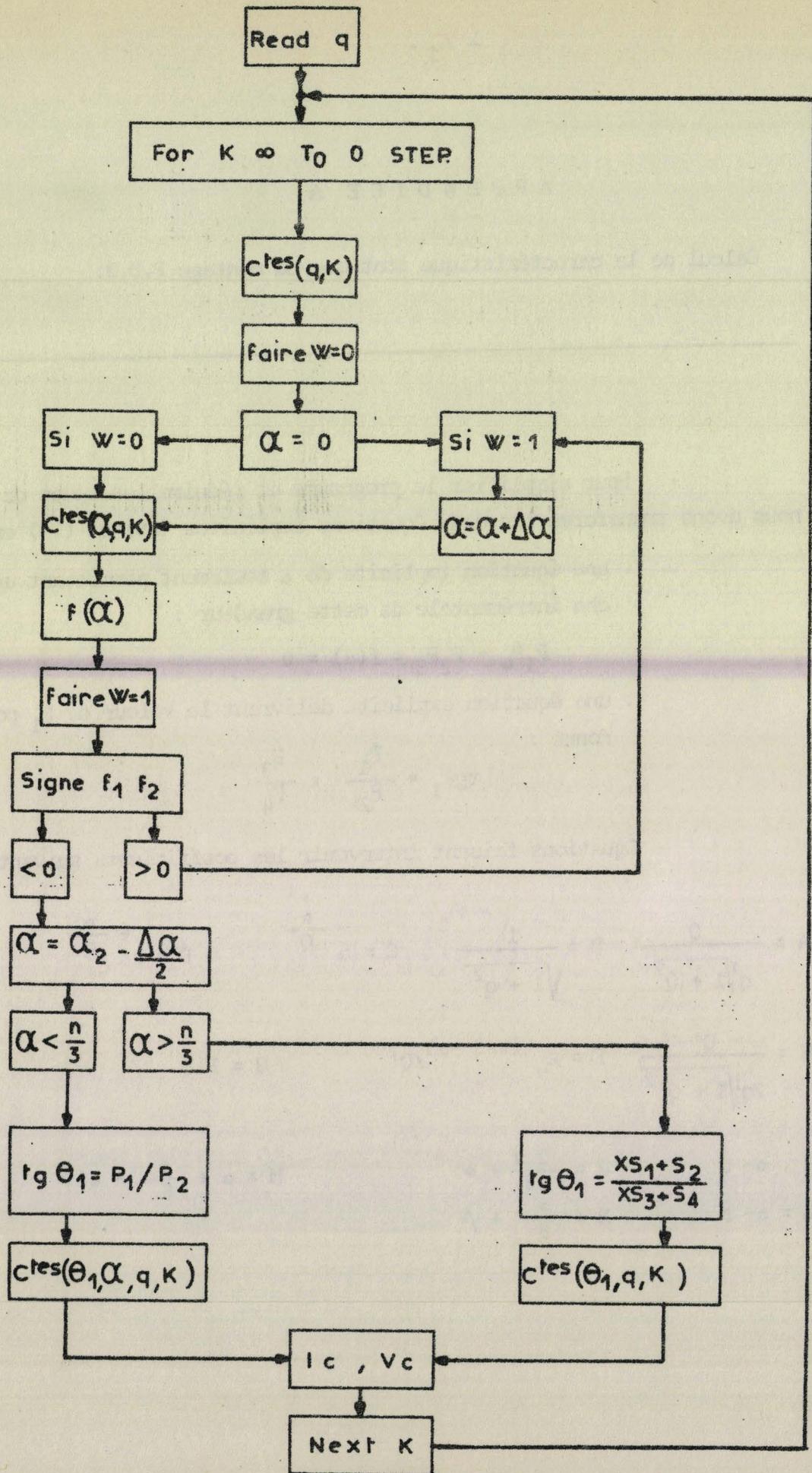
$$\operatorname{tg} \theta_1 = \frac{P_1}{P_2} = \frac{P_3}{P_4}$$

Equations faisant intervenir les coefficients suivants :

$$A = \frac{Q}{q\sqrt{1+Q^2}} \quad B = \frac{1}{\sqrt{1+q^2}} \quad C = e^{-\frac{\alpha}{Q}} \quad D = e^{-\frac{\alpha}{q}}$$

$$E = \frac{Q'}{2q\sqrt{1+Q'^2}} \quad F = e^{-(\pi/3 - \alpha)/Q'} \quad G = F.D$$

$$H = \alpha - J \quad J = \frac{2\pi}{3} + \phi \quad M = \alpha + \frac{\pi}{6} - \phi'$$
$$L = \alpha - N \quad N = \frac{\pi}{6} + \psi$$



BUS
LILLE

$$P_1 = \sqrt{3} \cdot B \sin L + \sqrt{3} B.D. \sin N + A \sin H + A.C. \sin J$$

$$P_2 = \frac{3C}{K} + A.C. \cos J - A \cos H - \sqrt{3} \cdot B \cos L + \frac{3.D}{K} + \sqrt{3} \cdot B D. \cos N$$

$$P_3 = E. \cos \phi' + B.F. \sin L - E.F. \sin M + B.G. \sin N$$

$$P_4 = \frac{\sqrt{3}}{K} (1 + G) - E \sin \phi' + E.F. \cos M - B.F. \cos L + B.G. \cos N$$

A P P E N D I C E B

Détermination de la caractéristique $U_c (I_c)$ si on ne tient compte que de la résistance du réseau amont au montage redresseur

En négligeant $N\omega$ devant r , on peut étudier la caractéristique $U_c (I_c)$ d'une manière plus simple, les hypothèses sur le nombre de diodes simultanément conductrices restant valables.

Les impédances rencontrées par les courants étant toutes des résistances, les courants seront donc tous en phase avec les tensions qui leur donnent naissance et du fait de l'absence de constante de temps, il n'y aura point de termes d'amortissement et le courant redressé pourra présenter des discontinuités dans sa forme d'onde.

Etude du régime à 2 diodes passantes

Sur la figure 1, nous étudions le cas du schéma 2a où D_1 et D'_3 conduisent, i-c de $\theta = (\pi/2 + \alpha/2)$ à $(5\pi/6 - \alpha/2)$, il vient alors un courant i_{c1} dans R tel que :

$$i_1 = -i_3 = i_{c1} = \frac{\sqrt{3} E_m}{2r + R} \sin (\theta - \pi/6) \text{ du à } (e_1 - e_3) \text{ aux bornes de } (2r+R)$$

Régime à 3 diodes passantes :

A l'instant $(\frac{5\pi}{6} - \frac{\alpha}{2})$ $v_1 = e_1 - r i_1$ devient inférieur à e_2 ce qui polarise D_2 dans le sens passant.

Si D_1 continue de conduire, D_2 est passant et débite donc

Si D_2 se met à conduire, D_1 reste polarisée dans le sens passant et débite.

Ainsi donc à partir de l'instant $(\frac{5\pi}{6} - \frac{\alpha}{2}) \frac{1}{\omega}$, 3 diodes (D_1, D_2, D_3) débitent simultanément et le système (figure 2b) est régi par les équations :

$$\begin{aligned} v_M &= e_1 - r i_1 & v_M - v_N &= u_c = r i_{c2} \\ v_M &= e_2 - r i_2 & i_3 &= -i_{c2} = -(i_1 + i_2) \end{aligned}$$

$$v_N = e_3 - r i_3$$

$$\text{Soit l'expression } i_{c2} = \frac{E_m}{r + \frac{2}{3}R} \sin(\theta - \frac{\pi}{3})$$

Détermination de α

L'instant d'entrée en conduction de D_2 est déterminé quand V_{D2} qui était négative, s'annule avec une dérivée positive.

donc, pour $\theta = (\frac{5\pi}{6} - \frac{\alpha}{2})$ on a $e_i = r i_1 = e_2$

où i_1 est donné par l'expression (1).

$$\text{Soit } \operatorname{tg} \frac{\alpha}{2} = \frac{\sqrt{3}}{(3+2K)} \quad \text{posons } \frac{\alpha}{2} = \beta$$

Calcul du courant moyen redressé I_c

Vu la périodicité d'ordre 6, on a :

$$I_c = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i d\theta = \frac{6}{2\pi} \int_{\pi/2 + \alpha/2}^{5\pi/6 - \alpha/2} i_{c1} d\theta + \frac{6}{2\pi} \int_{5\pi/6 - \alpha/2}^{5\pi/6 + \alpha/2} i_{c2} d\theta$$

$$\frac{\pi}{3} I_c = I_1 + I_2$$

$$I_1 = \frac{\sqrt{3} E_m}{2r + R} \left| -\cos(\theta - \pi/6) \right|_{\pi/2 + \beta}^{5\pi/6 - \beta} = \frac{\sqrt{3} E_m}{2r + R} 2 \sin(\frac{\pi}{6} - \beta)$$

$$I_2 = \frac{E_m}{r + \frac{2}{3}R} \left| -\cos(\theta - \frac{\pi}{3}) \right|_{5\pi/6 - \beta}^{5\pi/6 + \beta} = \frac{E_m}{r + \frac{2}{3}R} 2 \sin \beta$$

$$\frac{\pi}{3} \frac{I_c}{E_m/r} = \frac{2\sqrt{3k^2 + 9k + 9}}{(3+2k)(2+k)}$$

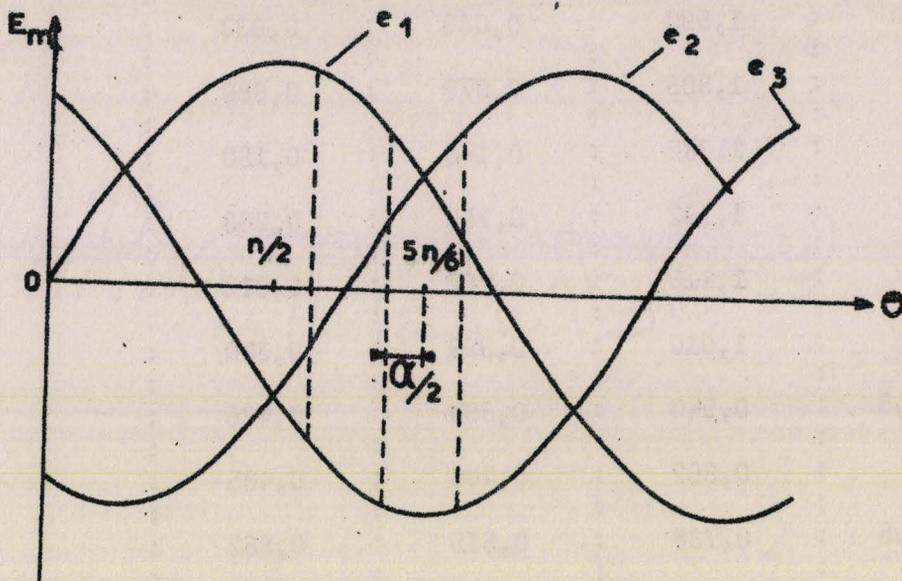
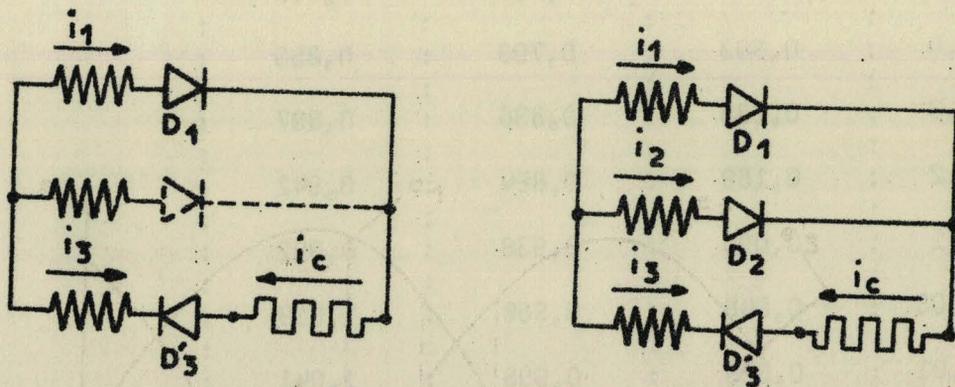


Fig.1- Evolution des f.e.m.s. induites pour déterminer l'empiètement α , toute réactance négligée -



a) $\frac{\pi}{2} + \frac{\alpha}{2} < \theta < \frac{5\pi}{6} - \frac{\alpha}{2}$

b) $\frac{5\pi}{6} - \frac{\alpha}{2} < \theta < \frac{5\pi}{6} + \frac{\alpha}{2}$

Fig.2- Schéma de conduction en régime à 2 et 3 diodes passantes

K	U_c/\bar{E}_m	$I_c/I_{c,cc}$	α rad.
100	1,621	0,017	0,017
50	1,590	0,033	0,033
20	1,505	0,079	0,080
10	1,382	0,145	0,150
5	1,192	0,250	0,265
4	1,116	0,292	0,312
3	1,010	0,353	0,380
2,5	0,940	0,394	0,426
2	0,852	0,446	0,485
1,5	0,738	0,515	0,562
1	0,583	0,611	0,667
0,9	0,505	0,661	0,720
0,6	0,413	0,720	0,782
0,4	0,303	0,793	0,855
0,3	0,239	0,836	0,897
0,2	0,169	0,884	0,942
0,1	0,090	0,938	0,992
0,05	0,046	0,968	1,019
0,01	0,009	0,993	1,041

Tableau donnant la caractéristique $U(I)$ lorsque l'on néglige la réactance du réseau amont au montage redresseur.

L'angle d'amorçage θ_1 est alors égal à $(\pi/6 - \alpha/2)$

APPENDICE C

Détermination de la caractéristique $U_c(I_c)$
dans le cas où la résistance r est supposée négligeable

Pour déterminer la caractéristique totale de tension, on peut utiliser les mêmes remarques que dans le cas général. Toutefois, l'importance relative de la charge est caractérisée par le paramètre Q''

$$Q'' = \frac{N \omega}{R} = \operatorname{tg} \Phi''$$

Fonctionnement à 2 ou 3 diodes conductrices (voir fig.12)

=====
L'instant d'entrée en conduction de la diode D_1 est encore donné par la relation :

$$\sin \theta_1 = \frac{R i_{c1}}{3 E_m} \quad (10)$$

Durant l'intervalle où $\theta_1 < \theta < \theta_1 + \alpha$

on a encore

$$v_M = - \frac{R i_2}{3} \quad (12)$$

et le courant redressé a toujours pour expression

$$i_c = \frac{E_m}{Z} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3} - \Phi\right) + \left[i_{c1} + \frac{E_m}{Z} \sin\left(\theta_1 - \frac{2\pi}{3} - \Phi\right) \right] e^{-\frac{(\theta - \theta_1)}{Q}} \quad (13)$$

avec

$$\bar{Z} = \frac{2}{3} R + jN\omega \quad \text{et} \quad Q = \operatorname{tg} \Phi = \frac{N\omega}{2/3R}$$

Ce courant prend, à la fin de cet intervalle la valeur $i_{c\alpha}$ telle que

$$i_{c\alpha} = -\frac{E_m}{Z} \sin(\theta_1 + \alpha - \frac{2\pi}{3} - \phi) + \left(i_{c1} + \frac{E_m}{Z} \sin(\theta_1 - \frac{2\pi}{3} - \phi) \right) e^{-\frac{\alpha}{Q}} \quad (14)$$

La différence $i_1 - i_3$, qui doit passer sans discontinuité de $-i_{c1}$ à $+i_{c\alpha}$, est donnée par la relation :

$$N \frac{d}{dt} (i_1 - i_3) = e_1 - e_3 = \sqrt{3} E_m \sin(\theta - \frac{\pi}{6})$$

$$i_1 - i_3 = -\frac{\sqrt{3} E_m}{N\omega} \cos(\theta - \frac{\pi}{6}) + \sqrt{3} \frac{E_m}{N\omega} \cos(\theta_1 - \frac{\pi}{6}) - i_{c1}$$

D'où la seconde expression de i_c

$$i_c = -\frac{\sqrt{3} E_m}{N\omega} \cos(\theta_1 + \alpha - \frac{\pi}{6}) + \frac{\sqrt{3} E_m}{N\omega} \cos(\theta_1 - \frac{\pi}{6}) - i_{c1} \quad (15)$$

Durant l'intervalle $\theta_1 + \alpha < \theta < \theta_1 + \frac{\pi}{3}$

$$i_c = \frac{\sqrt{3} E_m}{2Z'} \sin(\theta + \frac{\pi}{6} - \phi') + \left(i_{c\alpha} - \frac{\sqrt{3} E_m}{2Z'} \sin(\theta_1 + \alpha + \frac{\pi}{6} - \phi') \right) e^{-\frac{(\theta - \theta_1 - \alpha)}{Q'}} \quad (17)$$

$$\text{avec } Z' = \frac{R}{2} + jN\omega \text{ et } Q' = \text{tg } \phi' = \frac{N\omega}{R/2}$$

En écrivant que i_c a la même valeur pour θ_1 et pour $\theta_1 + \frac{\pi}{3}$, il vient compte-tenu de la relation (15)

$$i_{c1} = \frac{\sqrt{3}}{2Z'} E_m \sin(\theta_1 + \frac{\pi}{2} - \phi') + \left\{ \frac{\sqrt{3} E_m}{N\omega} \cos(\theta_1 + \alpha - \frac{\pi}{6}) + \frac{\sqrt{3} E_m}{N\omega} \cos(\theta_1 - \frac{\pi}{6}) - i_{c1} - \frac{\sqrt{3} E_m}{2Z'} \sin(\theta_1 + \alpha + \frac{\pi}{6} - \phi') \right\} e^{-\frac{-(\pi/3 - \alpha)}{Q'}} \quad (18)$$

Les deux relations donnant α et θ_1 pour chaque valeur de Q'' se déduisent de (10), (14), (15) et (18) en remarquant que

$$Z = N\omega \sqrt{1 + \frac{4}{9Q''^2}} \quad \text{tg } \Phi = Q = \frac{3}{2} Q''$$

$$Z' = N\omega \sqrt{1 + \frac{1}{4Q''^2}} \quad \text{tg } \Phi' = Q' = 2Q''$$

Dans ces conditions, il vient

$$\begin{aligned} & -\sqrt{3} \cos \left(\theta_1 + \alpha - \frac{\pi}{6} \right) + \sqrt{3} \cos \left(\theta_1 - \frac{\pi}{6} \right) - 3Q'' \sin \theta_1 \\ & = -\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{4}{9Q''^2}}} \sin \left(\theta_1 + \alpha - \frac{2\pi}{3} - \Phi \right) + \left\{ 3Q'' \sin \theta_1 + \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{4}{9Q''^2}}} \sin \left(\theta_1 - \frac{2\pi}{3} - \Phi \right) \right\} e^{-\frac{2\alpha}{3Q''}} \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} 3Q'' \sin \theta_1 = & \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{1 + \frac{1}{4Q''^2}}} \sin \left(\theta_1 + \frac{\pi}{2} - \Phi' \right) + \left\{ -\sqrt{3} \cos \left(\theta_1 + \frac{\pi}{6} \right) + \sqrt{3} \cos \left(\theta_1 - \frac{\pi}{6} \right) \right. \\ & \left. - 3Q'' \sin \theta_1 \right. \\ & \left. - \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{1 + \frac{1}{4Q''^2}}} \sin \left(\theta_1 + \alpha + \frac{\pi}{6} - \Phi' \right) \right\} e^{-\frac{\pi}{3} - \alpha} \end{aligned} \quad (20)$$

La valeur moyenne I_c du courant redressé, rapportée à $\frac{E_m}{N\omega}$ est donnée par la relation

$$\begin{aligned} \frac{\pi}{3} \frac{I_c}{E_m/N\omega} = & -\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{4}{9Q''^2}}} \left(\cos \left(\theta_1 - \frac{2\pi}{3} - \Phi \right) - \cos \left(\theta_1 + \alpha - \frac{2\pi}{3} - \Phi \right) \right) \\ & + \frac{3}{2} Q'' \left(3Q'' \sin \theta_1 + \frac{\sin \left(\theta_1 - \frac{2\pi}{3} - \Phi \right)}{\sqrt{1 + \frac{4}{9Q''^2}}} \right) \left(1 - e^{-\frac{2\alpha}{3Q''}} \right) \end{aligned}$$

$$+ \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{1+\frac{1}{4Q''^2}}} \left(\cos \left(\theta_1 + \alpha + \frac{\pi}{6} - \Phi' \right) - \cos \left(\theta_1 + \frac{\pi}{2} - \Phi' \right) \right)$$

$$+ 2Q'' \left[\sqrt{3} \cos \left(\theta_1 + \alpha - \frac{\pi}{6} \right) + \sqrt{3} \cos \left(\theta_1 - \frac{\pi}{6} \right) - 3Q'' \sin \theta_1 - \frac{\sqrt{3} \sin \left(\theta_1 + \alpha + \frac{\pi}{6} - \Phi' \right)}{2\sqrt{1+\frac{1}{4Q''^2}}} \right]$$

$$(1 - e^{-\frac{(\frac{\pi}{3} - \alpha)}{2Q''}})$$

Fonctionnement à toujours 3 diodes conductrices (voir figure 14)

Durant l'intervalle $(\theta_1, \theta_1 + \frac{\pi}{3})$ le courant redressé est toujours donné par la relation (13), ce qui, vu la périodicité d'ordre 6 du courant donne pour $\theta = \theta_1 + \pi/3$.

$$i_{c1} = \frac{E_m}{|Z|} \frac{\sin(\theta_1 - 2\pi/3 - \Phi) e^{-\pi/3Q} - \sin(\theta_1 - \pi/3 - \Phi)}{1 - e^{-\pi/3Q}}$$

La différence $(i_1 - i_3)$ doit passer sans discontinuité de $-i_{c1}$ à $+i_{c1}$ selon

$$(e_1 - e_3) = N \frac{d(i_1 - i_3)}{dt} = \sqrt{3} E_m \sin(\theta - \pi/6)$$

soit

$$(i_1 - i_3) = -\frac{\sqrt{3}}{N\omega} E_m \cos(\theta - \pi/6) + \frac{\sqrt{3}}{N\omega} E_m \cos(\theta_1 - \pi/6) - i_{c1}$$

soit une autre expression de i_{c1} : $i_{c1} \frac{N\omega}{E_m} = \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta_1$.

Les deux relations de i_{c1} permettent de déterminer l'instant d'amorçage θ_1 :

$$\text{tg} \theta_1 = \frac{\sin(\pi/3 + \Phi) - b \sin(2\pi/3 + \Phi)}{a(1-b)\sqrt{3}/2 - b \cos(2\pi/3 + \Phi) + \cos(\pi/3 + \Phi)}$$

avec $b = e^{-\pi/3Q}$, $a = \sqrt{1 + 4/9Q''^2}$

La valeur moyenne I_c du courant redressé, rapportée à E_m/N
est alors :

$$\frac{\pi}{3} \frac{I_c}{E_m/N\omega} = -\frac{1}{a} \left(\cos(\theta_1 - 2\pi/3 - \phi) - \cos(\theta_1 - \pi/3 - \phi) \right) \\ + Q(1-b) \left(\frac{\sin(\theta_1 - 2\pi/3 - \phi)}{a} + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\theta_1 \right)$$

REMARQUE

Les deux caractéristiques particulières ainsi calculées sont reportées sur la figure (17).

Les courbes correspondant à $q = 10$ et $q = 0,2$ n'ont pas été représentées car très voisines des deux courbes enveloppes calculées ci-dessus.

Q	U_c/E_m	$I_c/I_{c,cc}$	θ_1 rad	α rad.
1	1,635	0,017	0,517	0,183
0,1	1,487	0,156	0,531	0,567
0,15	1,427	0,224	0,516	0,707
0,2	1,374	0,288	0,467	0,846
0,25	1,330	0,349	0,420	0,969
0,3	1,306	0,410	0,423	
0,4	1,228	0,514	0,540	
0,5	1,146	0,600	0,644	
0,6	1,065	0,670	0,733	
0,7	0,988	0,723	0,810	
0,8	0,917	0,768	0,876	
0,9	0,853	0,803	0,933	
1	0,795	0,832	0,983	
1,2	0,696	0,874	1,064	
1,4	0,616	0,902	1,126	
1,6	0,551	0,922	1,176	
1,8	0,497	0,936	1,216	
2	0,453	0,948	1,249	
2,5	0,369	0,965	1,310	
3	0,311	0,975	1,352	
4	0,235	0,985	1,405	
5	0,189	0,990	1,438	
7	0,136	0,993	1,476	
10	0,095	0,997	1,504	
20	0,048	0,998	1,537	
50	0,019	0,999	1,557	

Tableau donnant l'évolution des grandeurs U_c , I_c , θ_1 et α lorsque l'on néglige la résistance du réseau amont au montage redresseur.

B I B L I O G R A P H I E

- (1) G. SEGUIER, "Etude de montages redresseurs en vue d'applications électro-techniques", thèse de Doctorat-ès-Sciences, n°173, Lille, 1968.
- (2) R. GRANJON et R. SALELLES, "Notions pratiques de soudage électrique à l'arc", Publications de la Soudure Autogène, 1949.
- (3) R. SALELLES, "La soudure électrique à l'arc et ses applications industrielles", Chiron éditeur, 1950.
- (4) "Quand et pourquoi choisir un appareil répondant aux spécifications de la Norme Française A 85.011", Publication de l'Office Central de la Soudure .
- (5) G. SEGUIER, "Les montages redresseurs à commutation série", Revue Générale de l'Electricité, t.73, n°12, pages 615-631, Décembre 1954.
- (6) H. GIROZ, "Commutatrices et redresseurs", Librairie A. Colin, p.113-149, 1932.
- (7) M. DEMONTVIGNIER, "Méthode générale de calcul des redresseurs à vapeur de mercure", Revue Générale de l'Electricité, t.15, n°12, p.493-499, Mars 1924.
- (8) M. DEMONTVIGNIER, "Quelques propriétés des redresseurs à vapeur de mercure", Revue Générale de l'Electricité, t.16, n°13, p.506-517, Sept. 1924.

- (9) G. SEGUIER, "Comparaison générale des montages redresseurs: Application aux montages alimentés par un réseau triphasé", Revue Générale de l'Electricité, t.76, n°12, p.1 471-1 488, Décembre 1967.
- (10) J. LABOURET, "Contribution à l'étude de la colonne d'arc électrique", Revue Générale de l'Electricité, t.58, n°9, p.357-380, Septembre 1949.
- (11) M. DEMONTVIGNIER, "Limitation des courants transitoires de court-circuit franc continu dans un redresseur à semi-conducteurs en couplage Graëtz", Bulletin de la Société Française des Electriciens, 8ème Série, t.2, n°14, p.106-119, Février 1961.
- (12) G. KOUSKOFF, "Fonctionnement des soupapes ioniques", Revue Générale de l'Electricité, t.57, n°3, p.105-113, Mars 1948 ; t.57, n°4, p.162-172, Avril 1948 ; t.57, n°5, p.204-215, Mai 1948.

TABLE DES MATIERES

AVANT PROPOS

0. Introduction	Pages
0.1. Caractéristique de tension	
0.1.1. Caractéristique idéale d'une source de tension	1
0.1.2. Montage redresseur destiné au soudage	3
0.2. Choix du montage redresseur	
0.2.1. Rappels sur les trois modes de commutation	5
0.2.2. Montages présentant la meilleure caractéristique de tension	9
0.3. Plan de l'étude	
0.3.1. Débit du montage P.D.3. sur résistance	11
0.3.2. Modification de la caractéristique	12
I. CARACTERISTIQUE DU MONTAGE REDRESSEUR P.D.3. DEBITANT SUR RESISTANCE	
I.1. Remarques préliminaires	
I.1.1. Hypothèses et notations	14
I.1.2. Remarques générales	16
I.2. Point à vide - Point de court-circuit	
I.2.1. Fonctionnement à vide	18
I.2.2. Fonctionnement en court-circuit	21

I.3. Fonctionnement à 2 ou 3 diodes conductrices	
I.3.1. Détermination de l'angle θ_1	24
I.3.2. Etude de l'intervalle $\theta_1 < \theta < \theta_1 + \alpha$	25
I.3.3. Etude de l'intervalle $\theta_1 + \alpha < \theta < \theta_1 + \pi/3$	27
I.3.4. Mise en forme des équations donnant α et θ_1	29
I.3.5. Valeur du courant redressé moyen	30
I.4. Fonctionnement à toujours 3 diodes conductrices	
I.4.1. Expression du courant redressé I_c	32
I.4.2. Relation donnant l'angle d'amorçage θ_1	33
I.4.3. Valeur moyenne du courant redressé	35
I.5. Caractéristiques statiques	
I.5.1. Variations de l'angle de conduction	39
I.5.2. Variations de la tension redressée	41
I.6. Vérifications expérimentales	
I.6.1. Relevés oscillographiques	44
I.6.2. Caractéristiques de tension	46

II. MODIFICATION DE LA CARACTERISTIQUE

II.1..Principe de la réaction en tension	
II.1.1. Intérêt de la réaction en tension	48
II.1.2. Effet de la réaction	50
II.1.3. Construction graphique de la caractéristique	51
II.2. Détermination des éléments du montage	
II.2.1. Le transformateur	55
II.2.2. Les diodes	56
II.2.3. Les selfs saturables	56
II.3. Exemple de réalisation	58

CONCLUSION

APPENDICES

A. Calcul de la caractéristique statique du montage P.D.3.	A ₁
B. Détermination de la caractéristique si on ne tient compte que de la résistance du réseau amont	A ₄
C. Détermination de la caractéristique si on ne tient compte que de la réactance du réseau amont	A ₈

BIBLIOGRAPHIE

A THERESE,

S E C O N D E P A R T I E

. LA FLUIDIQUE

. Principes - Propriétés - Performances.

INTRODUCTION

L'intérêt de la commande et de la régulation de processus industriels au moyen de composants pneumatiques est uniformément reconnu, malgré le perfectionnement des techniques électriques et électroniques, eu égard aux considérations suivantes :

- . les temps de réponse des organes de contrôle sont généralement négligeables devant les constantes de temps des processus à réguler.*
- . l'utilisation de l'air comprimé comme support d'information permet des conditions de travail moins étroites que celles nécessitées par les systèmes électriques.*

Cela explique que depuis longtemps les composants pneumatiques aient pu entrer en concurrence avec les systèmes électromécaniques dans le domaine de la régulation d'installations de puissance de par leur niveau énergétique de sortie important ainsi que de par leur simplicité technologique de fabrication et leur haute fidélité.

Mais ces composants tels qu'on les avait d'abord conçus, comportant des pièces solides mobiles, avec le développement des techniques électroniques, sont devenus moins compétitifs, leurs performances se trouvant limitées par tous les problèmes classiques, en mécanique des solides, du frottement, des dilatations possibles et des retards inhérents à l'inertie des pièces en mouvement.

Depuis quelques années, une nouvelle tendance de régulation pneumatique s'est dégagée qui est, pourrait-on dire, à la technique classique ce que l'électronique est à l'électromécanique : la fluïdique

Il s'agit de réaliser des appareils pneumatiques sans pièces solides mobiles et, de ce fait, de traiter l'information continue ou discrète au moyen de petits jets de gaz, air ou liquide à basse pression.

Ces écoulements de fluide, correctement exploités, peuvent, en effet, concurrencer les composants électroniques en sécurité sinon en vitesse. On peut ainsi réaliser des organes sans pièces mobiles remplissant les fonctions connues d'amplificateurs, de relais, bascules et mémoires.

Le but de cette étude est de présenter, après un rappel des diverses lois d'écoulement régissant ces systèmes, quelques unes des réalisations de base de cette technologie nouvelle qui n'a pas dix ans d'âge.

Nous tenons tout spécialement à remercier ici Monsieur le Professeur MARTINOT-LAGARDE qui a bien voulu accepter d'assumer la présidence de notre jury de thèse et sous la conduite duquel nous avons eu le plaisir d'effectuer ce rapport.

Sa haute compétence et le soutien attentionné qu'il nous a témoignés furent pour nous un guide sûr et précieux tout au long de notre recherche.

I. RAPPELS SUR LES PHENOMENES EXPLOITES EN FLUIDIQUE

La Mécanique des fluides expérimentale est en général non linéaire.

La plupart des réalisations actuelles en fluidique sont basées sur certains phénomènes apparaissant en aérodynamique expérimentale. L'exploitation de ces phénomènes par une géométrie d'écoulement correctement adaptée permet de réaliser la quasi totalité des éléments à déviation de jet.

Il semble donc utile, pour mieux en comprendre le fonctionnement, de rappeler ces phénomènes et notamment l'effet Coanda.

1.1. Description de l'effet Coanda

Il s'agit de la propriété qu'a un jet de fluide, à la sortie d'un tuyau précédé d'un convergent, de tendre à dévier vers une surface adjacente de sortie et, sous certaines conditions, de venir s'y coller.

Ce phénomène fut découvert par H. COANDA au début du siècle, qui en publia une étude complète en 1932.

On sait que si la veine débouche sur un divergent sans décrochement d'angle au sommet faible (7° à 8°), il y a écoulement sans décollement dans ce divergent accompagné d'un ralentissement de vitesse de débit moyen u_q (fig.1).

Si, par contre, on se trouve en présence d'une marche d'escalier ou d'un divergent trop ouvert, le jet déviara vers la paroi de côté et s'y recollera (fig.2).

En effet, à la sortie du tuyau, le jet entraîne des molécules du fluide environnant qui ne peuvent être remplacées de par la présence du mur BC ; il se crée donc une zone dépressionnaire et on observe un fléchissement du jet ; au bout d'une certaine distance, le jet peut alors venir se coller sur la paroi, ayant créé une bulle à basse pression entre sa trajectoire et le mur où il s'attache.

La condition de continuité de débit dans cette bulle exige qu'elle soit alimentée : elle ne peut l'être dans le cas de la figure 2 que par un courant de retour du jet principal lors du rattachement.

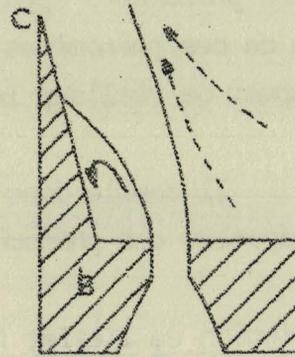
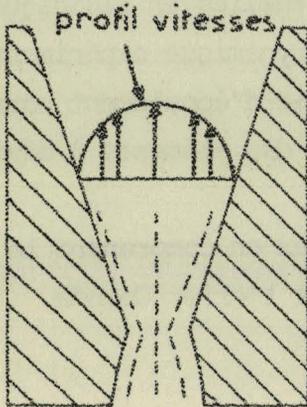


Fig.1 - Continuité de l'écoulement par tranche dans un divergent de faible ouverture.

Fig.2 - Représentation schématique de l'effet Coanda.

On voit donc que l'équilibre ainsi atteint par l'écoulement est stable et présente un effet de mémoire qui sera exploité par la suite.

1.2. Présence d'un jet de commande

La position du jet étant déterminée par la pression régnant dans la bulle de séparation, on conçoit qu'un faible jet de contrôle débouchant sur cette bulle puisse modifier le point de rattachement du jet principal.

Soit un jet de puissance A , de débit q_j , arrivant parallèlement à la paroi B , en présence d'un jet C , de débit q_c , de contrôle (fig.3).

Le jet A entraîne une certaine quantité de fluide q_e à la bulle D , qui est alimentée par q_c et le courant de retour du jet A de débit q_r . Toute augmentation de puissance du jet de commande rejette vers l'aval la zone de rattachement.

Lorsqu'on atteint l'extrémité H de la paroi, la bulle entre en communication avec le milieu ambiant et la dépression disparaît ; le jet décollé, s'oriente brusquement dans la direction de la tuyère en A.

Si la pression de commande du jet C diminue, le jet de puissance vient se rattacher à la paroi avec phénomène d'hystérésis

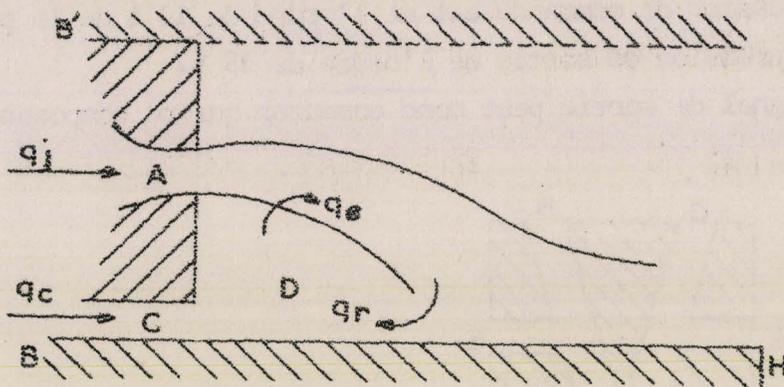


Fig.3 - Rattachement d'un jet en présence d'un jet de commande.

Si par contre, il y a une paroi B', symétrique de B par rapport à l'axe de la tuyère principale, le jet de puissance A, après s'être décollé du plan B, viendra s'attacher au plan B' et les variations ultérieures du jet de contrôle C seront sans action sur la trajectoire de A. Un effet de mémoire est ainsi obtenu, analogue à celui obtenu dans un trigger de Schmidt, et permet une réalisation de bascule bistable.

1.3. Fonctionnement d'une bascule

Considérons la figure 4 où A est l'entrée du jet de puissance qui sort en B ou C selon les valeurs des pressions aux orifices de contrôle b et c. Tant que le jet est laminaire à la sortie de A, il se divise de part et d'autre du coin de façon stable.

Lorsque le nombre de Reynolds critique est dépassé, le jet est alors turbulent et tend à s'attacher sur la direction la plus propice géométriquement, créant ainsi une bulle de séparation à basse pression entre lui-même et la paroi externe de l'orifice de sortie.

Si par l'orifice de commande approprié on injecte une légère quantité de fluide dans cette bulle, la pression y croît et le jet de puissance bascule sur l'autre paroi où il reste attaché par effet Coanda.

Le bon fonctionnement de cet élément, ainsi que de ceux qui en sont dérivés, demande que l'impédance de sortie ne devienne pas infinie pour que le débit ne s'annule pas ; à cet effet, on place à l'aval de la zone d'attachement une sortie auxiliaire E pour évacuer l'excédent de débit.

La pression de commande est de l'ordre de 10 % de la pression en A tandis que la pression de sortie de l'ordre de 35 %.

Le signal de sortie peut donc commuter quatre composants similaires.

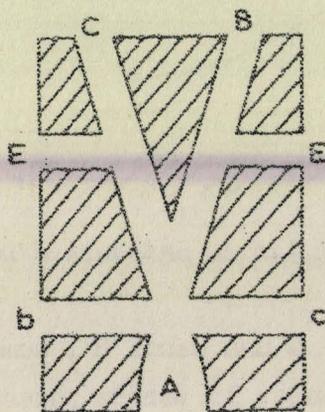


Fig.4 - Schéma de base d'une bascule bistable -

II APPLICATIONS AUX CIRCUITS DE LOGIQUE

2.1. Réalisation de fonctions logiques

Les phénomènes d'interaction directe et l'effet Coanda peuvent être utilisés pour obtenir diverses fonctions logiques.

La réalisation d'une porte OU-NI, par exemple, est directement dérivée de la bascule bistable en multipliant les orifices de contrôle d'un côté de la tuyère du jet de puissance (fig.5)

La paroi de droite communique avec la pression ambiante pour éviter l'effet Coanda sur ce mur. En l'absence de signal de contrôle, le jet s'attache au mur de gauche et sort par l'orifice B, réalisant la fonction NI, tandis que si l'une ou plusieurs de ces entrées existent, le jet, par interaction directe, fléchira et sortira par C, d'où la fonction OU.

Fig. 6 - Fonction ET

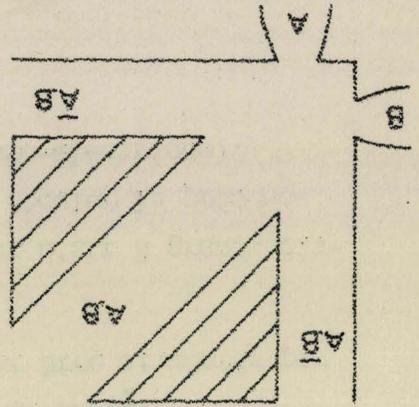
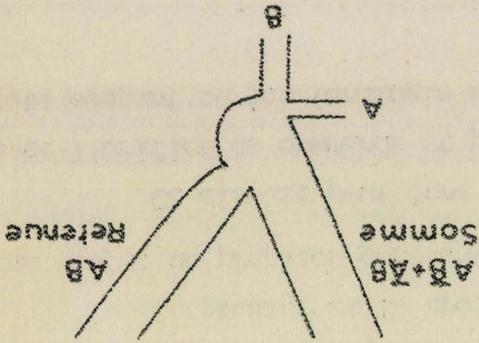


Fig. 7 - Fonction OU exclusif (dilemme).



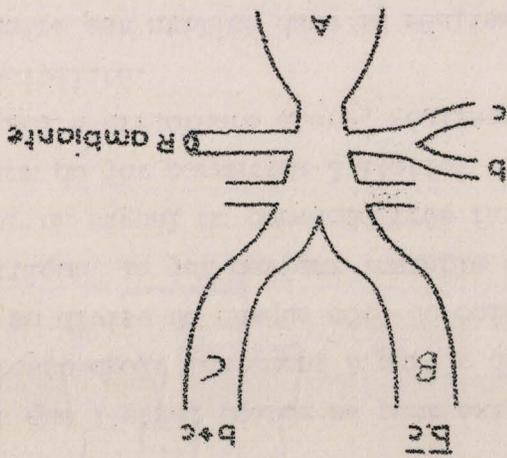
L'absence ultérieure de signal d'entrée ramènera le jet en A par effet Coanda.

Comme on le sait, la fonction NI permet à elle seule, la réalisation de toutes les opérations de logique, ce qui en fait un outil de travail très puissant.

D'autres fonctions peuvent, cependant, être réalisées directement ; celles que nous présentons ici, n'étant cependant pas à élévation du niveau de puissance de l'information.

La société PLESSEY présente ainsi un opérateur ET (fig. 6) et un OU exclusif ⊕ (fig. 7) pour le comptage en binaire qui n'utilisent que le phénomène d'interaction directe et une géométrie : appropriée de l'élément.

Fig. 5 - Porte OU-NI



2.2. Extension de l'effet Coanda

On sait que l'effet Coanda ne peut exister que pour un jet turbulent ; si la vitesse croît lentement à partir de zéro, le jet est d'abord laminaire et se divise de chaque côté du coin puis, lorsqu'on approche de la vitesse critique, le jet devient instable de sorte qu'il peut alors être troublé par un signal de commande très faible. Une élévation ultérieure de la pression du jet permettra à l'effet Coanda d'exister et le rattachement à une paroi s'effectuera alors, réalisant ainsi une bascule bistable de haute sensibilité.

Ce principe est utilisé dans la réalisation des deux éléments suivants :

2.2.1. Détecteur digital à haute sensibilité Fig. 4

Analogue à un circuit intégré, il se compose de 3 étages dont le dernier est une bascule classique. Le premier est un multivibrateur fournissant des impulsions de puissance au second étage dont l'alimentation passe ainsi périodiquement du régime laminaire au régime turbulent ; il est constitué d'une bascule dont une sortie est ramenée à l'entrée au travers d'une impédance pneumatique Z effectuant un retard de transmission et caractéristique de la période.

L'étage central, commandé par un signal de très faible niveau et biaisé de façon que, en l'absence de ce signal, le jet s'attache au mur du bas C_1 et la sortie sera stable en O_1 . Si un faible signal est injecté sur le second étage, tant qu'il existe le jet (sous forme d'impulsions) emprunte le couloir du haut C_2 et la sortie est maintenue en O_2 .

Le premier et le troisième étage peuvent être alimentés par la même source de pression constante en p parallèle.

Ce circuit peut être actionné par un jet d'air à grande distance de l'orifice de commande et peut, par exemple, déceler la présence d'objets coupant ce jet (analogie avec la cellule photo-électrique).

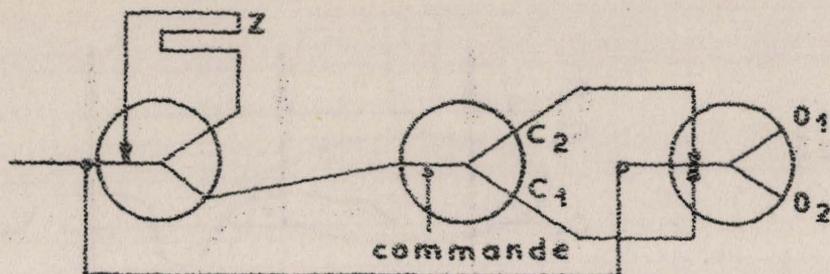


Fig. 8 - Schéma de détecteur digital à haute sensibilité

2.2.2. Registre à décalage-fig. 9

Se basant sur le même principe, l'oscillateur d'alimentation est ici remplacé par un amplificateur à impulsions, le train d'impulsions décommandé entrant en C_1 . Le signal d'entrée de l'élément central est tel qu'il ne peut agir que durant le front de montée en pression de son alimentation, toute variation ultérieure de la commande restant sans effet sur l'écoulement tant que l'impulsion d'alimentation suivante n'est par apparue.

En l'absence de signal de commande C_2 , le jet, pulsé, attaque l'étage de sortie en C_3 pour donner une sortie continue en O_2 .

Si, par contre, il y a une information à la porte de commande le jet pulsé débouchera en C_4 et le jet de puissance à pression constante sortira en O_1 . La figure 10 représente l'évolution des sorties en fonction du signal d'entrée en C_2 .

Ces éléments peuvent être placés en cascade pour réaliser un registre à décalage de la capacité désirée. La sortie O_1 est alors connectée à l'entrée C_2 de l'étage suivant, ce qui permet d'utiliser O_2 pour lire l'état de l'élément.

Les orifices de contrôle C_5 et C_6 permettent la remise à zéro en l'absence de tout signal de commande.

2.2.3. Diviseur de fréquence

L'élément ci-dessus peut être transformé aisément en diviseur de fréquence en alimentant directement C_2 par la sortie O_2 ; il permet alors, par un montage en cascade, de compter des impulsions du train alimentant l'orifice C_1 puisqu'il divise leur nombre par deux.

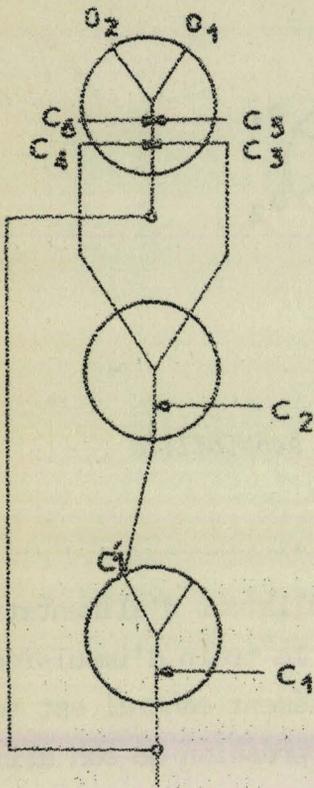


Fig. 9 Représentation schématique d'un registre à décalage

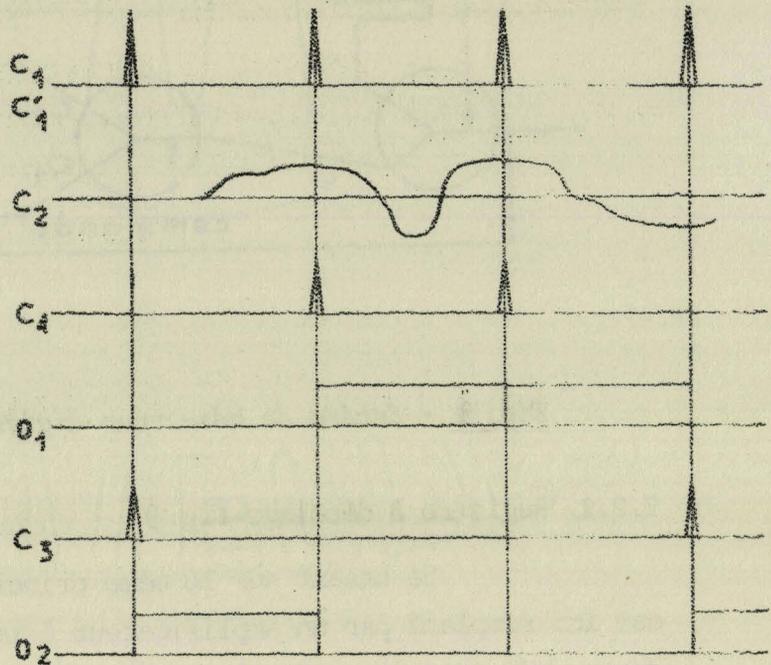


Fig.10 - Représentation des états en pression des divers orifices en fonction du signal en C_2

2.2.4. Conclusion

La méthode que nous venons de décrire ⁽¹⁾ sur l'utilisation de l'effet Coanda permet une sortie en pression utilisable en même temps qu'un gain important associé à une grande sensibilité.

La commutation se produit durant le front de montée des impulsions à l'entrée du second étage et il faut étudier certaines constantes de temps pour les minimiser.

(1) Cette étude est empruntée à "On the limitations and special effects in Fluid Jet Amplifiers".

R.A. Comparin, H.H. Glaëtti, A.E. Mitchell, H.R. Mueller, ASME Symposium of fluid jet control, Novembre 28 th, 1962.

2.3. Amplificateur de type AUGER (à turbulence)

A la différence des composants précédents, cet élément, d'une très grande simplicité technologique, est basé sur le passage du régime laminaire d'un jet de puissance au régime turbulent.

Il réalise la fonction logique NI pour généralement quatre entrées.

La pression d'alimentation P_a est choisie au voisinage de celle qui engendre un écoulement turbulent. En l'absence de signal d'entrée e , le jet de puissance est laminaire, est récupéré par la buse de sortie figure 11.

Un jet d'air agissant transversalement avec une très faible puissance, suffit alors pour provoquer la turbulence du jet principal et réduire alors la pression de sortie en S.

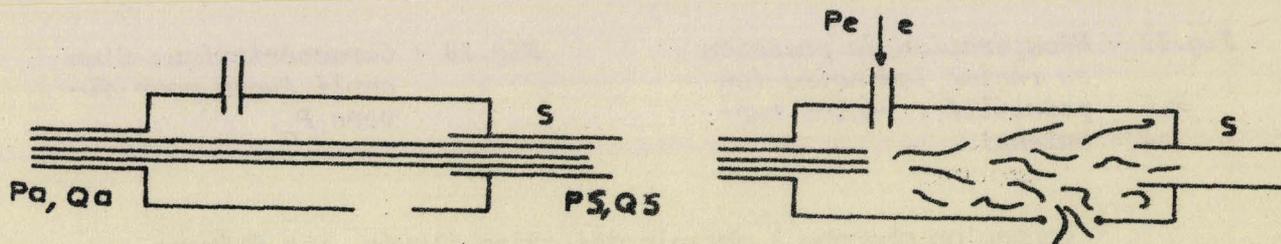


Fig.11 - Amplificateur à turbulence réalisant la fonction Ni.

En régime laminaire, la pression de sortie P_s est sensiblement proportionnelle à la pression d'alimentation P_a , figure 12, pour autant que celle-ci n'engendre pas un écoulement turbulent en dépassant le nombre de Reynolds critique.

Pour un signal de commande d'un niveau suffisant, P_s tombe à environ 10 % de sa valeur.

La figure 13 donne la caractéristique de transfert d'un tel amplificateur pour diverses valeurs de la pression d'alimentation x .

*Note Les relevés de la figure 13 sont valables pour une position donnée de la buselure du signal d'entrée. Plus cette buselure se déplace vers la sortie E, plus la pression récupérée en régime turbulent augmente.

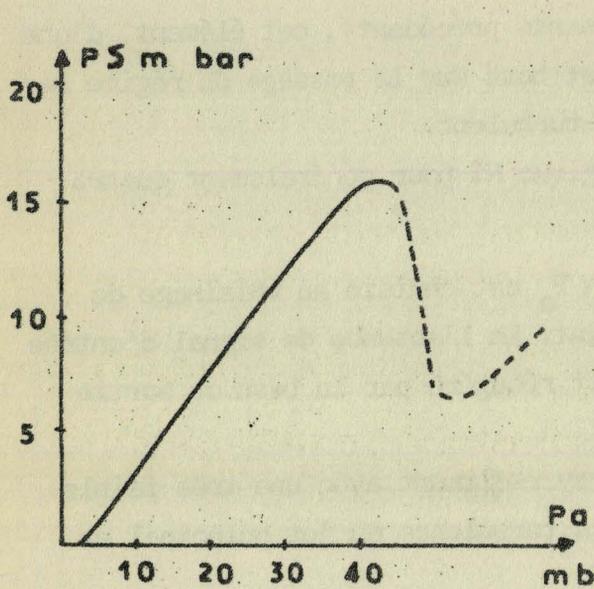


Fig.12 - Récupération de pression en régime laminaire (en pointillé : régime turbulent)

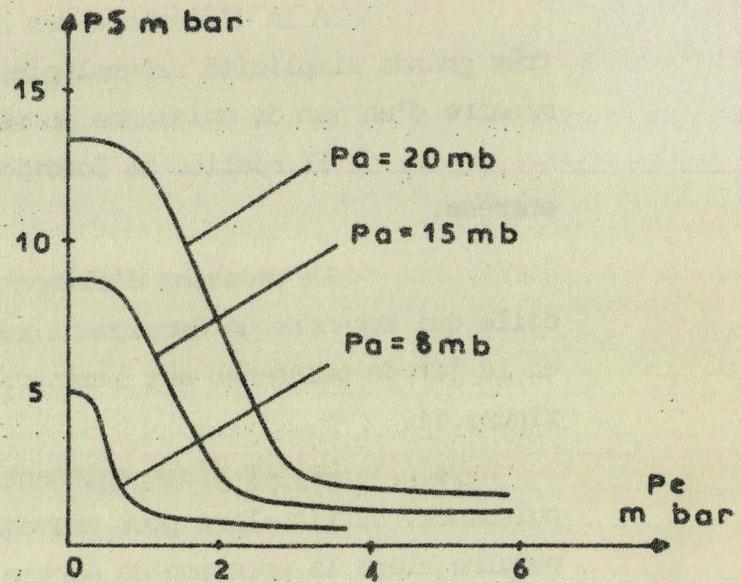


Fig.13 - Caractéristique d'un ampli Auger pour divers P_a .

Lorsqu'on cherche à obtenir des gains élevés, cet élément devient sensible aux sons à hautes fréquences ; pour des sensibilités plus faibles, il peut détecter un courant d'air transversal au jet laminaire avec des gains de 40 à 80.

III ETUDE DE L'AMPLIFICATION CONTINUE

Les éléments décrits jusqu'à présent, basés sur l'effet Coanda, fournissaient certes une amplification du niveau de sortie comparativement à celui du signal d'entrée, mais, de par le fonctionnement en "tout ou rien" du rattachement du jet, ne peuvent permettre de traiter l'information que de manière discontinue. Ils sont donc particulièrement bien adaptés aux opérations logiques et discrètes.

La réalisation d'amplificateurs proportionnels est beaucoup plus délicate de par la non linéarité des phénomènes rencontrés en mécanique des fluides.

3.1. Amplificateur analogique

A partir du schéma de la bascule bistable, on peut obtenir un amplificateur proportionnel si on évite le rattachement du jet. Il y a alors addition vectorielle des quantités de mouvement des filets fluides de puissance et de contrôle ("momentum interaction").

La figure 14 montre deux exemples de réalisation dûs à la Fluidic products Department - Corning Glass-Works-Bradford ; Pennsylvania.

Les parois de sortie étant placées assez loin en aval, l'effet Coanda ne peut exister et, en l'absence de signaux d'entrée, (ou avec des signaux de même valeur), le jet se divise également de part et d'autre du coin.

Si l'un des signaux est plus fort que l'autre, le jet déviara et la différence des pressions de sortie sera fonction de celle des signaux d'entrée, figure 15.

La difficulté est de trouver une géométrie d'écoulement qui donne une relation linéaire entre l'entrée et la sortie.

De multiples paramètres (distances, pressions, diamètres, etc,) interviennent de manière non linéaire, ce qui explique les conditions d'emploi restreintes de ces éléments.

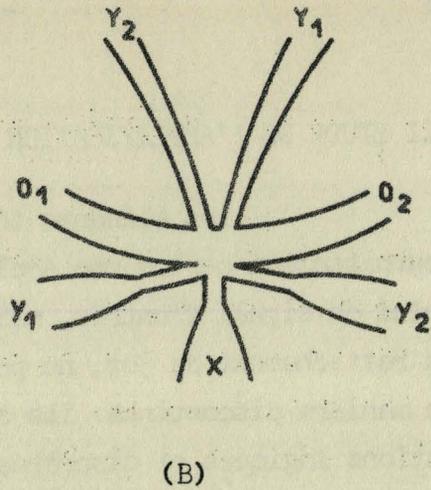
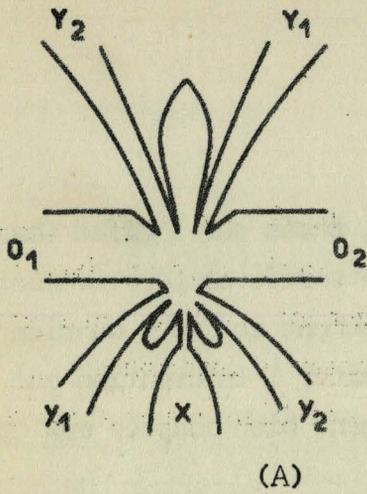


Fig.14 - 2 amplificateurs proportionnels et leurs caractéristiques principales -

P_X normale	0,345 bar	fréquence maximale	1 000 Hz
P_X minimale	0,007 bar	gain en pression	6 à 7
P_Y récupérable	A : $\frac{55 \cdot P_X}{100}$	B : $\frac{40 \cdot P_X}{100}$	

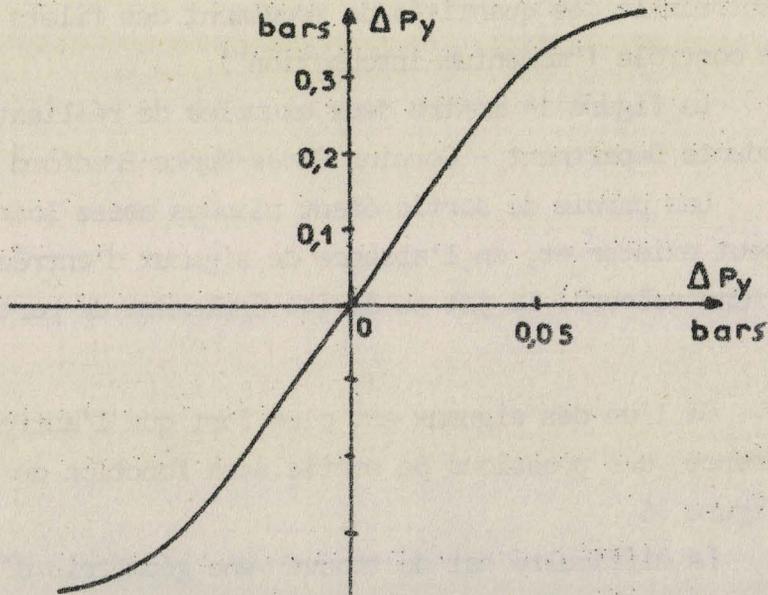


Fig.15 - Caractéristique de transfert d'un amplificateur proportionnel; "Momentum interaction" -

3.2. Calcul de la transmittance pneumatique

En fournissant un signal sinusoïdal d'entrée p_e , on peut déterminer sur un schéma équivalent, la transmittance de l'amplificateur $\Delta P_y / P_e$.

La source de pression, d'impédance interne Z_s , fournit une pression p_x à l'entrée de l'amplificateur et engendre un débit q_x à la sortie de la tuyère de puissance d'impédance Z_x . Ce débit se partage dans les deux branches d'impédance Z_{o1} et Z_{o2} puis, dans les circuits de charge Z_1 et Z_2 (figure 16).

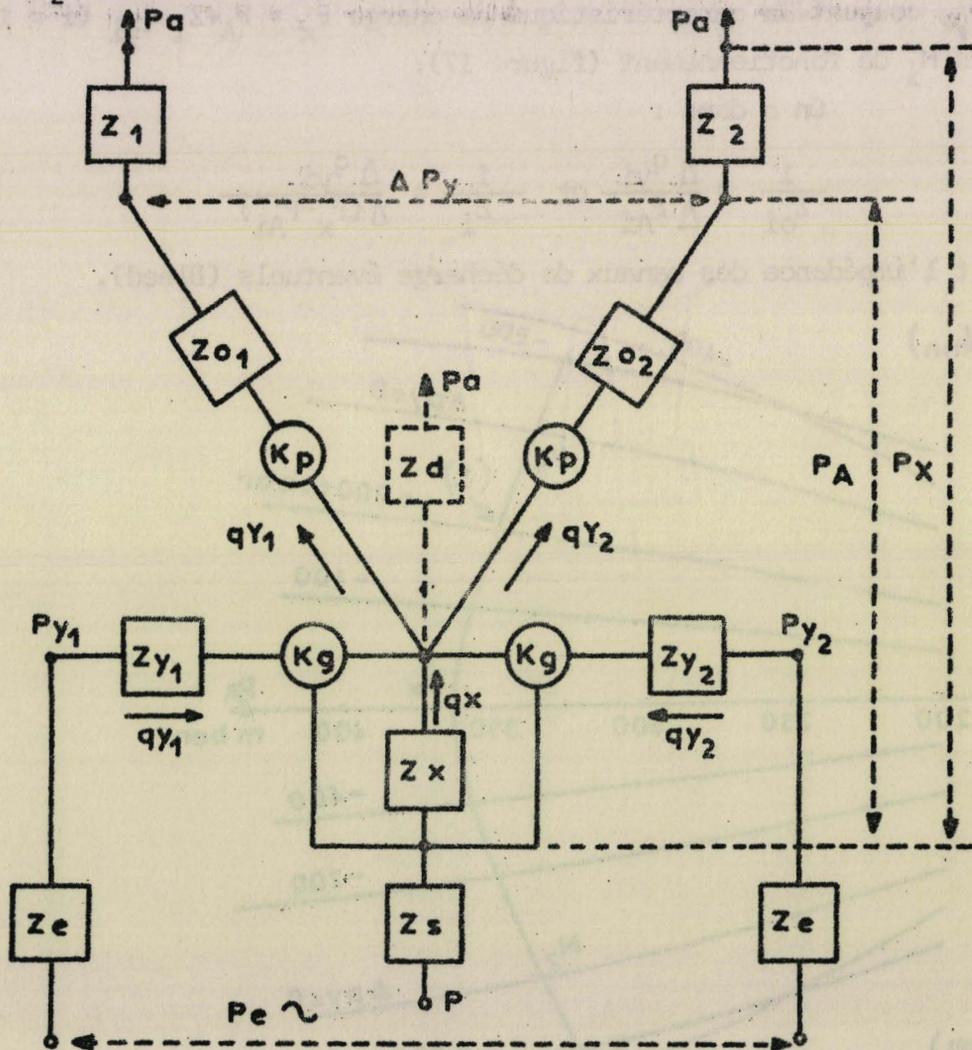


Fig.16 - Schéma équivalent d'un amplificateur proportionnel -

Si la chute de pression du jet principal est P_A dans l'amplificateur (à travers Z_{o1} comme Z_{o2}) et P_y la pression à l'orifice de commande, chaque branche se comporte comme possédant un générateur de pression de gain :

$$K_p = \left(\frac{\partial P_A}{\partial (\Delta P_y)} \right) \quad \text{pour } q_y = K_1 : \text{débit du jet principal constant}$$

Les admittances $(Z_{o1})^{-1}$ et $(Z_{o2})^{-1}$ sont les pentes des courbes caractéristiques $q_y = f(P_A)$ aux points de fonctionnement.

Ces courbes, relevées expérimentalement pour diverses valeurs de ΔP_y , coupent la caractéristique de charge $P_x = P_A + Z_i q_{yi}$ ($i = 1$ ou 2) aux points M_i de fonctionnement (figure 17).

On a donc :

$$\frac{1}{Z_{oi}} = \frac{\Delta q_{yi}}{\Delta P_{Ai}} \quad \text{et} \quad \frac{1}{Z_i} = \frac{\Delta q_{yi}}{\Delta (P_x - P_{Ai})}$$

z_d est l'impédance des canaux de décharge éventuels (Bleed).

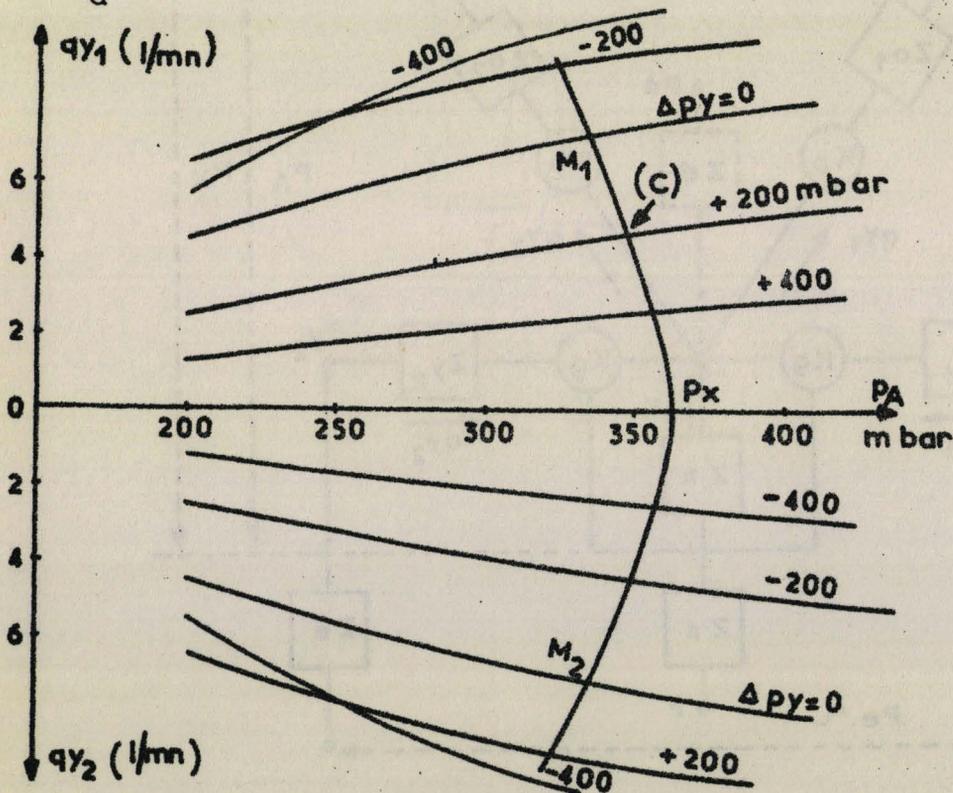


Fig.17 - Courbes $q_y = f(P_A)$ et caractéristiques de charge C : $q_{yi} = \frac{(P_x - P_A)}{Z_i}$

Pour ce qui est du circuit de commande, il faut tenir compte de l'impédance Z_e (source et réseau amont) tandis que les buses de commande présentent une impédance Z_{y1} en série avec un générateur de pression de gain K_g , d'impédance interne nulle, qui simule la dépression dans la zone d'interaction des jets, due au débit q_x du jet de puissance.

Nous avons alors les relations suivantes pour le circuit de puissance.

$$p = q_x(Z_s + Z_x) - K_p \cdot \Delta p_y + (q_{y1} + \Delta q_{y1})(Z_{o1} + Z_1)$$

$$p = q_x(Z_s + Z_x) + K_p \cdot \Delta p_y + (q_{y2} - \Delta q_{y2})(Z_{o2} + Z_2)$$

$$\text{Soit, si on considère } Z_{o1} = Z_{o2} = Z_o$$

$$Z_1 = Z_2 = Z$$

$$\Delta q_{y1} = \Delta q_{y2} = \Delta q_y$$

$$K_p \Delta p_y = \Delta q_y \cdot (Z_o + Z)$$

$$\text{soit comme } \Delta p_y = 2Z \Delta q_y \quad \frac{\Delta p_y}{\Delta q_y} = \frac{2K_p Z}{(Z + Z_o)}$$

et de même pour le circuit de commande :

$$P_{y1} + \Delta P_{y1} = (q_{y1} + \Delta q_{y1}) Z_{y1} - (q_x + \Delta q_x) \cdot Z_x \cdot K_g$$

$$P_{y2} - \Delta P_{y2} = (q_{y2} - \Delta q_{y2}) Z_{y2} - (q_x + \Delta q_x) \cdot Z_x \cdot K_g$$

soit en admettant

$$\Delta P_{y1} = \Delta P_{y2} = \Delta P_y$$

$$\Delta q_{y1} = \Delta q_{y2} = \Delta q_y$$

$$Z_{y1} = Z_{y2} = Z_y$$

$$\Delta P_y = q_y Z_y$$

ce qui correspond à l'équation d'un générateur de pression ΔP_y , de résistance interne Z_y . On a donc, d'après le schéma équivalent de la figure 18

$$\frac{\Delta P_y}{P_e} = \frac{Z_y}{Z_y + Z_e}$$

et la transmittance totale de l'amplificateur est alors

$$\frac{\Delta P_y}{P_e} = \frac{2K_p \cdot Z \cdot Z_y}{(Z_o + Z)(Z_e + Z_y)}$$

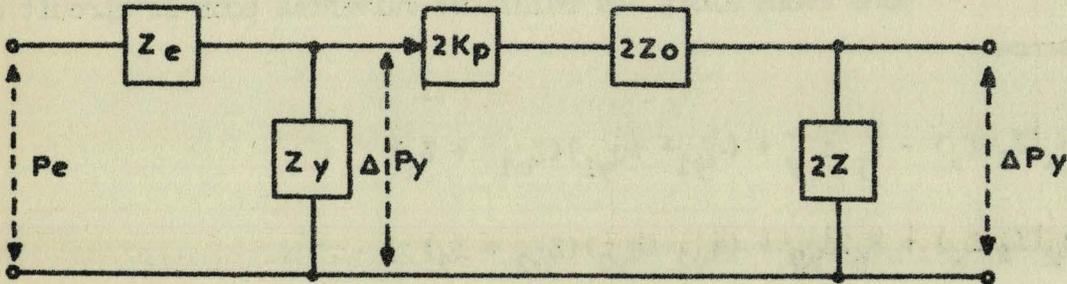


Fig.18 Schéma bloc de l'amplificateur proportionnel

Cela, bien entendu, pour autant que le second étage ne charge pas le premier.

L'impédance \$Z_y\$ est, en général, constituée par une résistance \$R_y\$ et une capacité \$C_y\$ équivalente. Or, pour certaines valeurs de la constante de temps ainsi définie \$\tau_y\$, le système se comporte - et c'est le cas ici - comme un filtre du premier ordre en série avec un retard pur de durée \$\tau\$.

Les canaux de sortie présentent également une capacitance globale \$C_o\$ et une résistance \$R_o\$, de même que le circuit de charge présente une capacitance \$C\$ et une résistance \$R\$ dues notamment aux tuyauteries.

Le schéma équivalent peut alors se transformer selon la figure 19 dont la transmittance devient :

$$\frac{\Delta P_y}{P_e} = \frac{2K_p \cdot R_o \cdot R \cdot e^{-\tau P}}{(Z_e + R_y)(R_o + R) \left(1 + P \cdot C_y \cdot \frac{Z \cdot R_y}{Z_e + R_y}\right) \left(1 + P \cdot \frac{C_T \cdot 2R \cdot R_o}{R + R_o}\right)}$$

avec $C_T = \frac{C + C_o}{2}$

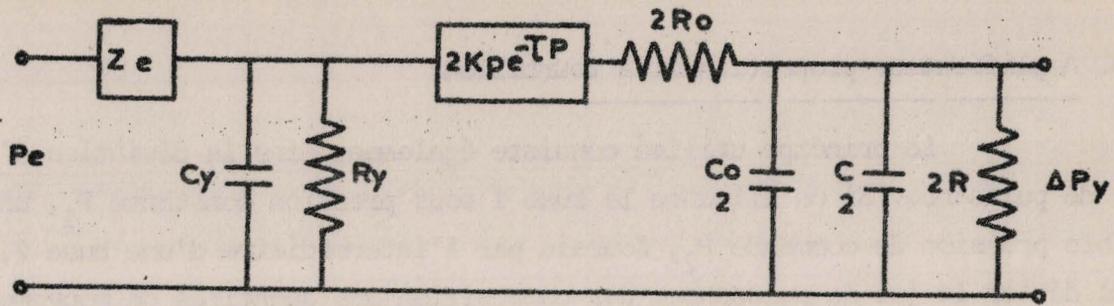


Fig.19 Schéma électrique équivalent

La figure 20 permet d'effectuer la comparaison entre les résultats obtenus expérimentalement d'une part, et calculés, à partir des mesures statiques, d'autre part, pour différents régimes harmoniques.

La correspondance est satisfaisante compte tenu des hypothèses utilisées.

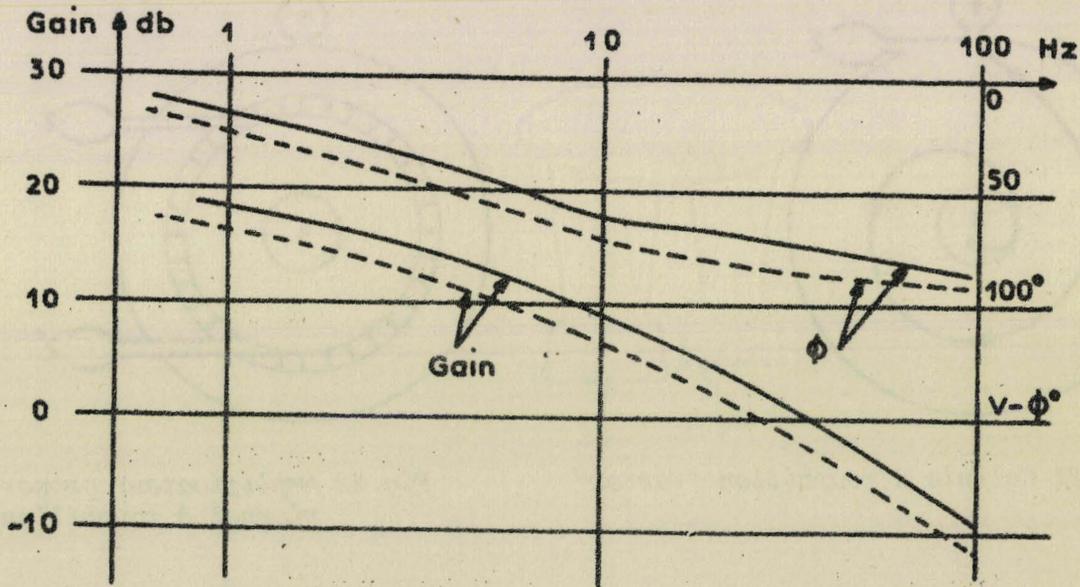


Fig.20 Courbes de Bode d'un amplificateur proportionnel
 en traits pleins : courbes relevées
 en pointillés : courbes calculées

3.3. Amplificateur proportionnel à tourbillon

Le principe utilisé consiste également dans la déviation d'un jet de puissance. Si on alimente la buse 1 sous pression constante P_1 , une faible pression de commande P_2 , fournie par l'intermédiaire d'une buse 2, fera dévier le jet de puissance, par composition des quantités de mouvement des deux jets en présence, imposant ainsi à l'intérieur de la chambre cylindrique des trajectoires ou lignes de courant en spirale, pour des débits stationnaires (figure 21).

Le fluide est évacué par l'orifice central de sortie 3 à la pression P_3 .

Selon ^{que} l'énergie cinétique apportée par le fluide de commande augmente, donc selon P_2 , la spirale de la trajectoire sera plus resserrée et la différence $P_1 - P_3$ s'accroît en fonction de P_2 .

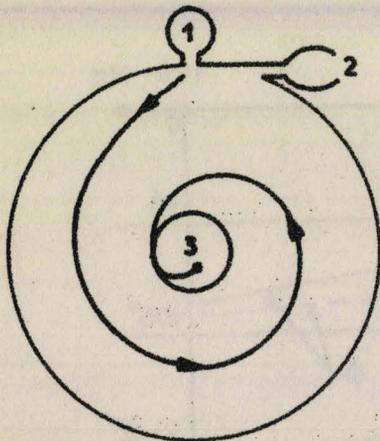


Fig. 21 Cellule à tourbillon "Vortex"

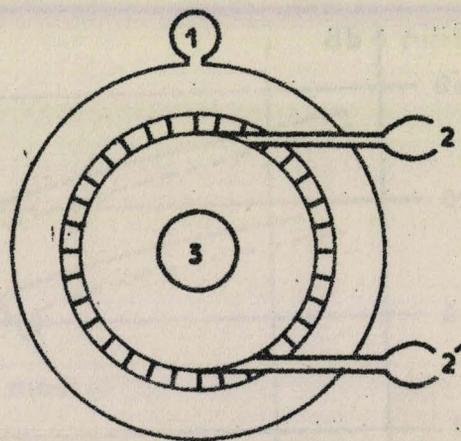


Fig. 22 Amplificateur proportionnel à tourbillon

Sur le même principe, on peut également réaliser un amplificateur différentiel en plaçant à l'intérieur de la chambre une paroi cylindrique poreuse et les deux bases de commande 2 et 2' agissant en opposition (fig. 22). On aura alors $(P_1 - P_3) = f(P_2 - P_2') = K(P_2 - P_2')$ si $P_2 > P_2'$
 $= K(P_2' - P_2)$ si $P_2' > P_2$

Ces éléments sont capables de fournir une puissance de sortie plus élevée que les précédents et peuvent être aussi utilisés en logique pneumatique (diodes à Vortex).

IV - APPLICATIONS DE LA FLUIDIQUE DANS LES SYSTEMES DE CONTROLE

Les amplificateurs à fluide présentent de par leur constitution de multiples avantages par rapport aux systèmes pneumatiques et hydrauliques classiques. Ils sont en particulier insensibles aux vibrations et aux rayonnements divers et leur tenue à la température n'est limitée que par la nature du matériau constitutif utilisé : matière plastique, verre et céramique photosensibles, métal photogravé.

Ils permettent donc d'opérer directement des contrôles sur des fluides sans passer par l'intermédiaire de transducteurs électro-pneumatiques.

Les modifications d'état d'un fluide peuvent, en effet, toujours donner lieu à l'apparition d'une grandeur utilisable en fluidique : pression, débit, quantité de mouvement, et ceci soit par des méthodes de capture classique (mesure de pression et de débit par exemple) soit par des dispositifs fluidiques de conception originale (mesure de densité, température, niveau...).

L'amplificateur à fluide peut donc jouer deux rôles :

- . celui d'amplificateur statique ordinaire
- . celui de capteur transducteur évitant tout intermédiaire électromécanique.

4.1. Transmetteur statique de pression

La mesure de pression exige de placer au sein du fluide un petit orifice situé . en parois pour la pression statique
. axialement pour la pression totale.

Deux cas sont alors à considérer selon que la source peut débi-ter ou ne le peut pas.

Dans le premier cas, on pourra effectuer une mesure directe au moyen d'un amplificateur proportionnel (mono ou multi-étages).

Dans le second cas, il faudra recourir à un système intermédiaire à volume fermé associé à une base-palette miniaturisée de faible consommation pour transformer successivement la pression en effort, déplacement et pression afin d'attaquer l'amplificateur proportionnel.

L'inconvénient de ce second procédé par rapport au précédent est de ne pas pouvoir tenir compte des variations très rapides de la pression (ondes de chocs, coups de bélier).

La figure 23 montre un schéma de transmetteur de pression fluïdique à trois modules proportionnels en cascade se terminant par une cellule à tourbillon afin de pouvoir disposer d'un signal de sortie puissant pour permettre l'attaque d'un organe de réglage.

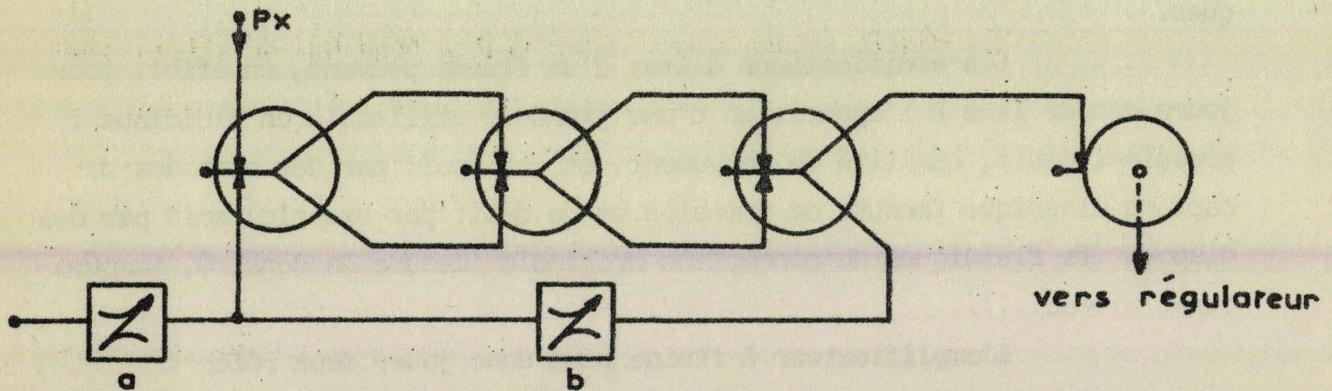


Fig.23 - transmetteur statique de pression -

a : vanne de réglage du zéro

b : réglage du gain

4.2. Transmetteur statique de débit

La mesure d'un débit peut toujours se ramener à une mesure de pression différentielle et on voit donc que l'amplificateur proportionnel est ici particulièrement bien adapté pour autant que la source puisse y débiter quelque peu sans que cela entraîne de perturbation dans le fonctionnement de l'installation.

On peut utiliser un dispositif déprimogène à faible perte de charge et ramener la pression différentielle ainsi obtenue à un niveau capable de piloter le transmetteur statique de pression décrit ci-dessus. Pour ce faire, on utilise un amplificateur proportionnel à un ou plusieurs étages selon qu'il est nécessaire (fig.24).

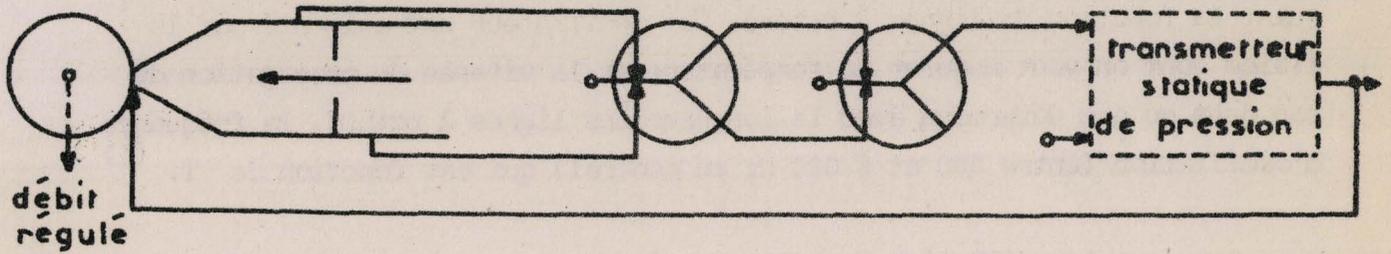


Fig.24 - Transmetteur statique de débit unidirectionnel
Application à une régulation de débit par diode Vortex

Si l'on désire effectuer une mesure de débit quel que soit le sens de circulation du fluide, on peut utiliser un amplificateur proportionnel possédant une sortie centrale (fig.25) fournissant un signal de sortie maximum pour deux entrées identiques (cas du débit nul).

Si le débit se met à varier dans un sens ou dans l'autre, il y aura diminution du signal de sortie ; on peut alors attaquer un transmetteur statique de pression.

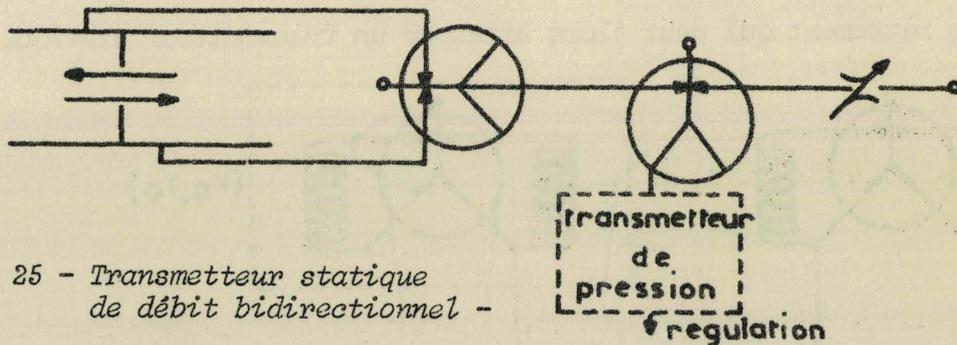


Fig. 25 - Transmetteur statique de débit bidirectionnel -

4.3. Transmetteur de température

La vitesse de propagation du son dans un gaz est donnée par la relation $C^2 = \gamma \cdot R \cdot T$. R : constante des gaz

T : température absolue

γ : rapport des chaleurs spécifiques

On peut réaliser un oscillateur fluide au moyen d'un module proportionnel classique dont les sorties sont reliées aux orifices de commande homologues par l'intermédiaire d'impédances fluidiques selfiques effectuant la fonction de lignes à retard. Cet oscillateur est alimenté par le fluide dont on veut mesurer la température et la vitesse de propagation du son dans ce gaz déterminé, avec la longueur des lignes à retard, la fréquence d'oscillation (entre 500 et 5 000 Hz en général) qui est fonction de T . (1)

L'oscillation obtenue peut être :

- . soit utilisée directement par le truchement d'un appareil classique,
- . soit transformée en variation continue de pression ou de débit comme le montre la figure 26.

On utilise un second oscillateur dit de référence et placé dans une enceinte thermostatée T_0 qui délivre une fréquence fixe F_0 .

Les deux sorties des oscillateurs sont connectées sur les deux entrées d'un module proportionnel, à sortie centrale, qui joue le rôle de modulateur - démodulateur et qui délivre un signal de battement de fréquence égale à la différence des fréquences des deux oscillateurs.

Une impédance inductive L permet de ne conserver que l'enveloppe de ce battement qui peut alors attaquer un transmetteur statique de pression.

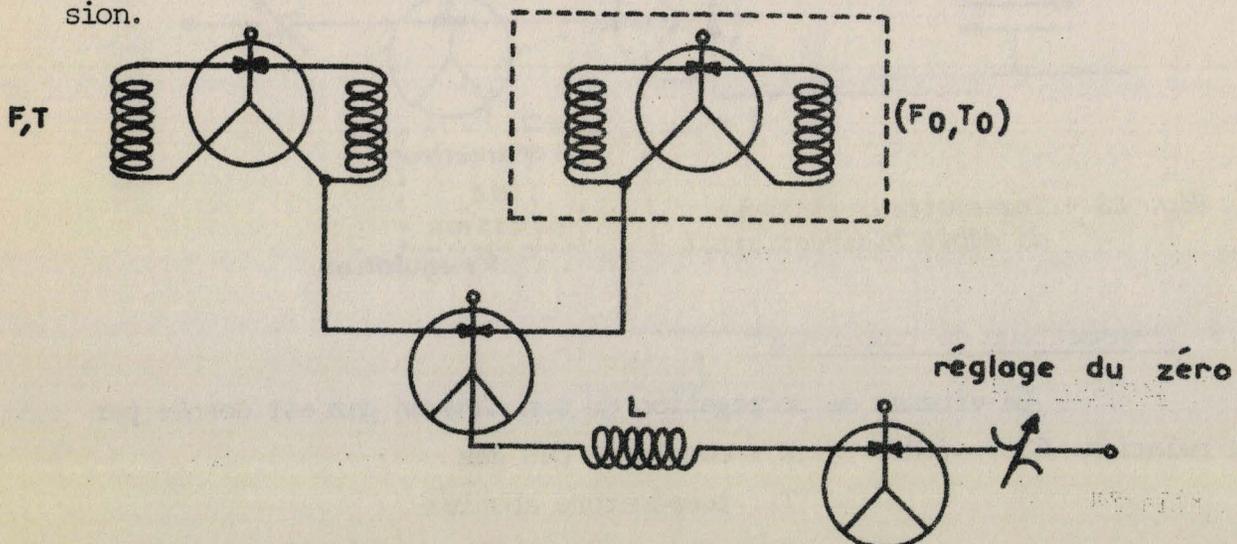


Fig. 26 - Transmetteur de température à sortie discrète avec inductance de filtrage et amplificateur de couplage.

(1) Cela bien entendu à condition de pouvoir négliger la compressibilité du gaz en question ; il faudra donc que la pression d'alimentation du module soit voisine de la pression ambiante ; on peut admettre jusqu'à un rapport de 1,2.

4.4. Mesure de densité d'un gaz

Elle se fait à partir d'un dispositif analogue où l'oscillateur de référence n'est alimenté que par l'un des gaz constituants du mélange, souvent celui qui est prépondérant.

Il faut cependant adjoindre un second oscillateur de référence dans une enceinte thermostatée pour permettre de corriger les variations éventuelles de température.

4.5. Exemple d'application : détecteur de niveau

Les modules fluidiques étant en général pilotés par des signaux de faible valeur, ils ne peuvent mesurer directement que de faibles variations de niveau.

En fonctionnement par tout ou rien par contre, on peut détecter des variations de niveau de l'ordre de 5mm au moyen d'une bascule monostable.

La figure 27 montre un détecteur de niveau à deux seuils pouvant être utilisé pour réguler la contenance d'un réservoir avec une précision de l'ordre de celle des meilleurs éléments classiques.

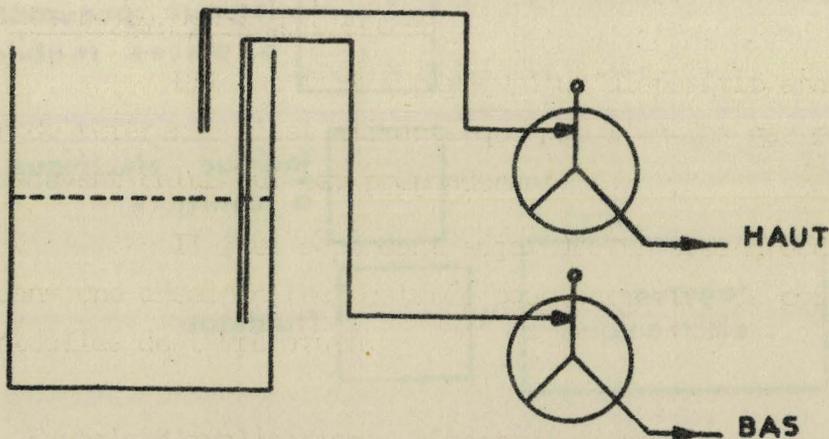


Fig.27 - Détecteur de niveau d'un réservoir -

V. PLACE DE LA FLUIDIQUE PARMIS LES TECHNIQUES CONCURRENTES

Le développement des techniques fluidiques permet maintenant à ses composants de concurrencer directement les systèmes électroniques et électriques dans les processus de calcul ou de régulation.

Des résultats valables peuvent être obtenus si l'ingénieur devant les appliquer connaît également les deux techniques avec leurs inconvénients et leurs avantages respectifs et se trouve ainsi capable de *diser-*
ner pour chaque problème la solution la mieux appropriée.

Outre la nature des objets à réguler, certains paramètres peuvent être prépondérants dans le choix à effectuer et il convient d'établir un rapide parallèle sur les performances des diverses techniques.

La figure 28 permet de situer, en fonction des niveaux énergétiques de sortie, la durée des temps de réponse des divers éléments de logique.

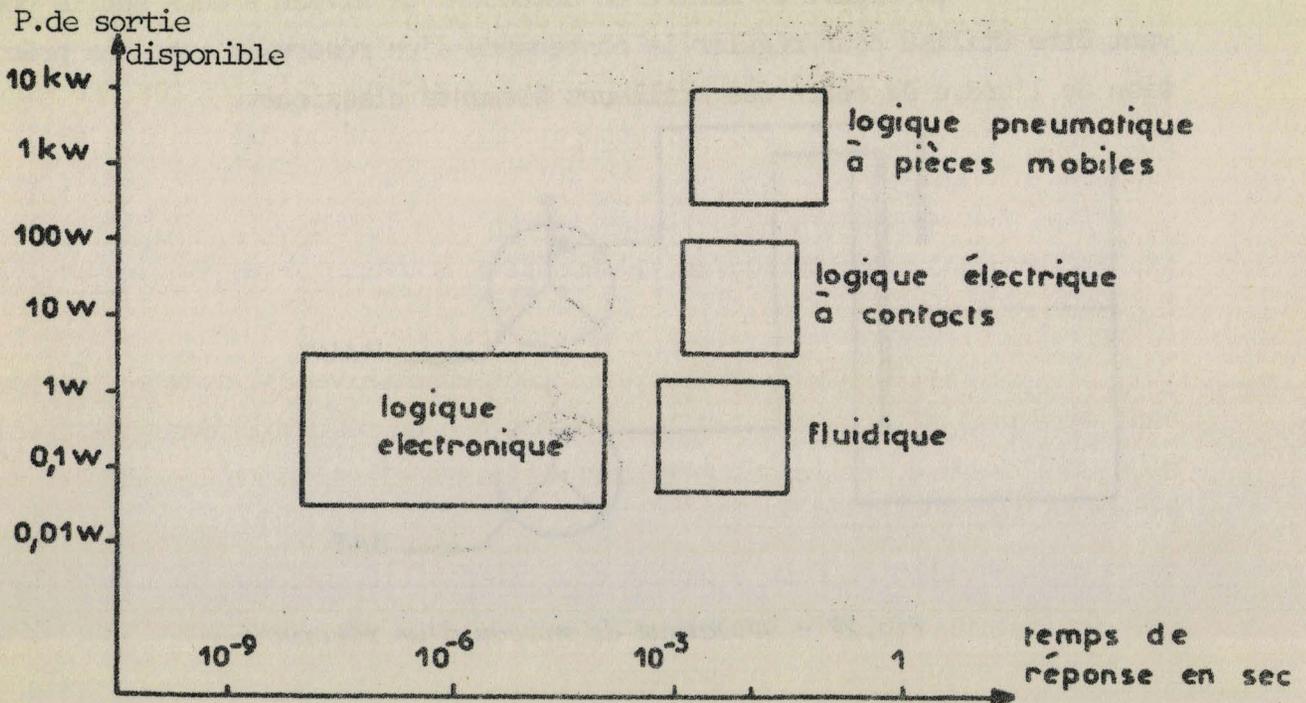


Fig. 28 - Zones comparées de fonctionnement des divers types d'éléments de logique -

Un autre souci de l'utilisateur est la puissance consommée par les modules de régulation ; pour les techniques statiques (électronique et fluïdique) celle-ci est indépendante de la fréquence d'inversion des éléments de logique, alors qu'elle croît avec cette fréquence pour les composants pneumatiques à pièces mobiles.

La figure 29 donne les zones de fonctionnement pour les différents systèmes en tenant compte, pour la logique statique à fluïde, d'un rendement de compresseur égal à 0,2 ; notons que ce compresseur peut dans certains cas être évité.

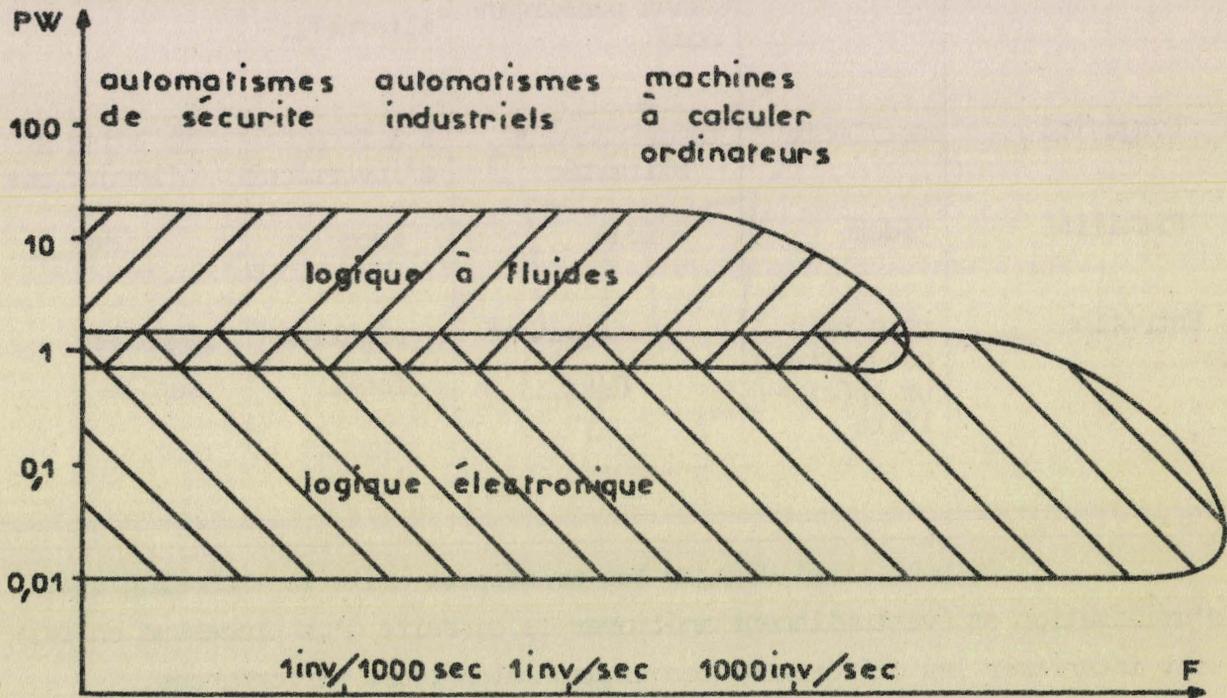


Fig. 29 - Puissance moyenne consommée par élément logique en fonction de sa fréquence d'inversion F par seconde -

D'autres paramètres peuvent enfin intervenir dans les choix à effectuer dont un aperçu est donné dans le tableau ci-dessous :

	STATIQUE		PIECES MOBILES	
	Electronique	Fluidique	Electro-mécanique	Pneumatique Hydraulique
Niveau de sortie	très bas	très bas	élevé	très élevé
Alimentation	stabilisée filtrée	air filtré ou fluide quelconque sous pression (selon performan- ces)	quelconque continu ou alternatif	air comprimé industriel huile, eau.
Longévité	excellente	théoriquement illimitée	5 à 20 M d'inversions	10 à 100 M d'inversions
Fiabilité	idem	idem	idem	idem
Entretien	rare mais nécessitant un spécia- liste	pratiquement nul'	régulier facile	régulier facile

On peut ainsi dégager les principaux critères technologiques d'utilisation et éventuellement améliorer la conduite d'un processus en faisant interférer les différentes techniques selon leurs performances.

C O N C L U S I O N

Le rapide tour d'horizon que nous venons d'effectuer sur la nouvelle technique fluïdique permet à l'ingénieur, chargé d'étudier des processus de régulation, de concevoir de nouveaux systèmes, différents de ceux utilisés classiquement et, dans certains cas, de compétitivité équivalente ou supérieure selon la nature des grandeurs à traiter.

Citons, à titre d'exemple, le guidage sur rouleaux des bandes d'acier et des courroies transporteuses, l'automatisation complète en teinturerie, la construction de mélangeurs, doseurs et agitateurs pour l'industrie chimique, la construction de pulseurs pour l'industrie nucléaire, etc..

La Fluidique présente surtout l'avantage incontestable de pouvoir transporter le matériau considéré et de transférer directement et économiquement, l'énergie du fluide sans exiger de chaînes cinématiques ni de commandes motorisées. En effet, l'énergie potentielle ou cinétique du fluide peut suffire pour résoudre de nombreux problèmes de circulation, agitation et dosage en remplacement des moteurs électriques traditionnels.

L'automatisation par fluides est devenue une spécialisation qui doit être étudiée par quelqu'un qui, d'une part, domine les problèmes de construction mécanique classiques et, d'autre part, se révèle capable de puiser, dans la culture et le mode de raisonnement des électroniciens, les idées de base des régulations à effectuer.

Dans ces conditions, nous pensons que la fluidique, associée selon les nécessités aux méthodes classiques, permettra d'apporter à de nombreux problèmes industriels une solution élégante et compétitive.

B I B L I O G R A P H I E

BRUN E. et MARTINOT-LAGARDE A., Mécanique des Fluides, Dunod, 1960

MOLLE R. "Les composants hydrauliques et pneumatiques de l'automatique", Dunod, 1967.

DELARUE C., La fluidique, Liaisons I.D.N. Industrie, 1968.

A.S.M.E. "Advances in fluidics" The 1967 fluidics Symposium Chicago, Illinois, May 9-11, 1967.

DELARUE C., "Les techniques fluidiques dans la mesure des grandeurs fluides" Rev. Mesures Régulation Automatisation, vol.33, N°12, Décembre 1968.

COMPARIN, GLATTI, MITCHELL, MUELLER, "On the limitations and special effects in fluid jet amplifiers", A.S.M.E. Symposium of Fluid jet control, Nov.28th, 1962.

MOLLE R., "Fluidique et commande numérique", Rev. Automatisation, tome XIII, N°12, Décembre 1968.

BOUTEILLE D. et PROUVOST J., "Etude comparative des circuits logiques électriques, électroniques et fluidiques", Rev. Automatisation, Tome XIII, N°11, Novembre 1968.

LHOTE F., "Asservissements hydrauliques et pneumatiques", Cours du C.N.A.M., Lille, 1968.

MOLLE R., "Réflexions à propos de la fluidique", liaisons I.D.N., Industrie 1968.

T A B L E D E S M A T I E R E S

INTRODUCTION	page 1
I. RAPPELS SUR LES PHENOMENES EXPLOITES EN FLUIDIQUE	
1.1. Description de l'effet Coanda	3
1.2. Présence d'un jet de commande	4
1.3. Fonctionnement d'une bascule	5
II. APPLICATIONS AUX CIRCUITS DE LOGIQUE	
2.1. Réalisation de fonctions logiques	6
2.2. Extensions de l'effet Coanda	8
2.3. Amplificateurs à turbulence	11
III. ETUDE DE L'AMPLIFICATION CONTINUE	
3.1. Amplificateur analogique	13
3.2. Calcul de la transmittance d'un amplificateur fluïdique	15
3.3. Amplificateur proportionnel à tourbillon	20
IV. APPLICATIONS DE LA FLUIDIQUE DANS LES SYSTEMES DE CONTROLE	
4.1. Transmetteur statique de pression	21
4.2. Transmetteur statique de débit	22
4.3. Transmetteur de température	23
4.4. Mesure de densité d'un gaz	25
V. PLACE DE LA FLUIDIQUE PARMi LES TECHNIQUES CONCURRENTES	26
CONCLUSION	29
BIBLIOGRAPHIE	30

