

N° d'ordre : 360

50376
1984
233

50376
1984
233

THÈSE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE

pour obtenir le titre de

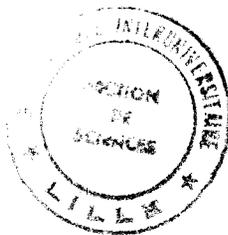
DOCTEUR - INGENIEUR

par

Jean BONAL

Ingénieur ESE

ETUDE COMPARATIVE DES MOYENS D'AMELIORER LE FACTEUR DE PUISSANCE DES LOCOMOTIVES MONOPHASEES



Soutenue le 23 Novembre 1984 devant la Commission d'Examen

M.M.	G.	SEQUIER	Président
	C.	ROMBAUT	Rapporteur
	A.	COSSIE	Examineur
	P.	LECOMPTE	Examineur
	J.P.	PASCAL	Examineur
	A.	WIART	Examineur

AVANT-PROPOS

Ce mémoire consacré à l'ETUDE COMPARATIVE DES MOYENS D'AMELIORER LE FACTEUR DE PUISSANCE DES LOCOMOTIVES MONOPHASEES a été préparé dans le cadre du Laboratoire Applications des Redresseurs de Puissance et Machines Electriques de l'Université des Sciences et Techniques de Lille.

C'est Monsieur le Professeur G. SEGUIER qui nous a incité à approfondir notre réflexion sur ce problème, à reprendre et compléter nos calculs et résultats d'essais, à leur donner une présentation les rendants plus utilisables par la communauté scientifique. Nous le remercions des précieux conseils qu'il nous a donnés et de l'honneur qu'il nous fait de présider le Jury auquel nous soumettons notre travail.

Monsieur le Professeur C. ROMBAUT a eu la responsabilité directe de notre activité de chercheur universitaire. Il nous a aidé à passer d'un ensemble de notes à un mémoire plus cohérent d'une présentation que nous espérons claire et logique. Nous lui exprimons notre vive gratitude.

Monsieur A. COSSIE, Ingénieur en Chef Hors Classe de la S.N.C.F., nous fait un très grand honneur en acceptant de participer à notre Jury de Thèse. Il est le spécialiste incontesté des problèmes techniques de la traction ferroviaire. Une partie des calculs et des résultats d'essais contenus dans ce mémoire a été effectuée avec ses collaborateurs du Centre d'essais de la S.N.C.F qu'il dirige.

L'autre grand exploitant de réseaux ferroviaires, la R.A. T.P., est représenté dans ce Jury par Monsieur P. LECOMPTE, Ingénieur Chef de Division au Service du Matériel Roulant. Nous le remercions du nouveau témoignage d'amitié qu'il nous donne en participant à ce Jury et en acceptant de nous aider à situer l'intérêt de notre étude.

Monsieur J.P. PASCAL, Chef de la Division Technologies Nouvelles à l'I.R.T., a suivi avec attention notre travail sur un sujet qui lui est cher. Nous lui sommes très reconnaissant de ses remarques et de l'aide qu'il nous apporte pour les études en cours sur le rôle possible des redresseurs à commutation forcée.

Ingénieur dans le Service de Monsieur A. WIART, Directeur Scientifique de la Société Jeumont-Schneider, nous le remercions de nous avoir encouragé à entreprendre la rédaction de ce mémoire, d'en avoir aidé l'avancement, de nous avoir donné de précieux conseils.

Nous exprimons notre vive gratitude aux personnels du Service Electrotechnique de l'Université de Lille 1, de la Direction Scientifique de Jeumont-Schneider qui ont assuré la réalisation pratique de ce mémoire.

CHAPITRE I

INTRODUCTION.

BUT, HYPOTHESES, PLAN DE L'ETUDE

La mise en service des locomotives, alimentées en alternatif monophasé et équipées de convertisseurs statiques à semiconducteurs de puissance, a permis l'obtention de performances nettement supérieures à celles que l'on obtenait antérieurement.

La présence sur le marché de composants fiables, de calibre en courant et en tension de plus en plus élevée, a conduit, en effet, à la construction de matériels de traction caractérisés par :

- . la progressivité et la continuité du réglage de l'effort moteur, et donc, de la vitesse du convoi,
- . la compatibilité avec les automatismes d'aide à la conduite,
- . la rapidité des actions et des protections,
- . la fiabilité et la disponibilité, et par là, l'abaissement du coût de la maintenance.

Ces engins présentent toutefois des inconvénients liés d'une part à la non-linéarité d'un redresseur de courant vu du réseau alternatif qui l'alimente, d'autre part au déphasage de l'onde de courant par rapport à celle de tension surtout lorsqu'on emploie des semiconducteurs à déblocage retardé.

Ces deux phénomènes font que les engins de traction :

- . se comportent en générateurs de courants harmoniques,
- . consomment de la puissance réactive.

Les inconvénients qui en résultent sont d'autant plus gênants que la puissance installée du parc moteur augmente, que le rapport entre la puissance de court-circuit du réseau et la puissance du court-circuit de l'ensemble des engins alimentés au même instant diminue.

Ayant participé aux très nombreux essais effectués tant en ligne qu'à la Station d'Essais SNCF de Vitry-sur-Seine, nous avons essayé d'expliquer les résultats obtenus et d'en dégager quelques conclusions.

Le responsable du Laboratoire Applications des Redresseurs de Puissance de l'Université de Lille 1 nous a conseillé de poursuivre dans cette direction et de donner à notre travail une présentation le rendant utilisable par la communauté scientifique.

C'est cette étude comparative de quelques montages utilisés ou expérimentés en traction pour réduire les perturbations du réseau d'alimentation qui constitue l'objet de notre mémoire.

Rédigé par un professionnel, il s'efforce d'éviter les longs calculs mais de présenter des évaluations chiffrées même si elles sont approximatives. Son but est de montrer ce qu'on peut attendre des solutions classiques et de celles actuellement envisagées.

Dans ce chapitre introductif, après avoir rappelé les nombreuses études consacrées aux redresseurs en traction électrique, nous énumérerons les principaux effets néfastes des courants harmoniques et de la consommation de réactif. Nous justifierons les hypothèses adoptées et présenterons le plan du mémoire proprement dit.

I - LES ETUDES ANTERIEURES (1)

- Tous les ouvrages d'électronique de puissance, qu'ils soient consacrés à l'ensemble des convertisseurs de l'électronique de puissance [1] [2], aux seuls redresseurs [3] ou à la variation de vitesse du moteur à courant continu [4], parlent du pont redresseur alimenté en monophasé.

Dans son tout récent ouvrage sur les redresseurs, G. SEGUIER [5] insiste sur les perturbations induites dans le réseau d'alimentation, sur l'influence de la nature du récepteur, sur le fonctionnement et les caractéristiques. C'est évidemment dans le cas de l'alimentation en monophasé que cette influence est la plus forte.

- C'est lors de l'électrification en alternatif d'une partie du réseau ferroviaire français que de nombreuses études, notamment celles de M. DEMONTVIGNIER [6] [7], furent consacrées à la génération de courants harmoniques par les locomotives à redresseurs.

On craignait surtout alors les phénomènes de résonance parallèle sur un harmonique. LAURENT, qui avait bien montré l'aspect énergétique de la génération des harmoniques [8], avait préconisé l'emploi de shunts résonnants très amortis [9].

Les autres perturbations, notamment sur les installations riveraines, se révélèrent comme les précédentes, tolérables [10] lors du remplacement des ignitrons initialement utilisés par des thyristors [11] [12].

Les études sur la question [13] [14] montrent que le sujet est loin d'être épuisé.

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

Parmi les très nombreuses références possibles, nous avons essayé de nous limiter aux ouvrages et articles les plus facilement accessibles, ouvrages en français, articles publiés dans les revues françaises ou dans les Proceedings de la I.E.E.E. ou de la I.E.E.

Ce n'est que dans le cas d'études traitant un point précis voisin de notre sujet que nous sortirons de cette limitation.

- La consommation de puissance réactive par les redresseurs a été montrée par M. DEMONTVIGNIER [15]. Les inconvénients de la consommation de réactif se sont affirmés importants en traction, plus encore que pour les autres types de récepteurs et on tend maintenant à la considérer comme une perturbation au même titre que la génération d'harmoniques [16].
- La première façon de réduire les deux inconvénients des redresseurs en pont usuel est d'utiliser un pont mixte ou un pont complet à commande asymétrique [17] [18].

Toujours avec un redresseur fonctionnant en commutation naturelle, on peut mettre en série plusieurs ponts à commandes décalées. Il y a eu quelques réalisations dans cette voie [19] [20].

On peut encore utiliser des filtres qui jouent à la fois le rôle de réducteurs d'harmoniques et de compensateurs de réactif. Il y a eu des réalisations à l'étranger [21] et en France [22] [23] [24].

- L'amélioration des performances des semiconducteurs et de la maîtrise de leur mise en oeuvre conduit à envisager le recours à la commutation forcée. De nombreuses études ont été consacrées aux nombreuses possibilités qui s'ouvrent dès que l'on commande l'extinction des semiconducteurs :
 - . On peut commander le pont d'entrée pour centrer les créneaux de courant absorbé sur les milieux des alternances de la tension d'alimentation [25] [26]. C'est schématiquement ce qui est réalisé dans le "montage LUB" réalisé par les chemins de fer allemands [27] [28].
 - . On peut utiliser la Modulation de Largeur d'Impulsions qui nécessite plusieurs commutations forcées par alternance [29] [30] [31] [32] [33].

Une étude sur un schéma essayant de tirer le meilleur parti possible de la commutation forcée est d'ailleurs menée par le Laboratoire Applications des Redresseurs de Puissance de l'Université de Lille I en liaison avec JEUMONT-SCHNEIDER.

II - LES EFFETS DES PERTURBATIONS - LE FACTEUR DE PUISSANCE

Rappelons rapidement les principaux inconvénients liés :

- . à l'injection de courants harmoniques,
- . à la consommation de puissance réactive par les redresseurs,

avant de montrer que le facteur de puissance permet une évaluation globale de ces deux sources de perturbations.

II.1. Effets des harmoniques

La propagation des courants harmoniques dans un réseau alternatif :

- Provoque une augmentation des pertes, donc de l'échauffement des machines tournantes. Ces harmoniques créent des champs, tournant dans le sens direct ou dans le sens inverse, à des vitesses supérieures à la vitesse asynchrone. Ils ne contribuent pas à la création du couple moyen, mais entraînent des pertes supplémentaires, tant au stator qu'au rotor.
- Provoque l'apparition de couples pulsatoires des machines tournantes. Ces pulsations peuvent conduire à une détérioration rapide de l'équipement si leur fréquence est égale ou voisine des fréquences propres du système mécanique. De toute façon, elles entraînent une augmentation du niveau sonore des machines.
- Provoque l'augmentation des pertes dans les condensateurs qui offrent aux harmoniques des chemins de moindre impédance. De plus, les harmoniques peuvent provoquer des résonances parallèles, notamment au droit des batteries de condensateurs destinés à compenser la consommation de réactif.
- Peut créer des interférences avec le réseau de télécommunications (télévision, téléphone, télécommande) lorsque la fréquence des harmoniques est proche de celle du signal porteur d'informations.
- Peut être à l'origine de défauts de fonctionnement des systèmes de régulation, par suite du déplacement du zéro de l'onde de tension ou de l'altération de sa valeur de crête.

- Peut entraîner des erreurs systématiques sur les indications données par les compteurs électriques standard, parasites des appareils de mesure et conduire à des informations erronées...

Le degré d'acuité de ces inconvénients et de ces incidents, qui peuvent apparaître en différents points du réseau même éloignés de la source perturbatrice, est généralement lié à l'amplitude des harmoniques.

II.2. Effets de la consommation de réactif

La consommation de puissance réactive se traduit, pour une même puissance active, par un accroissement du courant dans la caténaire. Il y a de ce fait augmentation de la chute de tension due principalement à l'inductance de celle-ci.

Cette consommation conduit à augmenter le courant et la tension de dimensionnement des sous-stations à puissance active fournie aux locomotives données.

II.3. Le facteur de puissance

Le facteur de puissance λ , rapport de la puissance active P à la puissance apparente S à l'entrée du convertisseur, rend compte simultanément des harmoniques et de la consommation de réactif.

$$\lambda = P/S$$

La définition de la puissance réactive soulève des difficultés, si l'on suppose la tension et le courant tous deux non sinusoïdaux [34] [35].

Mais du moins, dans une première approche, on peut ne tenir compte que des harmoniques du courant.

Si l'on désigne par :

V , la valeur efficace de la tension

I , celle du courant

I_1 , celle de son fondamental

φ_1 , le déphasage de celui-ci par rapport à la tension

I_h , la valeur efficace de l'harmonique h ($h = 3, 5, 7, 9\dots$),

le facteur de puissance est donné par :

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{VI_1 \cos \varphi_1}{VI} = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1 \quad (1.1.)$$

Il est inférieur à l'unité à cause des harmoniques qui rendent I supérieur à I_1 , à cause du réactif qui rend $\cos \varphi_1$ inférieur à 1.

On peut mettre en évidence le taux d'harmoniques τ et la puissance réactive Q_1

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_3^2 + \dots + I_h^2 + \dots}$$

$$\tau = \frac{\sqrt{I_3^2 + \dots + I_h^2 + \dots}}{I_1} = \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I_1} = \sqrt{\left(\frac{I}{I_1}\right)^2 - 1}$$

$$Q_1 = V I_1 \sin \varphi_1$$

donc :

$$\lambda = \frac{1}{\sqrt{1 + \tau^2}} \cos \varphi_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + \tau^2}} \sqrt{1 - \left(\frac{Q_1}{VI_1}\right)^2} \quad (1.2)$$

C'est en comparant les valeurs de λ obtenues à partir de divers schémas ou modes de commande que l'on peut apprécier l'intérêt qu'ils présentent.

III - HYPOTHESES ADOPTEES - JUSTIFICATION

III.1. Les hypothèses adoptées

Pour cette étude comparative, nous avons été amenés à adopter les hypothèses suivantes :

- . La source d'alimentation fournit une tension alternative sinusoïdale et son impédance interne est supposée nulle. On néglige donc les résistances et la réactance de fuites du transformateur, les résistances et réactances de la caténaire et du réseau amont.
- . Les semiconducteurs qui équipent les convertisseurs sont supposés parfaits, c'est-à-dire que leur chute de tension est nulle à l'état passant, que leur résistance est infinie à l'état bloqué, que leur passage de l'état bloqué à l'état passant et vice-versa s'effectue instantanément.
- . Le courant redressé est parfaitement lissé.

Ces hypothèses sont couramment adoptées pour l'étude générale des redresseurs [5], mais il est bien connu que, notamment celle qui conduit à négliger l'ondulation du courant redressé est d'autant plus discutable que l'indice de pulsation de la tension redressée est plus réduit. Or, pour les ponts redresseurs alimentés en monophasé, cet indice n'est égal qu'à 2.

III.2. Justification des hypothèses dans le cas des montages à commutation naturelle

Parmi les hypothèses retenues, certaines affectent très peu la forme d'onde du courant fourni par la source et la phase de son fondamental, donc la valeur du facteur de puissance.

Compte-tenu de la puissance des équipements, l'erreur commise en négligeant la résistance des enroulements du transformateur adaptateur, celle de la ligne caténaire et les chutes de tension dans les semiconducteurs est faible.

Par exemple, pour une locomotive développant une puissance de 4 400 kW à la jante et qui absorbe une puissance de 5 100 kW à la source, la somme des pertes dans le transformateur et le convertisseur est de l'ordre de 60 kW.

L'écart entre l'onde réelle et l'onde théorique du courant fourni par la source provient principalement :

- . de l'ondulation de la source vue du pont redresseur,
- . de l'impédance de la source vue du pont redresseur (somme des impédances du transformateur de la sous-station d'alimentation, de la caténaire et du transformateur adaptateur implanté dans la locomotive).

Pour connaître le degré de validité de nos hypothèses, nous devons examiner les équipements industriels actuellement en service.

III.2.1. Ondulation du courant redressé

Le taux d'ondulation K_{i_d} du courant redressé i_d circulant dans les moteurs d'entraînement à courant continu est d'ordinaire défini par :

$$K_{i_d} = \frac{i_{d \max} - i_{d \min}}{i_{d \max} + i_{d \min}} \quad (1.3)$$

$i_{d \max}$ et $i_{d \min}$ désignant les valeurs instantanées maximales et minimales.

D'une manière générale, dans un équipement de traction, l'inductance de lissage est dimensionnée pour qu'en régime nominal K_{i_d} soit inférieur ou égal à 30 %.

Pendant la phase de démarrage, le courant vaut de 1,5 à 1,7 fois le courant nominal. Cette augmentation se traduit par une augmentation de la valeur du dénominateur de l'expression de K_{i_d} , ce dénominateur diffère en effet peu de 2 fois la valeur moyenne I_d du courant. Au contraire, le numérateur, dont la valeur est liée à l'ondulation de la tension redressée, varie peu.

Pendant le démarrage, le taux d'ondulation du courant diminue et sa valeur est d'ordinaire comprise entre 15 et 20 %.

III.2.2. Impédance de la source

Pour évaluer l'impédance de la source d'alimentation, on peut prendre comme base les données suivantes :

- La puissance de court-circuit des sous-stations d'alimentation est de l'ordre de 300 MVA. A la tension de 25 kV, cela correspond à une impédance

$$(25 \cdot 10^3)^2 / 300 \cdot 10^6 \simeq 2 \Omega$$

- L'impédance de la boucle caténaire-sol vaut en moyenne :

(0,17 + j 0,46) Ω /km pour les lignes à voie unique,

(0,09 + j 0,28) Ω /km pour les lignes à double voie.

- Enfin, la tension de court-circuit des transformateurs adaptateurs montés à bord des locomotives vaut de 7 à 12 %. Pour les locomotives BB 15 000 de la SNCF, par exemple, l'impédance de court-circuit **par enroulement** est de 7,74 %, ce qui, sous 950 V, correspond à 47,4 m Ω .

Examinons maintenant l'importance relative des diverses composantes de l'impédance de la source. Pour cela, reprenons l'exemple de la locomotive BB 15 000 circulant sur une ligne à voie unique alimentée par des sous-stations ayant une puissance de court-circuit de 300 MVA et éloignées les unes des autres de 40 km. La distance maximale d'une locomotive à la sous-station la plus proche est donc en fonctionnement normal de 20 km.

Dans ces conditions, ramenées à 25 kV, les valeurs respectives des divers éléments de l'impédance de la source sont les suivantes :

$$Z \text{ de la sous-station} \simeq 2 \Omega$$

$$Z \text{ de la caténaire} = \sqrt{(0,17 \times 20)^2 + (0,46 \times 20)^2} \simeq 9,8 \Omega$$

$$Z \text{ du transformateur} = 47,4 \cdot 10^{-3} \left(\frac{25\,000}{950} \right)^2 \simeq 32,8 \Omega$$

On voit que, surtout si l'on fait la comparaison des montages au droit de la sous-station (Z caténaire = 0), on peut ne prendre en compte que l'influence du transformateur dans le calcul de l'impédance de la source et de l'angle d'empiétement.

III.2.3. Exemple

Pour évaluer l'erreur systématique commise, en supposant la source et le récepteur parfaits, nous avons réalisé un montage expérimental constitué :

- . d'une source alternative dont nous pouvions faire varier l'impédance interne,
- . d'un pont mixte,
- . d'une charge de 250 kW formée d'un banc de résistance en parallèle avec une inductance variable.

Nous avons, d'autre part, calculé le facteur de puissance du pont mixte dans le cas idéal (courbes A), dans le cas où l'on tient compte de l'impédance de la source mais où l'on suppose le courant parfaitement lissé (courbes B), afin de le comparer à celui expérimentalement relevé (courbes C).

On désigne par :

- α , l'angle de retard à l'allumage des thyristors,
- μ . l'angle d'empiétement ou de commutation.

- La courbe C de la figure 1.1 montre la variation du facteur de puissance λ , en fonction de l'angle de retard α relevée en maintenant :
 - . le taux d'ondulation du courant redressé égal à 15 %,
 - . l'angle de commutation μ égal à 28°.

La courbe A correspond au calcul dans le cas idéal ($K_{id} = 0$, $\mu = 0$), la courbe B au calcul dans le cas où l'on suppose K_{id} nul mais où l'on tient compte de μ .

- Les trois courbes de la figure 1.2 correspondent au maintien lors du relevé expérimental :
 - . de l'ondulation à 26 %,
 - . de l'angle μ à 20°.
- Les trois courbes de la figure 1.3, destinées à montrer l'influence de l'ondulation du courant redressé, correspondent à :
 - . une ondulation de 75 %,
 - . un angle de commutation de 12°.

L'examen de ces familles de courbes montre un **écart sensiblement constant** entre la valeur du facteur de puissance calculée dans le cas idéal (courbes A) et celle calculée en tenant compte de **l'impédance de la source**, mais en négligeant l'ondulation du courant de charge (courbes B). Cet écart augmente avec l'angle de commutation μ .

La comparaison des courbes B et C montre que, tant que l'ondulation du courant de charge reste inférieure à 25 %, **l'écart est faible** entre le facteur de puissance calculé en négligeant cette ondulation et le facteur de puissance expérimentalement relevé. Ce n'est que pour une ondulation très importante (figure 1.3), par ailleurs inacceptable, que le calcul surestimerait fortement le facteur de puissance.

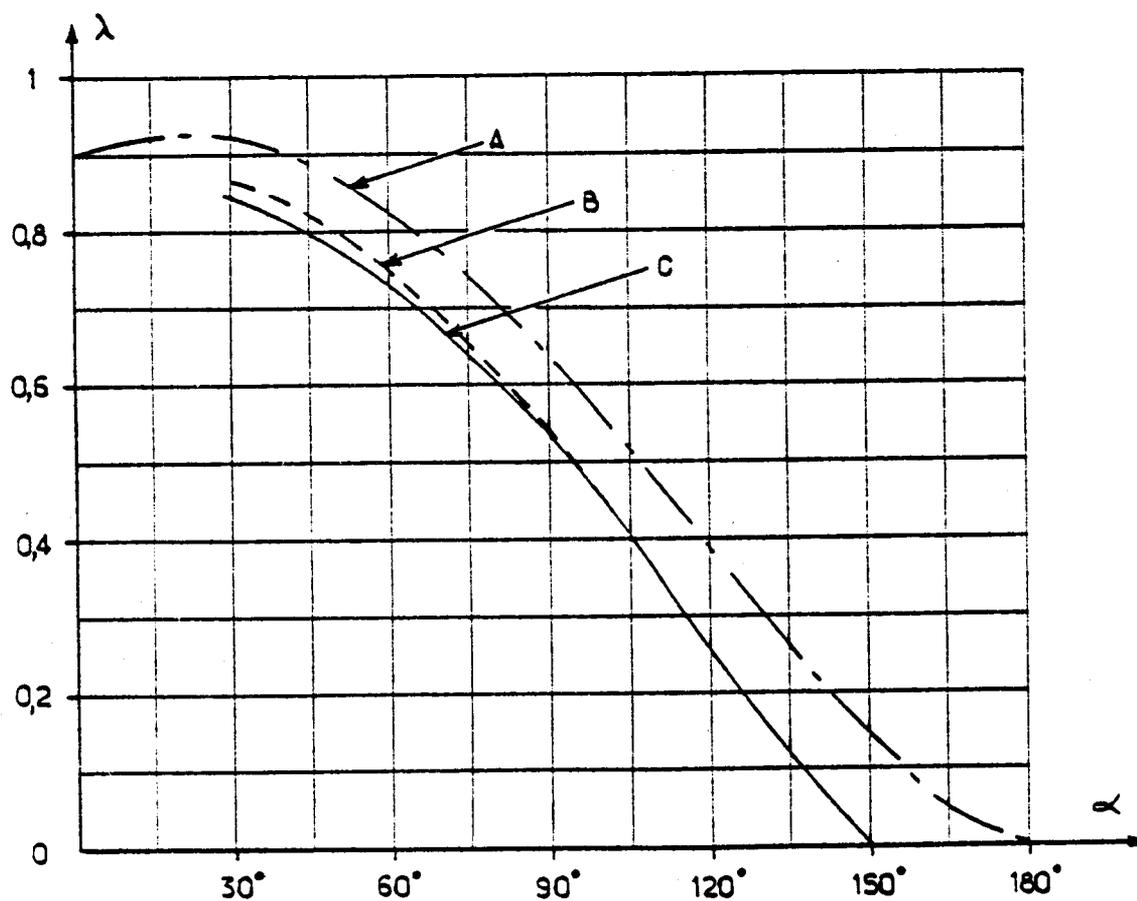


Fig 1.1

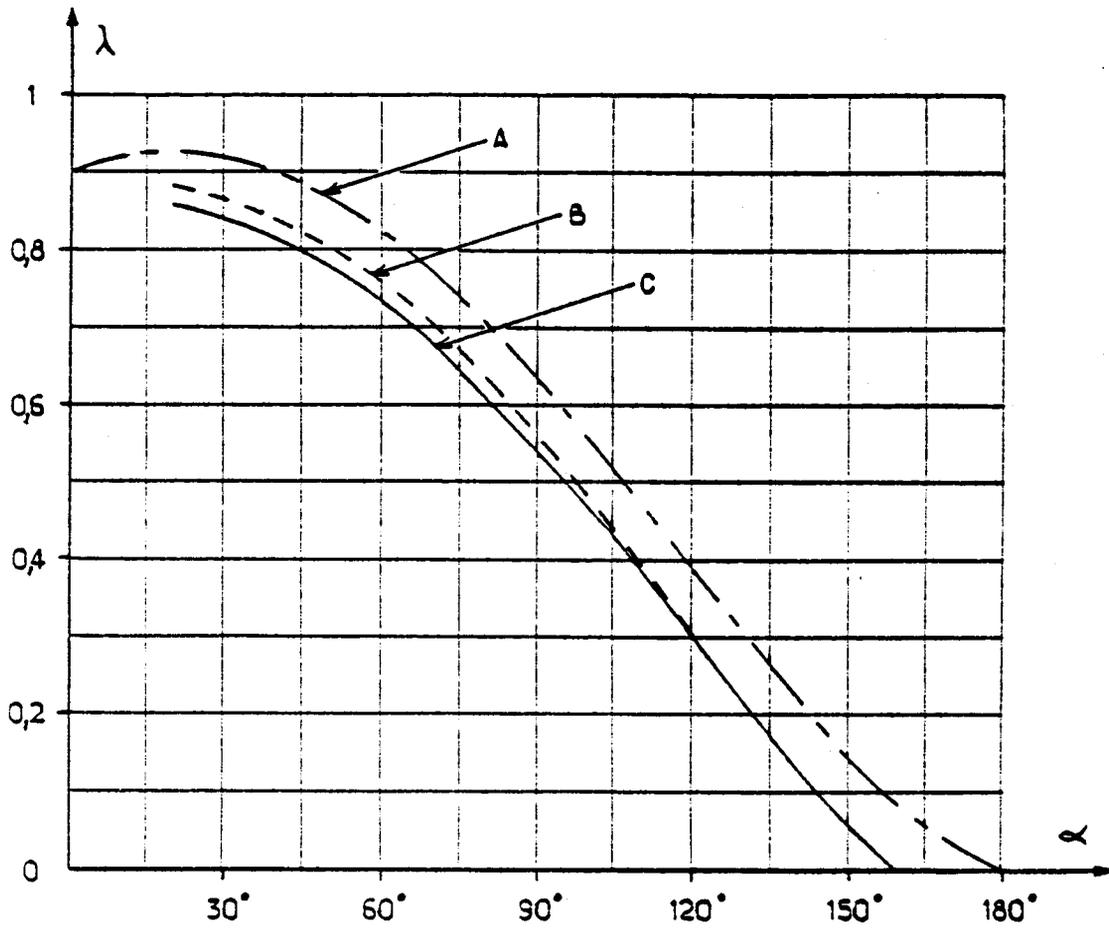


Fig 1.2

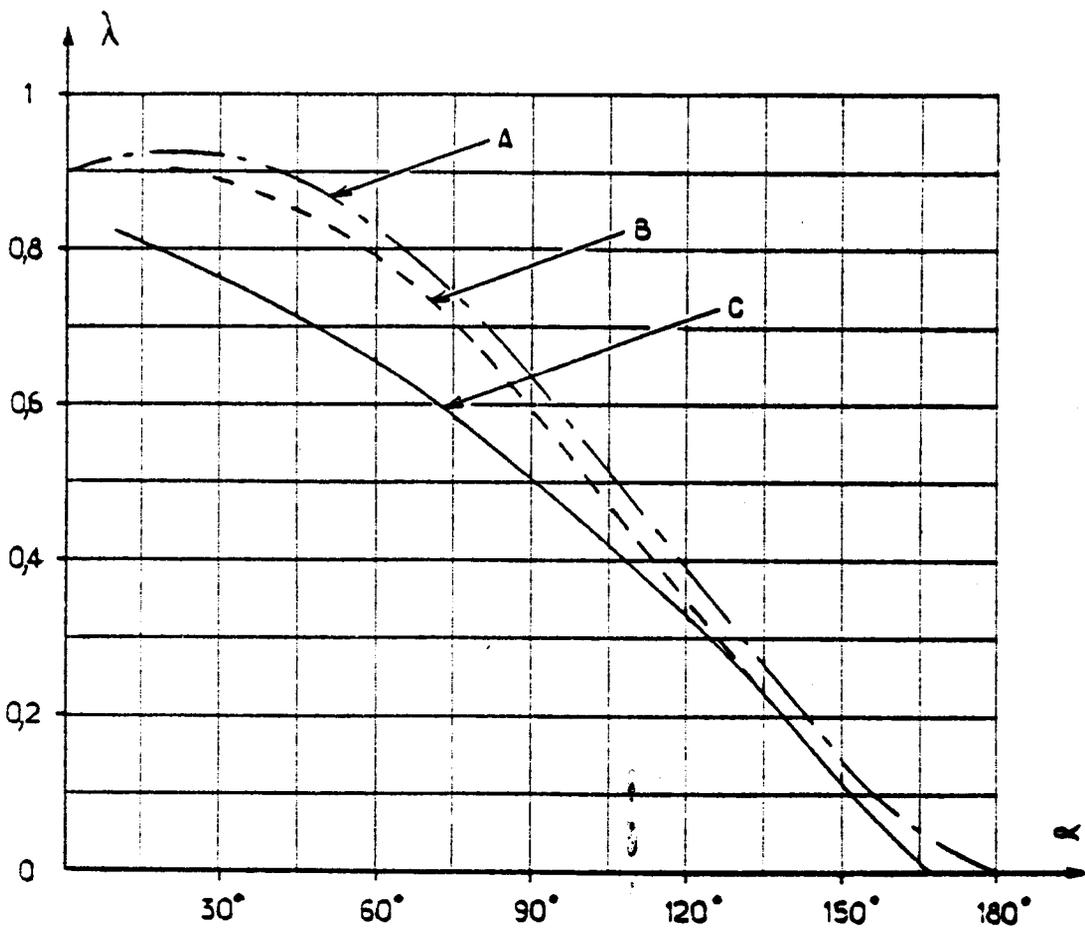


Fig 1.3

On voit que l'hypothèse, qui a un effet important sur la valeur du facteur de puissance, est celle relative à la source. Par exemple, dans le cas d'une locomotive de 4 400 kW, ayant un courant de démarrage de 2 600 A correspondant à un angle de commutation en pont mixte de 29° et à une ondulation de courant de l'ordre de 18 %, le facteur de puissance calculé dans le cas idéal est nettement meilleur au facteur de puissance réel. L'erreur est d'environ 7 centièmes.

L'influence du taux d'ondulation du courant redressé et celle de l'impédance de la source diffèrent évidemment si on change de type de convertisseur. Mais on peut noter que, d'une manière générale, l'inductance de la source, en augmentant la durée des commutations, estompe les points anguleux de l'onde du courant absorbé, ce qui a pour effet de diminuer le taux d'harmoniques.

Toutefois, cet effet bénéfique est contrebalancé par un accroissement de la chute de tension inductive côté source et une augmentation de la consommation d'énergie réactive.

III.3. Justification des hypothèses dans le cas des montages à commutation forcée

Il est difficile d'énoncer des règles générales sur les conséquences des hypothèses relatives à la source, aux semiconducteurs et à la charge quant à la valeur du facteur de puissance, lorsque le convertisseur alternatif-continu monté à la sortie du transformateur fonctionne en commutation forcée. Il y a, en effet, plusieurs types de solutions possibles. On peut toutefois formuler quelques remarques générales :

- Négliger l'impédance interne de la **source** est plus justifié en commutation forcée qu'en commutation naturelle. Le transfert du courant d'un semi-conducteur à un autre s'effectue en effet sur un temps très court, de l'ordre de quelques microsecondes. Ce temps ne dépend, en première approximation, que des caractéristiques des circuits d'extinction des thyristors.
- L'hypothèse faite sur le temps de passage des **semi-conducteurs** d'un état à l'autre est parfaitement justifiée. Ces montages utilisent des thyristors plus rapides, dont le temps de turn off est inférieur à 80 μ s.

- L'erreur commise en supposant le courant de **charge** parfaitement lissé est à priori plus difficile à évaluer. On peut toutefois noter que, pour ce type de montage, la commande est étudiée de manière à ce que le fondamental du courant pris à la source soit en phase avec la tension de celle-ci. L'écart par rapport à l'unité du facteur de puissance est maintenant dû aux seuls harmoniques. La relation (1.1) devient, si $\cos \varphi_1 = 1$:

$$\lambda = \frac{I_1}{I} = \frac{1}{\sqrt{1 + \tau^2}}$$

Un courant en créneaux a un taux d'harmoniques plus fort qu'un courant alternatif plus voisin de la sinusoïde.

Aussi, l'hypothèse du courant de charge parfaitement lissé nous semble-t-elle conduire à des résultats pessimistes en ce qui concerne le facteur de puissance.

IV - PLAN DE L'ETUDE

Dans cette étude comparative des convertisseurs d'entrée des locomotives alimentées en monophasé :

- Le chapitre 2 est consacré à l'étude des **ponts fonctionnant en commutation naturelle**, pont à diodes, pont mixte, pont tous thyristors. Ce rapide rappel sur les montages usuels permettra ensuite de situer les performances des autres.
- Le chapitre 3 traite de la **mise en série des ponts fonctionnant en commutation naturelle**, d'abord de deux ponts mixtes, puis d'un nombre plus élevé de ponts redresseurs.
- Le chapitre 4 montre les possibilités des **ponts fonctionnant en commutation forcée**, pont à un seul créneau de courant par alternance, mise en série de tels ponts à recentrage de phase.
- Le chapitre 5 est consacré aux **ponts fonctionnant en Modulation de Largeur d'Impulsions**, qu'ils se comportent en source de courant ou en source de tension.
- Le chapitre 6 traite de **l'emploi des filtres** montés soit en aval soit en amont du transformateur d'adaptation.

CHAPITRE 2

LES PONTS A COMMUTATION NATURELLE

La Figure 2.1. schématise un montage redresseur et indique les notations utilisées :

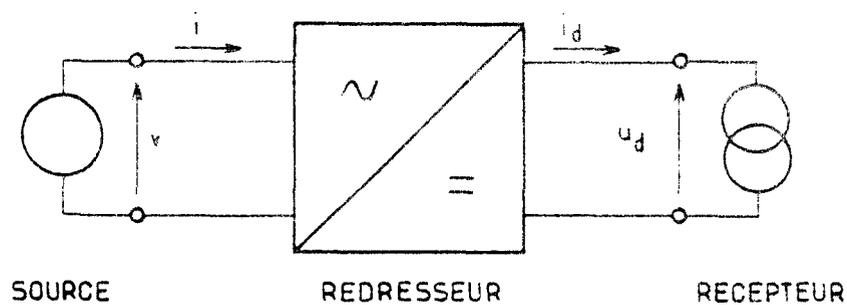


Fig 2.1

On désigne par :

- v , la tension alternative sinusoïdale d'entrée, $v = V \sqrt{2} \sin \omega t$
- i , le courant fourni par la source
- I , sa valeur efficace
- I_1, I_h , la valeur efficace de son fondamental, de son harmonique h
- α , l'angle de retard à l'amorçage des thyristors
- u_d , la valeur instantanée de la tension redressée
- U_{do} , sa valeur moyenne pour α nul
- U_d , sa valeur moyenne quand α diffère de zéro
- i_d , la valeur du courant redressé
- I_d , sa valeur moyenne

On suppose la source parfaite (impédance interne nulle), le récepteur parfait (i_d confondu avec I_d), les semiconducteurs parfaits.

Les puissances considérées sont :

la puissance active $P = U_d \alpha \cdot I_d = V I_1 \cos \varphi_1$

la puissance apparente $S = VI$

la puissance déformante $D = V (\sum_h I_h^2)^{1/2} = V \sqrt{I^2 - I_1^2}$

la puissance réactive $Q_1 = V I_1 \sin \varphi_1$

φ_1 étant le déphasage du fondamental du courant i en arrière de la tension

Le facteur de puissance est :

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1$$

Examinons rapidement les trois types de ponts fréquemment utilisés en traction depuis l'apparition des semiconducteurs au silicium :

- Le pont à diodes,
- Le pont mixte à commande asymétrique,
- Le pont complet ou tous thyristors.

I - LE PONT A DIODES

On considère le pont de la Figure 2.2 formé de quatre diodes D_1 , D_2 , D_3 et D_4 :

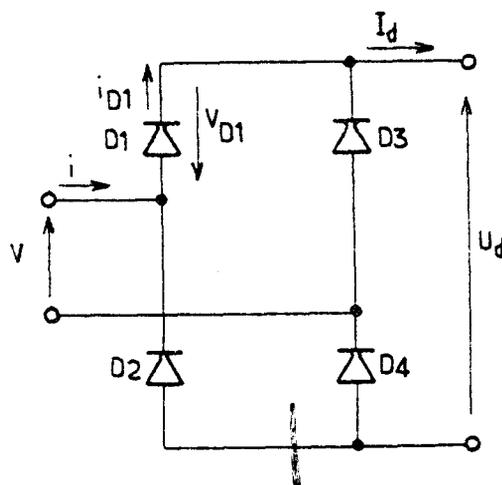


Fig 2.2

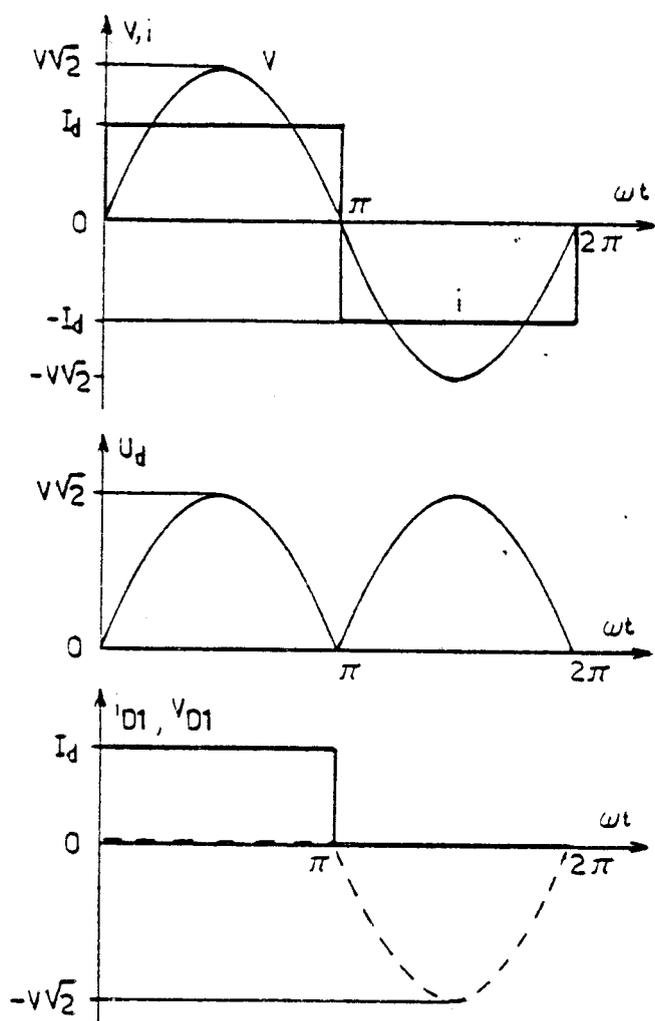


Fig 2.3

I.1. Fonctionnement

- Pendant l'alternance positive de la tension alternative, les diodes D_1 et D_4 conduisent :

$$i = i_{D_1} = i_{D_4} = I_d$$

$$u_d = v$$

$$v_{D_3} = v_{D_2} = -v < 0$$

- Pendant l'alternance négative de v , les diodes D_2 et D_3 conduisent :

$$i = -i_{D_2} = -i_{D_3} = -I_d$$

$$u_d = -v$$

$$v_{D_1} = v_{D_4} = v < 0$$

La figure 2.3 représente les formes d'ondes des courants et des tensions.

Le courant fourni par la source est un courant alternatif-rectangulaire, en phase avec la tension de la source.

I.2. Facteur de puissance

Le développement en série de Fourier du courant i , soit :

$$i = \frac{4}{\pi} I_d \left[\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3 \omega t + \dots + \frac{1}{2k+1} \sin (2k+1) \omega t + \dots \right]$$

montre que le fondamental du courant est en phase avec la tension ($\varphi_1 = 0$), que le courant ne comporte que les harmoniques de rang impair.

Puisque $\cos \varphi_1 = 1$, le facteur de puissance λ est donné par :

$$\lambda = \frac{I_1}{I} \quad , \text{ avec } I_1 = \frac{I}{\sqrt{2}} = \frac{4}{\pi} I_d$$

$$\text{et } I = I_d$$

Donc :

$$\lambda = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0,90$$

(2.1)

I.3. Avantages et inconvénients

Ce montage, qui se caractérise par sa simplicité et sa robustesse, a été très souvent utilisé au début de l'emploi des semiconducteurs au silicium, associé à un ensemble transformateur-abaisseur-graduateur. Cette association permettait, en effet, de maintenir le courant sensiblement constant dans la charge pendant la phase de démarrage de la locomotive ; on faisait varier par sauts discrets la tension alternative à l'entrée du pont, au fur et à mesure de la variation de la f.c.e.m. des moteurs.

Malgré des résultats satisfaisants en ce qui concerne l'exploitation des machines, ce montage a pratiquement été abandonné quand sont apparus sur le marché des thyristors de forte puissance, performants et fiables. Il a été supplanté par les ponts mixtes et les ponts complets à thyristors.

II - LE PONT MIXTE

II.1. Intérêt du pont asymétrique

Le pont monophasé mixte utilisé en traction est le pont asymétrique (figure 2.4) formé d'une branche tous thyristors Th_1 , Th_2 et d'une branche de diodes D_1 , D_2 .

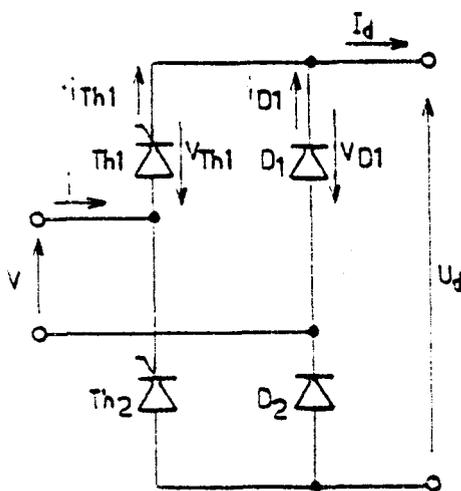


Fig 2.4

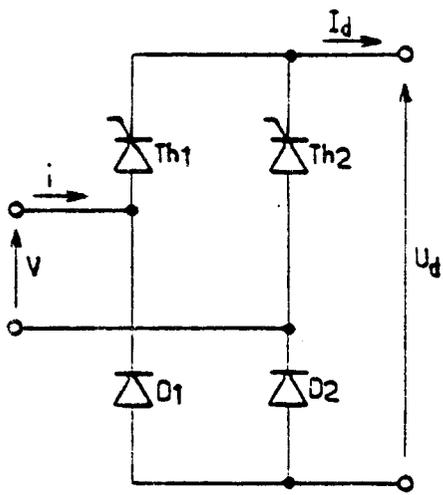


Fig 2.5

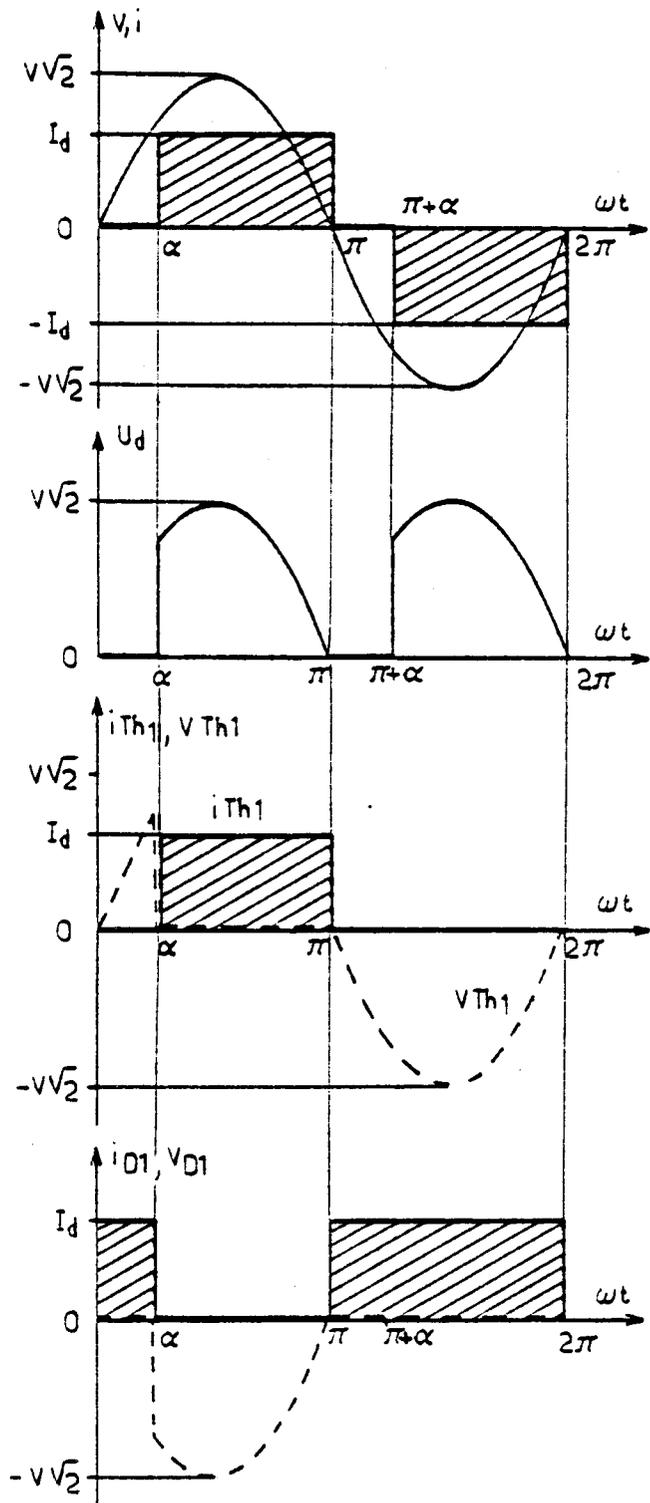


Fig 2.6

Cette configuration permet de minimiser le nombre de semiconducteurs puisqu'il est possible, pendant le freinage, de faire transiter le courant I_d par la branche D_1, D_2 sans passer par la source. On évite ainsi l'addition d'une diode de roue libre D_L qui serait nécessaire dans le cas du pont mixte classique de la figure 2.5.

Avec le pont asymétrique, le courant moyen qui traverse les diodes D_1 et D_2 est supérieur à celui qui traverse les thyristors Th_1 et Th_2 , et cela d'autant plus, que l'angle de retard en déblocage α est plus différent de zéro.

Cela peut, à première vue, apparaître comme un inconvénient puisqu'il faut augmenter le calibre en courant des diodes. Mais cet inconvénient est largement atténué par le fait que, pour une même section de silicium, la capacité en courant d'une diode est plus importante que celle d'un thyristor ; la température de fonctionnement est en effet limitée à 125°C pour un thyristor, à 170°C environ pour une diode.

En pratique, les diodes soulagent les thyristors pour les fortes valeurs de α qui correspondent aux faibles valeurs de la tension redressée, donc à la phase de démarrage où le courant est supérieur au courant nominal, le passage du pont symétrique au pont asymétrique se traduit par une réduction du coût global des semiconducteurs.

Par la suite, nous nous intéresserons uniquement au schéma de la figure 2.4, donc au pont asymétrique.

II.2. Fonctionnement

Le thyristor Th_1 reçoit son impulsion d'allumage pour $\omega t = \alpha$, le thyristor Th_2 pour $\omega t = \pi + \alpha$

Pour $0 < \omega t < \alpha$, D_1 et D_2 conduisent :

$$i = 0 \quad ; \quad u = 0$$

$$i_{D_1} = i_{D_2} = I_d$$

$$v_{Th_1} = v > 0 \quad ; \quad v_{Th_2} = -v < 0$$

Pour $\alpha < \omega t < \pi$, D_2 et Th_1 conduisent :

$$i = i_{Th_1} = i_{D_2} = I_d$$

$$u = v$$

$$v_{D_1} = -v < 0 \quad ; \quad v_{Th_2} = -v < 0$$

Pour $\pi < \omega t < \pi + \alpha$, D_1 et D_2 conduisent :

$$i = 0 \quad ; \quad u = 0$$

$$i_{D_1} = i_{D_2} = I_d$$

$$v_{Th_1} = v < 0 \quad ; \quad v_{Th_2} = -v > 0$$

Pour $\pi + \alpha < \omega t < 2\pi$, D_1 et Th_2 conduisent :

$$i = -i_{D_1} = -i_{Th_2} = -I_d$$

$$u = -v$$

$$v_{Th_1} = v < 0 \quad ; \quad v_{D_2} = v < 0$$

D'où les formes d'ondes tracées sur la figure 2.6. L'angle de conduction des diodes est égal à $\pi + \alpha$, celui des thyristors à $\pi - \alpha$.

La source débite $+I_d$ pendant le débit de Th_1 , $-I_d$ pendant le débit de Th_2 , rien quand les deux diodes débitent à la fois.

II.3. Caractéristiques

La tension redressée a pour valeur moyenne :

$$U_{d\alpha} = \frac{2}{\pi} v \sqrt{2} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

(2.2)

$$U_{d\alpha} = U_{do} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

Le courant débité par la source i a pour valeur efficace :

$$I = I_d \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}$$

Son développement en série s'écrit :

$$i = \frac{4}{\pi} I_d \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \cos(2k+1) \frac{\alpha}{2} \cdot \sin(2k+1) \left(\omega t - \frac{\alpha}{2}\right) \quad (2.3)$$

La composante fondamentale du courant de la source,

$$\frac{4}{\pi} I_d \cos \frac{\alpha}{2} \sin \left(\omega t - \frac{\alpha}{2}\right)$$

est déphasée d'un angle φ_1 , égal à $\alpha/2$, en arrière de la tension ; sa valeur efficace est :

$$I_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d \cos \frac{\alpha}{2}$$

D'où le facteur de puissance :

$$\lambda = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1 = \frac{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \frac{\alpha}{2}}{\sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}} \cos \frac{\alpha}{2}$$

$$\lambda = 0,90 \frac{\frac{1 + \cos \alpha}{2}}{\sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}} \quad (2.4)$$

Sous cette forme, on voit que, lorsque l'angle α croît, le facteur de puissance décroît moins vite que la tension redressée (variation en $\frac{1 + \cos \alpha}{2}$) à cause de la diminution du courant absorbé (terme en $\sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}$ au dénominateur).

Sur la figure 2.7, on a tracé les variations en fonction de α , de $\cos \varphi_1$, de I_1/I et de leur produit λ .

On voit que I_1/I croît d'abord, passe par un maximum égal à 0,965 pour α voisin de 50° , puis décroît.

On a indiqué sur la figure 2.8 les variations en fonction de α , du fondamental et des premiers harmoniques du courant pris à la source. Ces valeurs efficaces sont rapportées à celle : I_{10} égal à $2\sqrt{2} I_d/\pi$, du fondamental pour α nul.

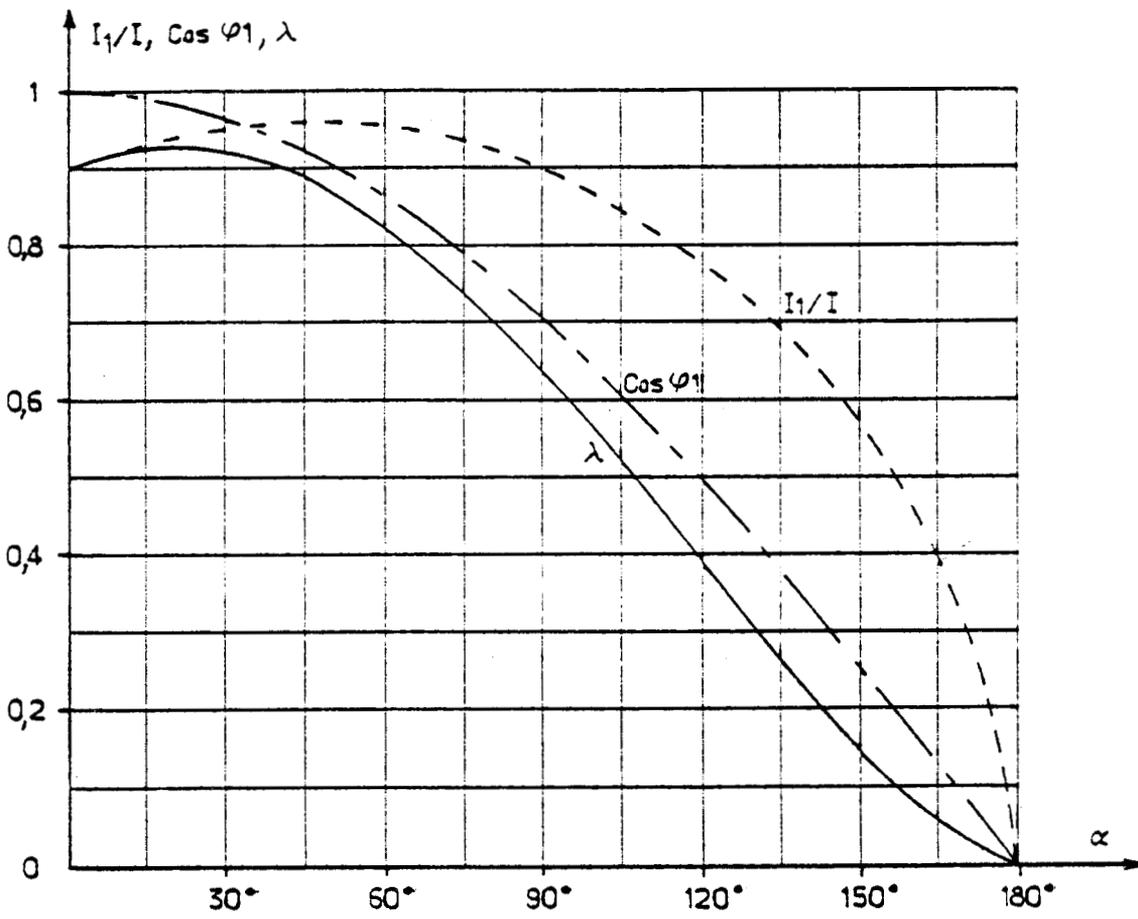


Fig 2.7

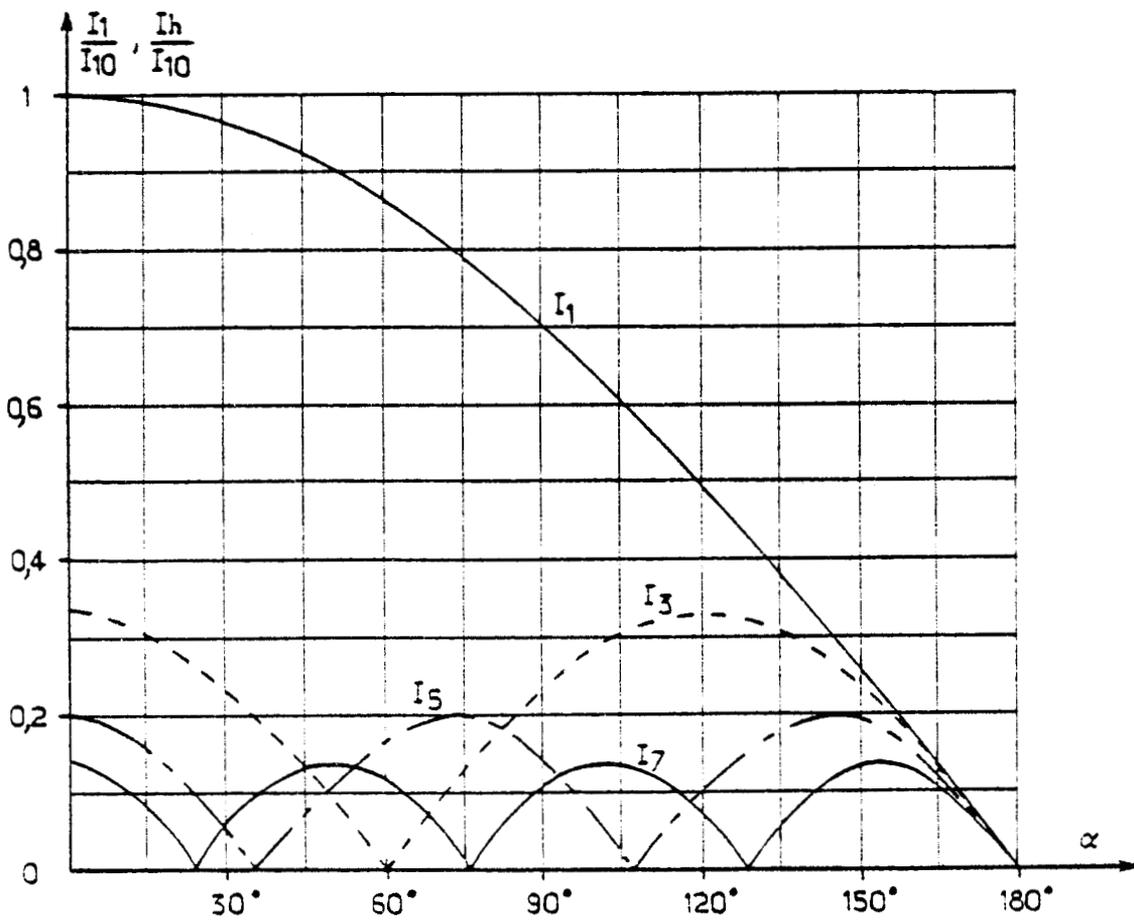


Fig 2.8

II.4. Avantages et inconvénients

Ce montage permet de régler, de manière progressive et continue, le courant qui circule dans le circuit de charge, en prenant simultanément en compte les variations de la tension de la source et les consignes d'effort moteur affichées par le conducteur. Il autorise le freinage rhéostatique par insertion d'une résistance dans le circuit de roue libre du courant moteur.

Mais il ne permet pas le freinage par récupération sur le réseau d'alimentation puisqu'il n'est pas réversible. Il ne permet pas d'imposer une tension négative aux bornes de la charge.

Malgré cet handicap, le pont mixte est très utilisé en traction, car il se caractérise par :

- . Un facteur de puissance supérieur à celui du pont complet,
- . Sa simplicité de construction (un transformateur et un redresseur),
- . Sa fiabilité,
- . Son faible coût d'entretien dû à l'absence de pièce mobile, ce qui n'était pas le cas du système associant un transformateur, un gradateur à contacteurs et un pont à diodes.

III - LE PONT COMPLET A THYRISTORS

Le pont complet, ou à quatre thyristors (figure 2.9), présente l'avantage de pouvoir fonctionner en redresseur et en onduleur ; c'est-à-dire que le courant dans la charge conserve forcément toujours le même sens, mais la tension peut être positive ou négative.

- . La tension $U_{d\alpha}$ est positive dans la marche en redresseur ; la charge placée du côté continu reçoit de l'énergie.
- . La tension $U_{d\alpha}$ est négative dans la marche en onduleur ; la charge renvoie de l'énergie au réseau alternatif.

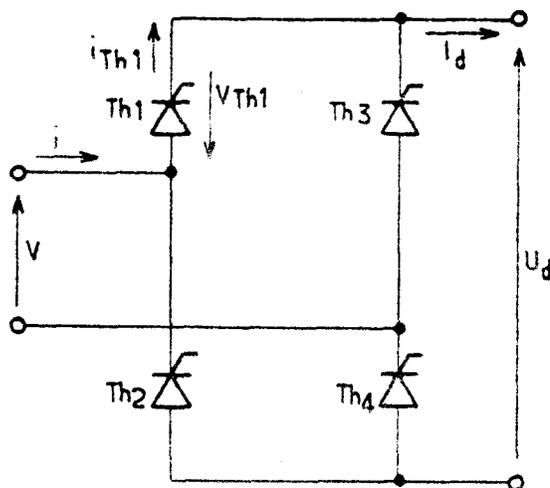


Fig 2.9

III.1. Fonctionnement en redresseur

Considérons d'abord le fonctionnement en redresseur (figure 2.10.a). Pendant l'alternance positive de v , les thyristors Th_1 et Th_4 ne sont débloqués que pour $\omega t = \alpha$. A partir de $t = \alpha / \omega$, le courant I_d passe par la source, Th_1 , la charge et Th_4 ; et cela dure jusqu'à l'instant $t = (\pi + \alpha) / \omega$ où Th_2 et Th_3 sont allumés.

Pour $\pi < \omega t < \pi + \alpha$, bien que la tension v soit négative, le courant I_d ne peut se boucler que par le chemin passant par Th_1 et Th_4 , puisque Th_2 et Th_4 ne sont pas encore débloqués; pendant cet intervalle u_d , égal à v , est négatif.

Le fonctionnement pendant le débit de Th_2 et Th_3 se déroule de la même façon.

On a donc :

- Pour $\alpha < \omega t < \pi + \alpha$, débit de Th_1 et Th_4 :

$$i = i_{Th_1} = i_{Th_4} = I_d$$

$$u_d = v$$

$$v_{Th_3} = v_{Th_2} = -v < 0, \text{ pour } \alpha < \omega t < \pi$$

$$> 0, \text{ pour } \pi < \omega t < \pi + \alpha$$

- Pour $\pi + \alpha < \omega t < 2\pi + \alpha$, débit de Th_2 et Th_3 :

$$i = i_{Th_2} = i_{Th_3} = -I_d$$

$$u_d = -v$$

$$v_{Th_1} = v_{Th_4} = v < 0, \text{ pour } \pi + \alpha < \omega t < 2\pi$$

$$> 0, \text{ pour } 2\pi < \omega t < 2\pi + \alpha$$

D'où les formes d'ondes tracées sur la figure 2.10.a.

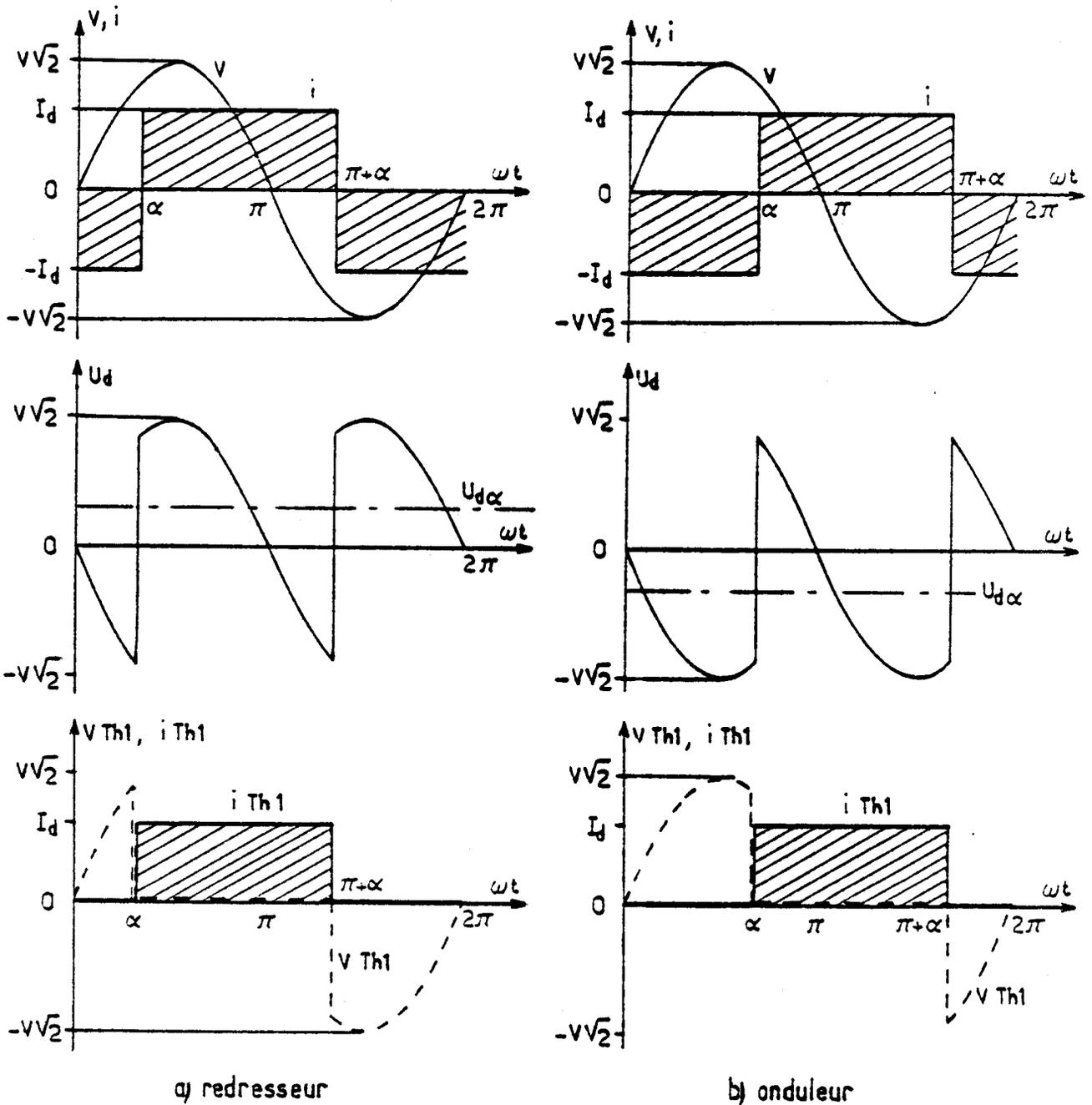


Fig 2.10

III.2. Caractéristiques en redresseur

La tension redressée a pour valeur moyenne :

$$U_{d\alpha} = \frac{2}{\pi} V \sqrt{2} \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha \quad (2.5)$$

$U_{d\alpha}$ va de 0 à 0,90 V quand α va de $\pi/2$ à zéro.

Le courant alternatif i pris à la source est formé de deux alternances rectangulaires, mais il est maintenant déphasé de α en arrière de l'onde de tension v . Son développement en série peut s'écrire :

$$i = \frac{4}{\pi} I_d \left[\sin(\omega t - \alpha) + \frac{1}{3} \sin 3(\omega t - \alpha) + \dots + \frac{1}{2k+1} \sin(2k+1)(\omega t - \alpha) + \dots \right]$$

Le courant i ne contient pas d'harmonique de rang pair. La valeur du fondamental et celle des harmoniques impairs sont indépendantes de l'angle α

Quel que soit α

$$I = I_d ; I_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d ;$$

le rapport I_1/I est constant et égal à 0,90.

Puisque $\varphi_1 = \alpha$, le facteur de puissance est donné par :

$$\lambda = 0,90 \cos \alpha \quad (2.6)$$

Le taux d'harmoniques est constant, le facteur de puissance est, comme la tension redressée, proportionnel au déphasage.

Les courbes de la figure 2.11 donnent les variations, en fonction de α , de I_1/I , de $\cos \varphi_1$ et de λ .

Sur la figure 2.12, on a tracé la courbe $\lambda = f(U_{d0} / U_{d\alpha})$ qui est un segment de droite, afin de la comparer à la courbe $\lambda = f(U_{d0} / U_{d\alpha})$ du pont mixte tracée en traits mixtes.

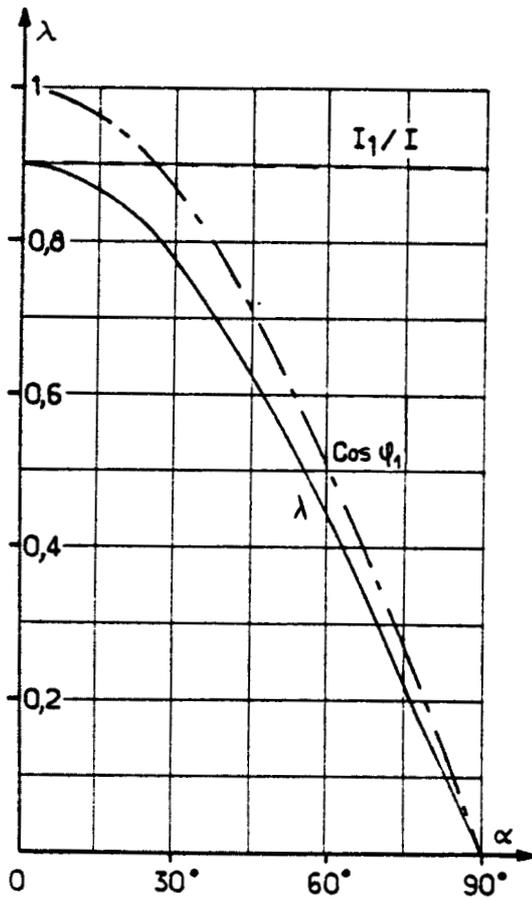


Fig 2.11

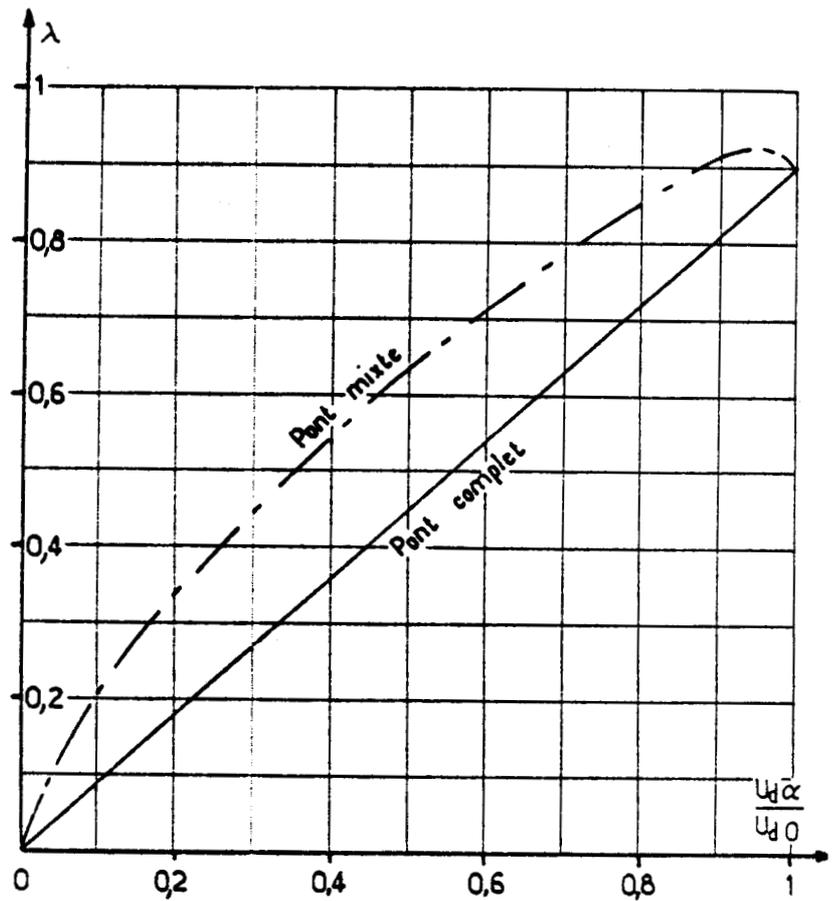


Fig 2.12

III.3. Fonctionnement en onduleur

Lorsqu'on augmente l'angle α de retard à l'allumage des thyristors au-delà de $\pi/2$, la valeur moyenne de la tension redressée :

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha$$

devient négative.

Les formes d'ondes deviennent celles de la figure 2.10.b.

L'appareil placé du côté continu se comporte en générateur, renvoyant une puissance $|V_{d\alpha} I_d|$ au réseau alternatif d'autant plus forte, à courant I_d donné, que $|V_{d\alpha}|$ est plus élevé.

Avec les hypothèses simplificatrices données, le fonctionnement est parfaitement symétrique. Puisqu'on suppose qu'on peut explorer avec l'angle α la totalité de l'intervalle $0, \pi$, le réseau peut absorber autant de puissance qu'il peut en fournir.

Les variations de I_1/I de $|\cos \varphi_1|$ et de λ quand α va de $\pi/2$ à π sont les mêmes que lorsque cet angle va de $\pi/2$ à 0 .

III.4. Avantages et inconvénients du pont complet

Comme le pont mixte, le pont tous thyristors se caractérise par sa fiabilité, sa simplicité de construction et la souplesse du réglage de la tension de sortie qu'il permet.

Il se différencie du pont mixte par son aptitude à fonctionner en onduleur, ce qui permet de renvoyer à la source alternative d'alimentation l'énergie de freinage des convois.

Cette possibilité est très intéressante lorsqu'on fait circuler des trains de fort tonnage sur des lignes présentant sur des tronçons importants de fortes déclivités. Ce mode de freinage par récupération évite de solliciter les freins à sabot qui échauffent les roues et accélèrent leur usure, de faire appel au freinage rhéostatique qui conduit à la dissipation d'énergies calorifiques importantes pouvant être gênantes lorsqu'il y a des tunnels de grande longueur sur les lignes à forte rampe.

Le pont complet présente l'inconvénient de consommer une énergie réactive plus importante que le pont mixte.

Par exemple, lorsque la tension aux bornes des moteurs est égale à 50 % de son maximum ($U_{d\alpha} / U_{do} = 0,5$) :

. Pour le pont complet $\lambda = 0,45$

. Pour le pont mixte $\lambda = 0,63$.

On verra à la fin du chapitre suivant, que les engins de traction utilisent rarement un seul pont par moteur. Lorsque c'est le cas, les avantages du pont mixte sont tels, que l'on utilise un pont mixte ou un pont complet dont on utilise la réversibilité pour la marche en freinage, mais que l'on commande en pont mixte pour la marche en traction.

CHAPITRE 3

MISE EN SERIE DE PONTS

A COMMUTATION NATURELLE

I - INTRODUCTION - DIAGRAMME DES PUISSANCES

En traction électrique, les convertisseurs de courant sont utilisés pour alimenter des moteurs à courant continu à vitesse variable.

Pendant la phase de démarrage, on fait varier la tension aux bornes de l'induit en maintenant le couple à une valeur constante et supérieure à celle du couple nominal. C'est cette phase, la plus perturbante pour le réseau d'alimentation, qui nous intéresse ici. Elle correspond au balayage complet des valeurs du rapport

$$U_{d\alpha} / U_{d0}$$

I.1. Le facteur de puissance

Comme nous l'avons montré, le facteur de puissance λ rend simultanément compte des deux causes de perturbation du réseau, puisqu'il est donné par le produit :

$$\lambda = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1$$

- Le rapport I_1/I traduit l'importance relative des harmoniques, puisqu'il est lié au taux d'harmoniques par :

$$\frac{I_1}{I} = \frac{1}{\sqrt{1 + \tau^2}}$$

où, si l'on raisonne avec les puissances :

$$\frac{I_1}{I} = \frac{S_1}{S} = \frac{S_1}{\sqrt{S_1^2 + D^2}}$$

S étant la puissance correspondant au courant total I

S_1 celle correspondant au fondamental I_1

D celle correspondant aux harmoniques $(\sum_h I_h^2)^{1/2}$

A courant redressé I_d donné,

- . Le pont tous thyristors génère des courants harmoniques indépendants de α

$$\frac{I_1}{I} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0,90$$

- . Le pont mixte génère des harmoniques de valeur variable ; le maximum de chacun d'eux (I_{10}/h) est égal à la valeur constante que donne le pont complet :

$$\frac{I_1}{I} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = \frac{\cos \frac{\alpha}{2}}{\sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}}$$

C'est le premier avantage que présente le pont mixte.

- Le facteur de puissance relatif au seul fondamental $\cos \varphi_1$ permet de suivre l'évolution de la puissance réactive consommée Q_1 :

$$\cos \varphi_1 = \frac{P}{S_1} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q_1^2}}$$

$$\text{avec } P = V I_1 \cos \varphi_1 = U_{d\alpha} I_d$$

$$Q_1 = V I_1 \sin \varphi_1$$

- Pour le pont complet, φ_1 égale α et I_1 est indépendant de α :

$$Q_1 = V I_1 \sin \alpha = U_{d0} I_d \sin \alpha$$

le maximum de puissance réactive consommée est égal au maximum de la puissance active.

- Pour le pont mixte, φ_1 égale $\alpha/2$, de plus I_1 varie avec α ; on va voir que le maximum de Q_1 ne correspond qu'à la moitié du maximum de la puissance active.

Ces deux avantages du pont mixte tiennent au fait qu'il équivaut à un redresseur à diodes en série avec un redresseur tous thyristors. Cette démarche est systématisée dans les montages avec mise en service et commande séquentielle de redresseurs élémentaires que nous allons examiner dans ce chapitre.

1.2. Diagramme des puissances

Pour comparer les montages au point de vue $\cos \varphi_1$, ou consommation de réactif, il est commode de représenter dans le système d'axes puissance active P - puissance réactive Q_1 le lieu décrit par le point de fonctionnement lorsque, à courant redressé I_d constant, l'angle de retard à l'allumage α varie.

- **Pour le pont complet**, à I_d donné, le courant I_1 est indépendant de α . De plus φ_1 égale α .

$$P = V I_1 \cos \varphi_1 = U_{d0} I_d \cos \alpha$$

$$Q_1 = V I_1 \sin \varphi_1 = U_{d0} I_d \sin \alpha$$

Quand α varie, le point représentatif M décrit un arc de cercle de centre origine et de rayon $U_{do} I_d$.

Il est commode de rapporter P et Q_1 à la puissance active maximale ($\alpha = 0$) que peut fournir le convertisseur :

$$\frac{P}{U_{do} I_d} = \cos \varphi_1 = \cos \alpha \quad \frac{Q_1}{U_{do} I_d} = \sin \varphi_1 = \sin \alpha$$

Le rayon du cercle est alors égal à l'unité.

Il faut remarquer qu'en pratique, la variation de α ne peut couvrir tout l'intervalle $(0 - \pi)$. Il est en effet nécessaire, de prévoir un temps minimal durant lequel, après un intervalle de conduction, la tension aux bornes d'un thyristor reste négative.

De ce fait, on limite la variation de α à la plage $[0, \pi - \beta]$. L'angle β est appelé angle de garde, d'ordinaire à 50 Hz, on lui donne une valeur voisine de 20° .

La figure 3.1 donne le diagramme des puissances réduites du pont complet ; la partie où P est positif est celle correspondant à la marche en redresseur ; P négatif correspond à la marche en onduleur.

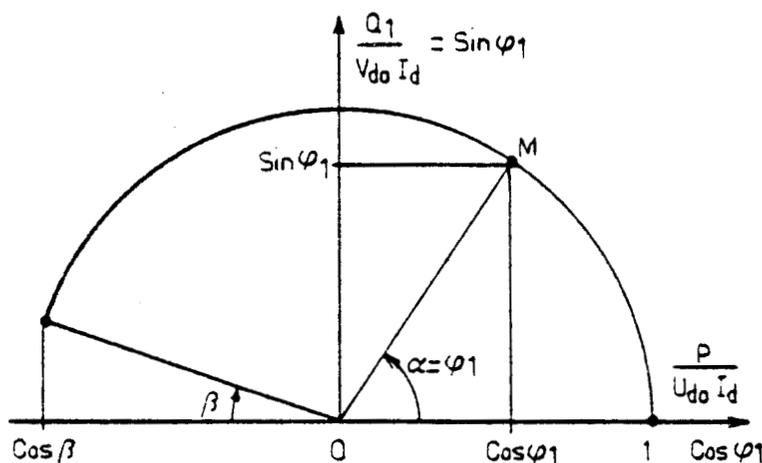


Fig 3.1

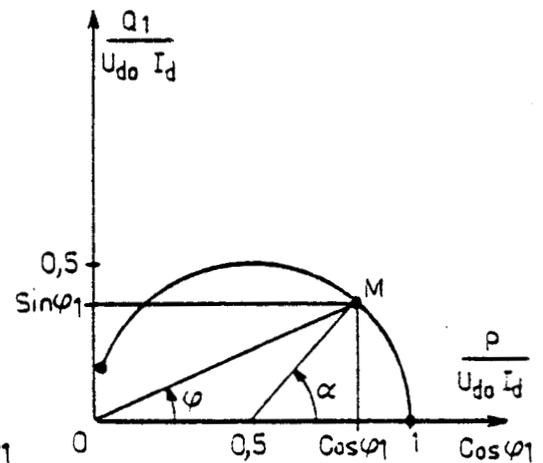


Fig 3.2

- Pour le pont mixte, on a vu (chapitre 2, paragraphe 2.3) que :

$$U_{d\alpha} = U_{do} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2} ; I_1 = I_{10} \cos \frac{\alpha}{2} ; \varphi_1 = \frac{\alpha}{2}$$

Donc,

$$P = U_{d\alpha} \cdot I_d = U_{do} I_d \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

$$Q_1 = V_1 I_1 \sin \varphi_1 = V_1 I_{10} \cdot \cos \frac{\alpha}{2} \sin \frac{\alpha}{2} = U_{do} I_d \frac{\sin \alpha}{2}$$

Si on rapporte P et Q_1 à $U_{do} I_d$,

$$\cos \varphi_1 = \cos \left(\frac{\alpha}{2} \right) , \sin \varphi_1 = \sin \left(\frac{\alpha}{2} \right)$$

Le point représentatif M se déplace sur un cercle de rayon $1/2$ ayant son centre sur l'axe des puissances actives en un point d'abscisse $1/2$.

On retrouve bien que $\cos \varphi_1$ égale $\cos (\alpha/2)$ et que le pont mixte ne peut fonctionner en récupération.

On aurait obtenu le même résultat en mettant en série un pont à diodes, délivrant une tension redressée constante égale à $U_{do}/2$ et absorbant une puissance réactive nulle et un pont complet délivrant une tension redressée égale à $(U_{do}/2) \cos \alpha$ et absorbant une puissance réactive égale à $(U_{do}/2) I_d \sin \alpha$.

II - MISE EN SERIE DE PLUSIEURS PONTS COMPLETS

La figure 3.3 représente n ponts complets identiques montés en série, alimentés par les n secondaires d'un même transformateur.

Pour minimiser la consommation de réactif, on commande ces ponts de manière séquentielle.

On admettra que l'angle de retard à l'allumage des divers ponts $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ varie de $\frac{\pi}{2}$ à zéro en traction ($U_{d\alpha} > 0$) et de $\frac{\pi}{2}$ à $\pi - \beta$ en récupération ($U_{d\alpha} < 0$).

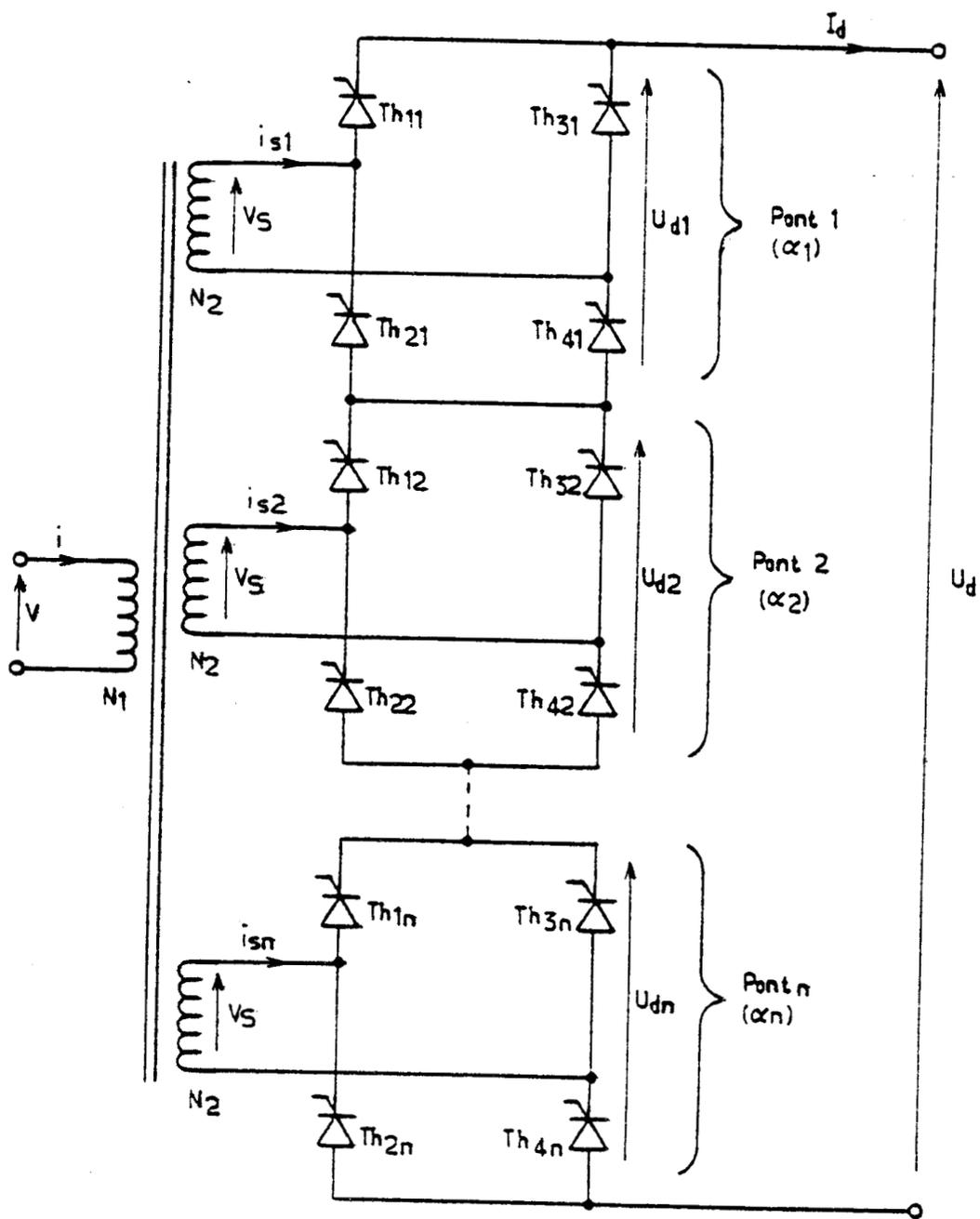


Fig 3.3

II.1. Commande séquentielle

Pour simplifier, nous supposons le rapport de transformation N_1/N_2 égal à 1. La valeur moyenne de la tension redressée que peut donner un pont est :

$$U_{d10} = \frac{2}{\pi} V \sqrt{2}$$

Lorsque tous les ponts sont à pleine ouverture ($\alpha_1 = \alpha_2 = \dots = \alpha_n = 0$), la valeur moyenne U_d de la tension redressée totale u_d est :

$$U_{do} = n U_{d10} = n \frac{2}{\pi} V \sqrt{2}$$

- Examinons comment on commande les ponts pour faire croître U_d de zéro à U_{do} (fonctionnement en traction).
 - Tous les ponts étant **bloqués**, on débloque le premier et on fait varier α_1 de $\pi/2$ à zéro ; $U_d = \frac{1}{n} U_{do} \cos \alpha_1$
 - Puis, le pont 1 étant "**totalelement commandé**" ($\alpha_1 = 0$), on débloque le pont 2 et on fait varier α_2 de $\pi/2$ à 0 ; d'où la tension redressée moyenne

$$U_d = \frac{1}{n} U_{do} (1 + \cos \alpha_2) \dots$$
 - D'une façon générale, quand on commande le pont m , les ponts 1, 2, ..., $m - 1$ sont totalement commandés, les ponts $m + 1$, $m + 2$, ..., n sont bloqués :

$$U_d = \frac{1}{n} U_{do} (m - 1 + \cos \alpha_m) \quad (3.1)$$

Quand un pont est totalement commandé, le courant dans l'enroulement secondaire qui l'alimente est égal à $+ I_d$ pendant une alternance à $- I_d$ pendant l'autre.

Un pont est bloqué quand aucun courant ne traverse le secondaire correspondant ; mais une paire de thyristors (Th_{12} et Th_{22} pour le pont 2 ; Th_{13} et Th_{23} pour le pont 3...) sont commandés pour assurer l'écoulement du courant continu I_d .

En freinage, la séquence est la même, mais l'angle de retard du pont commandé au lieu de varier de $\pi/2$ à zéro va de $\pi/2$ à $\pi - \beta$

On trouve successivement lorsque U_d va de zéro à $-U_{do} \cos \beta$

. Ponts 2,3,..., n bloqués, α_1 varie de $\pi/2$ à $\pi - \beta$

. $\alpha_1 = \pi - \beta$, ponts 3, 4,... n bloqués, α_2 varie de $\pi/2$ à $\pi - \beta$, ...

D'une façon générale, quand on commande le pont m, les ponts 1, 2,... m - 1 sont sur la "butée onduleur" ($\alpha_1 = \alpha_2 = \dots = \alpha_{m-1} = \pi - \beta$), les ponts m + 1, ... n sont bloqués

$$U_d = \frac{1}{n} U_{do} [- (m - 1) \cos \beta + \cos \alpha_m] \quad (3.2)$$

II.2. Diagramme des puissances - Variations de $\cos \varphi_1$

a) Diagramme des puissances (figure 3.4)

- . Lors de la marche en redresseur (traction), le point de fonctionnement décrit n arcs de cercles de rayon $U_{do} I_d / n$
- . Lors de la marche en onduleur (freinage), le point décrit n arcs de cercles d'ouverture $(\pi / 2) - \beta$ et de rayon $U_{do} I_d / n$

A cause de l'angle de garde, la puissance active maximale est un peu plus faible en freinage qu'en traction ; au contraire, la puissance réactive maximale est sensiblement plus importante :

$$\begin{aligned} \text{en traction : } \quad \frac{P_{\max}}{U_{do} I_d} &= 1 & \frac{Q_{1 \max}}{U_{do} I_d} &= \frac{1}{n} \\ \text{en freinage : } \quad \frac{P_{\max}}{U_{do} I_d} &= \cos \beta & \frac{Q_{1 \max}}{U_{do} I_d} &= \frac{1}{n} + \frac{(n - 1)}{n} \sin \beta \end{aligned}$$

L'examen de la figure 3.4 montre qu'en passant d'un pont à n ponts, on divise, en moyenne, par n la puissance réactive absorbée.

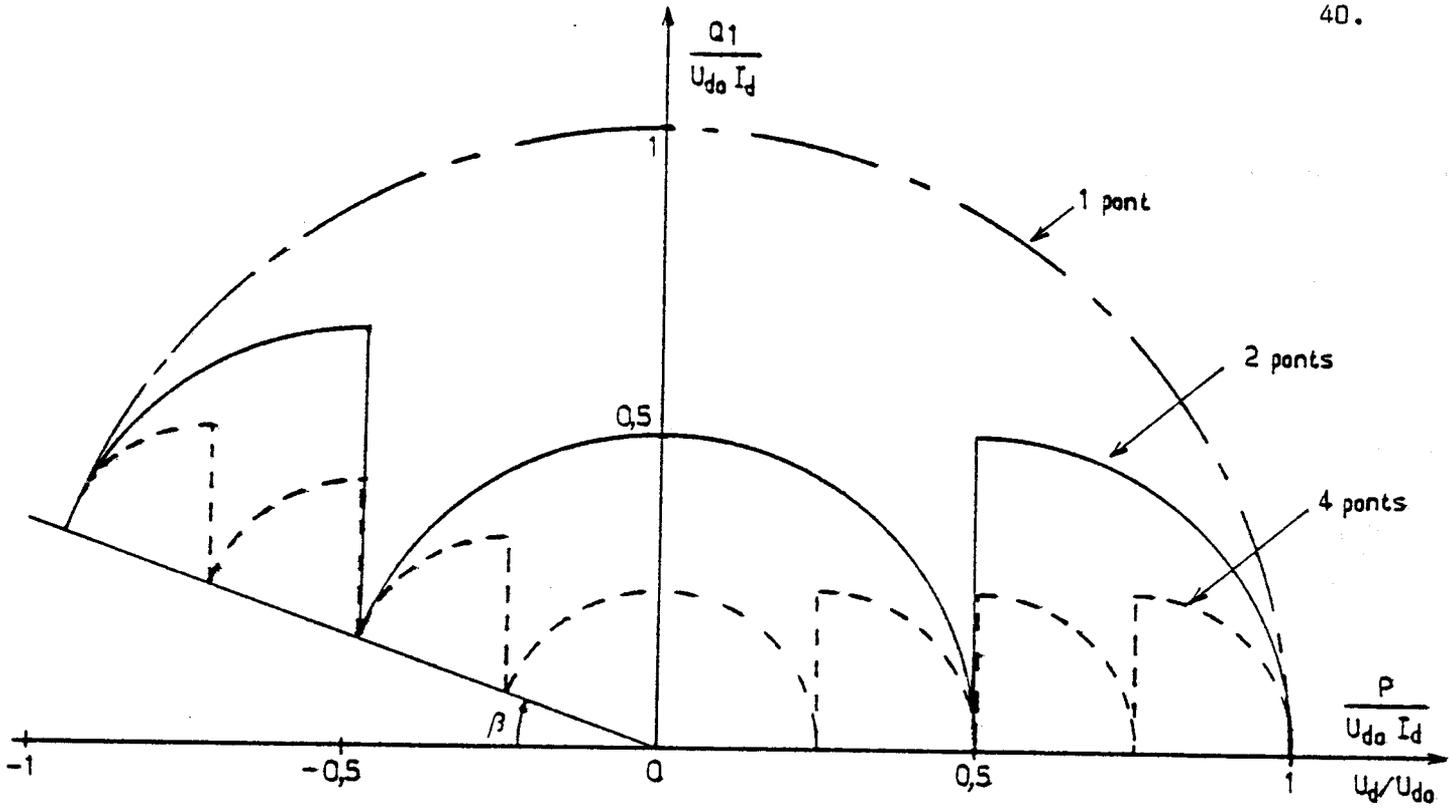


Fig 3.4

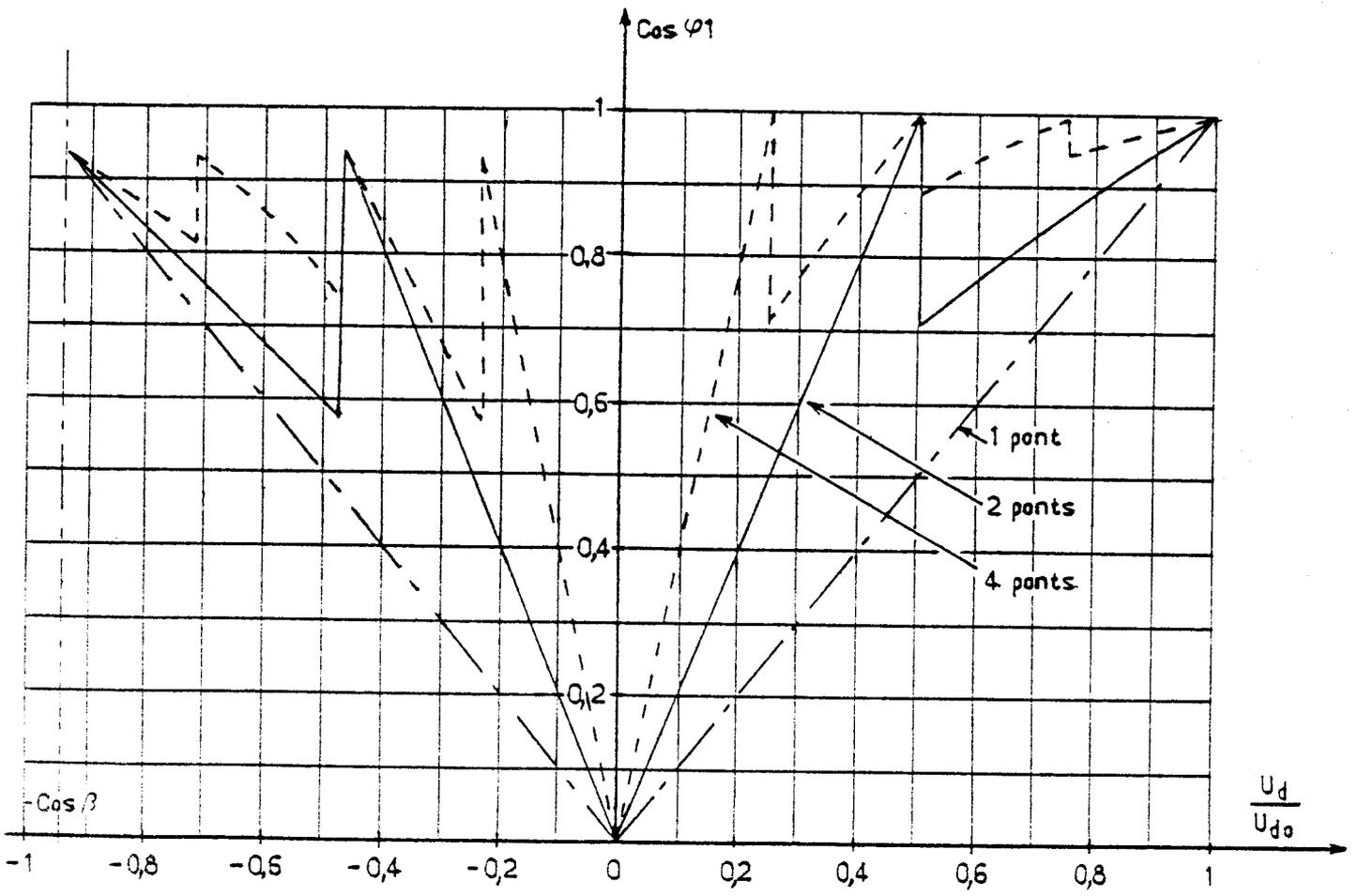


Fig 3.5

b) Fondamental du courant absorbé - Valeur de $\cos \varphi_1$

On peut déduire la valeur I_1 du fondamental du courant pris à la source et la valeur de $\cos \varphi_1$ de l'examen du diagramme des puissances.

- En redresseur, lorsqu'on commande le pont m :

$$P = U_d I_d = \frac{U_{do} I_d}{n} (m - 1 + \cos \alpha_m), \text{ avec } \frac{\pi}{2} > \alpha_m > 0$$

$$Q_1 = \frac{U_{do} I_d}{n} \sin \alpha_m$$

$$S_1 = \sqrt{P^2 + Q_1^2} = \frac{U_{do} I_d}{n} \sqrt{m^2 - 2(m-1)(1 - \cos \alpha_m)}$$

d'où

$$\cos \varphi_1 = \frac{P}{S_1} = \frac{m - 1 + \cos \alpha_m}{\sqrt{m^2 - 2(m-1)(1 - \cos \alpha_m)}} \quad (3.3)$$

ou, en mettant en évidence U_d/U_{do}

$$\cos \varphi_1 = \frac{n \frac{U_d}{U_{do}}}{\sqrt{m^2 - 2(m-1)(1 - \cos \alpha_m)}} \quad (3.3')$$

Puisque $U_{do} = n \frac{2}{\pi} V \sqrt{2}$, le fondamental du courant pris à la source a pour valeur efficace :

$$I_1 = \frac{S_1}{V} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} I_d \sqrt{m^2 - 2(m-1)(1 - \cos \alpha_m)} \quad (3.4)$$

Si l'on désigne par I_{10} la valeur de I_1 lorsque U_d égale U_{do} ,

$$\text{soit } I_{10} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} n I_d,$$

la valeur de I_1 rapportée à I_{10} s'écrit :

$$\frac{I_1}{I_{10}} = \frac{1}{n} \sqrt{m^2 - 2(m-1)(1 - \cos \alpha_m)} \quad (3.4')$$

- En onduleur, lorsqu'on commande le pont m ,

$$P = U_d I_d = - \frac{U_{do} I_d}{n} \left[(m-1) \cos \beta - \cos \alpha_m \right], \text{ avec } \pi - \beta > \alpha_m > \frac{\pi}{2}$$

$$Q_1 = \frac{U_{do} I_d}{n} \left[(m-1) \sin \beta + \sin \alpha_m \right]$$

$$S_1 = \frac{U_{do} I_d}{n} \sqrt{m^2 - 2(m-1) \left[1 + \cos (\alpha_m + \beta) \right]}$$

d'où les expressions de $\cos \varphi_1$ et de I_1/I_{10}

$$\cos \varphi_1 = - \frac{P}{S_1} = \frac{(m-1) \cos \beta - \cos \alpha_m}{\sqrt{m^2 - 2(m-1) \left[1 + \cos (\alpha_m + \beta) \right]}}$$

$$\frac{I_1}{I_{10}} = \frac{1}{n} \sqrt{m^2 - 2(m-1) \left[1 + \cos (\alpha_m + \beta) \right]}$$

Sur la figure 3.5, on a tracé les variations de $\cos \varphi_1$ en fonction de U_d/U_{do} pour un pont, deux ponts en série et quatre ponts en série, en supposant β égal à 20° .

Comme le montrait déjà le diagramme des puissances, $\cos \varphi_1$ croît d'autant plus vite, quand U_d/U_{do} part de zéro, puis s'écarte d'autant moins de l'unité que n est plus grand. En onduleur, on obtient des valeurs moins fortes de $\cos \varphi_1$ qu'en redresseur.

II.3. Courant absorbé - Facteur de puissance (1)

a) Valeur du courant pris à la source (figure 3.5')

Lors du fonctionnement en redresseur, lorsqu'on commande le pont m , les ponts 1, 2, ..., $m-1$ sont à plein allumage, le pont m est commandé avec un retard de α_m , les ponts $m+1$, ..., n sont bloqués.

(1) Nous nous limiterons au cas de la traction ; on pourrait faire des calculs tout à fait analogues pour le freinage.

D'où les courants dans les enroulements secondaires :

$$i_{S1} = i_{S2} = \dots = i_{S_{m-1}} = +I_d, \text{ pour } 0 < \omega t < \pi$$

$$= -I_d, \text{ pour } \pi < \omega t < 2\pi$$

$$i_{Sm} = +I_d, \text{ pour } \alpha_m < \omega t < \pi + \alpha_m$$

$$= -I_d, \text{ pour } \pi + \alpha_m < \omega t < 2\pi + \alpha_m$$

$$i_{S_{m+1}} = \dots = i_{S_n} = 0, \text{ pour } 0 < \omega t < 2\pi$$

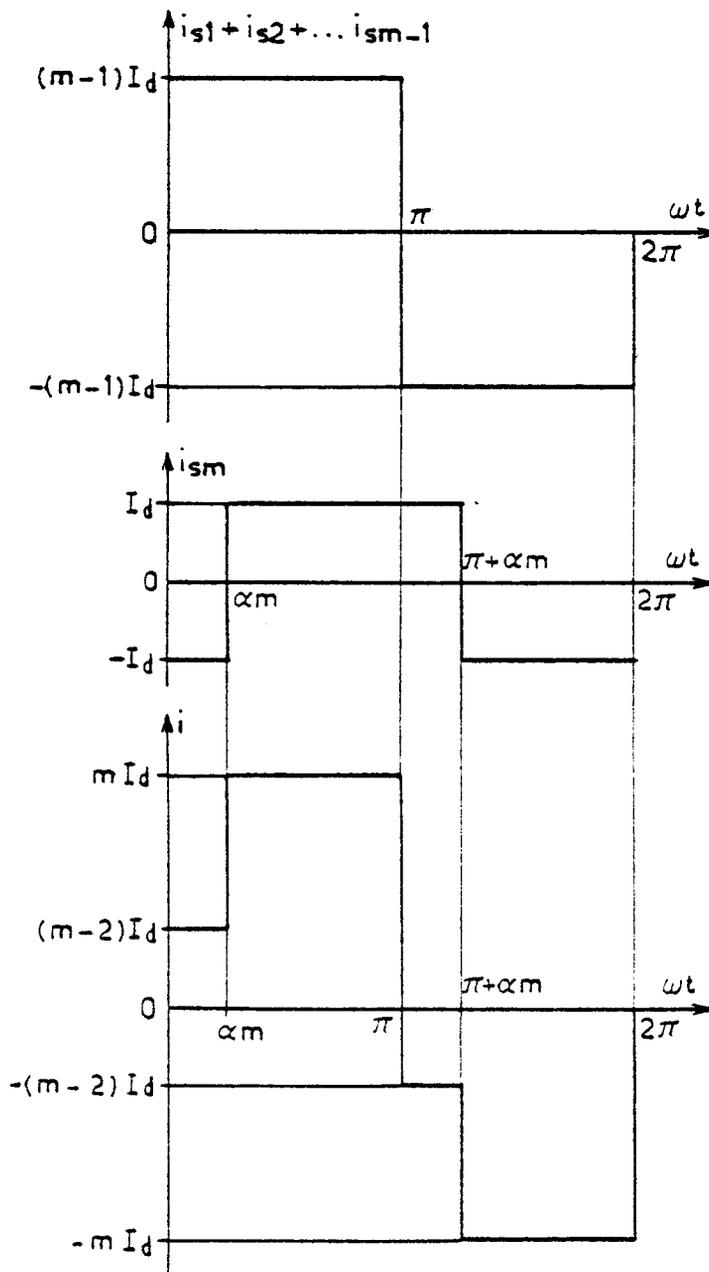


Fig 3.5'

Le courant primaire i compense la somme des ampères-tours secondaires. Puisqu'on a supposé $N_2/N_1 = 1$:

$$i_1 = i_{s1} + i_{s2} + i_{s3} + \dots + i_{sn}$$

D'où les expressions successives du courant pris à la source et sa forme d'onde (figure 3.6 tracée dans le cas où $m = 3$).

$$\text{pour } 0 < \omega t < \alpha_m, \quad i = (m - 2) I_d$$

$$\text{pour } \alpha_m < \omega t < \pi, \quad i = m I_d$$

$$\text{pour } \pi < \omega t < \pi + \alpha_m, \quad i = - (m - 2) I_d$$

$$\text{pour } \pi + \alpha_m < \omega t < 2\pi, \quad i = - m I_d$$

La valeur efficace I du courant pris au réseau est donc donnée par :

$$I = \left[\frac{1}{\pi} \left(\int_0^{\alpha_m} (m - 2)^2 I_d^2 d\omega t + \int_{\alpha_m}^{\pi} m^2 I_d^2 d\omega t \right) \right]^{1/2}$$

$$I = I_d \sqrt{m^2 - \frac{4}{\pi} (m - 1) \alpha_m} \quad (3.5)$$

Cette relation, valable quel que soit le nombre de ponts, s'applique différemment suivant la valeur de m , puisque pour faire passer U_d de zéro à U_{do} , il faudra considérer n expressions successives de I .

Pour illustrer la réduction de I lorsque le nombre n de ponts augmente, on a tracé (figure 3.6) les variations du rapport I/I_o en fonction de U_d/U_{do} , pour $n = 1$, $n = 2$ et $n = 4$.

On désigne par I_o la valeur de I lorsque U_d égale U_{do} :

$$I_o = n I_d, \text{ donc } \frac{I}{I_o} = \frac{1}{n} \sqrt{m^2 - \frac{4}{\pi} (m - 1) \alpha_m}$$

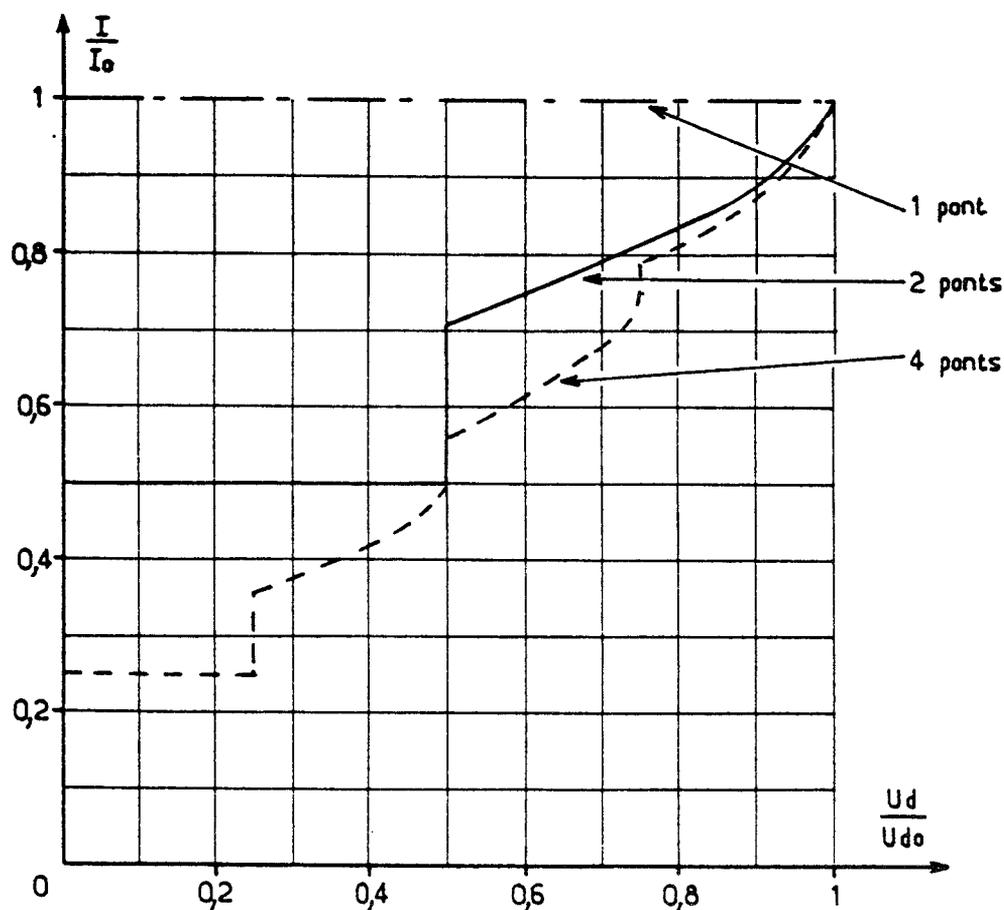


Fig 3.6

Alors que si n égale 1, le rapport I/I_0 reste égal à 1 quel que soit U_d , plus n croît, plus on se rapproche de la droite d'équation $I/I_0 = U_d/U_{d0}$.

Si l'on veut suivre l'évolution des harmoniques, il suffit de remarquer que le courant i étant la somme d'une onde en créneaux d'amplitude $(m - 1) I_d$ en phase avec l'onde de tension v et d'une onde de créneaux d'amplitude I_d , son développement en série peut s'écrire :

$$i = \frac{4}{\pi} I_d \sum_{k=0}^{\infty} [(m - 1) \frac{\sin(2k + 1) \omega t}{2k + 1} + \frac{\sin(2k + 1) (\omega t - \alpha_m)}{2k + 1}]$$

Cela permet de retrouver notamment la valeur du fondamental donnée par la relation (3.4).

b) Facteur de puissance

Ayant les valeurs efficaces du courant i et de son fondamental, grâce aux relations (3.4) et (3.5), on en déduit leur rapport :

$$\frac{I_1}{I} = \frac{\frac{2}{\pi} \sqrt{2} I_d \sqrt{m^2 - 2(m-1)(1 - \cos \alpha_m)}}{I_d \sqrt{m^2 - \frac{4}{\pi} (m-1) \alpha_m}}$$

$$\boxed{\frac{I_1}{I} = 0,90 \sqrt{\frac{m^2 - 2(m-1)(1 - \cos \alpha_m)}{m^2 - \frac{4}{\pi} (m-1) \alpha_m}}} \quad (3.6)$$

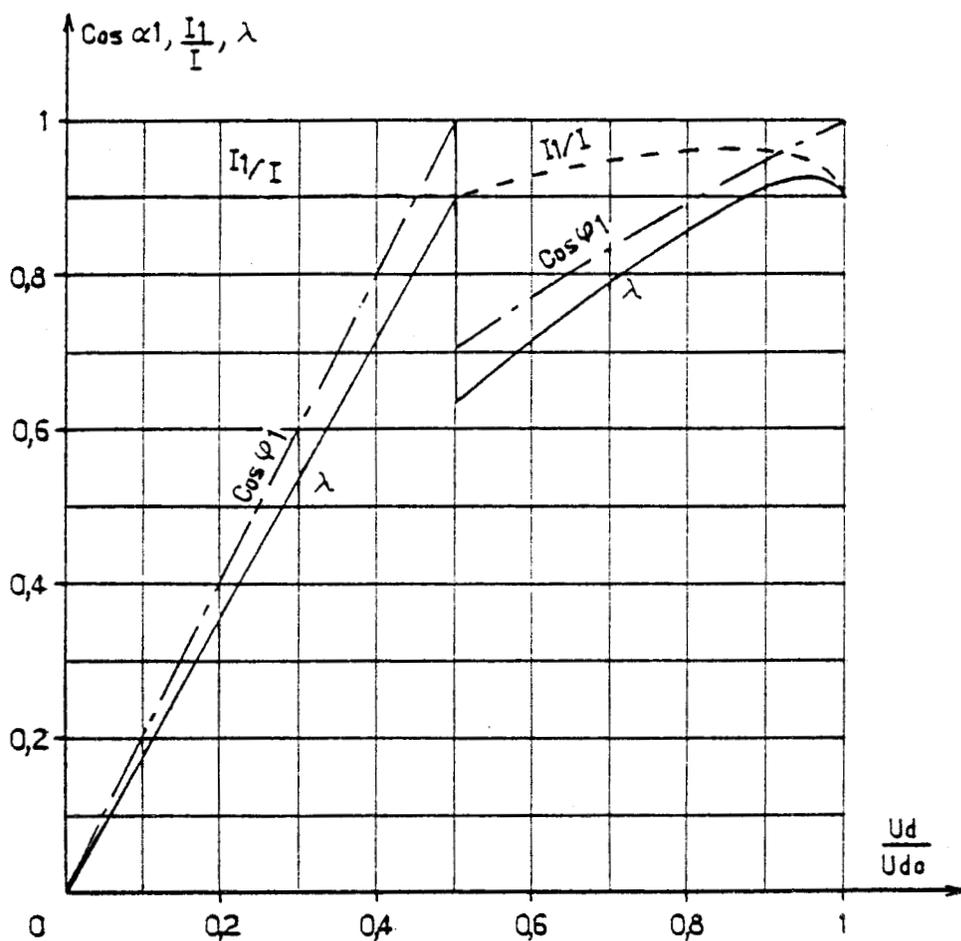
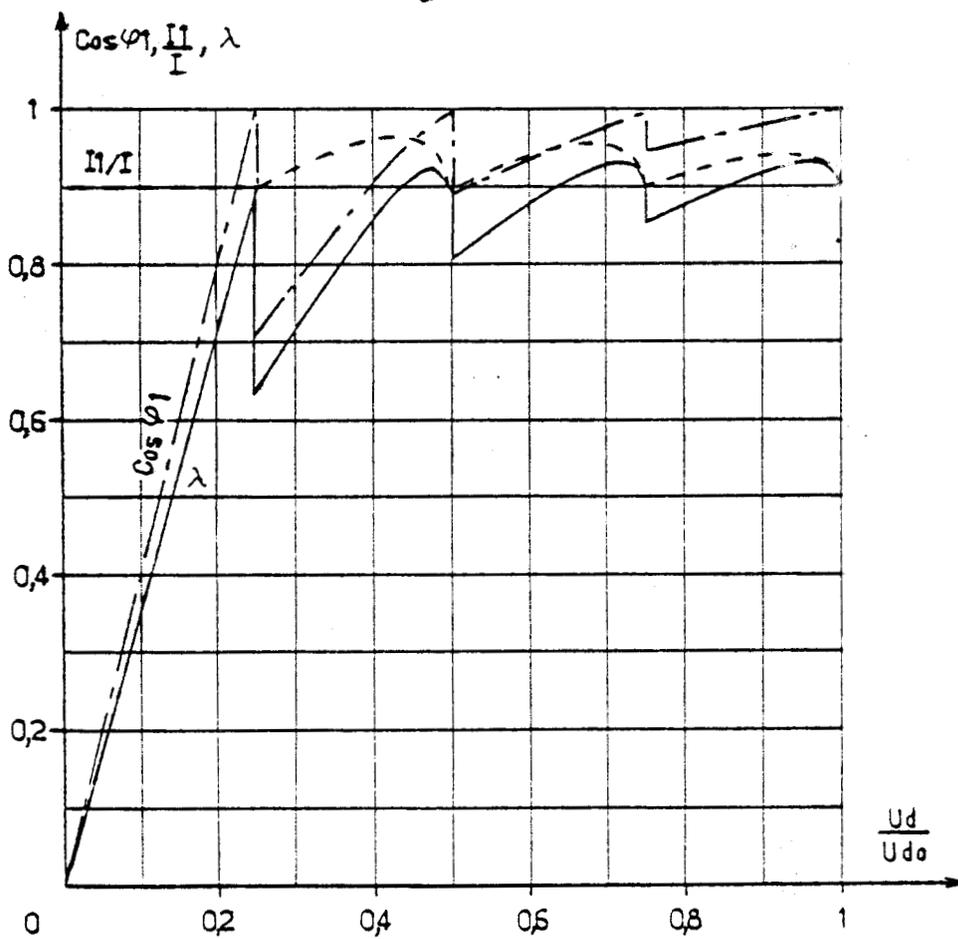
Pour les valeurs successives de m , on a donc :

$$\begin{aligned} m = 1, \quad \frac{I_1}{I} &= 0,90 \\ m = 2, \quad \frac{I_1}{I} &= 0,90 \sqrt{\frac{\frac{1}{2} \frac{1 + \cos \alpha_2}{1 - \frac{\alpha_2}{\pi}}}{2}} \\ m = 3, \quad \frac{I_1}{I} &= 0,90 \sqrt{\frac{\frac{5 + 4 \cos \alpha_3}{9 - \frac{8 \alpha_3}{\pi}}}{3}} \\ m = 4, \quad \frac{I_1}{I} &= 0,90 \sqrt{\frac{\frac{5 \times 3 \cos \alpha_4}{8 - \frac{6 \alpha_4}{\pi}}}{4}} \dots \end{aligned}$$

Suivant que $n = 1, 2, 4$, on utilise 1, 2, 4 de ces expressions.

Pour $m = 2$, quand α_2 va de $\pi/2$ à zéro, I_1/I part de 0,90, croît, passe par un maximum égal à 0,96 puis revient à 0,90. Il y a donc réduction du taux d'harmoniques par rapport à celui correspondant à des signaux rectangulaires.

Pour m supérieur à 2, I_1/I va encore de 0,90 à 0,90 quand α_m va de $\pi/2$ à zéro, mais le maximum est de moins en moins accusé.

Fig 3.7 ($n=2$)Fig 3.8 ($n=4$)

De la valeur de $\cos \varphi_1$ et de celle de I_1/I , on déduit le facteur de puissance :

$$\lambda = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1 = 0,90 \sqrt{\frac{m^2 - 2(m-1)(1 - \cos \alpha_m)}{m^2 - \frac{4}{\pi}(m-1) \alpha_m}} \times \frac{m - 1 + \cos \alpha_m}{\sqrt{m^2 - 2(m-1)(1 - \cos \alpha_m)}}$$

$$\lambda = 0,90 \frac{m - 1 + \cos \alpha_m}{\sqrt{m^2 - \frac{4}{\pi}(m-1) \alpha_m}} \quad (3.7)$$

On a tracé, en fonction de U_d/U_{do} , les variations de $\cos \varphi_1$, de I_1/I et de leur produit, le facteur de puissance λ , pour deux ponts en série (figure 3.7) et pour quatre ponts en série (figure 3.8).

On n'a pas reproduit les caractéristiques pour un seul pont, car dans ce cas :

$$\cos \varphi_1 = U_d/U_{do}$$

$$I_1/I \text{ est constant et vaut } 0,90$$

$$\lambda = 0,90 U_d/U_{do} \quad (\text{voir figure 2.12})$$

Avec deux ponts, la croissance linéaire de λ de 0 à 0,90 est obtenue pour U_d/U_{do} allant de 1 à 0,5. Lorsque ce rapport va de 0,5 à 1, on trouve pour λ la valeur que donne le pont mixte.

Avec quatre ponts, les valeurs de λ trouvées pour n égal à 2 sont obtenues pour des valeurs de U_d/U_{do} deux fois plus faibles. Lorsque U_d/U_{do} va de 0,5 à 1 on trouve deux arcs de courbes s'éloignant de moins en moins de $\lambda = 0,90$.

Plus n est grand, plus on se rapproche de la courbe que donnerait n infini : λ serait constant et égal à 0,90 quand U_d varie de zéro à U_{do} .

III - MISE EN SERIE DE PONTS MIXTES

On considère n ponts mixtes branchés en série, alimentés par les n secondaires identiques d'un même transformateur (figure 3.9) et commandés de manière séquentielle.

Pour simplifier les relations, on supposera encore le rapport de transformation N_1/N_2 égal à l'unité.

III.1. Séquence de commande - Diagramme des puissances $\cos \varphi_1$

a) Commande Tension redressée

Les n ponts sont commandés successivement, c'est-à-dire que pour augmenter la tension redressée, on fait varier α_1 de π à zéro, puis α_2 de π à zéro et ainsi de suite jusqu'au pont d'ordre n .

Lorsqu'on commande le pont m :

- Les ponts 1, 2, ... $m - 1$ sont à plein allumage

$$\alpha_1 = \alpha_2 = \dots = \alpha_{m-1} = 0$$

- Les ponts $m + 1, \dots, n$ ont leurs thyristors bloqués, le courant I_d passe en permanence par les diodes.

La tension redressée moyenne donnée par un pont mixte étant :

$$U_{d\alpha} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

lors de la commande du pont m , la tension redressée totale a pour valeur moyenne :

$$U_d = \frac{U_{do}}{n} \left[(m-1) + \frac{1 + \cos \alpha_m}{2} \right]$$

en désignant par U_{do} la valeur de U_d lorsque les n ponts fonctionnent à pleine ouverture :

$$U_d = \frac{U_{do}}{n} \left[\frac{2m-1 + \cos \alpha_m}{2} \right] \quad (3.8)$$

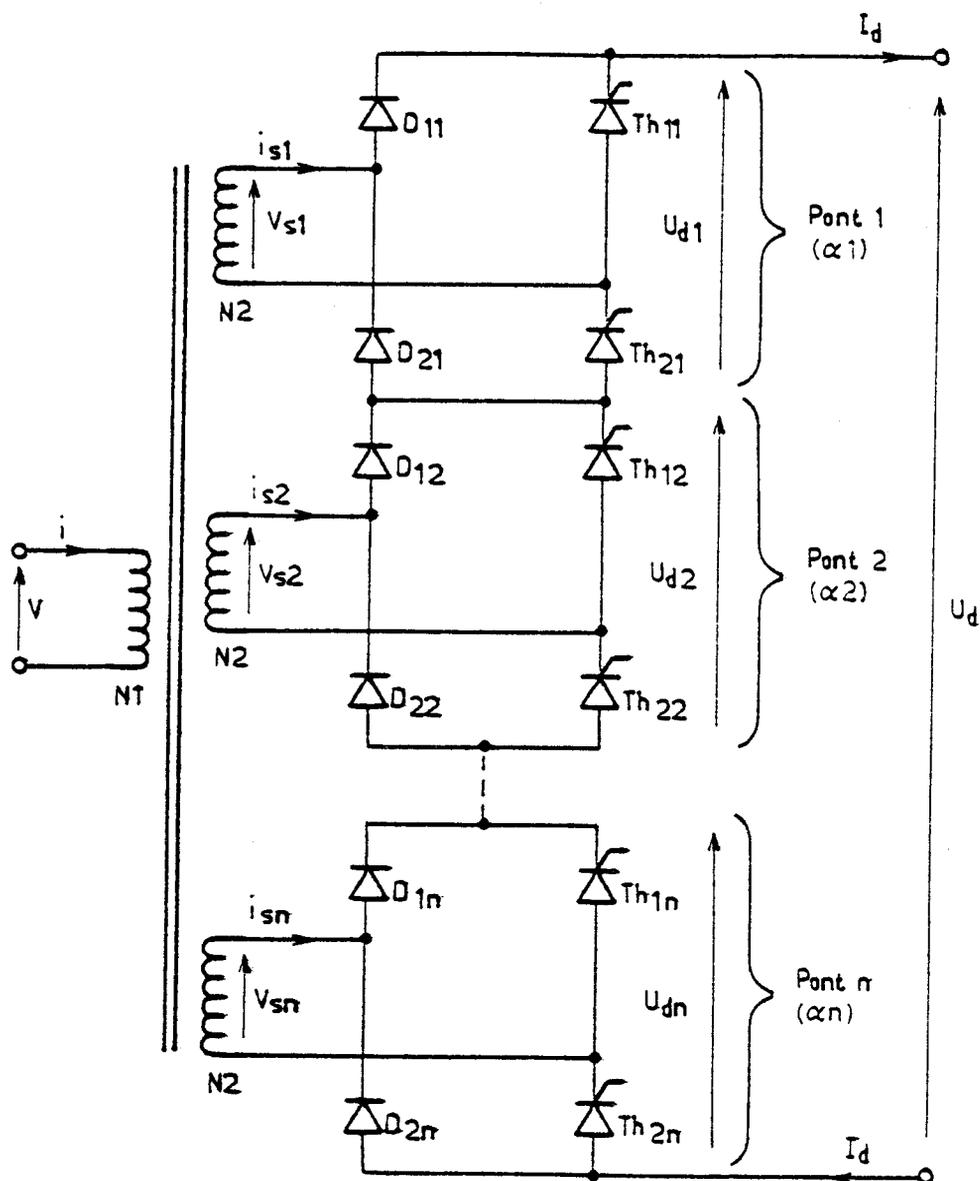


Fig 3.9

b) Diagramme des puissances - Valeur et phase du fondamental

Dans le système d'axes P, Q_1 , le point de fonctionnement (figure 3.10) décrit successivement n demi-cercles de rayon $U_{do} I_d / 2n$.

La puissance active peut varier de 0 à $U_{do} I_d$.

La puissance réactive Q_1 de 0 à $U_{do} I_d / 2n$.

Le redresseur n'est plus réversible, mais la puissance réactive Q_1 qu'il absorbe est deux fois moindre que pour le redresseur utilisant le même nombre de ponts complets.

Lors de la commande du pont m :

$$P = \frac{U_{do} I_d}{n} \cdot \frac{2m - 1 + \cos \alpha_m}{2}$$

$$Q_1 = \frac{U_{do} I_d}{n} \cdot \frac{\sin \alpha_m}{2}$$

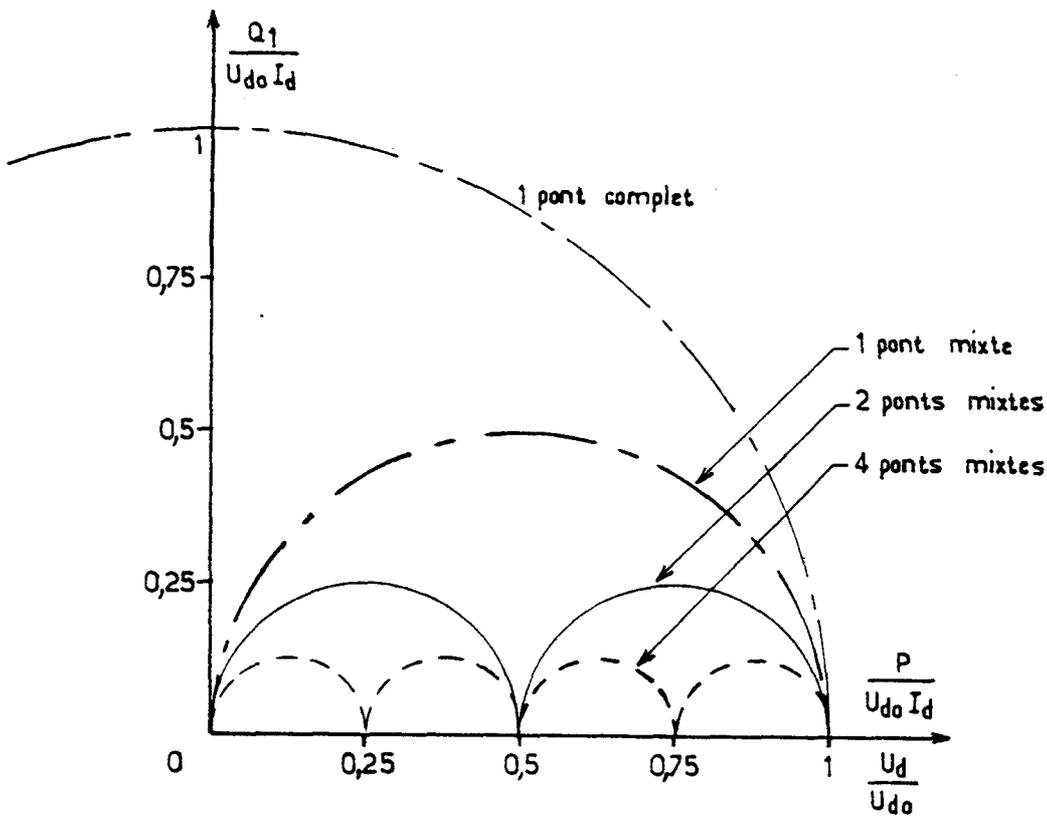


Fig 3.10

On en déduit la puissance apparente relative au fondamental :

$$S_1 = \sqrt{P^2 + Q_1^2} = \frac{U_{do} I_d}{n \cdot 2} \sqrt{(2m-1)^2 + 1 + 2(2m-1) \cos \alpha_m}$$

D'où les valeurs du fondamental du courant pris à la source et de $\cos \varphi_1$

$$I_1 = \frac{S_1}{V} = \frac{S_1 2\sqrt{2}n}{\pi U_{do}} = I_d \frac{\sqrt{2}}{\pi} \sqrt{(2m-1)^2 + 1 + 2(2m-1) \cos \alpha_m} \quad (3.9)$$

$$\cos \varphi_1 = \frac{P}{S_1} = \frac{2m-1 + \cos \alpha_m}{\sqrt{(2m-1)^2 + 1 + 2(2m-1) \cos \alpha_m}} \quad (3.10)$$

$\cos \varphi_1$ croît de zéro à 1 quand U_d va de zéro à U_{do}/n ; ensuite on trouve $n-1$ arcs de courbes s'éloignant d'autant moins de 1 que m est plus grand (voir les courbes en traits mixtes des figures 3.13, 3.14, 3.15 et 3.16).

III.2. Courant absorbé - Facteur de puissance

a) Courant pris à la source

Quand on commande le pont m , les ponts $1, 2, \dots, m - 1$ étant à plein allumage, les ponts $m + 1, \dots, n$ étant bloqués :

$$\text{pour } 0 < \omega t < \pi \quad , \quad u_{d1} = u_{d2} = \dots = u_{d\ m-1} = V \sqrt{2} \sin \omega t$$

$$i_{s1} = i_{s2} = \dots = i_{s\ m-1} = + I_d$$

$$\pi < \omega t < 2\pi \quad , \quad u_{d1} = u_{d2} = \dots = u_{d\ m-1} = - V \sqrt{2} \sin \omega t$$

$$i_{s1} = i_{s2} = \dots = i_{s\ m-1} = - I_d$$

$$\text{pour } 0 < \omega t < \alpha_m \quad , \quad u_{dm} = 0 \quad ; \quad i_{sm} = 0$$

$$\alpha_m < \omega t < \pi \quad , \quad u_{dm} = V \sqrt{2} \sin \omega t \quad ; \quad i_{sm} = + I_d$$

$$\pi < \omega t < \pi + \alpha_m \quad , \quad u_{dm} = 0 \quad ; \quad i_{sm} = 0$$

$$\pi + \alpha_m < \omega t < 2\pi \quad , \quad u_{dm} = - V \sqrt{2} \sin \omega t \quad ; \quad i_{sm} = - I_d$$

$$\text{enfin, pour } 0 < \omega t < 2\pi \quad , \quad u_{d\ m+1} = \dots = u_{dn} = 0$$

$$i_{s\ m+1} = \dots = i_{sn} = 0$$

D'où les formes d'ondes de la tension redressée totale U_d et du courant pris à la source i (figure 3.11, correspondant à m égal à 3).

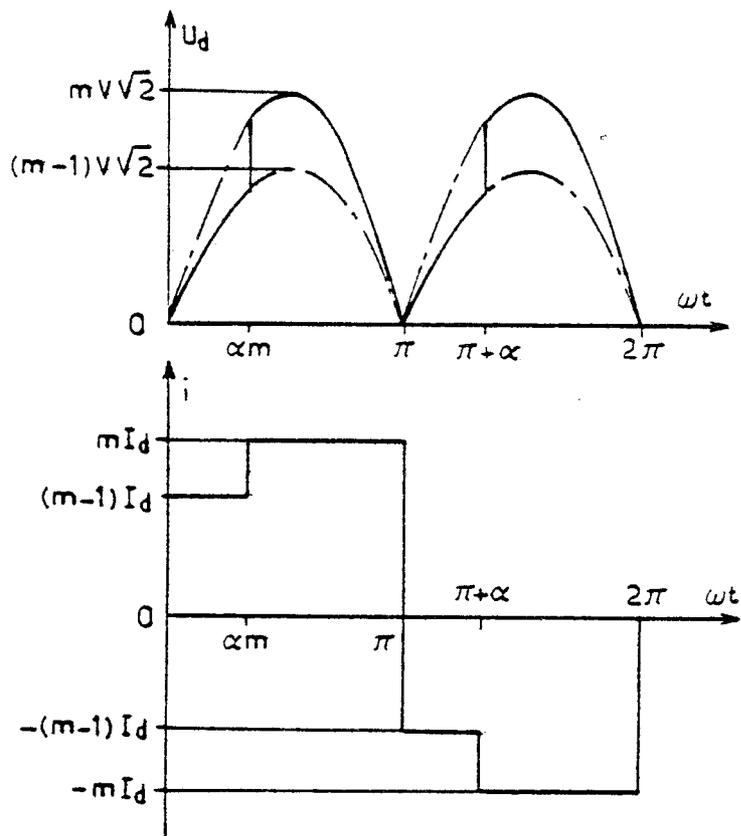


Fig 3.11

Le courant i pris au réseau a donc pour valeur efficace :

$$I = \frac{1}{\pi} \sqrt{[(m-1)I_d]^2 \alpha_m + m^2 I_d^2 (\pi - \alpha_m)}$$

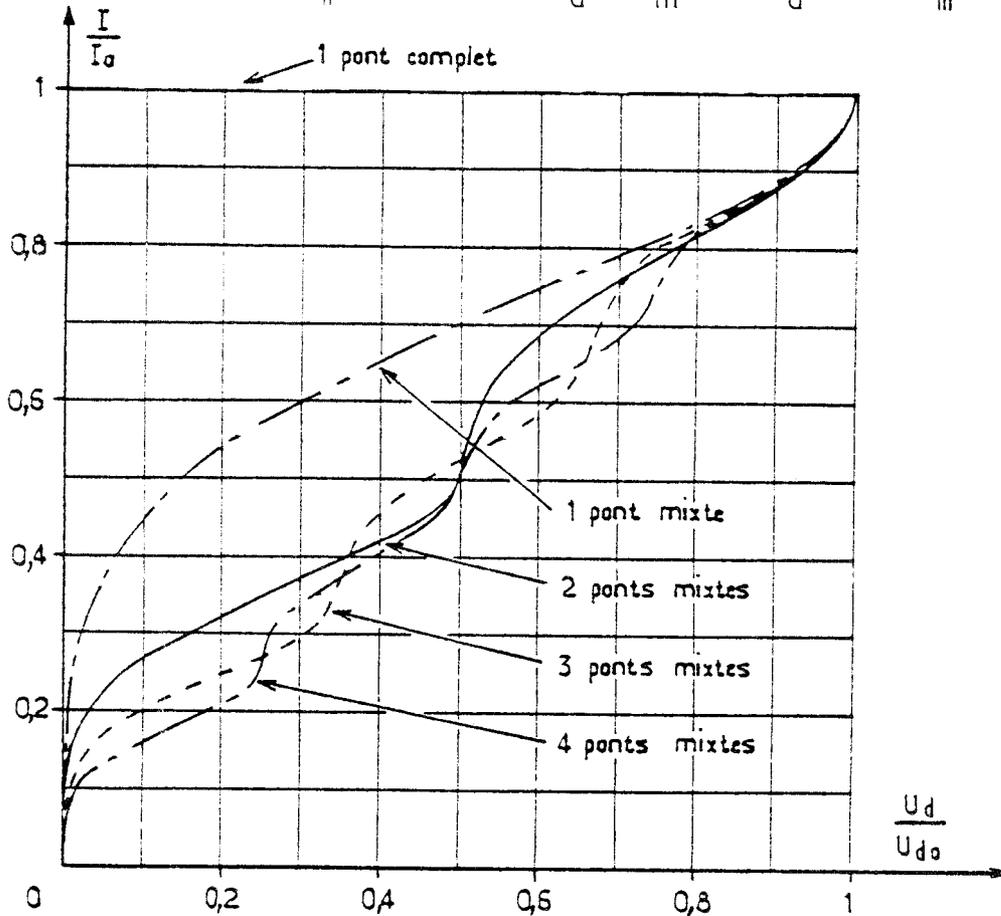


Fig 3.12

$$I = I_d \sqrt{m^2 - (2m-1) \frac{\alpha_m}{\pi}} \quad (3.11)$$

Si l'on rapporte I à sa valeur I_0 égale à $n I_d$, correspondant au fonctionnement à plein allumage des n ponts, on obtient :

$$\frac{I}{I_0} = \frac{1}{n} \sqrt{m^2 - (2m-1) \frac{\alpha_m}{\pi}}$$

Sur la figure 3.12 on a tracé les variations de I/I_0 en fonction de U_d/U_{d0} pour $n = 1$, $n = 2$, $n = 3$ et $n = 4$. Lorsqu'on passe d'un pont complet à un pont mixte, on obtient une forte réduction du courant I aux faibles et moyennes valeurs de la tension redressée. Si l'on passe d'un pont mixte à deux ponts mixtes, on obtient une nouvelle réduction importante surtout pour U_d inférieur à $0,5 U_{d0}$. Si l'on continue à augmenter n , les réductions obtenues sont de plus en plus faibles et portent essentiellement sur la zone où U_d est compris entre 0 et U_{d0}/n .

b) Facteur de puissance

- Le rapport I_1/I se déduit des relations (3.9) et (3.11)

$$\frac{I_1}{I} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \sqrt{\frac{(2m-1)^2 + 1 + 2(2m-1)\cos\alpha_m}{m^2 - (2m-1)\frac{\alpha_m}{\pi}}} \quad (3.12)$$

Partant de zéro pour $U_d = 0$, ce rapport qui indique l'importance relative des harmoniques croît avec U_d , passe par un maximum, et atteint la valeur de 0,90 pour $U_d = U_{d0}/n$. Ensuite, si n est supérieur à 1, la caractéristique $I_1/I = f(U_d/U_{d0})$ présente $n - 1$ variations de part et d'autre de 0,90 d'autant plus réduites que m est plus grand (voir courbes en traits interrompus des figures 3.13, 3.14, 3.15 et 3.16).

- Le produit de $\cos\varphi_1$ et de I_1/I donne le facteur de puissance λ ; les n expressions de celui-ci sont donc données par :

$$\lambda = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{2m-1 + \cos\alpha_m}{\sqrt{m^2 - (2m-1)\frac{\alpha_m}{\pi}}} \quad (3.13)$$

où l'on fait successivement $m = 1, 2, \dots, n$.

- On a tracé les courbes donnant, en fonction de U_d/U_0 , les variations de $\cos\varphi_1$, de I_1/I et de λ

Pour un pont mixte (figure 3.13)

Pour deux ponts mixtes en série (figure 3.14)

Pour trois ponts mixtes en série (figure 3.15)

Pour quatre ponts mixtes en série (figure 3.16).

Augmenter n revient à comprimer la partie des courbes correspondant au pont mixte unique et à ajouter $n - 1$ où $\cos\varphi_1$ s'écarte de moins en moins de 1, le rapport I_1/I et le facteur de puissance λ restent de plus en plus voisins de 0,90.

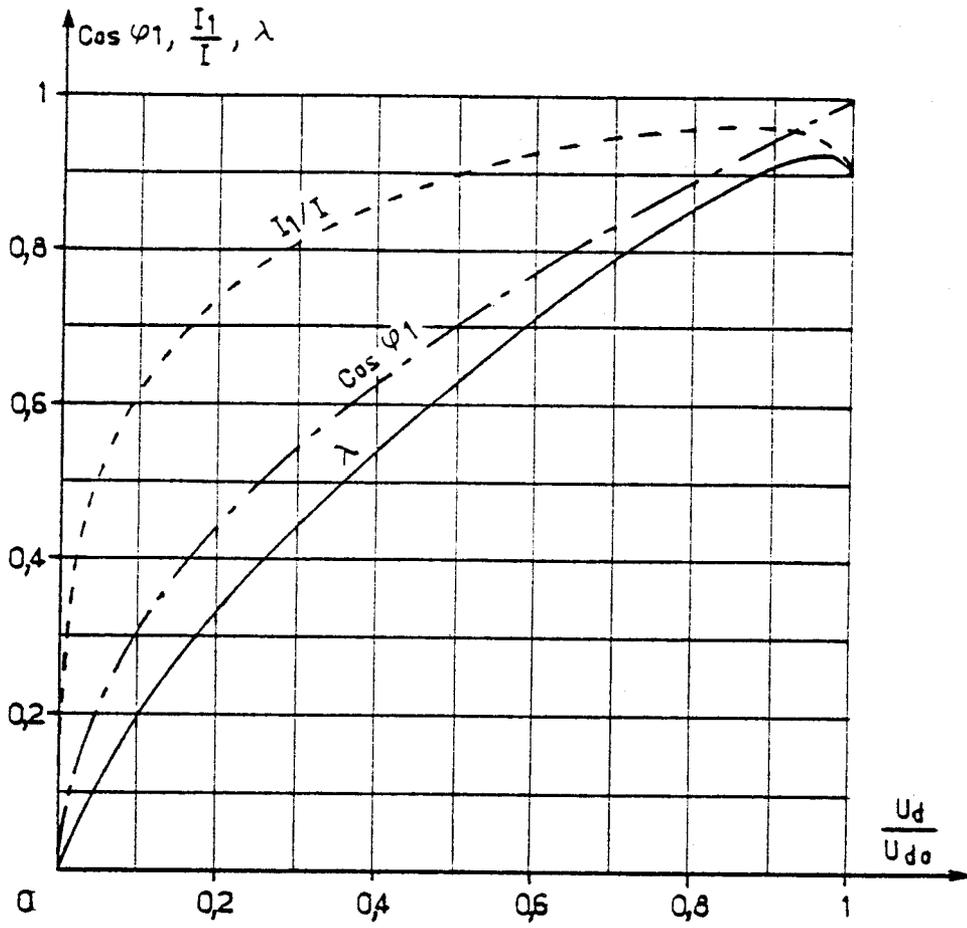


Fig 3.13 (n=1)

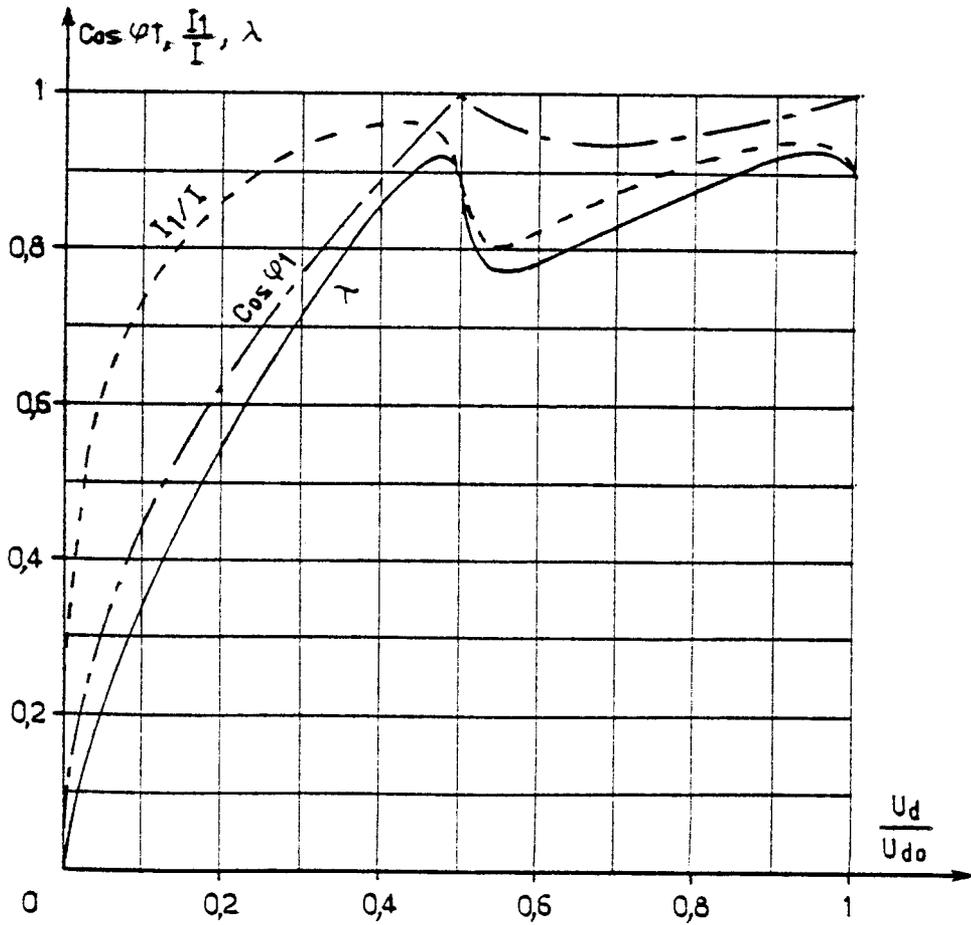
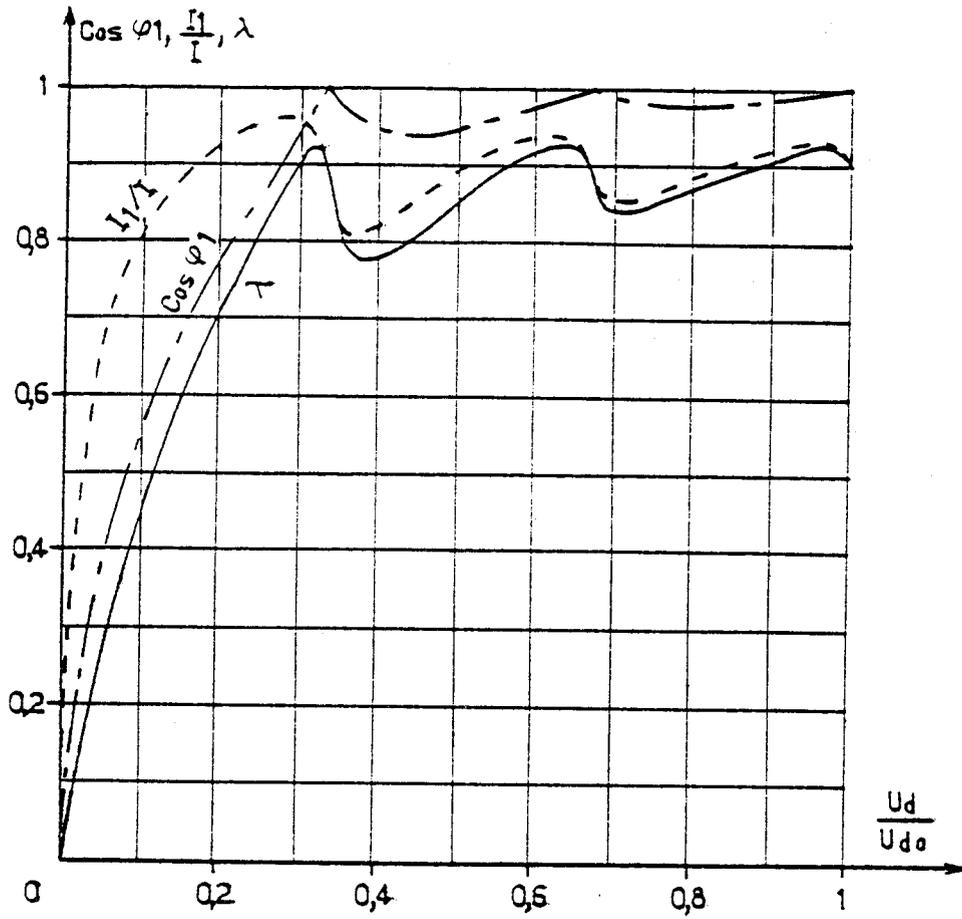
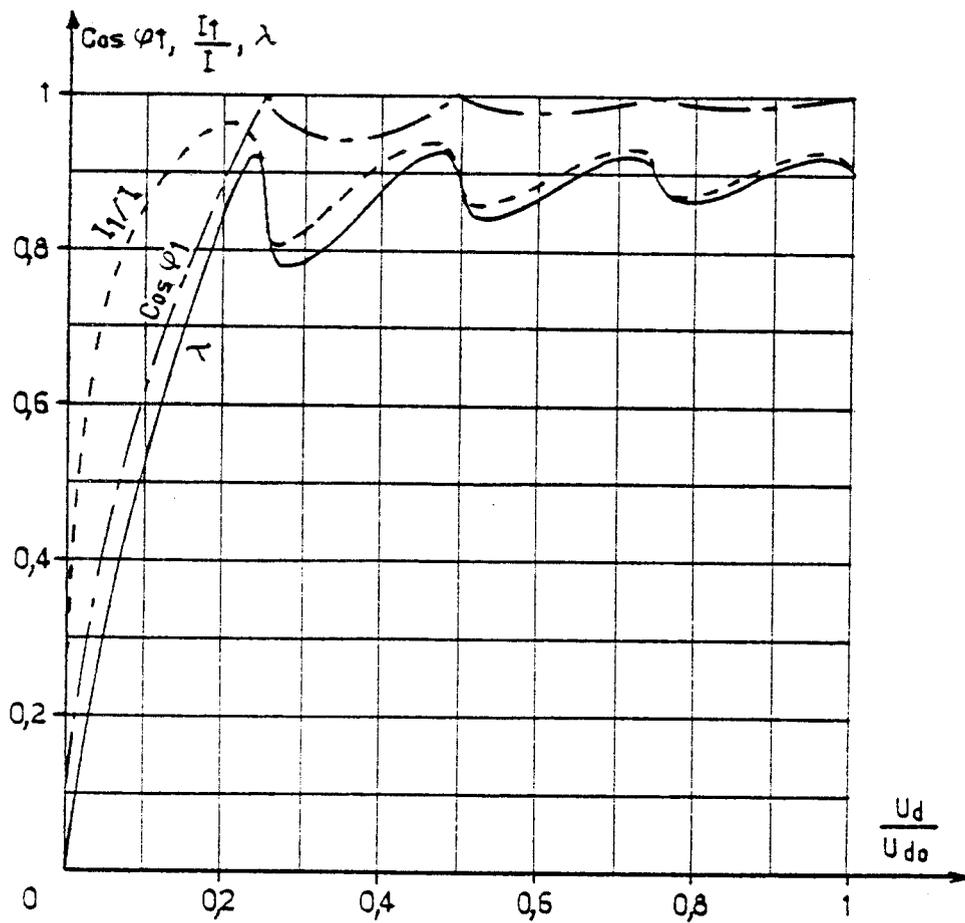


Fig 3.14 (n=2)

Fig 3.15 ($n=3$)Fig 3.16 ($n=4$)

IV - UTILISATION PRATIQUE DE LA MISE EN SERIE DES PONTS REDRESSEURS

L'examen des caractéristiques des figures 3.7 et 3.8, puis celles des figures 3.13 et 3.16, montre que sur le plan théorique il y a intérêt à multiplier le nombre de ponts en série. Mais il est évident que les problèmes de faisabilité et les impératifs économiques amènent à manier les conclusions de ce simple examen.

En effet, la multiplication du nombre de ponts entraîne :

- Le renchérissement du transformateur adaptateur placé entre la caténaire et les ponts ; il faut un secondaire par pont redresseur.
- La complication du schéma de câblage de la machine, l'augmentation du nombre de semiconducteurs et des dispositifs de commande qui leur sont associés ; tout cela accroît le coût de la construction.
- La diminution de la fiabilité a cause précisément de l'accroissement du nombre de composants.

D'autre part, le mode d'exploitation prévu pour le matériel a des conséquences directes sur le choix du schéma électrique à adopter. Il est évident qu'un matériel très spécialisé, qui effectue par exemple de longs parcours à vitesse sensiblement constante, n'a pas le même impact sur le réseau en ce qui concerne la consommation de puissance réactive qu'une batterie d'automotrices de banlieue ayant à effectuer des démarrages fréquents.

Ces remarques faites, on peut toutefois dégager quelques idées force quant à la conception des matériels :

- Les engins de traction utilisant un seul pont complet par moteur sont très rares. D'ailleurs, lorsqu'ils existent, le pont ne fonctionne effectivement en pont complet que lors du freinage par récupération ; en traction, on le fait fonctionner comme un pont mixte.

- La plupart des engins de traction modernes actuels alimentés en courant alternatif utilisent deux ponts mixtes en série par moteur. Quelquefois, on met en série un pont mixte et un pont complet, mais celui-ci est commandé en pont mixte lors de la marche en traction ; le freinage par récupération se fait à mi-tension sur le seul pont complet.
- Pour certains types d'exploitations particulières, en fait assez rares, on a construit des engins de traction dont les moteurs sont alimentés par trois ponts mixtes branchés en série.
- Enfin, l'emploi de quatre ponts mixtes en série pour alimenter les moteurs est extrêmement rare. En fait, les équipements de ce type datent, pour leur quasitotalité, d'une époque où les performances en tension et en courant des semiconducteurs (thyristors et diodes) étaient faibles.

On voit qu'un compromis a été adopté entre le souci de réduire le nombre de ponts et le coût d'une part, le souci d'améliorer les performances d'autre part. L'examen de la figure 3.12 explique bien les raisons des choix effectués. A puissance donnée, le passage du pont complet au pont mixte se traduit par une nette diminution du courant absorbé, le passage de un à deux ponts mixtes donne encore une forte réduction du courant surtout pour les vitesses faibles ou moyennes. L'augmentation au-delà de deux du nombre de ponts mixtes mis en série ne peut se justifier que si la nécessité d'augmenter les performances aux très basses vitesses est impérieuse.

Pour illustrer par un exemple les choix effectués, nous indiquons les principales **caractéristiques des convertisseurs** d'une locomotive BB monophasée à moteurs à courant continu, à excitation séparée de puissance 4 400 kW équivalente à celle des locomotives BB 15 000 de la SNCF.

Transformateur : Tension primaire : 25 kV

Tension secondaire : 950 V

Nombre de secondaires traction : 4

Nombre de ponts mixtes en série par moteur : 2

Nombre de thyristors par pont : 4

Nombre de diodes par pont : 4

Nombre total de thyristors d'alimentation des inducteurs : 8

Nombre total de thyristors : 24

Nombre total de diodes : 16

Caractéristiques des thyristors principaux :

$$V_{RRM} = V_{DRM} = 1600 \text{ V}$$

$$I_{eff} = 1800 \text{ A}$$

$$t_q = 250 \mu\text{s}$$

Caractéristiques des diodes :

$$V_{RRM} = 1600 \text{ V}$$

$$I_{eff} = 3600 \text{ A}$$

$$t_q = 7 \mu\text{s}$$

Caractéristiques des thyristors alimentant les inducteurs :

$$V_{RRM} = V_{DRM} = 1200 \text{ V}$$

$$I_{moy} = 500 \text{ A}$$

$$t_q = 250 \mu\text{s}$$

CHAPITRE 4

LES PONTS A COMMUTATION FORCEE

L'étude des ponts fonctionnant en commutation naturelle a montré leurs deux inconvénients en ce qui concerne les répercussions sur le réseau qui les alimente :

- . La génération de courants harmoniques.
- . La consommation de puissance réactive.

Ce second inconvénient découle directement de l'emploi de la commutation naturelle. On fait varier la tension redressée en agissant sur le retard à l'allumage des thyristors, donc sur le déphasage de l'onde de courant en arrière de l'onde de tension.

On peut annuler la consommation de puissance réactive correspondant au fondamental en agissant sur l'allumage et l'extinction des semiconducteurs commandés, de façon à ce que le fondamental du courant soit en phase avec la tension.

Pour y parvenir, il faut utiliser un convertisseur à commutation ou à extinction forcée dont la commande est telle que $\cos \varphi_1$ soit égal à 1.

Si l'on rend $\cos \varphi_1$ égal à l'unité, le facteur de puissance λ est égal au rapport I_1/I du fondamental au courant total. L'écart entre λ et l'unité est alors dû aux seuls harmoniques et traduit leur importance relative :

$$\lambda = \frac{I_1}{I} = \frac{1}{\sqrt{1 + \tau^2}} \quad (4.1)$$

I - LES PONTS "A RECENTRAGE DE PHASE"

Pour pouvoir recentrer l'onde de courant, il est nécessaire et suffisant d'équiper le pont redresseur de deux "interrupteurs" à extinction forcée.

Les deux autres semiconducteurs principaux (c'est-à-dire ceux qui ne font pas partie des circuits auxiliaires de commutation) peuvent être :

- . des thyristors ordinaires si l'on veut faire du freinage par récupération,
- . ou de simples diodes si ce freinage n'est pas nécessaire.

I.1. Pont à commutation forcée non réversible

La figure 4.1 donne le schéma du pont à deux diodes D_3, D_4 et à deux thyristors Th_1, Th_2 qui fonctionnent en régime de commutation forcée.

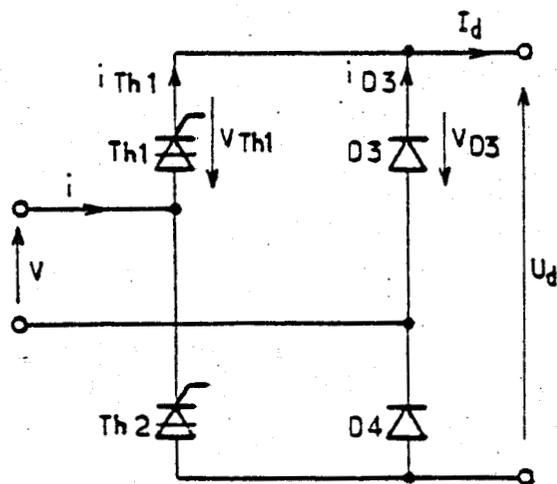


Fig 4.1

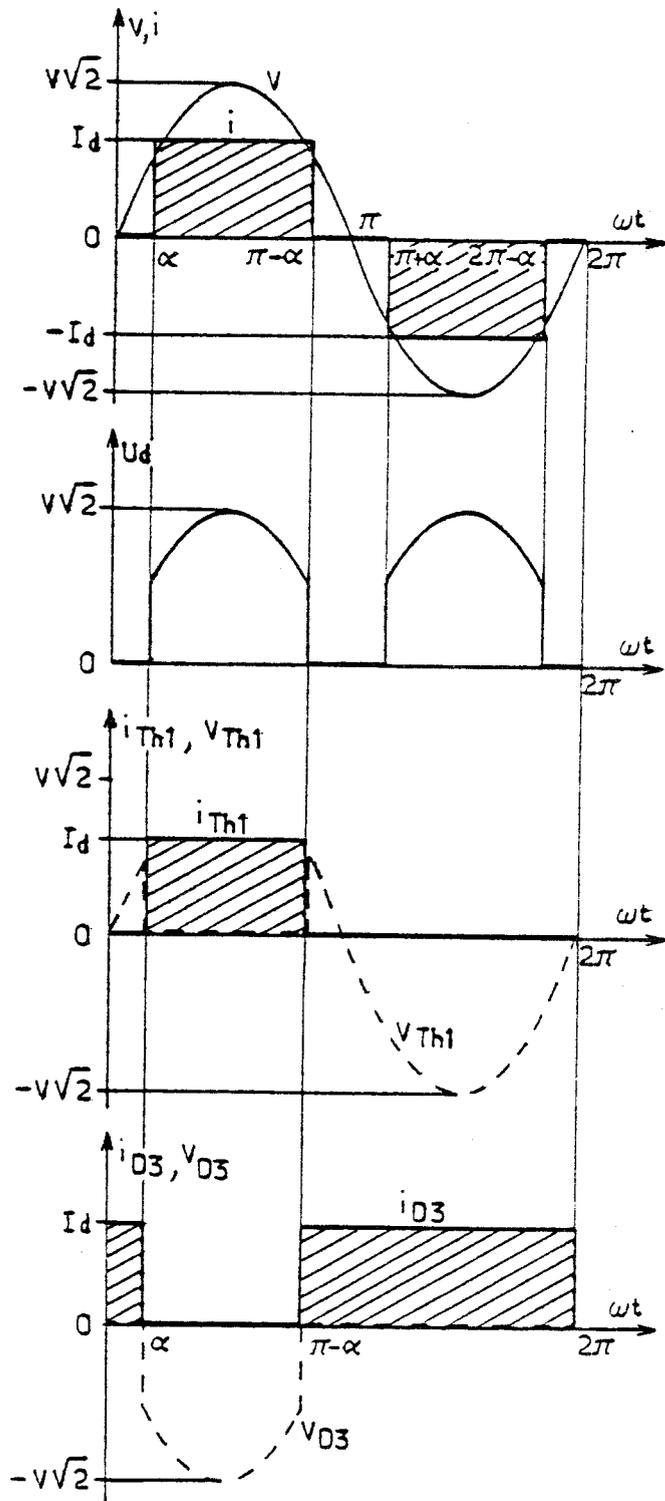


Fig 4.2

On commande l'allumage de Th_1 pour $\omega t = \alpha$, celui de Th_2 pour $\omega t = \pi + \alpha$; on commande le blocage de Th_1 pour $\omega t = \pi - \alpha$, celui de Th_2 pour $2\pi - \alpha$

Pour $\alpha < \omega t < \pi - \alpha$ Th_1 et D_4 conduisent :

$$\begin{aligned} i &= i_{Th_1} = i_{D_4} = I_d \\ u_d &= v \\ v_{Th_2} &= v_{D_3} < 0 \end{aligned}$$

Pour $\pi - \alpha < \omega t < \pi + \alpha$ D_4 et D_3 conduisent :

$$\begin{aligned} i &= 0 ; i_{D_4} = i_{D_3} = I_d \\ u_d &= 0 \\ v_{Th_1} &= -v_{Th_2} = v, \text{ positif pour } \omega t < \pi \\ &\quad \text{négatif pour } \omega t > \pi \end{aligned}$$

Pour $\pi + \alpha < \omega t < 2\pi - \alpha$ Th_3 et D_2 conduisent :

$$\begin{aligned} i &= i_{Th_3} = i_{D_2} = I_d \\ u_d &= -v \\ v_{Th_1} &= v_{D_4} < 0 \end{aligned}$$

Pour $2\pi - \alpha < \omega t < 2\pi + \alpha$, D_4 et D_3 conduisent :

$$\begin{aligned} i &= 0 ; i_{D_4} = i_{D_3} = I_d \\ u_d &= 0 \\ v_{Th_1} &= -v_{Th_2} = v, \text{ négatif pour } \omega t < 2\pi \\ &\quad \text{positif pour } \omega t > 2\pi \end{aligned}$$

D'où les formes d'ondes tracées sur la figure 4.2. On vérifie que la tension aux bornes d'un thyristor est bien positive au moment où il reçoit son signal d'allumage. Mais lors de son extinction, il apparaît une tension positive à ses bornes, il faut donc forcer l'extinction.

1.2. Pont à commutation forcée réversible

Afin que le convertisseur permette le freinage par récupération, il suffit dans le schéma de la figure 4.1 de remplacer les diodes D_3 et D_4 par des thyristors Th_3 et Th_4 fonctionnant en commutation naturelle (figure 4.3) et d'adapter la commande du pont.

a) Fonctionnement en traction

En traction, on envoie en permanence des ordres d'allumage aux thyristors Th_3 et Th_4 qui se comportent alors comme les diodes D_3 et D_4 du schéma de la figure 4.1.

Les formes d'ondes de la figure 4.2 sont encore représentatives du fonctionnement, il suffit de remplacer sur le dernier tracé i_{D_3} , v_{D_3} , par i_{Th_3} , v_{Th_3} .

b) Fonctionnement en freinage par récupération

Pour ce fonctionnement, on fait jouer le rôle de roue libre aux thyristors Th_1 et Th_2 en modifiant la séquence de commande des quatre éléments du pont.

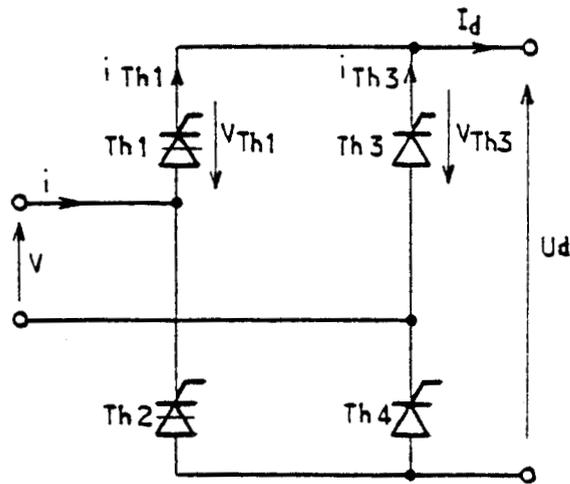


Fig 4.3

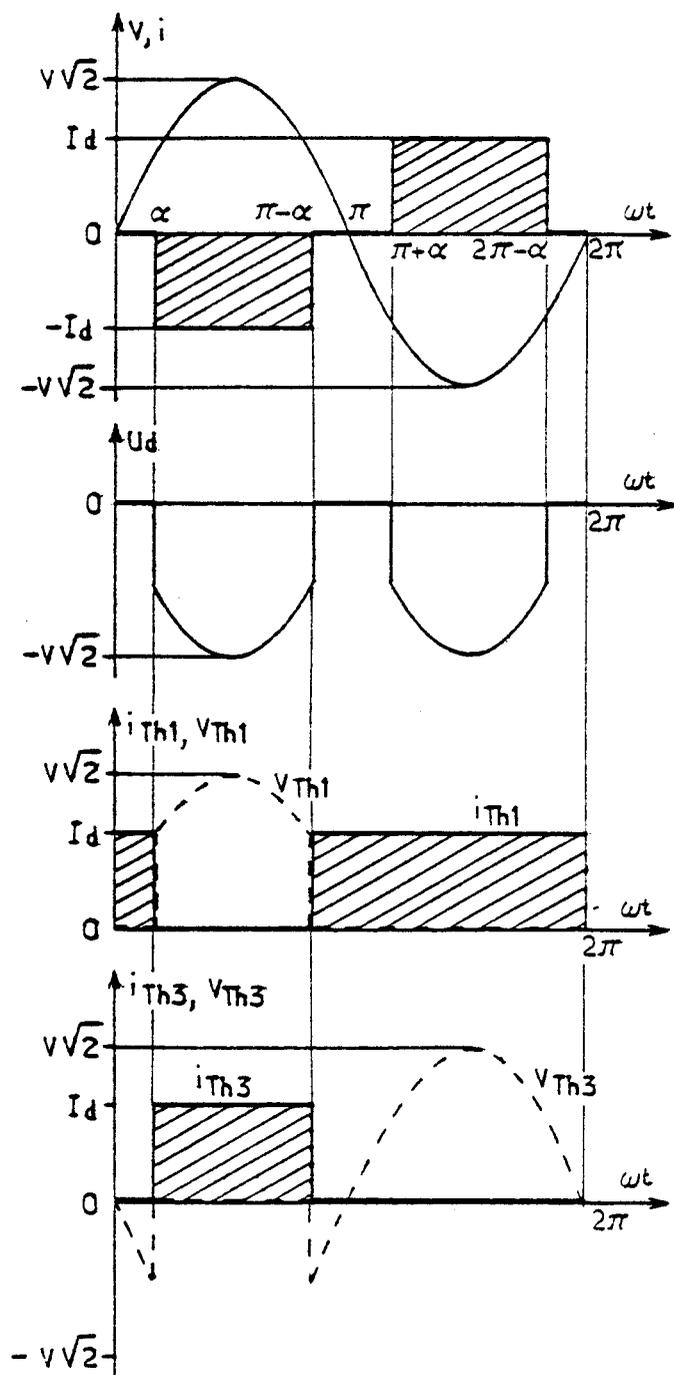


Fig 4.4

Pour $\omega t = \alpha$, alors que les thyristors Th_1 et Th_2 conduisaient, on force l'extinction de Th_1 et on commande l'allumage de Th_3 ; le courant I_d ne pouvant plus passer par Th_1 doit passer par Th_3 .

Par $\omega t = \pi - \alpha$, on allume Th_1 , ce qui provoque l'extinction naturelle de Th_3 , une phase de marche en roue libre commence.

De la même façon, à l'autre alternance, pour $\omega t = \pi + \alpha$, on provoque la commutation forcée $Th_2 - Th_4$, pour $\omega t = 2\pi - \alpha$ la commutation naturelle $Th_4 - Th_2$.

Pour $\alpha < \omega t < \pi - \alpha$, débit de Th_2 et Th_3 , $u_d = -v < 0$; $i = -I_d$

Pour $\pi - \alpha < \omega t < \pi + \alpha$, débit de Th_2 et Th_1 , $u_d = i = 0$

Pour $\pi + \alpha < \omega t < 2\pi - \alpha$, débit de Th_4 et Th_1 , $u_d = v < 0$, $i = +I_d$

Pour $2\pi - \alpha < \omega t < 2\pi + \alpha$, débit de Th_2 et Th_1 , $u_d = i = 0$

Les formes d'ondes tracées sur la figure 4.4 montrent que, par rapport à la marche en redresseur, il y a eu inversion des ondes de tension redressée u_d et de courant alternatif absorbé i .

I.3. Caractéristiques

a) Tension redressée

En redresseur, u_d égale :

$$V \sqrt{2} \sin \omega t \quad \text{pour } \alpha < \omega t < \pi - \alpha$$

$$V \sqrt{2} \sin \omega t \quad \text{pour } \pi + \alpha < \omega t < 2\pi - \alpha$$

D'où la valeur moyenne de la tension redressée :

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi - \alpha} V \sqrt{2} \sin \omega t \, d\omega t = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V \cos \alpha$$

et puisque U_{do} égale : $2\sqrt{2} V/\pi$

$$\boxed{U_{d\alpha} = U_{do} \cos \alpha} \quad (4.2)$$

En onduleur, $U_{d\alpha} = -U_{do} \cos \alpha$; mais la signification de α est différente.

b) Courant absorbé - Facteur de puissance

Le courant pris à la source a pour valeur efficace :

$$I = I_d \sqrt{1 - \frac{2\alpha}{\pi}} \quad (4.3)$$

Son développement en série peut s'écrire :

$$i = \frac{4}{\pi} I_d \sum_{\kappa=1}^{\infty} \frac{1}{2\kappa+1} \cos(2\kappa+1)\alpha \cdot \sin(2\kappa+1)\omega t$$

La valeur efficace du fondamental est donc :

$$I_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d \cos \alpha$$

D'où le facteur de puissance :

$$\lambda = \frac{I_1}{I} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{\cos \alpha}{\sqrt{1 - \frac{2\alpha}{\pi}}} \quad (4.4)$$

La courbe en trait continu de la figure 4.5 montre comment varie le facteur de puissance en fonction de $U_{d\alpha} / U_{do}$ (Pour les valeurs négatives de ce rapport, on obtiendrait les mêmes valeurs de λ).

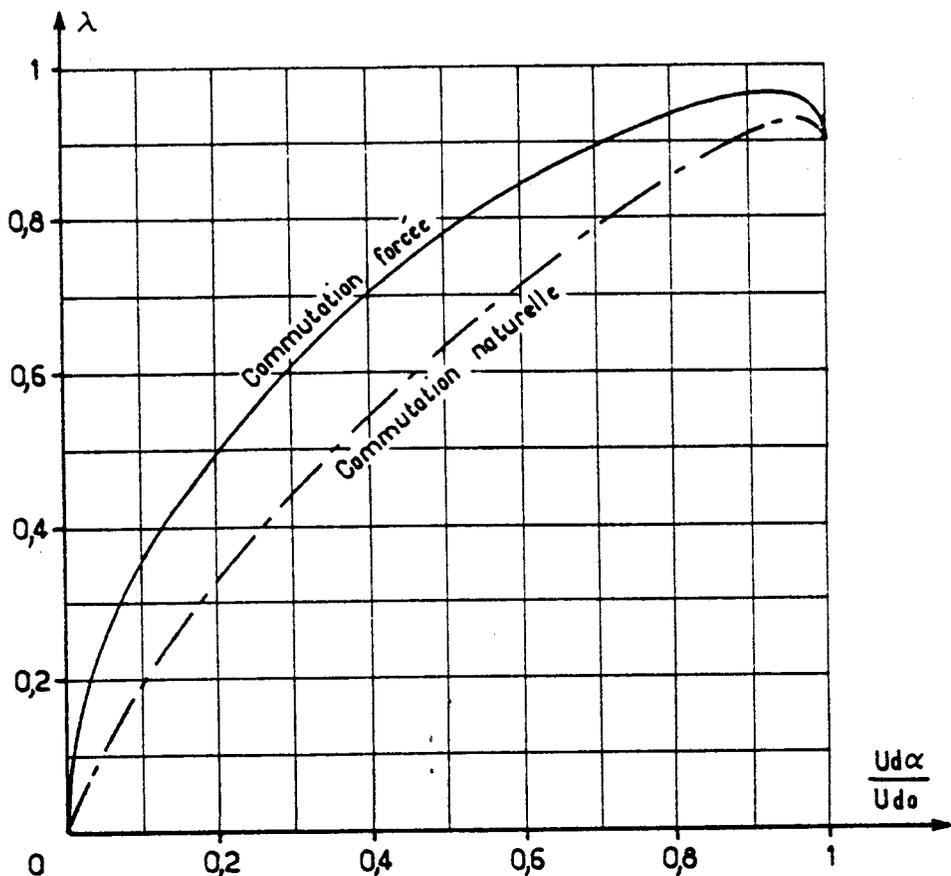


Fig 4.5

Il est intéressant de comparer cette caractéristique à celle reproduite en traits mixtes, que donnait le pont mixte fonctionnant en commutation naturelle.

On observe une nette augmentation du facteur de puissance. Le passage à la commutation forcée augmente λ de 15 centièmes environ dans toute la plage allant de $0,05 U_{do}$ à $0,60 U_{do}$ environ. Pour les valeurs plus fortes de la tension cet accroissement s'amenuise, mais reste toujours en faveur de la commutation forcée.

Remarque :

On peut s'étonner que λ soit moins important que la valeur de I_1/I obtenu pour le pont mixte ordinaire (courbe en traits interrompus de la figure 3.13), autrement dit que le taux d'harmoniques soit accru.

Comme on le verra à la figure 4.9, cela n'est pas dû à une augmentation des harmoniques, mais à la diminution du fondamental nécessaire pour développer une puissance donnée.

II - MISE EN SERIE DE PONTS A COMMUTATION FORCEE

Il est possible, comme dans le cas des ponts à commutation naturelle, d'associer en série des ponts à commutation forcée et de les commander de manière séquentielle.

La figure 4.6 schématise le groupement en série de n ponts non réversibles.

Pour simplifier l'écriture des relations on suppose encore le rapport de transformation N_1/N_2 égal à l'unité.

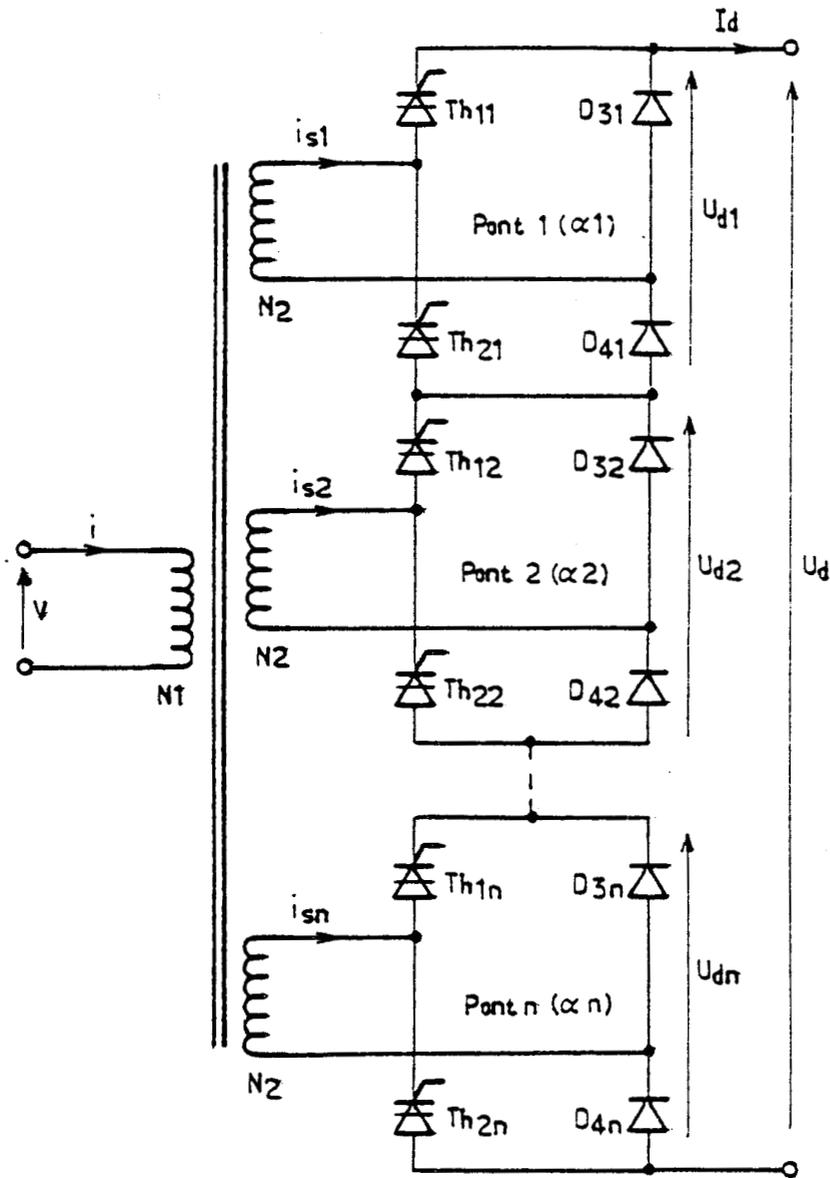


Fig 4.6

II.1 Séquence de commande - Tension - Courant

- Le mode opératoire peut être le suivant :
 - On commande d'abord le pont 1, c'est-à-dire qu'on fait varier α_1 de $\pi/2$ à zéro, les autres ponts étant à l'état bloqué,
 - Puis α_1 étant égal à zéro, on fait varier α_2 de $\pi/2$ à zéro, et ainsi de suite.

D'une façon générale, lorsqu'on commande le pont m , les ponts 1, 2, ..., $m - 1$ sont à plein allumage,

$$\alpha_1 = \alpha_2 = \dots = \alpha_{m-1} = 0$$

les ponts $m + 1$, $m + 2$, ..., n sont bloqués et fonctionnent continuellement en roue libre,

$$\alpha_{m+1} = \alpha_{m+2} = \dots = \alpha_n = \pi/2$$

- La tension redressée totale u_d (figure 4.7) a pour expression :

$(m - 1) V \sqrt{2} (\sin \omega t)$ quand $m - 1$ ponts conduisent

$m V \sqrt{2} (\sin \omega t)$ quand m ponts conduisent

Sa valeur moyenne est :

$$U_d = \frac{2 \sqrt{2}}{\pi} V (m - 1 + \cos \alpha_m)$$

ou, en la rapportant à son maximum $n 2 \cdot \sqrt{2} V / \pi$,

$$\frac{U_d}{U_{do}} = \frac{m - 1 + \cos \alpha_m}{n} \quad (4.5)$$

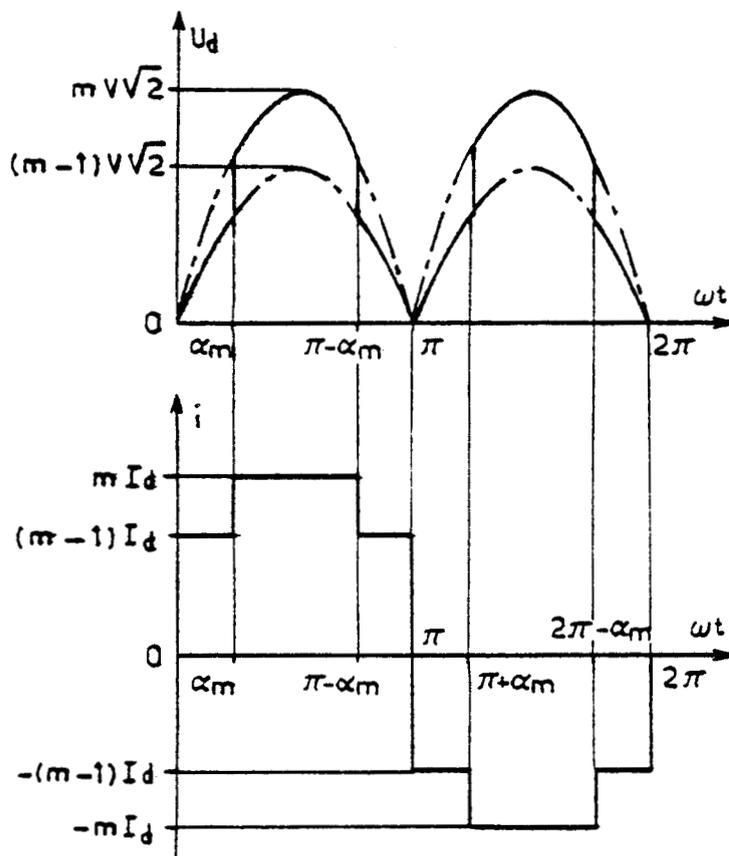


Fig 4.7

- Le courant primaire, puisqu'on suppose N_1/N_2 égal à l'unité, est donné par la somme des courants secondaires :

$$i = (m - 1) I_d, \text{ pour } 0 < \omega t < \alpha_m \text{ et } \pi - \alpha_m < \omega t < \pi$$

$$i = m I_d, \text{ pour } \alpha_m < \omega t < \pi - \alpha_m$$

$$i(\omega t + \pi) = -i(\omega t)$$

Le courant primaire a donc comme valeur efficace

$$I = I_d \sqrt{(m - 1)^2 \frac{2 \alpha_m}{\pi} + m^2 \frac{(\pi - 2 \alpha_m)}{\pi}}$$

$$I = I_d \sqrt{m^2 - (2m - 1) \frac{2 \alpha_m}{\pi}} \quad (4.6)$$

Le développement en série de i est la somme de celui correspondant aux $(m - 1)$ courants $i_{S1}, i_{S2}, \dots, i_{S m-1}$ et de celui correspondant à i_{Sm} :

$$i = \frac{4}{\pi} I_d \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \left[(m-1) \sin(2k+1)\omega t + \cos(2k+1)\alpha_m \sin(2k+1)\omega t \right]$$

Le fondamental a pour valeur efficace :

$$I_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d (m - 1 + \cos \alpha_m) \quad (4.7)$$

II.2 Facteur de puissance - Caractéristiques

- Des valeurs efficaces du courant pris au réseau et de son fondamental, on déduit directement le facteur de puissance :

$$\lambda = \frac{I_1}{I} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{m - 1 + \cos \alpha_m}{\sqrt{m^2 - \frac{2 \alpha_m}{\pi} (2m - 1)}} \quad (4.8)$$

- Pour deux ponts en série, on a tracé (figure 4.8) en trait continu la caractéristique $\lambda = f(U_d/U_{d0})$ et rappelé en traits mixtes ce qu'on obtenait avec deux ponts lorsqu'ils fonctionnaient en commutation naturelle.

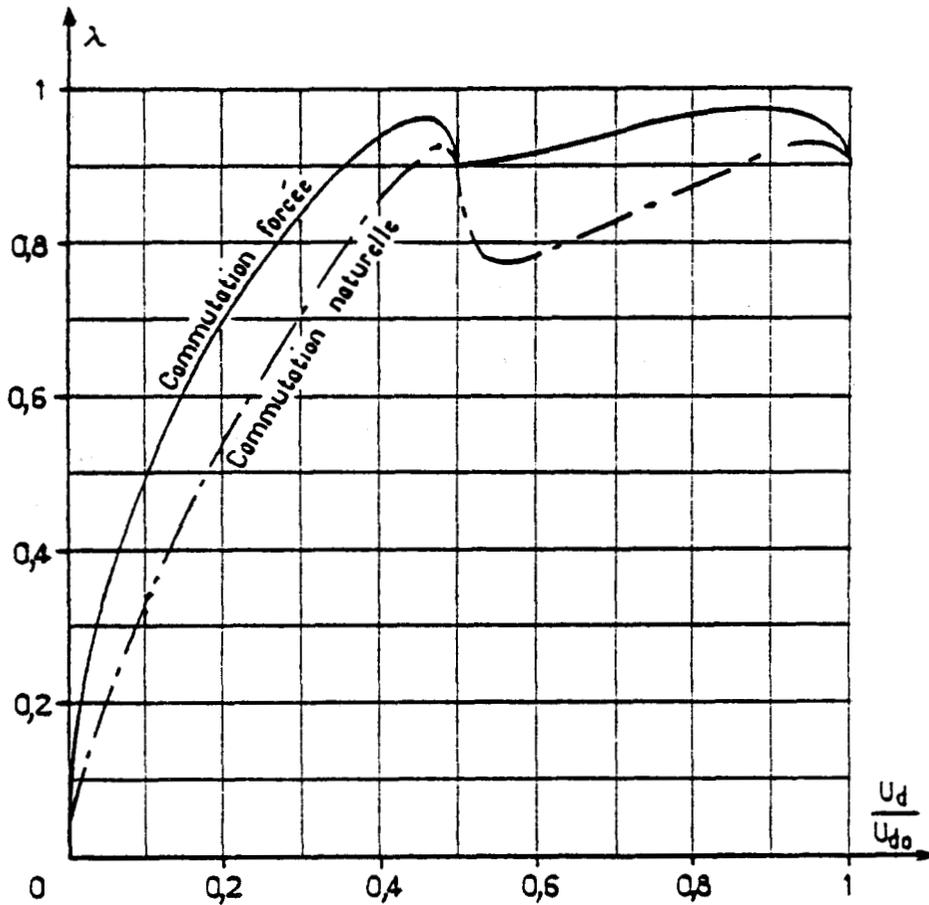


Fig 4.8

La partie initiale des deux courbes ($0 < U_d/U_{d0} < 0,5$) reproduit ce qu'on obtenait avec un seul pont, mais avec des valeurs de la tension divisées par deux.

La seconde partie montre que la commutation forcée donne pour $U_d > 0,5 U_{d0}$ des résultats excellents. Si l'on compare au tracé de I_1/I de la figure 3.14 on voit que non seulement $\cos \varphi_1$ est égal à 1, mais qu'en outre, le taux d'harmoniques est maintenant réduit. C'est une propriété des signaux en paliers de configuration adéquate.

Pour illustrer l'influence du recentrage de l'onde de courant sur la **génération d'harmoniques**, on a tracé (figure 4.9), dans le cas où deux ponts sont mis en série, les variations en fonction de U_d/U_{d0} de la puissance réactive déformante D.

$$D = V \sum_h^{\infty} I_h^2 = V \sqrt{I^2 - I_1^2}$$

$$h = 3, 5, \dots, 2p + 1$$

Dans la première partie de la courbe, la commutation forcée réduit D par endroits, l'augmente ailleurs. Mais pour la seconde partie, la réduction de D est très importante.

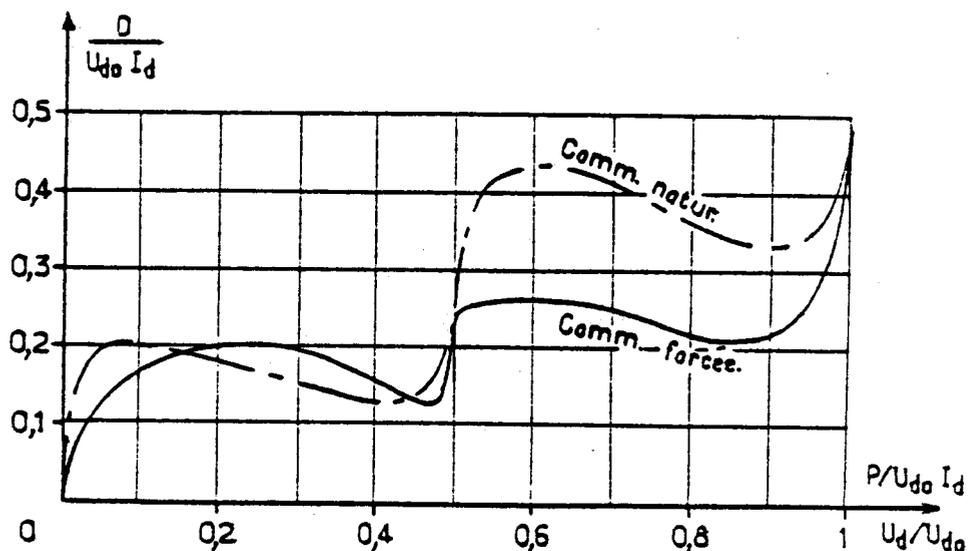


Fig 4.9

- Il semble inutile de tracer les caractéristiques pour un nombre n de ponts fonctionnant en commutation forcée égal à 3 ou plus. Comme lors de toutes les mises en série λ varie de la même façon quand α_1 fait croître U_d de zéro à U_{d0}/n , quand α_2 fait croître U_d de U_{d0}/n à $2 U_{d0}/n$... Pour les valeurs élevées de m , $\cos \varphi_1$ était déjà très voisin de l'unité ; la partie de la courbe $F = f(U_d/U_{d0})$ correspondant à l'action sur α_m diffère peu, que la commutation soit naturelle ou forcée.

III - NOTES SUR LA REALISATION INDUSTRIELLE

En pratique, dans les équipements industriels, tant qu'on ne dispose pas de semiconducteurs de forts calibres en courant et en tension pouvant être commandés tant à l'allumage qu'au blocage par un signal de faible niveau appliqué à la gâchette, il est nécessaire de faire appel à des thyristors rapides auxquels sont associés des circuits auxiliaires de commutation.

La figure 4.10 représente un exemple de réalisation pratique du schéma de principe de la figure 4.1.

On peut distinguer successivement :

- Les diodes de roue libre D_3 et D_4 ,
- Les thyristors principaux Th_1 et Th_2 ,
- Les thyristors d'extinction Th_1' et Th_2'
- Les thyristors d'inversion de la charge des condensateurs de commutation (Th_1'' et Th_2''), (Th_1''' et Th_2''').

- Les diodes de précharge d_1 et d_2 ,
- Les inductances d'inversion L_1 et L_2 ,
- Les inductances l_1, l_2, l'_1, l'_2 de limitation des di/dt ,
- Les condensateurs de commutation C_1 et C_2 ,
- La résistance R de précharge des condensateurs.

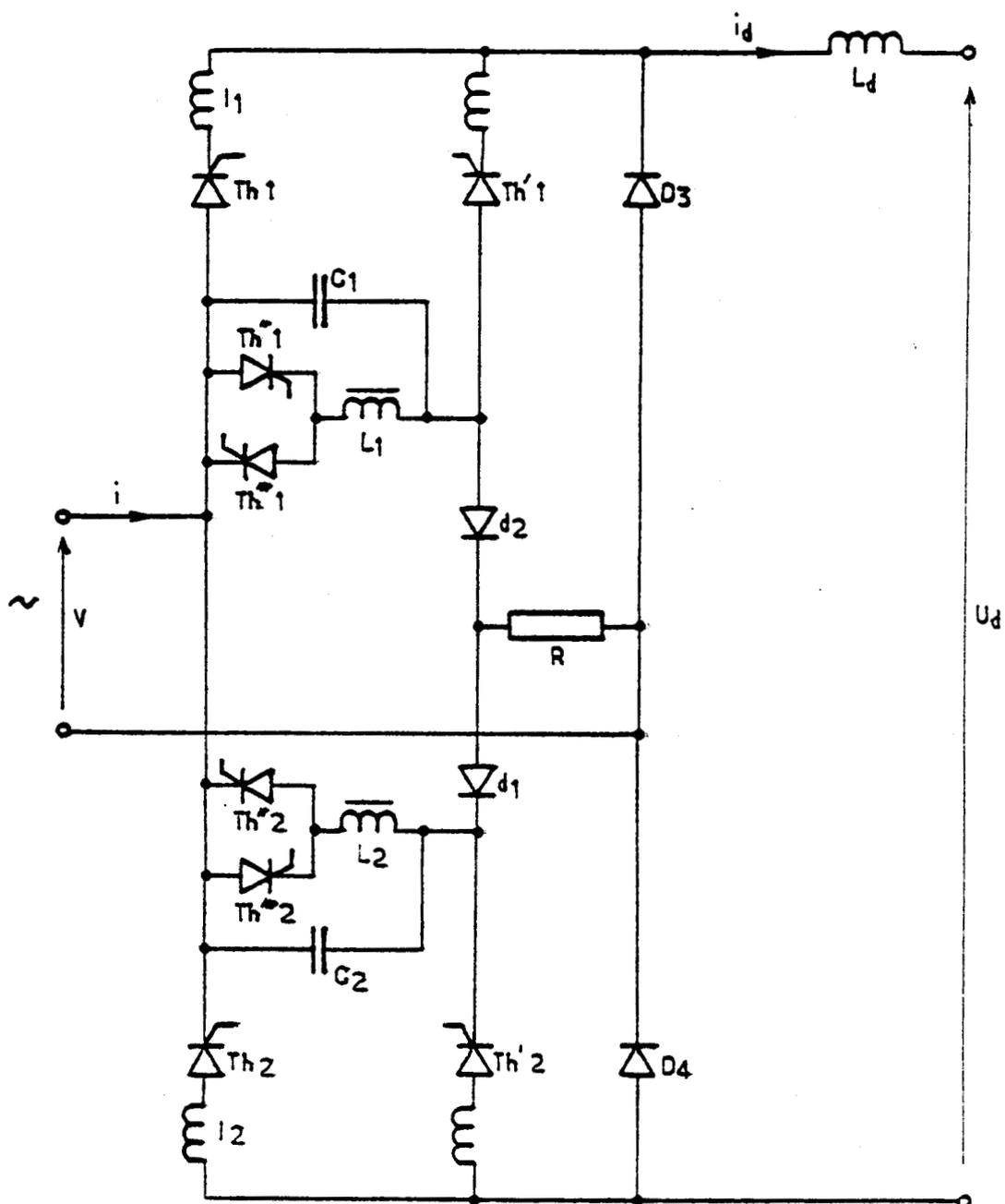


Fig 4.10

La figure 4.11 donne les formes d'ondes des courants et des tensions ainsi que la séquence des commandes. On a exagéré, pour la rendre lisible, la durée des commutations forcées. Pendant la commutation $Th_1 - D_3$, le courant I_d est écoulé par le thyristor Th_1 .

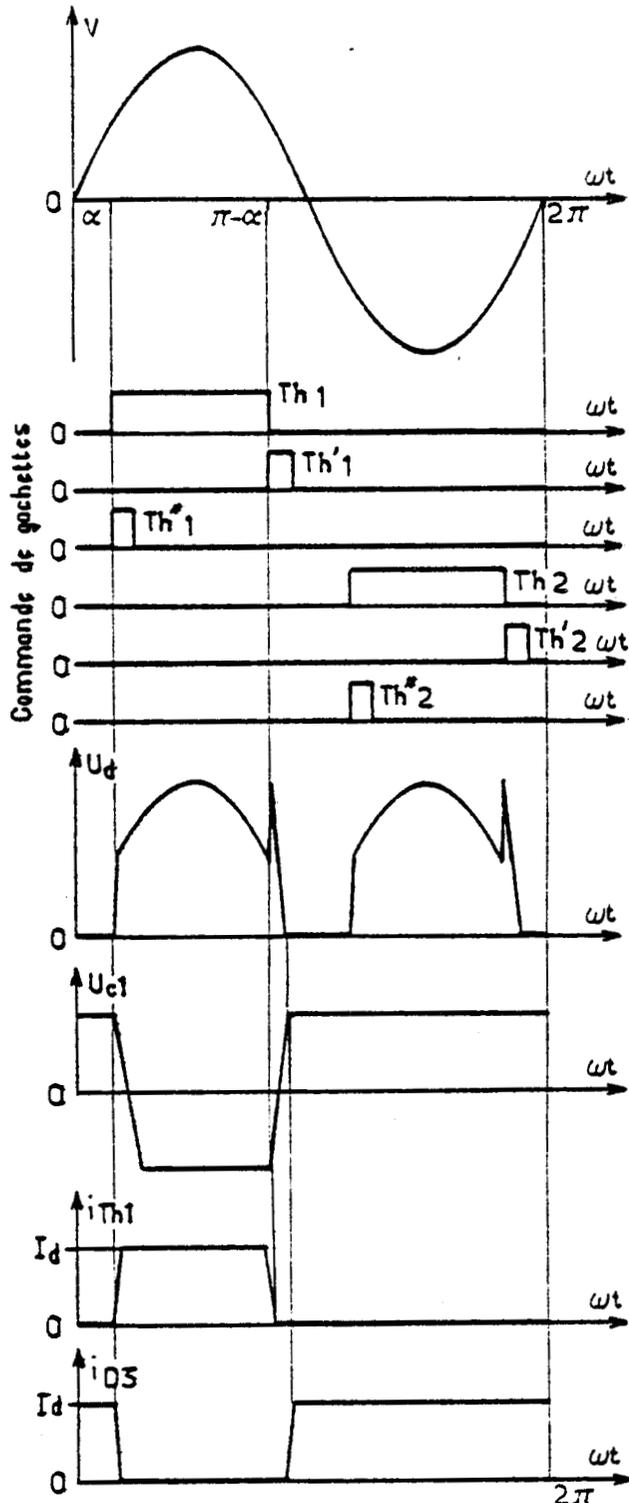


Fig 4.11

Il est évident que ce convertisseur peut fonctionner en pont mixte classique à commutation naturelle. Dans ce cas, les diodes D_3 et D_4 et les thyristors Th_1 et Th_2 sont seuls en service.

IV - UTILISATION DES PONTS A RECENTRAGE DE PHASE

En dépit des avantages qu'ils apportaient sur le plan de l'amélioration du facteur de puissance des installations, les ponts à recentrage de phase n'ont pas connu jusqu'à présent de grand développement sur le plan industriel.

Cela résulte d'une plus grande difficulté de construction et d'un coût plus élevé. Nous allons donner un exemple de caractérisation.

Cela vient aussi de l'emploi même de la commutation forcée. Ces convertisseurs développent des surtensions au moment du blocage des thyristors principaux, surtensions d'autant plus fortes que les courants à couper sont plus importants, la coupure plus rapide, l'impédance de la source plus grande. Ces surtensions conduisent à une augmentation de la tenue en tension des semiconducteurs, donc à un nouveau renchérissement de l'équipement.

Les quelques réalisations industrielles connues à ce jour, utilisant ce type de convertisseur, associent en série un pont mixte classique et un pont à commutation forcée à recentrage de phase.

Pour illustrer l'accroissement de complexité, nous avons repris la **caractérisation des convertisseurs** d'une locomotive de 4 400 kW à deux bogies monomoteurs indiquée à la fin du Chapitre 3, mais avec maintenant par moteur un pont mixte à commutation naturelle et un ponts à commutation forcée.

Transformateur (inchangé) :

Tension primaire :	25 kV
Tension secondaire :	950 V
Nombre de secondaires traction :	4

Caractéristiques d'un pont à commutation forcée (figure 4.10)

$Th_1 - Th_2$:	16 thyristors (par groupes de 4 en série) et deux en parallèle 1 800 V, 1 000 A, 100 μ s
-----------------	---

$Th_1' - Th_2' - Th_1'' - Th_2'' - Th_1''' - Th_2''' :$

24 thyristors (par groupes de 4 en série)
1 800 V , 1 000 A , 100 μ s

$d_2 - d_1' :$

4 diodes (par groupes de 3 en série)
3 600 V , 500 A

$D_3 - D_4 :$

8 diodes (par groupes de 4 en série)
1 800 V , 3 600 A

Caractéristiques d'un pont à commutation naturelle (inchangé)

4 thyristors 1 600 V , 1 800 A, 250 μ s

4 diodes 1 600 V , 3 600 A, 7 μ s

Caractéristiques des semiconducteurs alimentant le circuit d'excitation d'un moteur (inchangé)

4 thyristors 1 200 V , 500 A

Nombre total de semiconducteurs équipant le circuit de puissance de la locomotive 4 400 kW :

Thyristors : $(16 + 24 + 4 + 4) \times 2 = 96$ au lieu de 24

Diodes : $(4 + 8 + 4) \times 2 = 32$ au lieu de 16

CHAPITRE 5

PONTS FONCTIONNANT EN MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION

Les redresseurs à commutation forcée mettant l'onde de courant absorbé en phase avec l'onde de tension d'alimentation que nous avons vus au chapitre précédent, permettent d'éliminer la consommation de puissance réactive fondamentale. Mais, à cause de la puissance déformante ou des harmoniques, l'obtention d'un facteur de puissance voisin de l'unité dans la plus grande partie de la plage de variation de la tension nécessiterait la mise en série de plusieurs convertisseurs.

A partir du moment où l'on envisage le passage de la commutation naturelle à la commutation forcée, il semble qu'on puisse demander au redresseur :

- . non seulement de ne pas absorber de puissance réactive fondamentale,
- . mais aussi de réduire fortement la puissance déformante.

Pour cela, on peut utiliser des convertisseurs qui prennent au réseau une onde de courant alternatif dont chaque alternance est formée de plusieurs créneaux (ou "impulsions") de même amplitude mais de largeurs différentes. On cherche ainsi à obtenir une onde dont la "valeur moyenne" soit sinusoïdale, de même fréquence que la tension du réseau et en phase avec celle-ci.

Cette technique de la Modulation de Largeur d'Impulsions (M.L.I.), appelée par les anglo-saxons Pulse Wave Modulation (P.W.M.), est bien connue pour les onduleurs [36].

Il s'agit alors, à partir de la tension continue d'entrée, d'obtenir en sortie une tension alternative quasi-sinusoidale.

Dans notre cas, à partir du courant continu de sortie, nous voulons obtenir un courant alternatif d'entrée à très faible taux d'harmoniques.

Les modes de commande des semiconducteurs, les types de calculs et les conclusions, présenteront de ce fait beaucoup d'analogie avec ceux des onduleurs à M.L.I.

Plusieurs types de montage permettent d'obtenir la forme d'onde du courant désirée. Mais les modes de commande, les formes d'ondes et les caractéristiques sont les mêmes. Ces derniers montrent qu'on ne peut tirer toutes ses possibilités de la M.L.I. qu'en l'associant à un filtrage.

I - EXEMPLES DE STRUCTURES

Divers schémas permettent de découper en créneaux de largeurs variables le courant alternatif pris au réseau. Le choix est surtout fonction des conditions dans lesquelles la locomotive doit pouvoir fonctionner (locomotive monophasée ou locomotive bicourant).

A titre d'exemple, nous allons décrire deux montages possibles.

I.1 Structure dérivée du pont mixte

La première structure, dont la figure 5.1 donne le schéma de principe, est la même que celle représentée à la figure 4.1. Il s'agit d'un pont formé de deux diodes D_3 et D_4 et de deux thyristors Th_1 et Th_2 fonctionnant en commutation forcée. Mais le fonctionnement est différent.

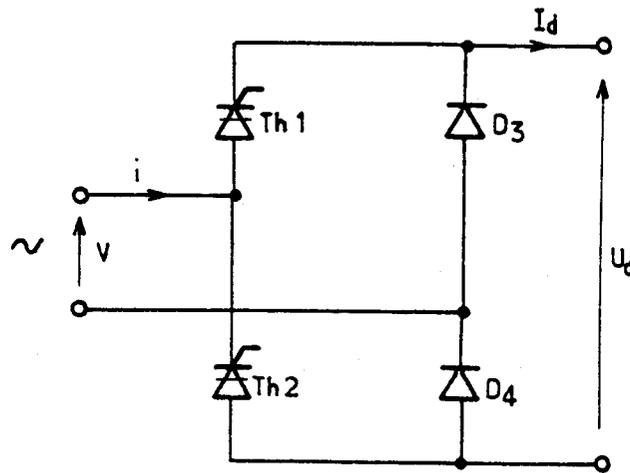


Fig 5.1

- Pendant l'alternance positive de la tension v :

On allume le thyristor par $\omega t = \theta_1$ on l'éteint pour $\omega t = \theta_2$

On le rallume pour $\omega t = \theta_3$ on le rééteint pour $\omega t = \theta_4$

On le rallume pour $\omega t = \theta_5$ on le rééteint pour $\omega t = \theta_6 \dots$

Quand Th_1 conduit, le courant I_d passe par D_4 , la source, Th_1 et la charge :

$$u_d = v \quad ; \quad i = I_d$$

Quand Th_1 est bloqué, le courant I_d passe par les diodes D_4 et D_3 qui forment un circuit de roue libre :

$$u_d = 0 \quad ; \quad i = 0$$

- Pendant l'alternance négative de la tension v , on commande l'allumage et l'extinction de Th_2 comme on fait pour Th_1 à l'alternance précédente :

Th_2 est allumé pour $\omega t = \pi + \theta_1, \pi + \theta_3, \pi + \theta_5, \dots$

Il est bloqué pour $\omega t = \pi + \theta_2, \pi + \theta_4, \pi + \theta_6, \dots$

Quand Th_2 conduit, le courant I_d passe par Th_2 et D_3 :

$$u_d = -v \quad ; \quad i = -I_d$$

Quand Th_2 est bloqué, I_d passe par D_4 et D_3 :

$$u_d = 0 \quad ; \quad i = 0$$

D'où les formes d'ondes des courants dans les 4 semiconducteurs, de la tension de sortie u_d et du courant d'entrée i (figure 5.2), dans le cas de trois impulsions par alternance.

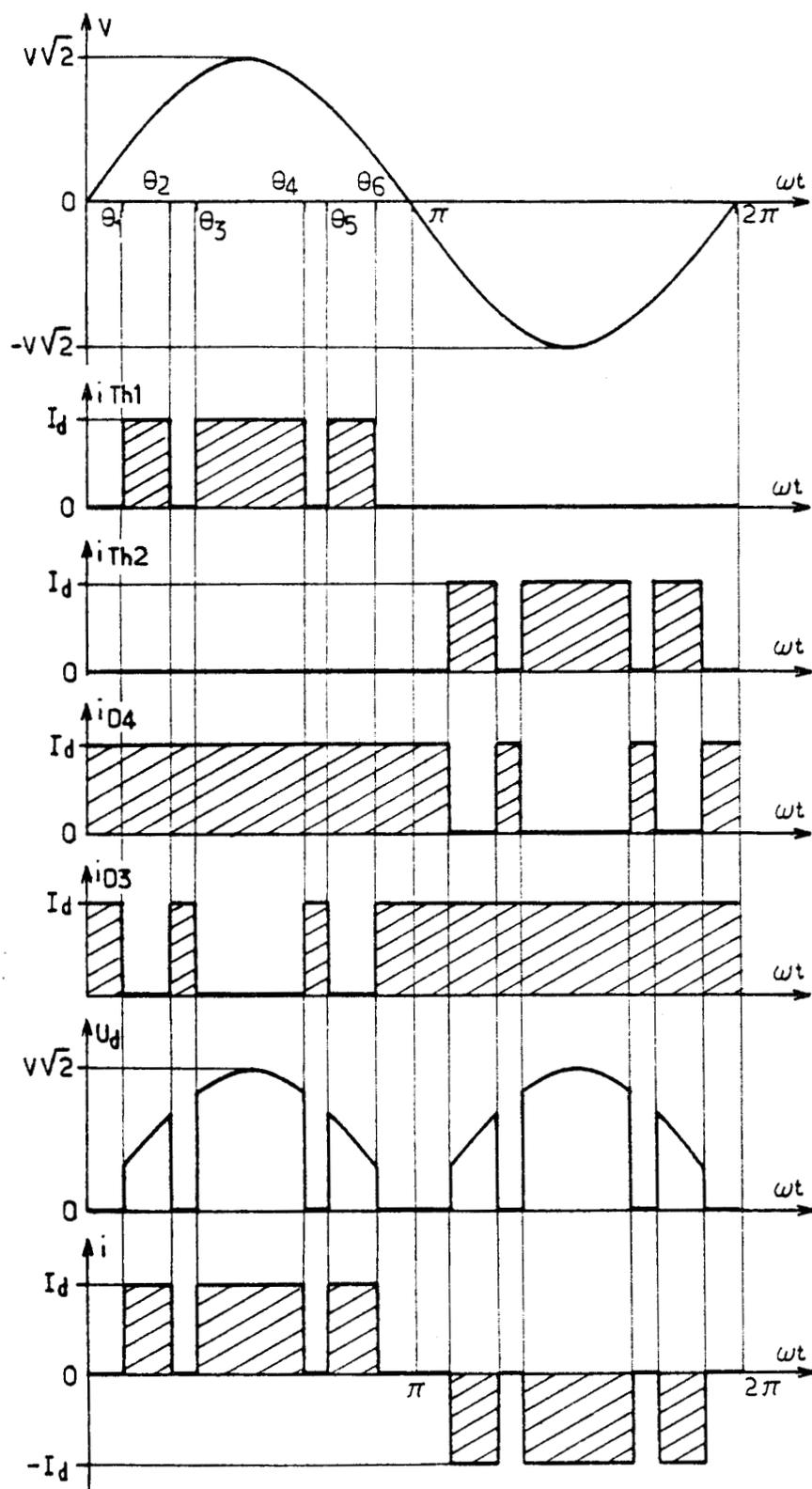


Fig 5.2

1.2. Schéma avec pont à diodes et hacheur

La figure 5.3 donne un schéma bien adapté au cas des locomotives bicourant qui doivent fonctionner successivement sous des caténares à courant continu et à courant alternatif monophasé.

La tension alternative est redressée par un simple pont à quatre diodes D_1 , D_2 , D_3 , D_4 .

La tension redressée (ou la tension continue) est découpée par un hacheur formé d'un "interrupteur" commandé à l'ouverture et à la fermeture H , et d'une diode de roue libre D_{RL} .

Dans cette structure le pont à diodes sert d'aiguilleur de courant.

Pendant l'alternance positive de v , si c'est H qui fournit à la charge le courant supposé parfaitement lissé I_D , ce courant vient de la source par D_1 et y retourne par D_4 :

$$i = i_{D_1} = i_H = i_{D_4} = I_D ; \quad u_D = v$$

Pendant l'alternance négative de v , si H conduit :

$$i_D = i_{D_2} = -i = i_{D_3} = i_H ; \quad u_D = -v$$

Quand H est bloqué, le courant I_D passe par la diode de roue libre :

$$i = 0 , \quad u_D = 0$$

On a tracé sur la figure 5.4 la forme d'onde du courant dans les 6 semiconducteurs, celle de la tension de sortie u_D et celle du courant d'entrée i .

Malgré la différence des courants dans les semiconducteurs, si les "impulsions" ont les mêmes largeurs et les mêmes positions angulaires, la tension u_D et le courant i sont les mêmes que ceux trouvés à la figure 5.2.

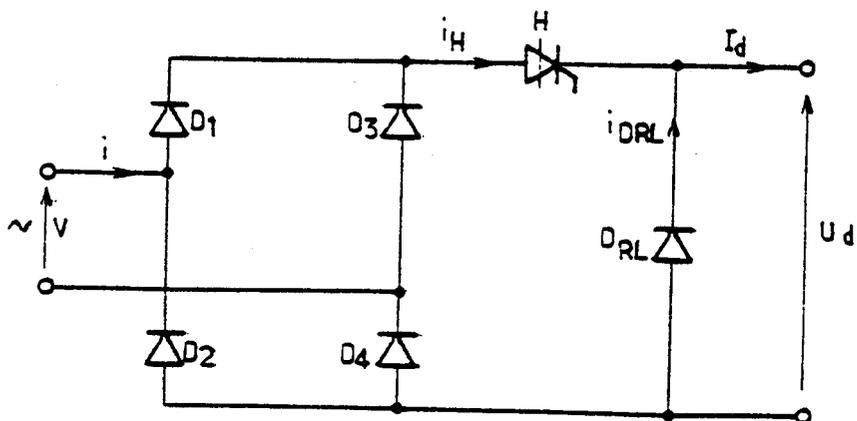


Fig 5.3

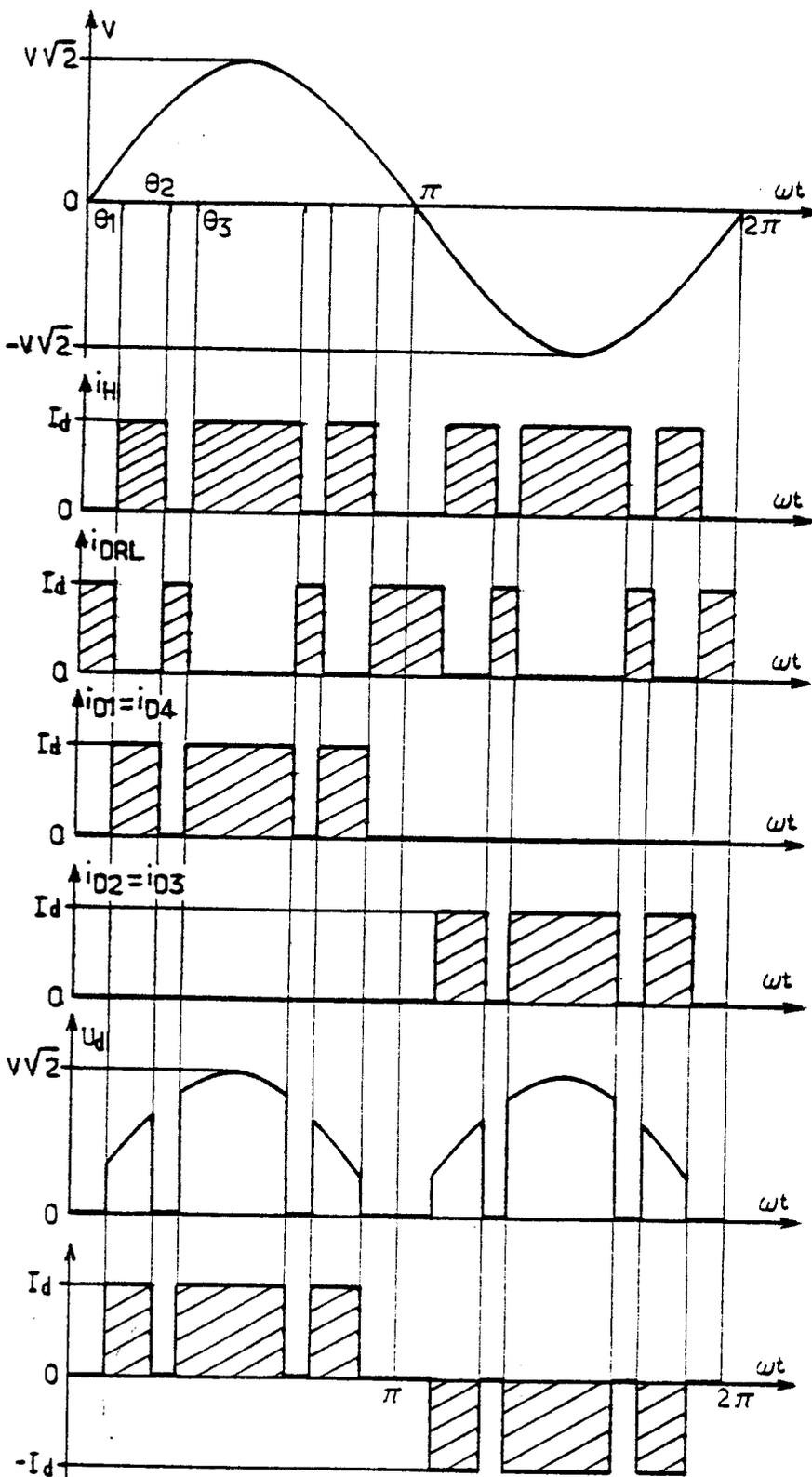


Fig 5.4

II - RELATIONS GENERALES

II.1 Caractérisations des signaux

Pour que le passage d'un à plusieurs créneaux par alternance de l'onde du courant i n'introduise pas d'harmoniques pairs dans le développement en série de celui-ci, il faut qu'on ait encore :

$$i(\omega t + \pi) = -i(\omega t)$$

Pour que lorsqu'on fait varier la largeur des créneaux pour faire varier la valeur moyenne U_d de la tension u_d , le fondamental du courant i soit toujours en phase avec la tension v , il suffit que :

$$i\left(\frac{\pi}{2} + \omega t\right) = i\left(\frac{\pi}{2} - \omega t\right)$$

Si ces deux conditions de symétrie sont respectées :

- Le développement en série du courant i ne comporte que des termes en sinus de rang impair :

$$i = I_1 \sqrt{2} \sin \omega t + I_3 \sqrt{2} \sin 3 \omega t + \dots + I_{2k+1} \sqrt{2} \sin (2k+1)\omega t$$

- Pour trouver les amplitudes du fondamental et des harmoniques du courant, la valeur moyenne de la tension U_d , il suffit d'intégrer sur un quart de période de la tension d'entrée v .
- n angles $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n$ suffisent à définir un fonctionnement à n impulsions par alternance.

La figure 5.5 montre pour n successivement égal à 2, à 3, à 4 et à 5, le tracé à partir de $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n$ de l'onde de tension de sortie et de l'onde de courant d'entrée.

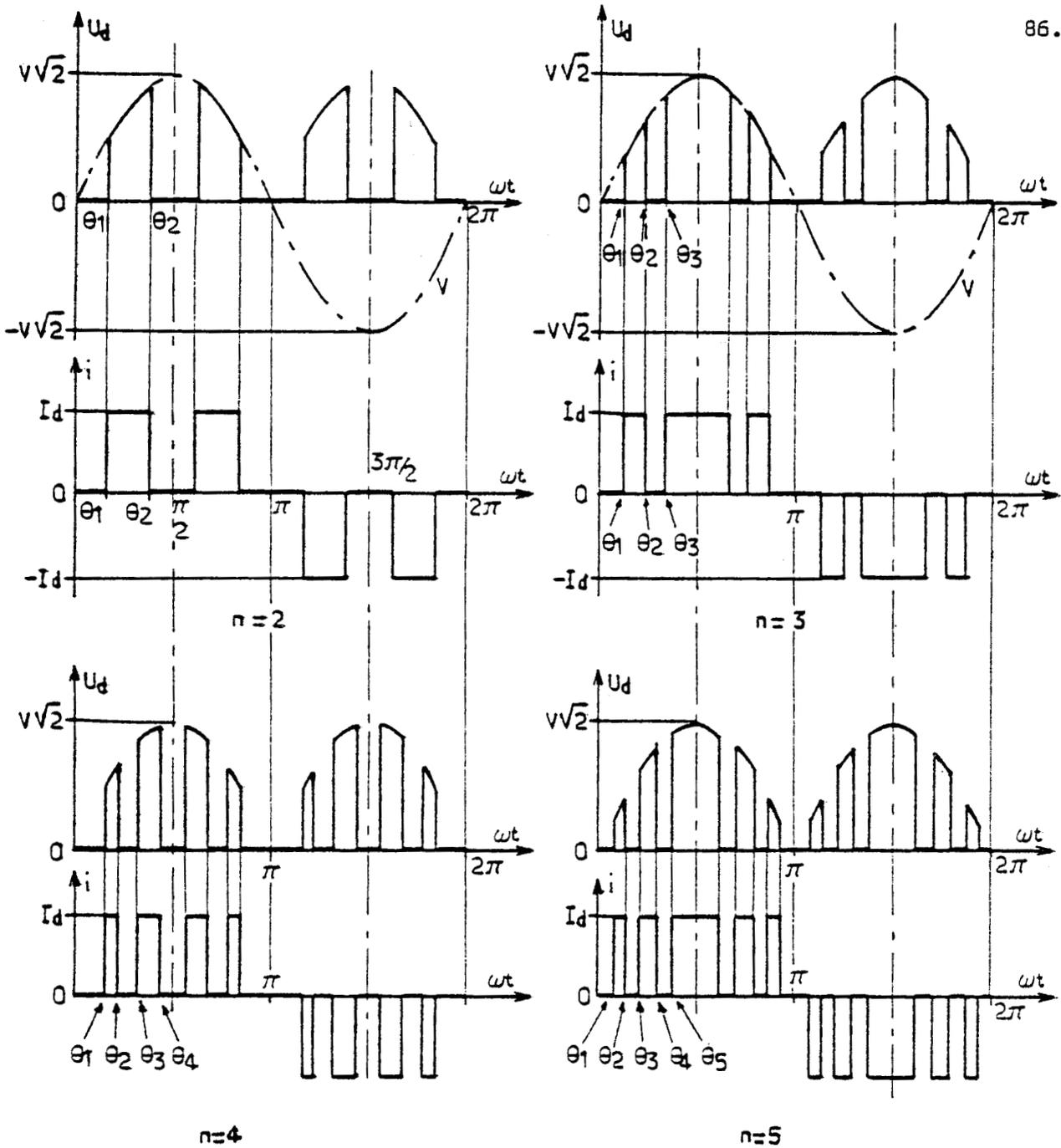


Fig 5.5

II.2 Valeur moyenne de la tension redressée

- Si le nombre n d'impulsions par alternance est pair :

$$n = 2i$$

$$U_d = \frac{2}{\pi} v \sqrt{2} \left[\int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin \omega t \, d\omega t + \int_{\theta_3}^{\theta_4} \sin \omega t \, d\omega t + \dots + \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} \sin \omega t \, d\omega t \right]$$

$$U_d = \frac{2}{\pi} v \sqrt{2} \sum_{i=1}^{n/2} \left[\cos \theta_{2i-1} - \cos \theta_{2i} \right]$$

- Si le nombre d'impulsions par alternance est impair :

$$n = 2i + 1$$

$$U_d = \frac{2}{\pi} V \sqrt{2} \left[\int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin \omega t \, d\omega t + \int_{\theta_3}^{\theta_4} \sin \omega t \, d\omega t + \dots + \int_{\theta_n}^{\theta_{n+1}} \sin \omega t \, d\omega t \right]$$

$$U_d = \frac{2}{\pi} V \sqrt{2} \sum_{i=1}^{\frac{n+1}{2}} \left[\cos \theta_{2i-1} - \cos \theta_{2i} \right]$$

avec pour $i = \frac{n+1}{2}$, $\cos \theta_{2i} = \cos \frac{\pi}{2} = 0$

Il est commode de rapporter U_d à la tension redressée moyenne U_{do} que donne un pont monophasé à plein allumage redressant la même tension alternative :

$$U_{do} = \frac{2}{\pi} V \sqrt{2}$$

D'où les expressions de U_d/U_{do} :

$$\text{si } n = 2i, \quad \frac{U_d}{U_{do}} = \sum_{i=1}^{n/2} [\cos \theta_{2i-1} - \cos \theta_{2i}] \quad (5.1)$$

$$\text{si } n = 2i+1, \quad \frac{U_d}{U_{do}} = \sum_{i=1}^{\frac{n+1}{2}} [\cos \theta_{2i-1} - \cos \theta_{2i}], \text{ avec } \cos \theta_{n+1} = 0 \quad (5.1')$$

II.3 Valeurs du courant pris à la source - Facteur de puissance

- La valeur efficace I du courant pris au réseau est donnée par :

$$\text{si } n = 2i$$

$$I^2 = \frac{2}{\pi} I_d^2 [(\theta_2 - \theta_1) + (\theta_4 - \theta_3) + \dots + (\theta_n - \theta_{n-1})]$$

$$\text{si } n = 2i + 1$$

$$I^2 = \frac{2}{\pi} I_d^2 [(\theta_2 - \theta_1) + (\theta_4 - \theta_3) + \dots + (\frac{\pi}{2} - \theta_n)]$$

On peut rapporter les diverses valeurs du courant à la valeur efficace I_{10} du courant fourni par la source à un pont fonctionnant à pleine ouverture et débitant un courant I_d :

$$I_{10} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d$$

$$\text{si } n = 2i, \frac{I}{I_{10}} = \left[\frac{\pi}{4} \sum_{i=1}^{n/2} (\theta_{2i} - \theta_{2i-1}) \right]^{1/2} \quad (5.2)$$

$$\text{si } n = 2i+1, \frac{I}{I_{10}} = \left[\frac{\pi}{4} \sum_{i=1}^{\frac{n+1}{2}} (\theta_{2i} - \theta_{2i-1}) \right]^{1/2}, \text{ avec } \theta_{n+1} = \frac{\pi}{2} \quad (5.2')$$

- Le développement en série du courant i comprend, outre le fondamental, les termes de pulsation $(2k+1)$. Leurs valeurs efficaces sont données par :

$$\text{si } n = 2i, \frac{I_{2k+1}}{I_{10}} = \frac{1}{2k+1} \sum_{i=1}^{n/2} [\cos(2k+1)\theta_{2i-1} - \cos(2k+1)\theta_{2i}] \quad (5.3)$$

$$\text{si } n = 2i+1, \frac{I_{2k+1}}{I_{10}} = \frac{1}{2k+1} \sum_{i=1}^{n/2} [\cos(2k+1)\theta_{2i-1} - \cos(2k+1)\theta_{2i}] \quad (5.3')$$

$$\text{avec } \cos(2k+1)\theta_{n+1} = 0$$

- La valeur efficace du **fondamental** s'obtient en faisant k égale zéro dans ces relations. En comparant à (5.1) ou (5.1') il vient :

$$\frac{I_1}{I_{10}} = \frac{U_d}{U_{do}} \quad (5.4)$$

ce qui est normal puisque $\cos \varphi_1$ est égal à 1 :

$$V I_1 = U_d I_d \quad ; \quad V I_{10} = U_{do} I_d$$

- Le facteur de puissance est donné par :

$$\lambda = \frac{I_1}{I} = \frac{I_1}{I_{10}} \cdot \frac{I_{10}}{I} \quad (5.5)$$

La valeur relative de la puissance déformante se déduit des valeurs relatives des courants par :

$$\frac{D}{U_{do} I_d} = \frac{V \sqrt{I^2 - I_1^2}}{U_{do} I_d} = \frac{V \sqrt{I^2 - I_1^2}}{V I_{10}}$$

$$\frac{D}{U_{do} I_d} = \sqrt{\left(\frac{I}{I_{10}}\right)^2 - \left(\frac{I_1}{I_{10}}\right)^2} \quad (5.6)$$

III - CHOIX D'UNE LOI DE MODULATION

Le choix de la loi de commande des "interrupteurs" qui définit la loi de modulation du courant débité par la source résulte de compromis entre :

- Les possibilités du matériel. Les thyristors ont un temps de désamorçage t_q qui n'est pas nul. Pour des thyristors rapides de fort calibre (1 000 A, 2 200 V), ce temps est de l'ordre de 60 à 70 μs . De ce fait, on ne peut descendre à des intervalles de temps entre deux impulsions successives inférieur à 120 μs ; ce qui pour des signaux à la fréquence de 50 Hz correspond à un angle de l'ordre de deux degrés électriques. [Cette limite peut être abaissée en faible et moyenne puissance si l'on utilise des transistors ; elle pourra l'être en forte puissance lorsqu'on disposera "d'interrupteurs" plus rapides].
- Le fait que l'on désire, à partir d'une tension alternative donnée, obtenir une tension redressée variable mais dont le maximum se rapproche le plus possible de la valeur théorique U_{do} de ce maximum. Tout intervalle entre impulsions rend nulle la tension u_d ; il faut que lorsque U_d est amené à son maximum, ces intervalles aient une valeur relative faible.
- Le fait que les harmoniques les plus gênants sont ceux de rang le plus bas car les plus difficiles à réduire par filtrage.

Il existe un grand nombre de lois de modulation qui répondent plus ou moins bien aux objectifs que nous venons de rappeler.

Nous allons donner ici deux exemples d'application d'une loi qui bien qu'imparfaite a le mérite d'être facile à mettre en oeuvre.

Les instants d'allumage et d'extinction sont définis par les intersections entre une onde "porteuse" en dents de scie et une onde de référence ou "modulante" sinusoïdale. On fait varier la valeur de la tension redressée par action sur l'amplitude de la référence.

III.1 Onde de courant à 3 impulsions par alternance

La figure 5.6 montre comment est obtenue la loi de modulation $H(\omega t)$ du courant i fourni par la source :

$$i = I_d H(\omega t)$$

La porteuse en dents de scie a une fréquence égale à 6 fois la fréquence de l'onde modulatrice qui est, elle, à la fréquence de la tension d'alimentation v et en phase avec celle-ci.

On désigne par m le rapport de l'amplitude de la référence v_r à celle de la porteuse v_p .

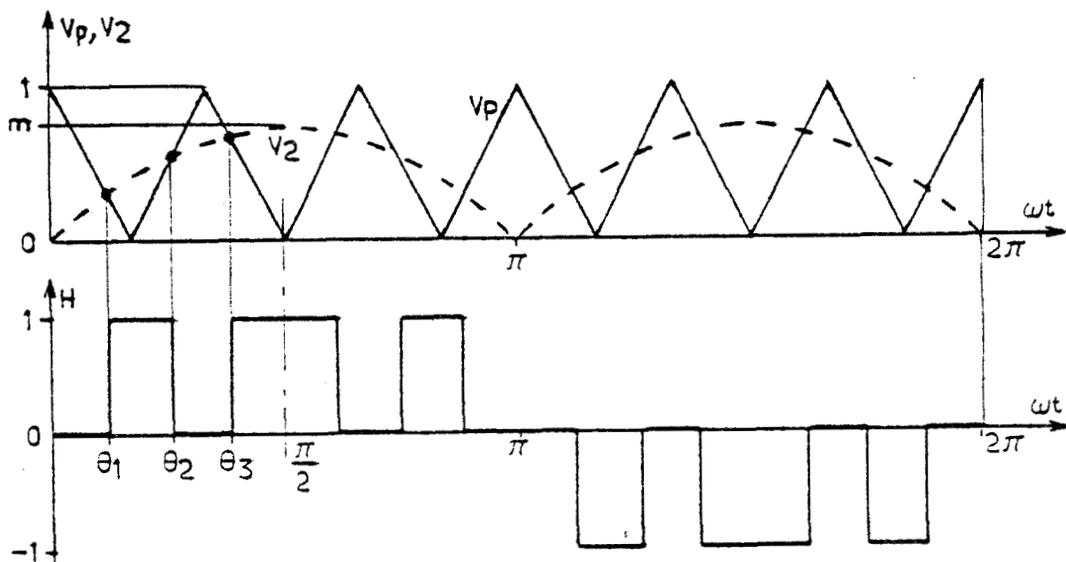


Fig 5.6

- Les angles $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ sont définis par l'intersection de $v_2 = m \sin \omega t$ avec les segments de droite d'équation :

$$v_p = 1 - \frac{\omega t}{\pi/6} \quad ; \quad v_p = \frac{\omega t - \pi/6}{\pi/6} \quad ; \quad v_p = 1 - \frac{\omega t - 2\pi/6}{\pi/6}$$

Les trois angles sont donc déterminés par les relations :

$$\theta_1 = \frac{\pi}{6} (1 - m \sin \theta_1)$$

$$\theta_2 = \frac{\pi}{6} (1 + m \sin \theta_2)$$

$$\theta_3 = \frac{\pi}{6} (3 - m \sin \theta_3)$$

Le rapport m peut théoriquement varier de zéro à $\frac{2}{\sqrt{3}}$, cette valeur égale à $1/(\cos \pi/3)$ correspond à l'annulation de l'intervalle θ_2, θ_3

Quand m va de 0 à $2/\sqrt{3}$:

$$\theta_1 \text{ va de } 30^\circ \text{ à } 18^\circ 23'$$

$$\theta_2 \text{ va de } 30^\circ \text{ à } 60^\circ$$

$$\theta_3 \text{ va de } 90^\circ \text{ à } 60^\circ$$

comme le montrent les courbes de la figure 5.7.

Si l'on veut conserver à chaque intervalle une largeur minimale de 2° , on ne peut faire varier m qu'entre :

$$\begin{aligned} m &= 0,07 \text{ qui donne } \theta_2 - \theta_1 = 2^\circ \\ \text{et } m &= 1,10 \text{ qui donne } \theta_3 - \theta_2 = 2^\circ. \end{aligned}$$

- Pour trois impulsions par alternance, les relations générales deviennent :

$$\frac{U_d}{U_{do}} = \frac{I_1}{I_{10}} = \cos \theta_1 - \cos \theta_2 + \cos \theta_3$$

$$\frac{I}{I_{10}} = \sqrt{\frac{\pi}{4} \left(\frac{\pi}{2} - \theta_3 + \theta_2 - \theta_1 \right)}$$

$$\frac{I_{2k+1}}{I_{10}} = \frac{\cos (2k+1) \theta_1 - \cos (2k+1) \theta_2 + \cos (2k+1) \theta_3}{2k+1}$$

$$\lambda = \frac{\cos \theta_1 - \cos \theta_2 + \cos \theta_3}{\sqrt{\frac{\pi}{4} \left(\frac{\pi}{2} - \theta_3 + \theta_2 - \theta_1 \right)}}$$

La figure 5.8 montre les variations en fonction de U_d/U_{do} , des valeurs efficaces du fondamental, des harmoniques 5, 7, 9, 11 et 13 rapportées à I_{10} , du facteur de puissance λ .

La comparaison de la courbe $\lambda (U_d/U_{do})$ avec celles de la figure 4.5 montre que :

- Le facteur de puissance est un peu meilleur que celui donné par le pont mixte à commutation naturelle
- mais est nettement moins bon que celui obtenu avec le pont à commutation forcée à un seul créneau par alternance.

- Cela tient à l'augmentation du taux global d'harmoniques.

Avec les deux ponts précédents, le maximum que présentait la valeur de l'harmonique h était :

$$I_h = I_{10}/h$$

Avec le pont à M.L.I. à 3 créneaux par alternance, l'harmonique 3 est très atténué, mais le maximum des suivants est nettement accru. C'est pour cette raison qu'on a tracé les variations de I_5, I_7, I_{11}, I_{13} .

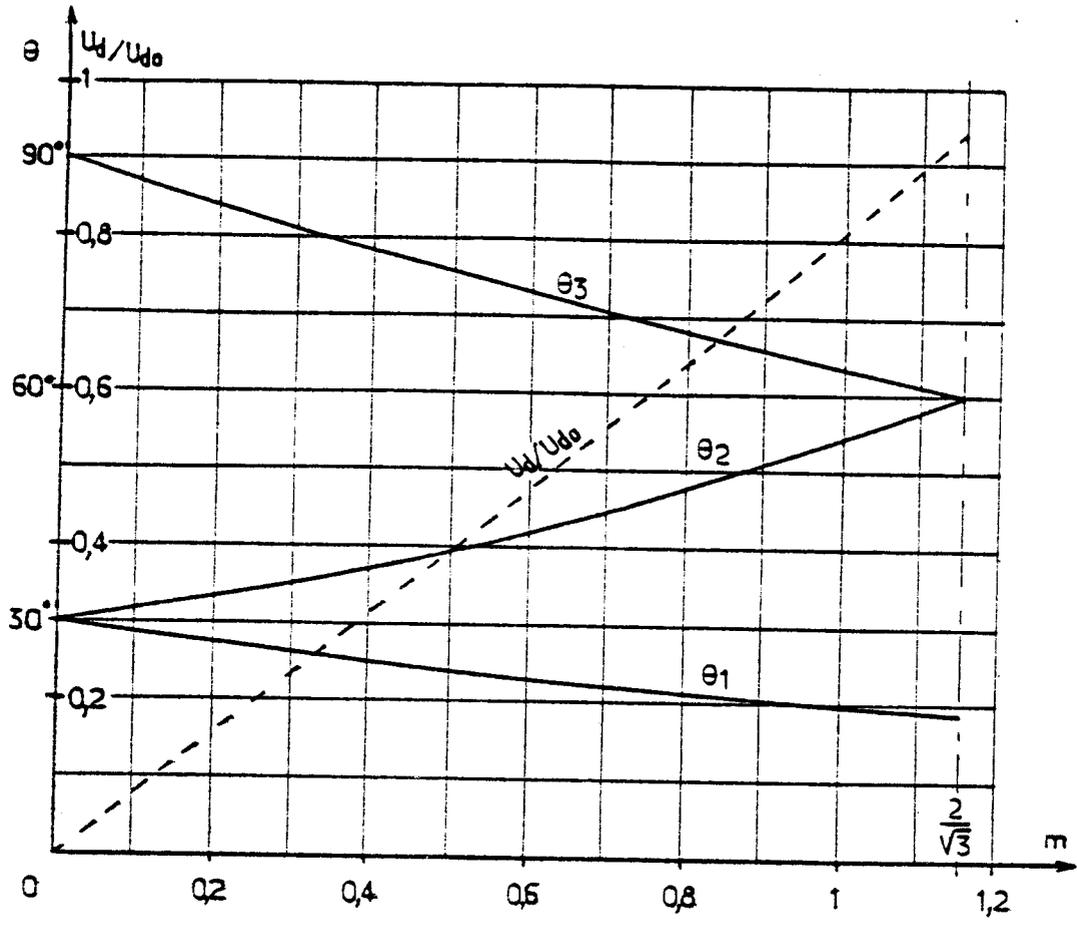


Fig 5.7

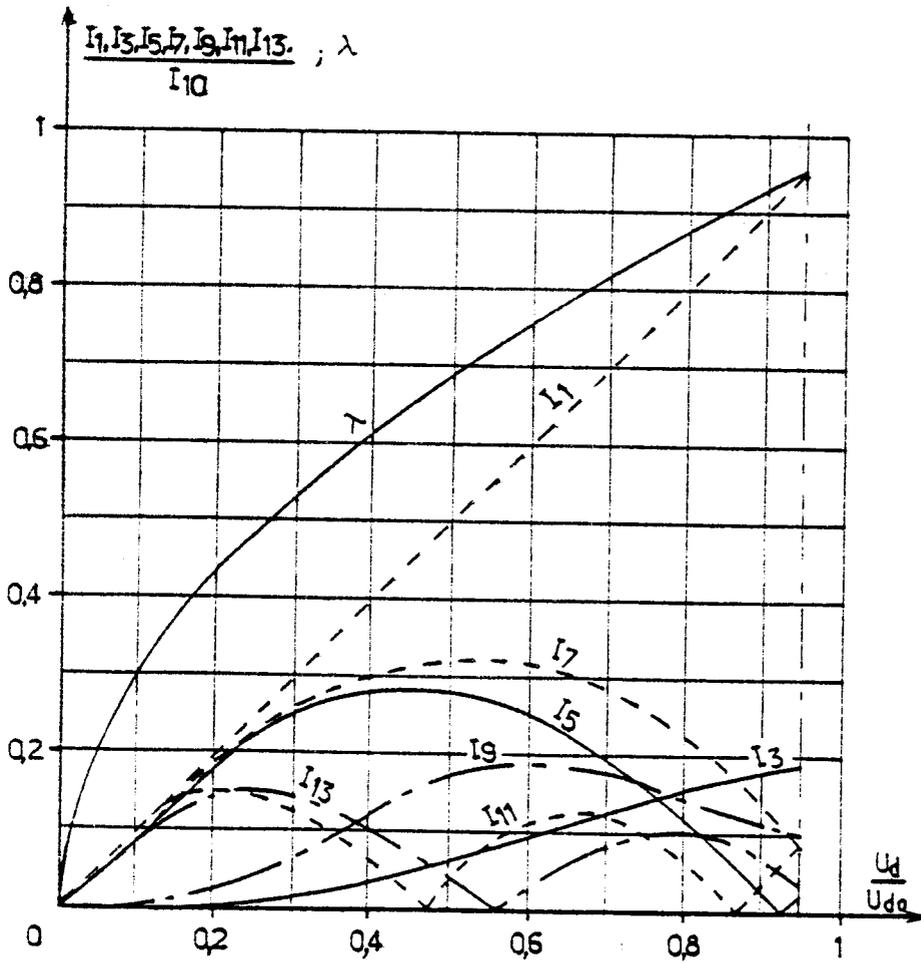


Fig 5.8

Dans le cas le plus défavorable, si les trois cosinus qui entrent dans l'expression de I_{2k+1} étaient tous trois égaux à l'unité et de signe convenable on pourrait atteindre :

$$I_h = 3 \frac{I_{10}}{h}$$

On retrouve là une propriété bien connue des onduleurs à Modulation de Largeur d'Impulsions : l'augmentation du nombre d'impulsions ne réduit pas le taux global d'harmoniques, elle repousse ces harmoniques vers les fréquences plus élevées, ce qui **facilite le filtrage**.

Cela a d'ailleurs conduit MM LESENNE et SEQUIER [37] [38] à comparer les divers onduleurs à M.L.I., à introduire la notion de taux d'harmoniques pondéré, c'est-à-dire à affecter chaque harmonique d'un "poids" d'autant plus faible que sa fréquence est plus grande.

- On voit aussi apparaître le "**déchet de tension**" ; aux intervalles à courant absorbé nul correspondent des intervalles à tension redressée nulle. Lorsque ces intervalles sont réduits au minimum, U_d est encore inférieur à U_{do} .

Théoriquement, m peut atteindre $2/\sqrt{2}$ et U_d la valeur $0,95 U_{do}$. Si on donne à tous les intervalles une valeur au moins égale à 2° , m ne peut excéder 1,10 et U_d est limité à $0,90 U_{do}$.

III.2 Onde de courant à 6 impulsions par alternance

Avec la même loi de modulation, mais en augmentant la fréquence de la porteuse en dents de scie, on accroît le nombre d'impulsions par alternance. Dans le cas d'une source à 50 Hz et d'une modulatrice formée d'une sinusoïde redressée de même fréquence, si la porteuse est à 600 Hz, on obtient 12 impulsions par période (figure 5.9).

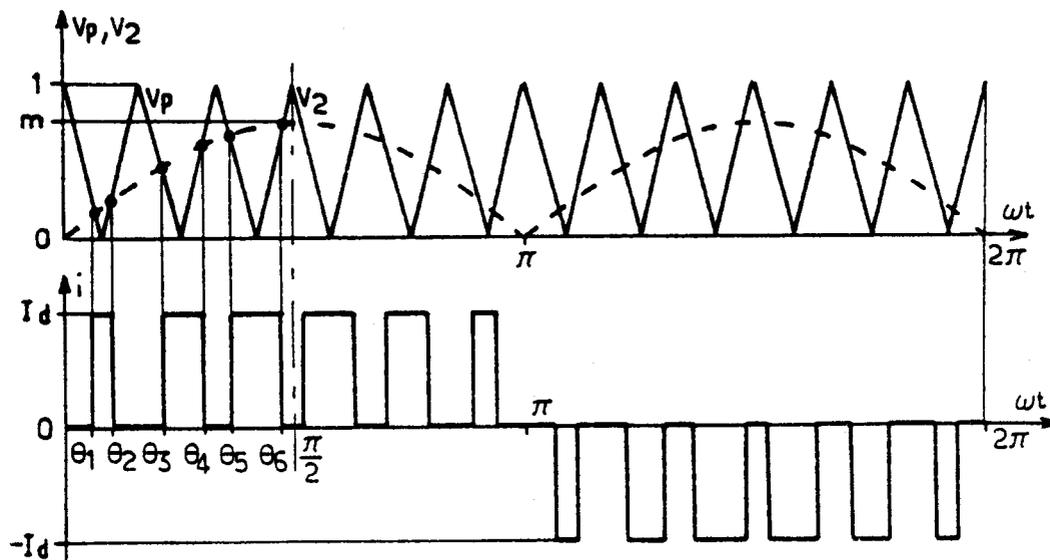


Fig 5.9

Les angles $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4, \theta_5$ et θ_6 sont définis par :

$$\theta_1 = \frac{\pi}{12} (1 - m \sin \theta_1) \quad \theta_2 = \frac{\pi}{12} (1 + m \sin \theta_2)$$

$$\theta_3 = \frac{\pi}{12} (3 - m \sin \theta_3) \quad \theta_4 = \frac{\pi}{12} (3 + m \sin \theta_4)$$

$$\theta_5 = \frac{\pi}{12} (5 - m \sin \theta_5) \quad \theta_6 = \frac{\pi}{12} (5 + m \sin \theta_6)$$

Le rapport m de l'amplitude de la référence v_r à celle de la porteuse peut théoriquement aller de 0 à 1, ce qui fait passer (figure 5.10) :

$$\theta_1 \text{ de } 15^\circ \text{ à } 11^\circ 90,$$

$$\theta_2 \text{ de } 15^\circ \text{ à } 20^\circ 17$$

$$\theta_3 \text{ de } 45^\circ \text{ à } 36^\circ 15,$$

$$\theta_4 \text{ de } 45^\circ \text{ à } 57^\circ 68$$

$$\theta_5 \text{ de } 75^\circ \text{ à } 61^\circ 78,$$

$$\theta_6 \text{ de } 75^\circ \text{ à } 90^\circ.$$

Si l'on veut donner à chaque intervalle une largeur angulaire de 2° , le rapport m ne peut descendre au-dessous de 0,258 qui correspond à $\theta_2 - \theta_1 = 2^\circ$, il ne peut excéder 0,933 qui donne $\theta_6 = 89^\circ$.

- Pour 6 impulsions par alternance, les relations générales établies au paragraphe II deviennent :

$$\frac{U_d}{U_{do}} = \frac{I_1}{I_{10}} = \cos \theta_1 - \cos \theta_2 + \cos \theta_3 - \cos \theta_4 + \cos \theta_5 - \cos \theta_6$$

$$\frac{I}{I_{10}} = \sqrt{\frac{\pi}{4} (\theta_5 - \theta_5 + \theta_4 - \theta_3 + \theta_2 - \theta_1)} ; \lambda = \frac{I_1}{I} = \frac{I_1}{I_{10}} \Big/ \frac{I}{I_{10}}$$

$$\frac{I_{2k+1}}{I_{10}} = \frac{1}{2k+1} [\cos (2k+1)\theta_1 - \cos (2k+1)\theta_2 + \cos (2k+1)\theta_3 - \cos (2k+1)\theta_4 + \cos (2k+1)\theta_5 - \cos (2k+1)\theta_6]$$

La figure 5.11 montre les variations en fonction de U_d/U_{do} , du facteur de puissance λ , des valeurs efficaces du fondamental et des premiers harmoniques, rapportées à I_{10} .

- On retrouve accrus, puisque n est maintenant égal à 6, les effets de la Modulation de Largeur d'Impulsions indiqués pour l'ensemble précédent.
 - . Les harmoniques sont repoussés vers les fréquences plus élevées. Les harmoniques 3 et 5 sont négligeables. L'harmonique 7 est très faible. L'harmonique 9 atteint des valeurs importantes pour les fortes valeurs de U_d . Le maximum de I_{11}/I_{10} supérieur à 3 fois $1/11$. L'harmonique 13 est égal à l'harmonique 11. Ensuite, l'importance des harmoniques tend certes à diminuer avec leur rang, mais lentement : celle de l'harmonique 15, par exemple, diffère très peu de celle de l'harmonique 9.
 - . Le taux global d'harmoniques dépend très peu du nombre d'impulsions par alternance, aussi le facteur de puissance trouvé pour n égal à 6 diffère-t-il peu de celui trouvé pour n égal à 3.

- Le "déchet de tension" augmente avec n . Théoriquement, si m atteint son maximum, U_d peut aller jusqu'à $0,785 U_{d0}$. Si on s'impose une largeur minimale de 2° par intervalle, U_d ne peut excéder $0,733$.

Ces deux exemples montrent que la Modulation de Largeur d'Impulsions ne produit pas d'elle-même une augmentation du facteur de puissance. Elle facilite le filtrage et c'est par le biais d'un filtrage plus efficace qu'elle permet l'augmentation de λ .

Il faut adopter un compromis dans le choix du nombre d'impulsions par alternance. Son accroissement permet d'alléger le filtre ou d'en accroître l'efficacité, mais il augmente les pertes par commutation du ou des interrupteurs et accroît le déchet de tension.

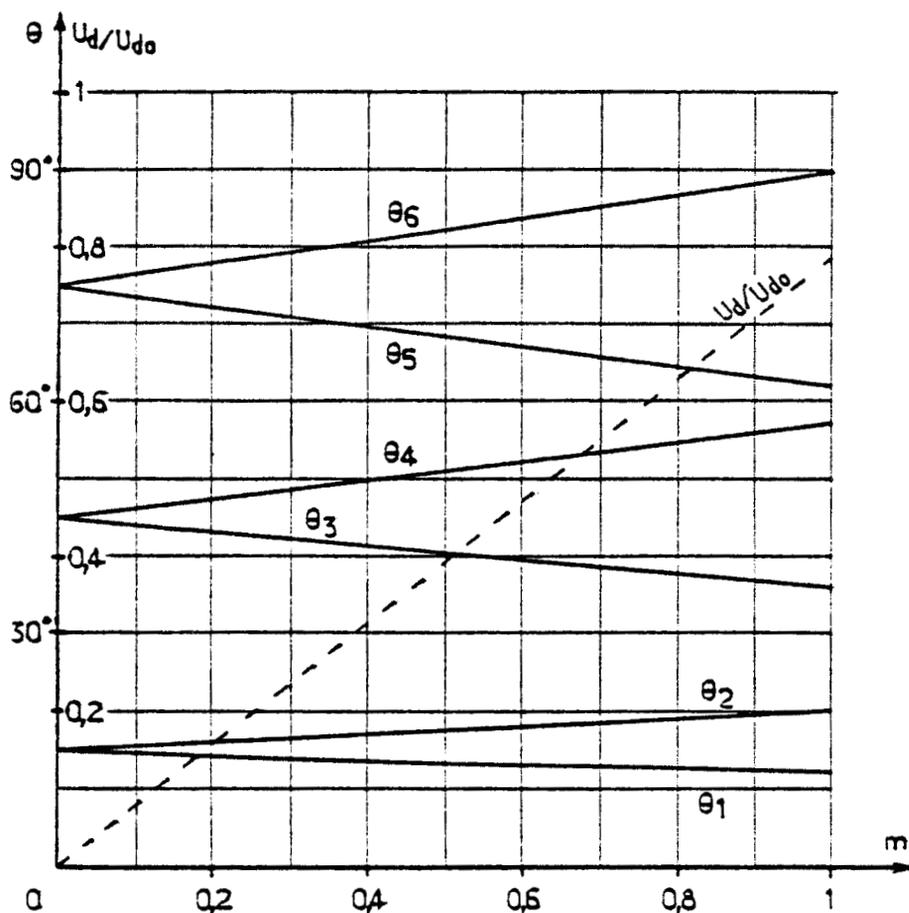


Fig 5.10

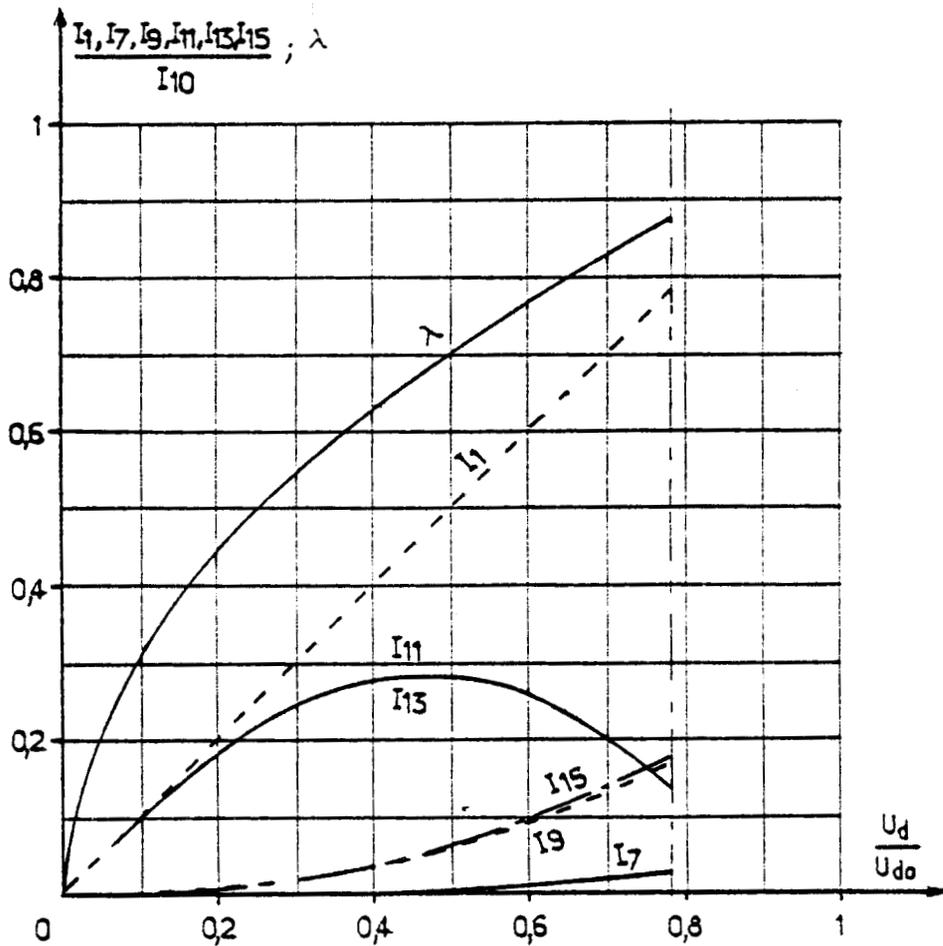


Fig 5.11

IV - ETUDE SIMPLIFIEE DU FILTRAGE

L'augmentation du coût liée au passage de la commutation naturelle à la commutation forcée à fréquence plus élevée se traduirait par un accroissement du coût et une dégradation des performances, si on ne l'associait pas à l'emploi d'un filtre.

La figure 5.12 représente les deux convertisseurs des figures 5.1 et 5.3 avec interposition d'un filtre inductance-capacité entre la source et le récepteur proprement dit.

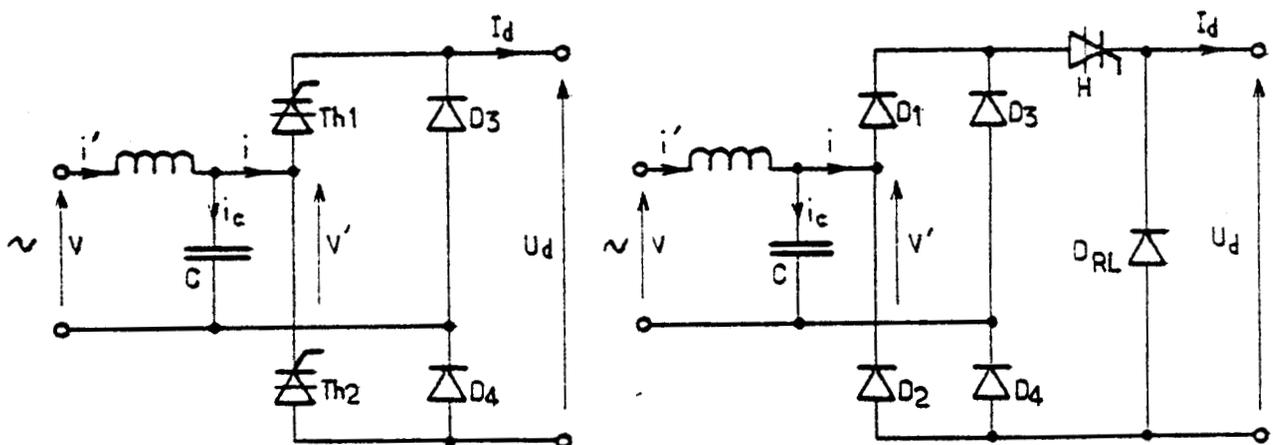


Fig 5.12

IV.1 Conditions imposées à la fréquence de coupure

La source de tension alternative v étant encore supposée parfaite, elle se comporte vis-à-vis des courants harmoniques comme un court-circuit. Le convertisseur placé à la sortie du filtre peut être considéré comme un générateur de courants harmoniques débitant sur l'inductance et la capacité en parallèle (figure 5.13).

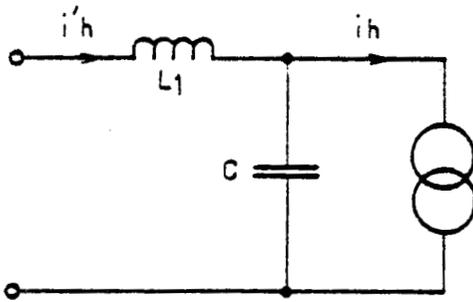


Fig 5.13

Pour le courant harmonique de rang h égal à $2k + 1$, on a :

$$\bar{I}'_{2k+1} = \bar{I}_{2k+1} \cdot \frac{\frac{-j}{C(2k+1)\omega}}{\frac{-j}{C(2k+1)\omega} + jL_1(2k+1)\omega}$$

donc,

$$I'_{2k+1} = I_{2k+1} \frac{1}{|1 - L_1 C (2k+1)^2 \omega^2|}$$

Si on désigne par ω_r tel que :

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}}$$

la pulsation de résonance du filtre $L_1 C$, le rapport du courant harmonique injecté dans le réseau alternatif au courant harmonique créé par le convertisseur est donné par :

$$\boxed{\frac{I'_{2k+1}}{I_{2k+1}} = \frac{1}{|1 - (2k+1)^2 \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2|}} \quad (5.7)$$

En ce qui concerne le **fondamental**, puisque le fondamental du courant absorbé par le convertisseur est en phase avec la tension, la charge continue vue de l'entrée du pont peut être assimilée à une conductance G . Vis-à-vis de la tension d'alimentation v , le montage se comporte comme une inductance L_1 en série avec un condensateur shunté par une conductance G (figure 5.14).

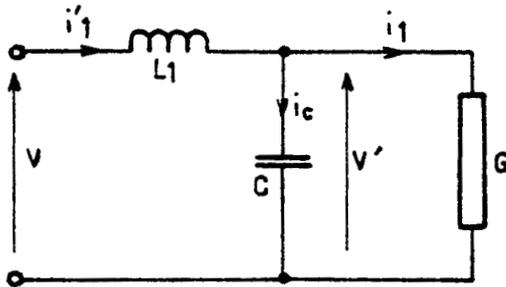


Fig 5.14

- La tension fondamentale à la sortie du filtre v' est donnée en fonction de la tension à l'entrée v par :

$$\bar{V}' = \frac{\bar{V}}{j L_1 \omega + \frac{1}{G + j C \omega}} \times \frac{1}{G + j C \omega}$$

Le courant à l'entrée i'_1 est lié au courant à la sortie i_1 par :

$$\bar{I}'_1 = \bar{I}_1 + j C \omega \bar{V}' = \bar{I}_1 \left(1 + j \frac{C \omega}{G} \right)$$

D'où

$$\frac{V'}{V} = \frac{1}{\sqrt{(1 - L_1 C \omega^2)^2 + (L_1 \omega G)^2}} = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_r} \right)^2 \right]^2 + (L_1 \omega G)^2}} \quad (5.8)$$

$$\frac{I'}{I_1} = \sqrt{1 + \left(\frac{C \omega}{G} \right)^2} \quad (5.9)$$

- La conductance G varie avec le courant I_d et le rapport v'/u_d .

Normalement, la chute de tension due au passage de I_1 dans $L_1 \omega$ est faible devant V ou V' et l'on se place loin de la résonance, on peut négliger le terme en $L_1 \omega G$ dans l'expression de V'/V .

De même, normalement le courant I_c est faible devant I_1 et comme ces deux composantes de I'_1 sont en quadrature, on peut négliger la première devant la seconde.

En première approximation, on écrira :

$$\frac{V'}{V} \approx \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2} \quad (5.8')$$

$$I'_1 \approx I_1 \quad (5.9')$$

La comparaison des relations (5.7) et (5.8') montre qu'on a illustré l'influence du filtre sur I'_h/I_h et sur V'/V à l'aide de la même courbe. Celle-ci (figure 5.15) donne $|1 / (1 - x^2)|$ en fonction de x .

On lit le rapport V'/V qui est relatif à la pulsation fondamentale pour $x = \omega/\omega_r$. Pour avoir I'_h/I_h relatif à un harmonique de rang $2k + 1$, il faut le lire pour $x = (2k + 1) (\omega/\omega_r)$.

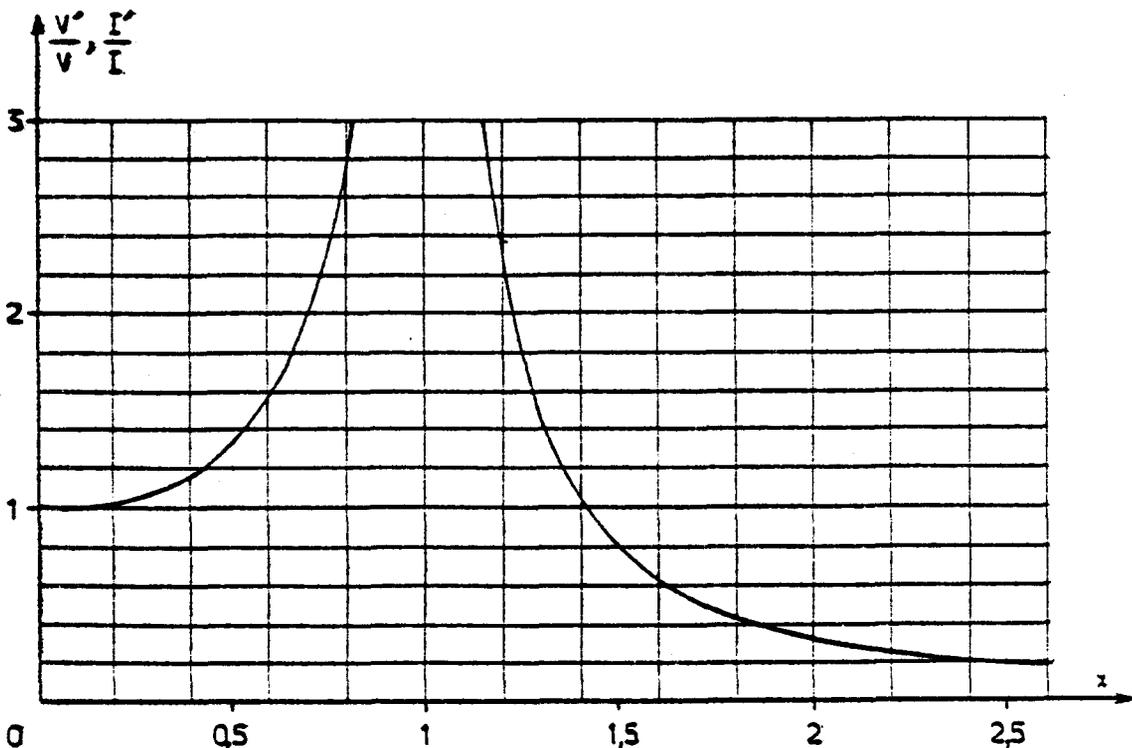


Fig 5.15

Pour que V' ne diffère pas trop de V , il faut que le point correspondant à ω/ω_r soit sur la branche de gauche de cette courbe, le plus à gauche possible. Pour que le rapport I'_h/I_h soit nettement inférieur à l'unité pour tous les harmoniques et notamment pour le premier, il faut que les rapports $(2k + 1)\omega/\omega_r$ mettent les points correspondants sur la branche de droite, le plus à droite possible.

$$\omega \ll \omega_r$$

$$(2k + 1)\omega \gg \omega_r, \text{ quel que soit } k$$

(5.10)

On voit immédiatement que cette double inégalité sera d'autant plus difficile à réaliser que le rang du premier harmonique à réduire sera moins élevé.

IV.2 Exemples

On suppose dans ce paragraphe que l'on peut utiliser les relations (5.8') et (5.9').

• Rapport ω/ω_r égal à 0,555

Si la fréquence d'alimentation est égale à 50 Hz et si le premier harmonique du courant est l'harmonique 3, la fréquence de résonance du filtre L_1C devra être comprise entre 50 Hz et 150 Hz.

$$50 < \frac{\omega_r}{2\pi} < 150$$

Si on prend par exemple $\omega_r/2$ égal à 90 Hz ($\omega/\omega_r = 0,555$) :

- Le rapport V'/V est égal à 1,446
- Le rapport I'_h/I_h pour les divers courants harmoniques est donné par le tableau ci-dessous :

h	3	5	7	9	11	13	15
I'_h / I_h	0,562	0,149	0,071	0,042	0,027	0,019	0,015

tableau 5.1

- Si la modulation est d'indice 3 (voir paragraphe III.1)

L'examen des caractéristiques de la figure 5.8 et du tableau 5.1 montre que la valeur relative de l'harmonique 3, déjà fortement réduite par la Modulation de Largeur d'Impulsions, l'est encore par le filtrage (le rapport I'_h/I_h étant près de 3 fois plus faible que pour le fondamental).

Pour les harmoniques de rang plus élevé, la réduction par le filtre est encore plus nette.

Le calcul simplifié des effets du filtre, tel qu'il est ici présenté, conduit à un courant i' pris à la source quasi-sinusoidal. Si l'on calcule le nouveau rapport I'_1/I' à l'entrée du filtre par :

$$\frac{I'_1}{I'} = \frac{I_1}{(I_1^2 + \sum_{h=3}^{15} I_h^2)^{1/2}} \quad (5.11)$$

on trouve que celui-ci est supérieur à 0,99 dès que U_d/U_{do} est supérieur à 0,4.

- Si la modulation est d'indice 6 (voir paragraphe III.2)

Le premier harmonique de valeur notable est celui de rang 9 ; le filtre divise sa valeur relative par 34,7. Pour les suivants, le facteur de réduction est encore plus important.

Le calcul de I'_1 / I' par la relation (5.11) donne à ce rapport une valeur supérieure à 0,999 pour toutes les valeurs de U_d / U_{d0} supérieures à 0,10.

• Rapport ω / ω_r égal à 0,278

Dans le cas d'une modulation à 6 impulsions par alternance, les premiers harmoniques à atténuer sont ceux de rang 7 et 9. On peut donc choisir une fréquence de résonance plus élevée et passer par exemple de 90 à 180 Hz.

Si on prend cette valeur, ω / ω_r est égal à 0,278 et

- le rapport V'/V est égal à 1,084
- le rapport I'_h / I_h pour les harmoniques du courant ayant une valeur notable est donné par le tableau 5.2 :

h	7	9	11	13	15	17	19
I'_h / I_h	0,360	0,190	0,120	0,083	0,061	0,047	0,037

tableau 5.2

Le premier harmonique important dans i , celui de rang 9, est très fortement réduit, ceux de fréquence plus élevée encore plus.

Si on calcule I'_1 / I' par la relation (5.11) on trouve une valeur supérieure à 0,99 dès que U_d / U_{d0} dépasse 0,10.

IV.3 Caractérisation du filtre

Supposant encore les relations (5.8') et (5.9') utilisables, à partir des valeurs établies au paragraphe précédent, on peut déterminer les éléments du filtre, ainsi que ses tensions d'entrée et de sortie.

- Modulation d'ordre 3 - Fréquence de coupure 90 Hz

Dans le cas d'une modulation à 3 créneaux par alternance, en conservant une largeur angulaire minimale de 2° à chaque intervalle, on a vu que le maximum de U_d était :

$$U_{d \max} = 0,90 U_{do} = 0,90 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V'$$

D'où

$$V' = U_{d \max} \frac{\pi}{0,90 \times 2 \sqrt{2}} = 1,234 U_{d \max}$$

Avec un filtre dont la fréquence de coupure est égale à 90 Hz, le rapport V'/V est égal à 1,446. Donc :

$$V = \frac{1,234}{1,446} U_{d \max} = 0,853 U_{d \max}$$

Si on admet, à plein débit, une tension due au passage du courant dans l'inductance égale à 30 % de la tension d'entrée :

$$L_1 \omega I_{1 \text{ nom}} = 0,3 V$$

$$L_1 = 0,3 \times 0,853 U_{d \max} / \omega I_{1 \text{ nom}}$$

A pleine ouverture, I_1 est égal à $I_{10} \left(\frac{U_{d \max}}{U_{do}} \right) = 0,90 I_{10}$

$$I_{1 \text{ nom}} = 0,90 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{d \text{ nom}} = 0,810 I_{d \text{ nom}}$$

Pour un moteur de traction classique :

$$U_{d \max} = 1\,500 \text{ Volts} \quad ; \quad I_{d \text{ nom}} = 1\,500 \text{ Ampères}$$

D'où la valeur à donner à L_1 :

$$L_1 = 0,3 \frac{0,853 \times 1\,500}{100 \pi \times 0,810 \times 1\,500} = 1 \text{ mH}$$

La valeur des éléments du filtre, la valeur efficace V de la tension à l'entrée du filtre et celle V' aux bornes du condensateur sont donc :

$L_1 = 1 \text{ mH} \quad ; \quad C = 3,13 \text{ mF}$
$V = 1\,280 \text{ volts} \quad ; \quad V' = 1\,850 \text{ volts}$

- Modulation d'ordre 6 - Fréquence de coupure 90 Hz

Lorsqu'on a 6 impulsions par alternance, si on conserve la même fréquence de coupure, en suivant les mêmes critères, on obtient :

$$U_{d \max} = 0,733 U_{do} = 0,733 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V'$$

$$V' = 1,515 U_{d \max} \quad ; \quad V = \frac{V'}{1,446} = 1,048 U_{d \max}$$

$$L_1 = 0,3 \frac{1,048 U_{d \max}}{\omega \times 0,733 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{d \text{ nom}}}$$

D'où les valeurs de L_1 , C , V et V' qui correspondent à :

$$U_{d \max} = 1\,500 \text{ Volts} \quad \text{et} \quad I_{d \text{ nom}} = 1\,500 \text{ Ampères} :$$

$L_1 = 1,515 \text{ mH} \quad ; \quad C = 2,065 \text{ mF}$
$V = 1\,575 \text{ Volts} \quad ; \quad V' = 2\,270 \text{ Volts}$

- Modulation d'ordre 6 - Fréquence de coupure 180 Hz

Le passage de 3 à 6 impulsions par alternance permet d'alléger le filtre en augmentant la fréquence de coupure :

$$V' = 1,515 U_{d \max}, \text{ comme précédemment}$$

Mais, si $\omega_r = 2\pi \times 180$, $V'/V = 1,084$

$$V = 1,398 U_{d \max}$$

De $L_1 \omega I_{1 \text{ nom}} = 0,3V$ on déduit :

$$L_1 = 0,3 \frac{1,398 U_{d \max}}{\omega \times 0,733 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{d \text{ nom}}} = 2,02 \cdot 10^{-3} \frac{U_{d \max}}{I_{d \text{ nom}}}$$

Pour $U_{d \max} = 1\,500$ Volts et $I_{d \text{ nom}} = 1\,500$ Ampères, on obtient donc :

$L_1 = 2,02 \text{ mH} \quad ; \quad C = 0,387 \text{ mF}$ $V = 2\,095 \text{ Volts} \quad ; \quad V' = 2\,270 \text{ Volts}$

IV.4 Condition imposée par le filtre à la M.L.I.

. Les trois exemples présentés aux paragraphes IV.2 et IV.3 montrent que si on ne prend pas de solution convenable, on arrive à des **valeurs inacceptables de la capacité** et de la puissance réactive qu'elle crée.

En effet, d'après les calculs qui précèdent, cette puissance réactive a pour valeur :

$$\begin{aligned} C \omega V'^2 &= 3,35 \text{ Mvar pour } n = 3 \text{ et } f_r = 90 \text{ Hz} \\ &= 3,35 \text{ Mvar pour } n = 6 \text{ et } f_r = 90 \text{ Hz} \\ &= 0,63 \text{ Mvar pour } n = 6 \text{ et } f_r = 180 \text{ Hz} \end{aligned}$$

Cette puissance réactive est considérable si on la compare à la puissance active utile du moteur ($\approx 2,2$ MW) ou à la puissance active prise au réseau par moteur ($\approx 2,7$ MW).

Le filtre permet d'arrêter les harmoniques ; à l'entrée, le rapport I'_1/I' peut être considéré comme peu différent de l'unité. Mais il crée tant de réactif, que le **facteur de puissance à l'entrée de l'engin est très nettement inférieur à l'unité**, car le courant y est fortement déphasé en avant de la tension.

Les courants I_1 et I_c étant en quadrature :

$$\lambda' \approx \cos \varphi_1' \approx \frac{V' I_1}{\{(V' I_1)^2 + [C \omega V'^2 - L_1 \omega (I_1^2 + C^2 \omega^2 V'^2)]^2\}^{1/2}}$$

$$\lambda' \approx \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{C \omega V'}{I_1} - \frac{L_1 \omega I_1}{V'} - L_1 C^2 \omega^2 \frac{C \omega V'}{I_1}\right)^2}}$$

En ce qui concerne le fondamental, le diagramme vectoriel correspondant au schéma de la figure 5.14 n'est pas celui de la figure 5.16 a comme on l'espérait, mais celui de la figure 5.16 b.

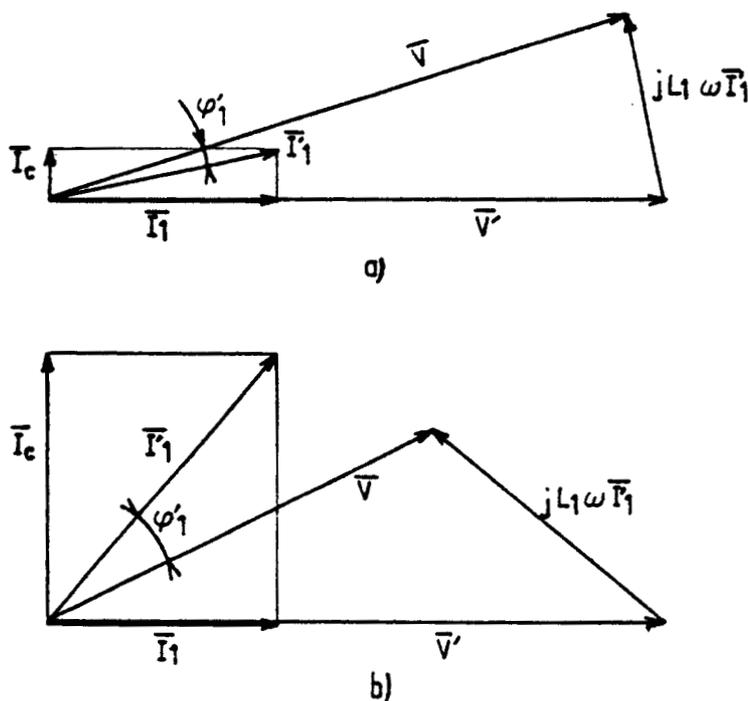


Fig 5.16

- Cette diminution du facteur de puissance importante à pleine charge s'accroît encore quand le courant utile I_1 diminue, puisque la puissance réactive créée par le condensateur reste constante alors que la puissance active diminue.

Pour les deux exemples précédemment traités où la fréquence de coupure du filtre était de 90 Hz, le transformateur et la caténaire d'alimentation seraient mis en surcharge quels que soient le courant absorbé par le moteur et sa tension d'alimentation.

- L'étude de la Modulation de Largeur d'Impulsions nous avait montré que le recours à cette technique était inutile si on ne mettait pas un filtre en amont du convertisseur.

L'étude du filtrage vient de nous montrer qu'il fallait que la **fréquence de coupure du filtre** devait être **très supérieure à la fréquence d'alimentation** afin que la capacité du condensateur soit faible, que celui-ci ne crée que peu de réactif et ne diminue que faiblement le facteur de puissance.

L'augmentation de la fréquence de coupure nécessite l'emploi d'une modulation d'ordre suffisant et l'utilisation optimale de cette modulation.

V - AMELIORATION DE L'EFFICACITE DE LA MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSIONS

L'objectif à assigner à la Modulation de Largeur d'Impulsions est la **suppression des premiers harmoniques**. Si on obtient ce résultat, les harmoniques de rang plus élevé seront facilement réduits grâce à un filtre allégé dont la capacité ne sera plus excessive.

C'est possible, grâce à l'emploi d'un microprocesseur qui pour chaque valeur de la tension U_d de sortie, commande l'ouverture et la fermeture du ou des "interrupteurs" avec des angles adéquats.

- On peut **calculer** les angles $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n$ caractérisant les créneaux de la figure 5.5 à partir de n relations :
 - la première est donnée par la valeur U_d/U_{d0} de la tension de sortie,
 - les $n - 1$ autres par la suppression des $n - 1$ premiers harmoniques impairs.

Dans le cas où $n = 6$ par exemple, les six relations donnant les six angles déduites de (5.1) et (5.3) s'écrivent :

$$\left\{ \begin{array}{l} \cos \theta_1 - \cos \theta_2 + \cos \theta_3 - \cos \theta_4 + \cos \theta_5 - \cos \theta_6 = U_d/U_{d0} \\ \cos 3\theta_1 - \cos 3\theta_2 + \cos 3\theta_3 - \cos 3\theta_4 + \cos 3\theta_5 - \cos 3\theta_6 = 0 \\ \cos 5\theta_1 - \cos 5\theta_2 + \cos 5\theta_3 - \cos 5\theta_4 + \cos 5\theta_5 - \cos 5\theta_6 = 0 \\ \cos 7\theta_1 - \cos 7\theta_2 + \cos 7\theta_3 - \cos 7\theta_4 + \cos 7\theta_5 - \cos 7\theta_6 = 0 \\ \cos 9\theta_1 - \cos 9\theta_2 + \cos 9\theta_3 - \cos 9\theta_4 + \cos 9\theta_5 - \cos 9\theta_6 = 0 \\ \cos 11\theta_1 - \cos 11\theta_2 + \cos 11\theta_3 - \cos 11\theta_4 + \cos 11\theta_5 - \cos 11\theta_6 = 0 \end{array} \right.$$

La résolution de ce système non linéaire de 6 équations à 6 inconnues a donné les résultats ayant permis le tracé des courbes montrant comment doivent varier les six angles en fonction de U_d/U_{d0} (figure 5.17).

On peut théoriquement obtenir la suppression des harmoniques 3, 5, 7, 9 et 11 jusqu'à U_d/U_{d0} égal à 0,802. Si on veut conserver à chaque intervalle une largeur au moins égale à 2° , il faut limiter U_d/U_{d0} à 0,75.

La figure 5.18 donne les variations en fonction de U_d/U_{d0} du facteur de puissance λ , des valeurs efficaces $I_1, I_{13}, I_{15}, I_{17}$ et I_{19} du fondamental et des premiers harmoniques non nuls, rapportées à I_{10} .

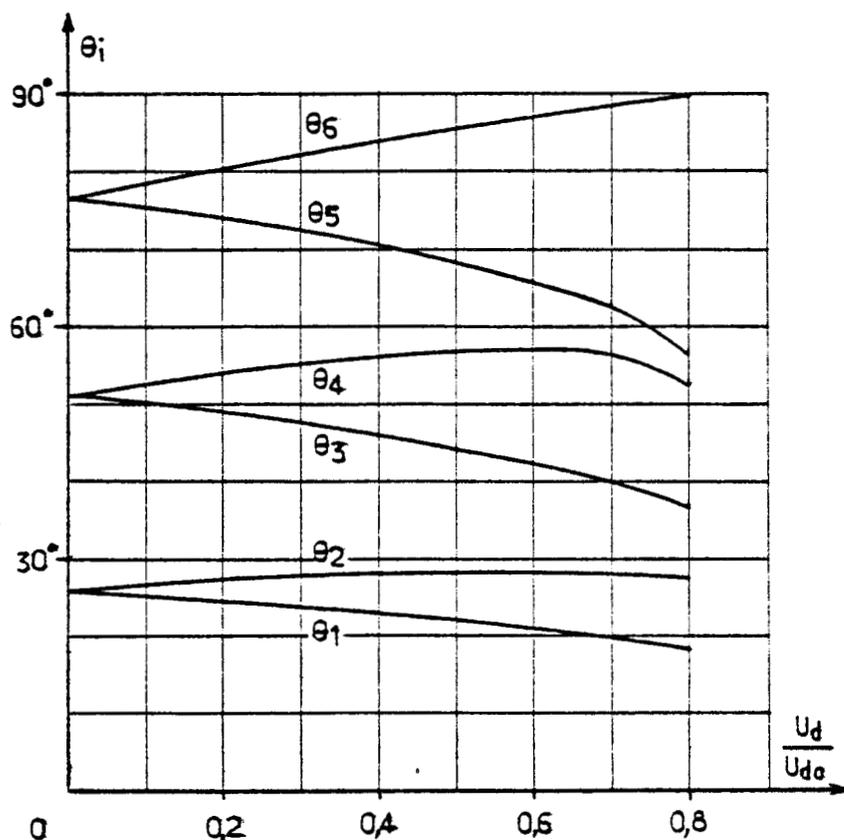


Fig 5.17

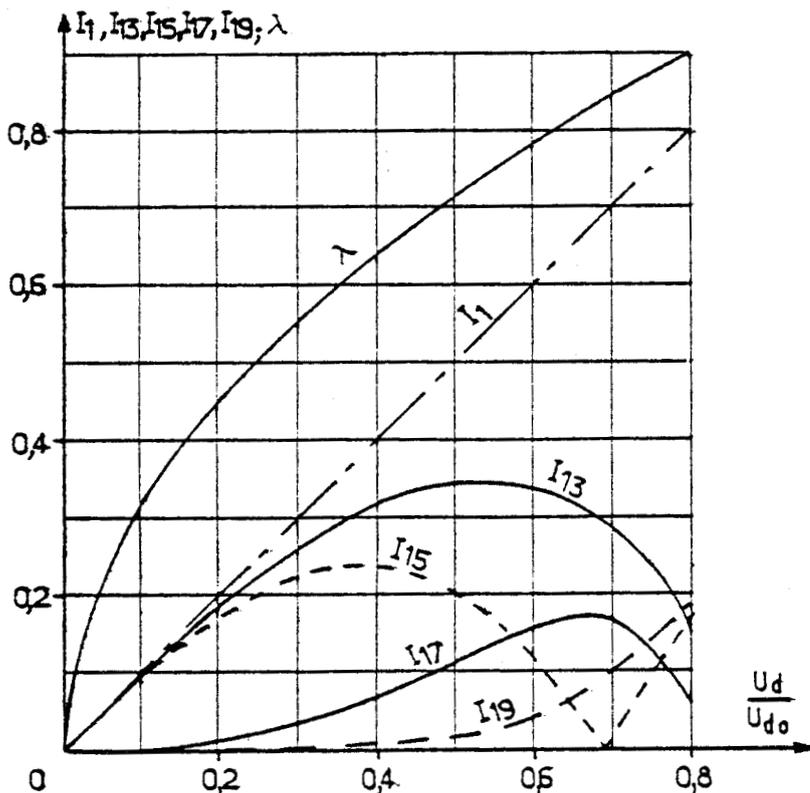


Fig. 5 18

- Le fait que le premier harmonique à réduire soit celui de rang 13 permet de choisir une fréquence de résonance du filtre nettement plus élevée, 270 Hz par exemple

On peut utiliser les relations (5.8') et (5.7) ; l'emploi de la première est d'ailleurs beaucoup plus légitime que précédemment car, comme on le verra, la valeur relative du courant fondamental absorbé par le condensateur est effectivement très faible.

- le rapport V'/V est égal à 1,0355
- le rapport I'_h/I_h pour les harmoniques 13, 15, 17 et 19 est égal à 0,208 à 0,149, à 0,112 et à 0,088.

Si on caractérise le filtre comme précédemment (paragraphe IV.3) :

$$U_{d \max} = 0,75 U_{do} = 0,75 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V' \text{ donne } V' = 1,48 U_{d \max}$$

$$V = \frac{V'}{1,0355} \text{ donne } V = 1,43 U_{d \max}$$

$$L_1 \omega I_1 \text{ nom} = 0,3 V \text{ donne } L_1 = \frac{0,3 \times 1,43 U_{d \max}}{100 \pi \times 0,75 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{d \text{ nom}}}$$

Pour $U_{d \text{ max}} = 1\,500 \text{ V}$, $I_{d \text{ nom}} = 1\,500 \text{ Ampères}$

$L_1 = 2,02 \text{ mH}$;	$C = 0,172 \text{ mF}$
$V = 1\,800 \text{ Volts}$;	$V' = 2\,220 \text{ volts}$

La puissance réactive créée par le condensateur, soit 266 Kvar, devient beaucoup plus modeste que celle qu'on obtenait avec le procédé de modulation usuel.

- . L'intérêt de la Modulation de Largeur d'Impulsions, avec commande des angles par microcalculateur, est dégagé d'une réflexion menée de pair par l'Université de Lille 1 et la Société JEUMONT-SCHNEIDER.

Les premiers calculs [3 9], dont nous venons de donner un exemple simple, ont montré que cette voie était prometteuse. D'où la décision de poursuivre les calculs, de procéder à une expérimentation sur maquette de laboratoire, puis sur un équipement de quelques centaines de kW.

Cette recherche vient de bénéficier d'une aide du Ministère de l'Industrie et de la Recherche (D.E.S.T.I.).

CHAPITRE 6

EMPLOI DE FILTRES

Le chapitre précédent a montré que dans le cas des convertisseurs fonctionnant en Modulation de Largeur d'Impulsions, l'adjonction d'un filtre était nécessaire pour obtenir une valeur élevée du facteur de puissance par une forte réduction du taux d'harmoniques. Mais le condensateur du filtre ne devait pas produire trop de réactif pour ne pas déphaser trop l'onde de courant en avant de l'onde de tension.

Il est depuis longtemps connu que l'utilisation de filtres du type LC série accordés permet d'améliorer le facteur de puissance des installations contenant des charges non linéaires, des fours à arc par exemple.

Dans le présent chapitre, nous allons montrer comment on peut améliorer le facteur de puissance d'une locomotive monophasée équipée de ponts mixtes à commutation naturelle à l'aide de filtres accordés. Nous donnerons les résultats expérimentaux obtenus sur une locomotive de grande traction ainsi équipée.

Dans ce cas, les **deux effets des filtres sont bénéfiques** :

- . Ils suppriment pratiquement les premiers harmoniques de courant générés par le convertisseur et réduisent donc fortement le taux d'harmoniques du courant pris à la source.
- . Ils créent de la puissance réactive à la fréquence fondamentale et permettent de compenser partiellement ou totalement (ou de surcompenser) la puissance réactive Q_1 absorbée par le redresseur. A la réduction de τ , ils ajoutent donc l'amélioration de $\cos \varphi_1$.

Mais le second de ces effets pose un problème que nous n'avons qu'effleuré au chapitre précédent.

Si la réduction relative d'un harmonique par un filtre est indépendante de la valeur de celui-ci et n'est jamais excessive, il n'en est pas de même de la puissance réactive. La puissance réactive créée par les condensateurs des filtres alimentés par une tension fondamentale pratiquement constante est elle aussi pratiquement constante. Or, la puissance réactive à compenser varie en fonction du courant redressé et de l'angle de commande des thyristors. Si pour certains régimes de fonctionnement, les condensateurs créent juste le réactif nécessaire, pour d'autres ils en créent trop.

Il apparaît donc la notion d'un optimum tenant compte du régime moyen de la locomotive. Pour le situer il faut passer des caractéristiques ne mettant en jeu que des grandeurs électriques à des courbes tracées dans le plan vitesse v - effort de traction F et convenablement paramétrées.

Cette façon de procéder, présentée ici pour un type d'équipement sur lequel une expérimentation importante a permis d'acquérir une bonne maîtrise, serait à adopter lors d'une étude des redresseurs à M.L.I. plus poussée que celle que nous avons présentée au chapitre précédent.

I - CHOIX ET CARACTERISATION DES FILTRES

I.1. Modélisation du circuit

Avant d'aborder les choix relatifs aux filtres proprement dits, il est nécessaire de rappeler les caractéristiques du circuit dans lequel on les insère, notamment pour éviter le risque d'une résonance parallèle.

- Le système constitué par la sous-station, la caténaire et la locomotive, peut en première approximation, se ramener au schéma électrique de la figure 6.1 où l'on représente :
 - . La sous-station par une source de tension idéale en série avec une inductance L_s .

- . La caténaire par un quadripôle en T dont l'inductance longitudinale vaut L_c et la capacité transversale C_c .
 - . Le transformateur d'entrée par son inductance de fuites L_T et son inductance magnétisante L_μ .
 - . Le convertisseur et la charge par une impédance Z et des sources de courants $I_1, I_3, \dots, I_{2k+1}, \dots$ de fréquences différentes.
- On peut encore simplifier ce schéma si l'on tient compte des ordres de grandeurs :
- . La valeur de la capacité caténaire-sol est très faible, les fuites de courant par effet capacitif sont négligeables.
 - . Le courant magnétisant du transformateur est très faible devant les courants de charge en fonctionnement normal.

On arrive ainsi au schéma simplifié de la figure 6.2.

- Rappelons les valeurs des réactances à la fréquence industrielle des trois éléments en série avec la source de tension de ce schéma :
- . La puissance de court-circuit des sous-stations 25 kV de la SNCF est généralement de l'ordre de 250 à 300 MVA, ce qui correspond à une réactance comprise entre 2,1 et 2,5 Ω .
 - . La caténaire monophasée SNCF est formée d'un porteur en bronze de 65 mm² (équivalent à 40 mm² de cuivre) et d'un fil de contact de 107 mm² en cuivre. L'impédance à 50 Hz de la boucle caténaire-voie est pour une voie unique :

$$(0,17 + j 0,46) \Omega / \text{Km}$$

pour une double voie :

$$(0,09 + j 0,28) \Omega / \text{Km}$$

- . La tension de court-circuit du transformateur installé à bord d'une locomotive pour assurer l'isolement galvanique et adapter la tension d'alimentation varie suivant les réseaux ferrés de 8 à 15 %. En France, cette tension se situe aux environs de 13 % ; ce qui conduit, dans le cas d'une locomotive BB 15 000 de 4 400 kW à une réactance de fuites $L_T \omega$ ramenée au primaire de $12,3 \Omega$

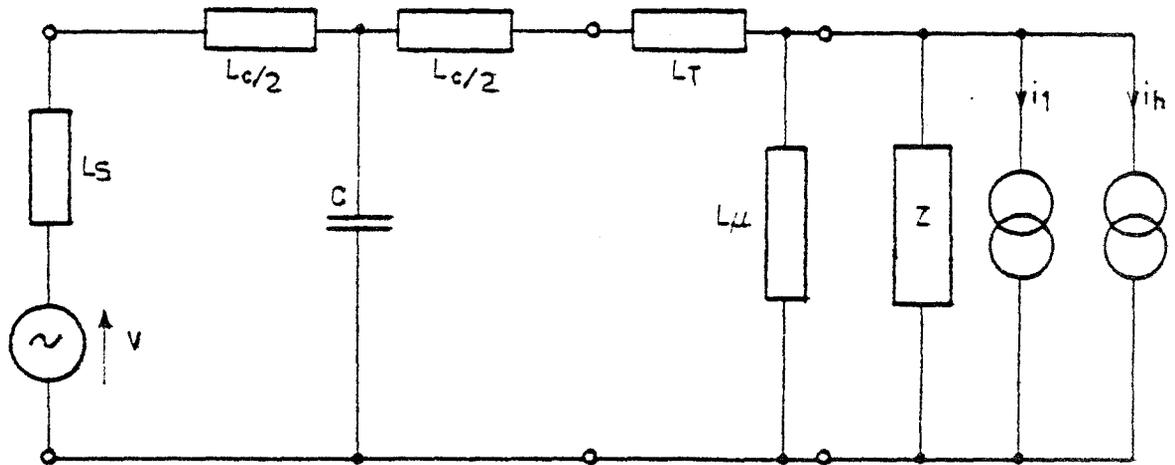


Fig 6.1

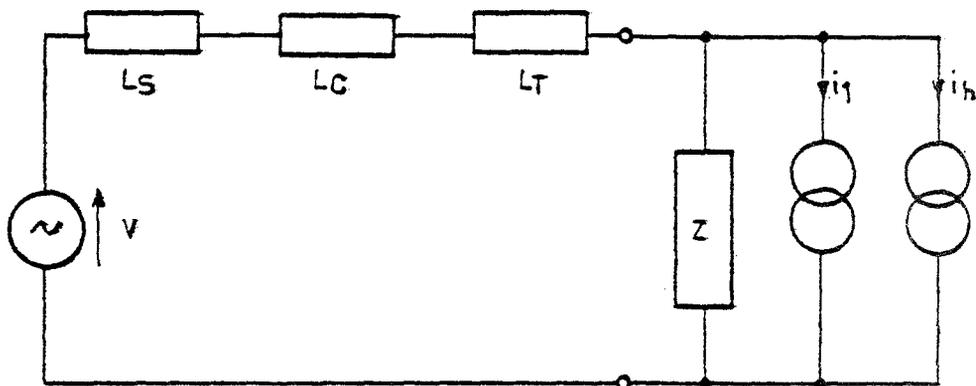


Fig 6.2

On remarque donc que lorsque la locomotive se déplace le long d'une ligne à voie unique entre deux sous-stations éloignées de 50 km, la somme des réactances varie entre $14,5 \Omega$ environ, lorsque la locomotive est au droit d'une sous-station, à près de 27Ω lorsqu'elle est à égale distance de deux sous-stations :

$$14,5 \Omega < (L_s + L_c + L_T) \omega < 27 \Omega$$

Dans le cas d'une ligne à voie double, pour une même distance entre sous-stations, on obtient :

$$14,5 \Omega < (L_s + L_c + L_T) \omega < 21,8 \Omega$$

1.2. Puissance réactive créée par les filtres

Le facteur de puissance λ à l'entrée d'un pont redresseur est comme nous l'avons vu, le produit de deux termes :

- $\cos \varphi_1$ dû au déphasage du courant fondamental I_1 en arrière de l'onde de tension.
- I_1/I dû à la présence dans le courant en plus du fondamental de courants harmoniques.

On peut améliorer simultanément $\cos \varphi_1$ et I_1/I et donc leur produit λ en dérivant à l'entrée du redresseur des filtres antiharmoniques. Le filtre chargé d'arrêter l'harmonique de rang h est formé d'une inductance L_h et d'une capacité C_h telles que :

$$L_h C_h h^2 \omega^2 = 1 \quad (6.1)$$

Ces filtres dérivent les principaux courants harmoniques perturbateurs, et par là, augmentent le rapport I_1/I du courant fourni par la source. En même temps, ils améliorent $\cos \varphi_1$ car ils créent de la puissance réactive à la fréquence fondamentale qui se soustrait de celle Q_1 absorbée par le redresseur.

Si V' est la tension aux bornes des filtres, la puissance réactive Q_h créée par le filtre arrêtant l'harmonique h est :

$$\begin{aligned} Q_h &= \left(\frac{1}{C_h \omega} - L_h \omega \right) \frac{V'^2}{\left(\frac{1}{C_h \omega} - L_h \omega \right)^2} \\ &= \frac{C_h \omega V'^2}{(1 - L_h C_h \omega^2)^2} \end{aligned}$$

puisque $L_h C_h h^2 \omega^2 = 1$

$$\boxed{Q_h = C_h \omega V'^2 \cdot \frac{h^2}{h^2 - 1}} \quad (6.2)$$

Plus h est élevé, moins Q_h diffère de la puissance réactive que donnerait le branchement du condensateur directement sur la tension V' .

On désigne par puissance de compensation, la puissance réactive créée par l'ensemble des filtres :

$$Q_c = \sum_{\text{filtres}} Q_h \quad (6.3)$$

I.3. Choix de l'emplacement des filtres

Dans le cas d'une locomotive dont le transformateur principal comporte plusieurs secondaires alimentant chacun un pont redresseur, on peut s'interroger sur l'emplacement le plus judicieux pour les filtres. Faut-il les placer au primaire du transformateur, aux bornes d'un seul secondaire ou aux bornes de chacun des secondaires ?

- Les courants harmoniques apparaissent à l'entrée des redresseurs et il importe de les éliminer le plus près possible de leur source. La place la plus rationnelle des filtres se trouve donc être **l'entrée des redresseurs**.

Tout autre emplacement revient à interposer une impédance entre la source d'harmoniques et les filtres, donc à réduire l'efficacité de ces derniers :

- . Si on met les filtres aux bornes d'un seul secondaire, à cause de l'inductance de fuites entre secondaires, une partie des harmoniques n'est pas dérivée par les filtres.
 - . Si on met les filtres au primaire, les courants harmoniques circulent dans les enroulements du transformateur, diminuent le facteur de puissance de celui-ci et altèrent les tensions à l'entrée des redresseurs.
- Le montage des filtres directement à l'entrée des ponts redresseurs a en outre l'avantage de faciliter l'élimination du risque de **résonance parallèle**.

Le circuit équivalent pour un harmonique de l'ensemble, source - ligne - transformateur - filtre accordé - convertisseur de courant, est en effet celui schématisé sur la figure 6.3.

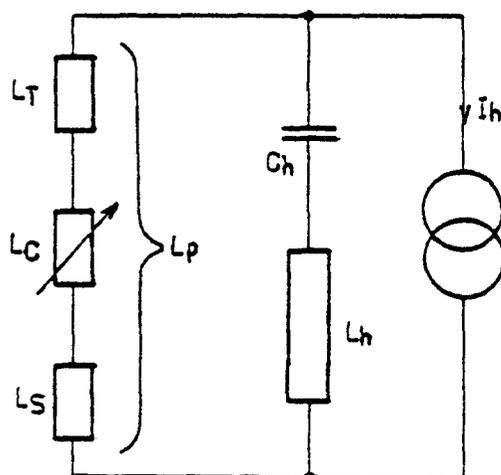


Fig 6.3

Si on désigne par L_p l'inductance totale due aux fuites du transformateur, à la caténaire et à la source, l'impédance du circuit formé par L_p et le filtre en parallèle a pour valeur à la pulsation ω' :

$$\frac{j L_p \omega' (j L_h \omega' - \frac{j}{C_h \omega'})}{j L_p \omega' + j L_h \omega' - \frac{j}{C_h \omega'}}$$

La résonance parallèle se produirait pour une pulsation ω' telle que :

$$(L_p + L_h) C_h \omega'^2 = 1$$

ou, puisque $L_h C_h h^2 \omega^2 = 1$, pour

$$\omega' = \frac{h \omega}{\sqrt{1 + \frac{L_p}{L_h}}}$$

Pour écarter suffisamment ω' de $h\omega$, il faut que L_p soit assez grand. Or, le terme le plus important le L_p est celui dû à la réactance des fuites du transformateur.

Si on plaçait le filtre au primaire, il ne serait shunté que par L_s et L_c , cette dernière inductance étant d'ailleurs variable.

Cette remarque sur la résonance parallèle montre aussi qu'il ne faut pas employer de filtre accordé sur un harmonique de rang élevé, sinon on risquerait d'obtenir la résonance parallèle sur l'harmonique de rang inférieur.

- Notons enfin que les filtres placés juste à l'entrée des redresseurs permettent de minimiser l'influence sur ces derniers des perturbations d'origine extérieure à la machine.

1.4. Choix des fréquences de résonance des filtres, des capacités et des inductances

- Les courants harmoniques générés par les ponts redresseurs à commutation naturelle (ponts complets ou ponts mixtes) sont de rang impair ($h = 2k + 1$). Leur valeur rapportée à celle I_{10} du fondamental à plein allumage :
 - est constante pour les ponts complets

$$\frac{I_{2k+1}}{I_{10}} = \frac{1}{2k+1}$$

- varie pour les ponts mixtes. C'est le maximum de I_{2k+1} / I_{10} qui est égal à $1/2k + 1$.

On voit que ce sont les premiers harmoniques, ceux de rang 3, 5, 7, qu'il est le plus important d'absorber.

Suivant le degré de filtrage désiré, on dispose aux bornes de chacun des ponts redresseurs :

- un filtre accordé sur l'harmonique 3,
- deux filtres accordés respectivement sur les harmoniques 3 et 5,
- trois filtres accordés respectivement sur les harmoniques 3, 5 et 7.

La suppression de l'harmonique 3 provoque une augmentation notable du facteur de puissance, celle due à la suppression du 5 est moins importante et ainsi de suite.

Pour illustrer cette remarque, on a repris (figure 6.4) pour un pont mixte la caractéristique I_1/I en fonction de l'angle d'allumage α (courbe a) et tracé les courbes obtenues en supprimant l'harmonique 3 (courbe b), les harmoniques 3 et 5 (courbe c), les harmoniques 3, 5 et 7 (courbe d). Pour ces tracés, on a supposé inchangées les valeurs des termes du développement en série non supprimés :

$$I_1 = I_{10} \cos \frac{\alpha}{2}$$

$$I_3 = \frac{1}{3} I_{10} \cos \frac{3\alpha}{2} ; I_5 = \frac{1}{5} I_{10} \cos \frac{5\alpha}{2} ; I_7 = \frac{1}{7} I_{10} \cos \frac{7\alpha}{2}$$

$$I = I_{10} \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\pi-\alpha}{\pi}} , \text{ pour la courbe a}$$

$$= I_{10} \sqrt{\frac{\pi^2}{8} \left(\frac{\pi-\alpha}{\pi}\right) - \left(\frac{1}{3} \cos \frac{3\alpha}{2}\right)^2} , \text{ pour la courbe b}$$

$$= I_{10} \sqrt{\frac{\pi^2}{8} \left(\frac{\pi-\alpha}{\pi}\right) - \left(\frac{1}{3} \cos \frac{3\alpha}{2}\right)^2 - \left(\frac{1}{5} \cos \frac{5\alpha}{2}\right)^2} \text{ pour la courbe c}$$

$$= I_{10} \sqrt{\frac{\pi^2}{8} \left(\frac{\pi-\alpha}{\pi}\right) - \left(\frac{1}{3} \cos \frac{3\alpha}{2}\right)^2 - \left(\frac{1}{5} \cos \frac{5\alpha}{2}\right)^2 - \left(\frac{1}{7} \cos \frac{7\alpha}{2}\right)^2}$$

pour la courbe d.

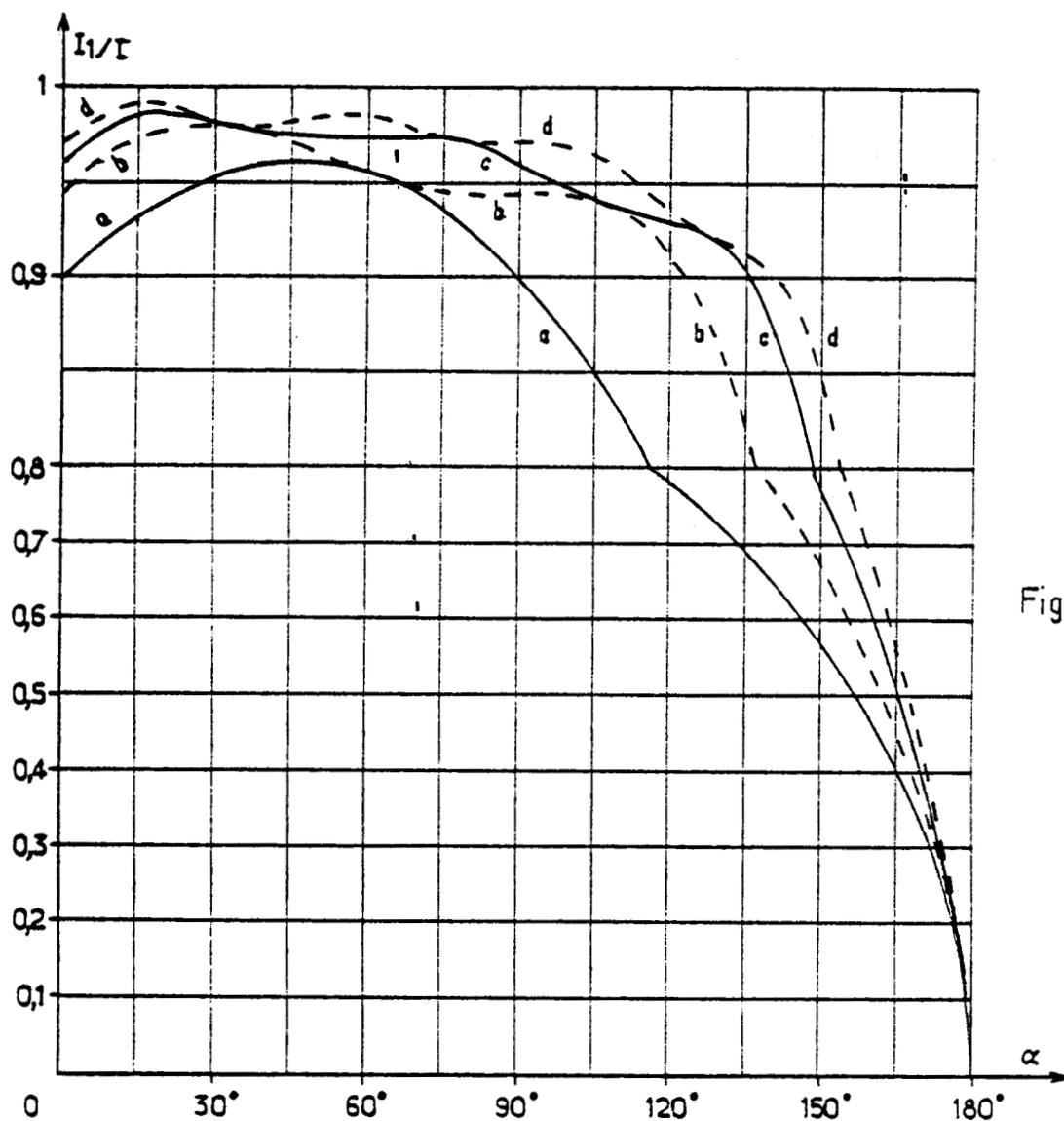


Fig 6.4

Ces courbes montrent que, si on a éliminé les harmoniques 3 et 5, l'élimination de l'harmonique 7 ne produit pas d'augmentation notable de I_1/I dès que l'angle de retard à l'allumage est inférieur à 150° , c'est-à-dire dès que U_d est supérieur à $0,067 U_{d0}$.

. Une fois le nombre de filtres choisi, il reste à déterminer la capacité et l'inductance de chacun d'eux.

Cette détermination s'effectue par la **répartition de la puissance réactive de compensation Q_c** entre les divers filtres.

Le courant qui passe dans un filtre est la somme du courant fondamental de compensation et du courant harmonique correspondant à la fréquence de résonance du filtre.

La valeur efficace de ce courant permet le dimensionnement des conducteurs de l'inductance du filtre, la valeur crête de ce courant permet de calculer la tension crête aux bornes des condensateurs.

Pour minimiser le coût des filtres, on doit affecter à chacun d'eux une partie d'autant plus faible que le rang de l'harmonique correspondant est plus élevé.

La loi optimale est une répartition inversement proportionnelle à la puissance $3/2$ du rang :

$$\frac{Q_h}{Q_c} = \frac{1}{h^{3/2}} / \sum_{\text{filtres}} \left(\frac{1}{h}\right)^{3/2}$$

en désignant par Q_h la partie de Q_c affectée au filtre accordé sur l'harmonique h .

Cette règle donne :

- dans le cas de trois filtres de rang 3, 5 et 7 :

$$Q_3 = 0,573 Q_c$$

$$Q_5 = 0,266 Q_c$$

$$Q_7 = 0,161 Q_c$$

- dans le cas de deux filtres de rang 3 et 5 :

$$Q_3 = 0,683 Q_c$$

$$Q_5 = 0,317 Q_c$$

Il est évident que des considérations pratiques conduisent à adopter des répartitions légèrement différentes. Par exemple, pour trois filtres :

$$Q_5 = \frac{Q_3}{2} \qquad Q_7 = \frac{Q_5}{2}$$

ce qui donne $Q_3 = 0,571 Q_c$; $Q_5 = 0,286 Q_c$; $Q_7 = 0,143 Q_c$.

De la puissance réactive fondamentale créée par un filtre, on passe à la capacité de celui-ci par la relation (6.2) :

$$C_h = \frac{h^2 - 1}{h^2} \frac{Q_h}{\omega V^2}$$

et de sa capacité à son inductance par :

$$L_h = \frac{1}{C_h h^2 \omega^2}$$

I.5. Remarque sur la nécessité de limiter la puissance de compensation

Si l'on néglige les variations de la chute de tension due à l'impédance de la source, de la caténaire et du transformateur, la tension aux bornes des filtres est constante : ils créent toujours la même puissance réactive Q_c quelle que soit la puissance réactive Q_l absorbée par le pont redresseur correspondant :

Quand $Q_l = Q_c$, $\cos \varphi_1$ est égal à 1

Quand $Q_l > Q_c$, $\cos \varphi_1$ est inférieur à l'unité par déphasage arrière du courant résultant.

Quand $Q_l < Q_c$, $\cos \varphi_1$ est inférieur à l'unité par déphasage avant.

Il faut choisir Q_c pour que, "en moyenne", $\cos \varphi_1$ soit beaucoup plus près de l'unité que si Q_c était nul.

C'est d'autant plus facile que Q_l tend moins à varier.

A courant redressé I_d constant, le diagramme des puissances permet de suivre l'évolution de la puissance réactive Q_l en fonction de la tension redressée U_d/U_{do} .

Sur la figure 6.5 on a rappelé ce diagramme :

- pour un pont complet (courbe a),
- pour un pont mixte ou un pont complet commandé en pont mixte (courbe b),
- pour deux ponts mixtes en série (courbe c),
- pour un pont complet et un pont mixte en série (courbe d).

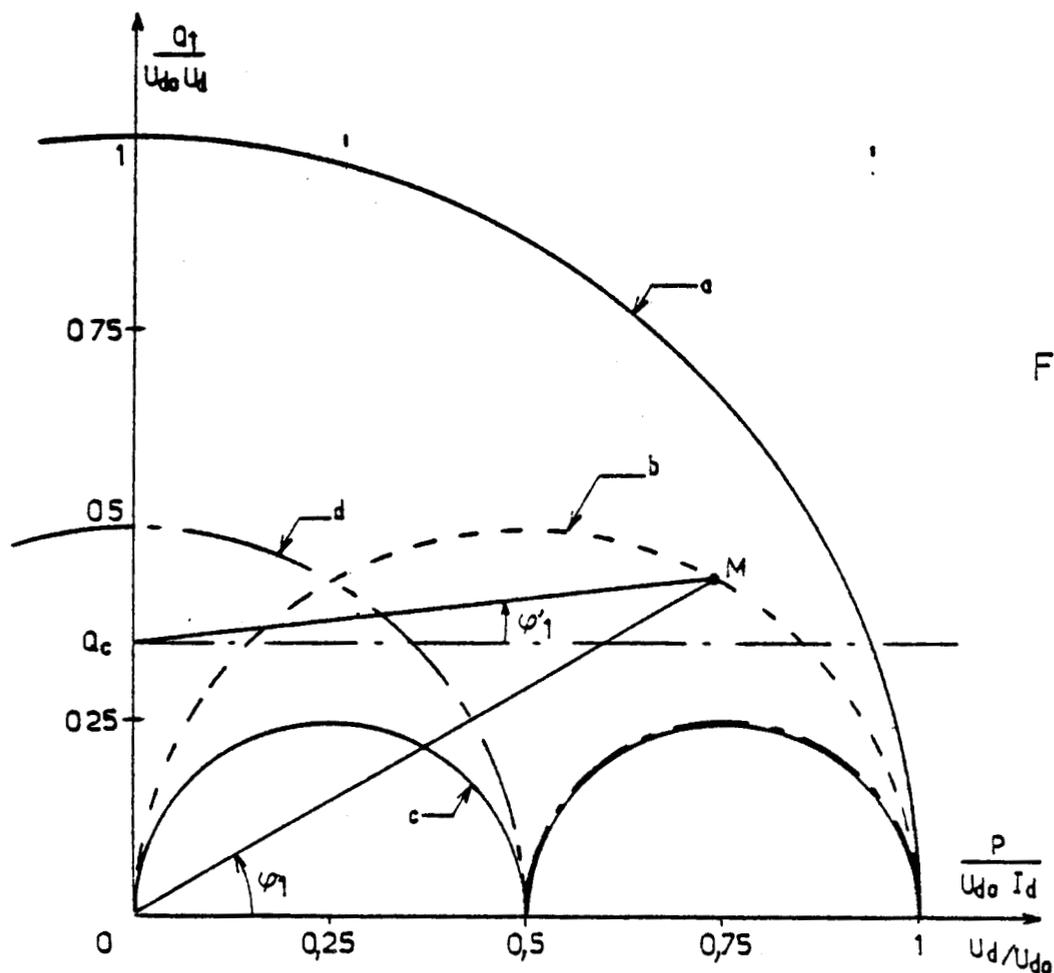


Fig 6.5

L'addition d'une puissance réactive Q_c créée par les filtres revient à décaler de Q_c l'axe des puissances actives. Pour un point de fonctionnement M donné, le déphasage du fondamental passe de φ_1 à φ_1' .

Le passage de la courbe a aux courbes b puis c a l'avantage de réduire le maximum de Q_1 mais aussi ses variations de part et d'autre de sa valeur moyenne :

- on peut donc réduire la puissance de compensation, donc le coût des capacités des filtres
- de plus, à Q_c donné, la différence $Q_1 - Q_c$, dans un sens ou dans l'autre quand U_d varie, aura une valeur relative plus faible ; le $\cos \varphi_1$ s'écartera moins en moyenne de l'unité.
- enfin, il ne faut pas oublier que si Q_c est sensiblement constant, Q_1 dépend de I_d . Aux faibles débits Q_c est excessif, cela est d'autant moins gênant que Q_c est moins important.

L'intérêt du passage du pont complet au pont mixte, puis d'un pont mixte à deux ponts mixtes est donc indiscutable.

Encore faut-il bien choisir Q_c ; cela dépend du fonctionnement de la locomotive, donc de la nature de son trafic. C'est dans le plan effort-vitesse qu'il faut se placer pour juger de la valeur de Q_c la mieux adaptée.

II - L'EXPERIMENTATION EFFECTUEE

II.1 La locomotive utilisée

La locomotive qui a servi à l'expérimentation est une locomotive monophasée du type BB 15 000 de la SNCF. Cette machine de 4 400 kW est équipée de deux moteurs à courant continu. Chaque moteur est alimenté par deux ponts en série, un pont complet et un pont mixte. Chacun des ponts est monté aux bornes d'un des enroulements secondaires du transformateur principal.

La tension nominale à vide des secondaires est égale à 950 V pour une tension ligne égale à 25 kV. La figure 6.6 donne le schéma équivalent à un bogie, avec indication de l'impédance ramenée au secondaire et de l'inductance du circuit du moteur.

Vu l'intérêt de la substitution d'un pont mixte au pont complet, la commande a été modifiée pour que le pont complet puisse fonctionner en pont mixte en traction, en pont complet en récupération. On a donc pu comparer les performances obtenues avec en série par moteur.

- . Un pont complet et un pont mixte
- . deux ponts mixtes.

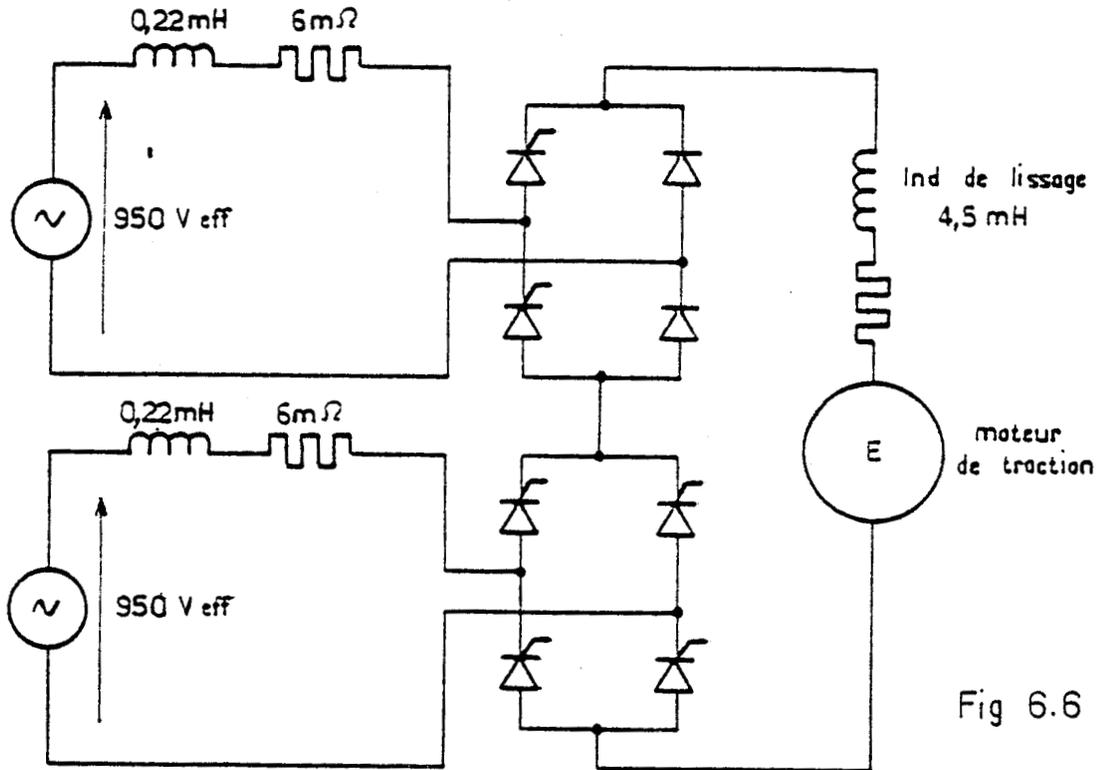


Fig 6.6

II.2 Tracé et paramétrage des courbes dans le plan effort-vitesse

Pour déterminer la puissance réactive de compensation, il faut connaître le $\cos \varphi_1$ de la machine sans compensation, ou à défaut le facteur de puissance

Chaque point du plan effort-vitesse de la locomotive correspond à une valeur de la tension U_d aux bornes du moteur et du courant I_d qu'il absorbe.

Ce plan peut être paramétré en courbes d'égal α , ou d'égal $\cos \varphi_1$ ou d'égal

. Si on désigne par :

F , l'effort de traction en Newton de la machine,

v , la vitesse de la locomotive en m/s,

η_t , le rendement de la transmission mécanique,

η_m , le rendement du moteur électrique

n , le nombre de moteurs de la locomotive,

E , la f.c.e.m. du moteur en Volts,

I_d , le courant de charge du moteur en ampères,

R_i , la résistance de l'induit,

R_s , la résistance de l'inductance de lissage,

ΔU_{sc} , la chute de tension dans les semiconducteurs,

R_t , la résistance équivalente du transformateur,

- X_p , la réactance totale (source - ligne - transformateur) qui intervient lors des commutations,
 V , la tension secondaire à vide,
 U_d , la tension redressée moyenne,
 μ , l'angle de commutation du pont sur lequel s'effectue le réglage de la tension,
 μ' , l'angle de commutation du pont sur lequel l'on n'effectue pas le réglage (α voisin de 0 ou de π).

on peut effectuer le passage grandeurs électriques - grandeurs mécaniques, puis calculer le $\cos \phi_1$ correspondant à chaque point.

On peut admettre que les secondaires ont la même tension et que le courant pris par le moteur est parfaitement lissé :

pour chaque moteur, le produit $E I_d$ est donné par :

$$E I_d = F v \times \frac{1}{\eta_t} \times \frac{1}{\eta_m} \times \frac{1}{n} \quad (6.4)$$

D'autre part, puisqu'il s'agit de moteurs à excitation série, le couple électromagnétique n'est fonction que du courant I_d . A chaque valeur de l'effort F , compte-tenu de la correction due aux pertes de couple dans le moteur et dans la transmission qui dépendent de la vitesse, correspond une valeur du courant moteur I_d .

Pour un point du plan F, v , l'effort donne le courant I_d , le produit effort-vitesse donne par la relation (6.4) la f.c.e.m.

On passe de celle-ci à la tension que donneraient, à vide, les ponts alimentant le moteur par :

$$U_d = E + (R_i + R_s) I_d + \Delta U_{sc}$$

. Pour passer à $\cos \varphi_1$, il faut d'abord calculer l'angle d'allumage des thyristors.

- Lorsqu'on commande le premier pont (α_1), l'autre fonctionnant en diode de roue libre.

$$1 - \cos \alpha_1 \approx \frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{V} \left[E + (R_i + R_s + R_t) I_d + \Delta U_{sc} \right] + \frac{X_p I_d}{V}$$

On passe à $\cos \varphi_1$ par la relation :

$$\begin{aligned} \cos \varphi_1 = \cos \text{Arc tg} \left\{ \frac{-1}{(1 - \cos \mu_1)(\cos \alpha_1 + \cos \mu_1)} \left[\frac{1}{4} \sin 2\mu_1 - \frac{1}{4} \sin 2\alpha_1 \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{1}{2} (\cos \alpha_1 + \cos \mu_1 - 1) \sqrt{1 - (\cos \alpha_1 + \cos \mu_1 - 1)^2} \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{1}{2} (\mu_1 - \alpha_1 + \text{Arc cos} (\cos \alpha_1 + \cos \mu_1 - 1)) \right] \right\} \quad (6.5) \end{aligned}$$

avec $\cos \mu_1 = 1 - \frac{l_2 \omega I_d}{\sqrt{2} V}$

l_2 désignant l'inductance de commutation (fuites du transformateur et ligne) ramenée au secondaire.

- Lorsqu'on commande le deuxième pont (α_2), on peut admettre que le premier travaille à α_1 nul, mais il faut tenir compte du déphasage du à son angle de commutation qui devient μ'_1 tel que :

$$\cos \mu'_1 = 1 - \frac{2 l_2 \omega I_d}{\sqrt{2} V}$$

D'où le $\cos \varphi_1$ du premier pont :

$$\cos \varphi_1 = \cos \text{Arc t}_g \left\{ \frac{-1}{(1 - \cos \mu'_1)(1 + \cos \mu'_1)} \left[\frac{1}{4} \sin 2 \mu'_1 + \frac{1}{2} \cos \mu'_1 \sqrt{1 - \cos^2 \mu'_1} - \frac{1}{2} (\mu'_1 + \text{Arc cos } \mu'_1) \right] \right\}$$

L'angle de retard à l'allumage du deuxième pont est donné par :

$$1 - \cos \alpha \approx \frac{\pi}{\sqrt{2}} \frac{1}{V} [E + (R_i + R_s + R_t) I_d + \Delta U_{sc}] + \frac{X_p I_d}{V} - 2$$

Connaissant α_2 et μ_2 qui est donné, comme μ_1 , par la relation (6.6) on les porte à la place de α_1 et μ_1 dans la relation (6.5) qui donne $\cos \varphi''_1$, facteur de puissance pour le fondamental du deuxième pont.

Puisque les deux enroulements du transformateur sont identiques, on obtient le $\cos \varphi_1$ de l'ensemble par la relation :

$$\cos \varphi_1 = \cos \text{Arc t}_g \frac{\sin \varphi'_1 + \sin \varphi''_1}{\cos \varphi'_1 + \cos \varphi''_1}$$

Ces calculs, longs et fastidieux à la main, sont faciles à faire traiter par un calculateur qui trace dans le plan F, v les courbes iso- $\cos \alpha$ et iso- $\cos \varphi_1$.

Lorsqu'on n'a besoin que des points permettant le tracé de courbe $F(v)$ correspondant au régime limite des thyristors, on peut utiliser des abaques publiés par le Sous-Comité 22 D de la CEI qui traite des convertisseurs de puissance pour le matériel roulant.

C'est cette méthode que nous avons utilisée dans un premier temps pour étudier la faisabilité de la compensation de la locomotive BB 15 056.

- A effort et vitesse donnés, donc à I_d et U_d déterminés, après avoir calculé les angles α et les $\cos \varphi_1$ des ponts redresseurs, on peut passer au calcul du facteur de puissance λ pour tracer des courbes iso- λ .

Si la commutation introduit un déphasage qu'on ne saurait négliger dans des calculs précis, elle affecte beaucoup moins la valeur efficace du courant pris par un pont et celle de son fondamental à angle d'allumage α donné.

On peut donc, à partir de α_1 et α_2 trouvés, utiliser les résultats du chapitre 3, pour calculer I et I_1 et en déduire λ par :

$$\lambda = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1$$

- Dans le plan F, v paramétré en iso-cos φ_1 il est aisé de déterminer la puissance réactive de compensation à installer à la locomotive compte-tenu du trafic auquel elle est destinée.

En un point F, v qui correspond à une puissance absorbée par la machine égale à P et à un facteur de puissance fondamental avant compensation égal à $\cos \varphi_{1nc}$ si on veut porter ce facteur après compensation à $\cos \varphi_{1c}$ on doit installer une puissance de compensation Q_c telle que :

$$Q_c = P (t_g \varphi_{1nc} - t_g \varphi_{1c})$$

On vérifie si Q_c a l'effet bénéfique optimal dans les zones les plus usitées du plan F, v . Sinon on modifie Q_c .

Remarque :

Les résultats obtenus par cette méthode donnent des résultats très voisins de ceux expérimentalement relevés. Ayant pu faire une importante campagne d'essais, il nous a semblé préférable de reporter ici les résultats donnés par ces derniers.

Nous nous contenterons de montrer (figure 6.7) les courbes donnant $\cos \varphi_1$ et λ en fonction de la vitesse, calculées pour une alimentation des moteurs par deux ponts mixtes au régime limite des thyristors, avant compensation.

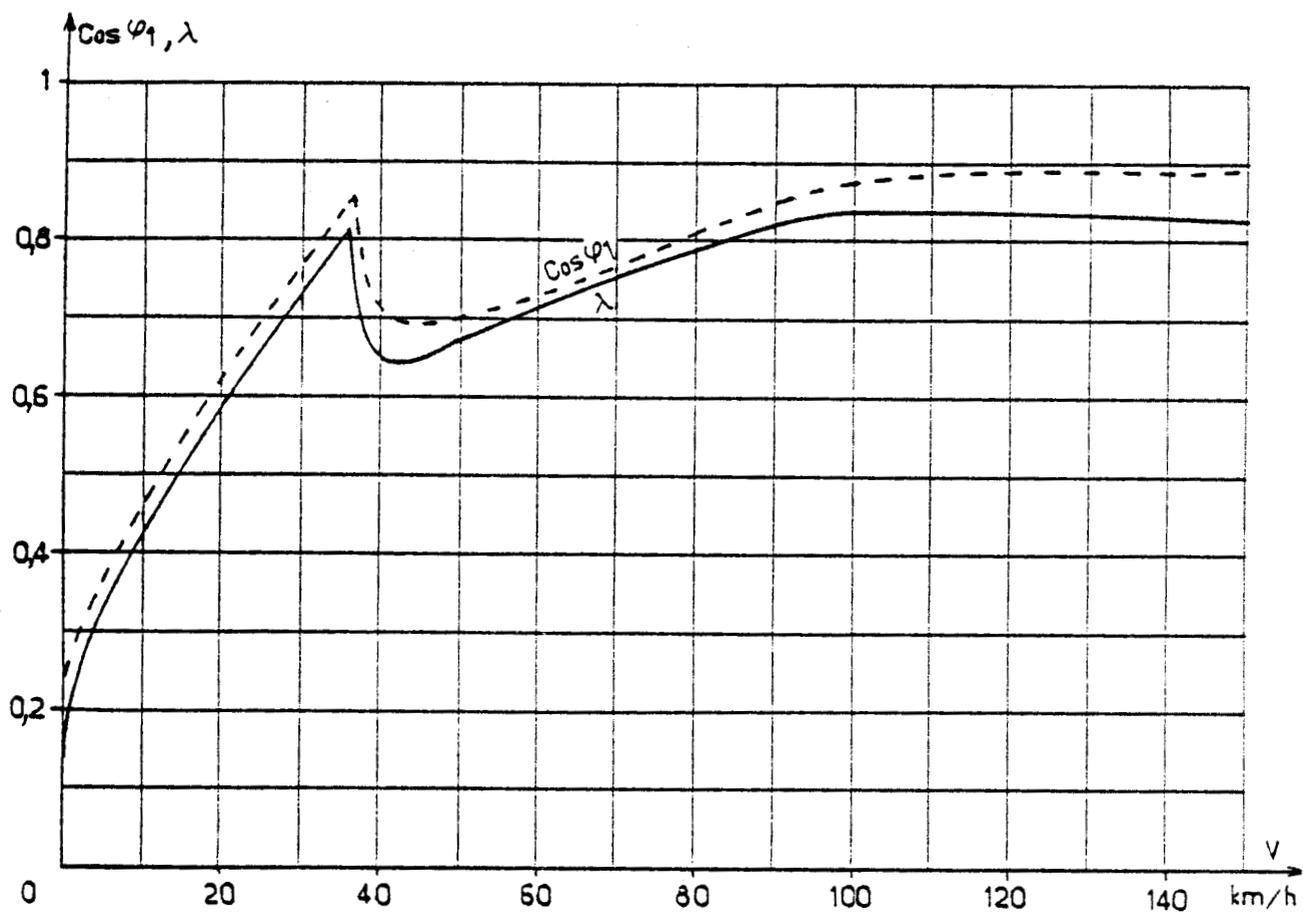


Fig 6.7

A cause des commutations, ces courbes présentent des maxima nettement moins forts que ceux trouvés en négligeant ce phénomène (fig. 3.14). Elles diffèrent très peu de celles expérimentalement relevées (figure 6.15, courbe en traits interrompus a).

II.3 Filtres utilisés

La locomotive BB 15 056 a été équipée de 12 filtres, trois par pont (figure 6.8).

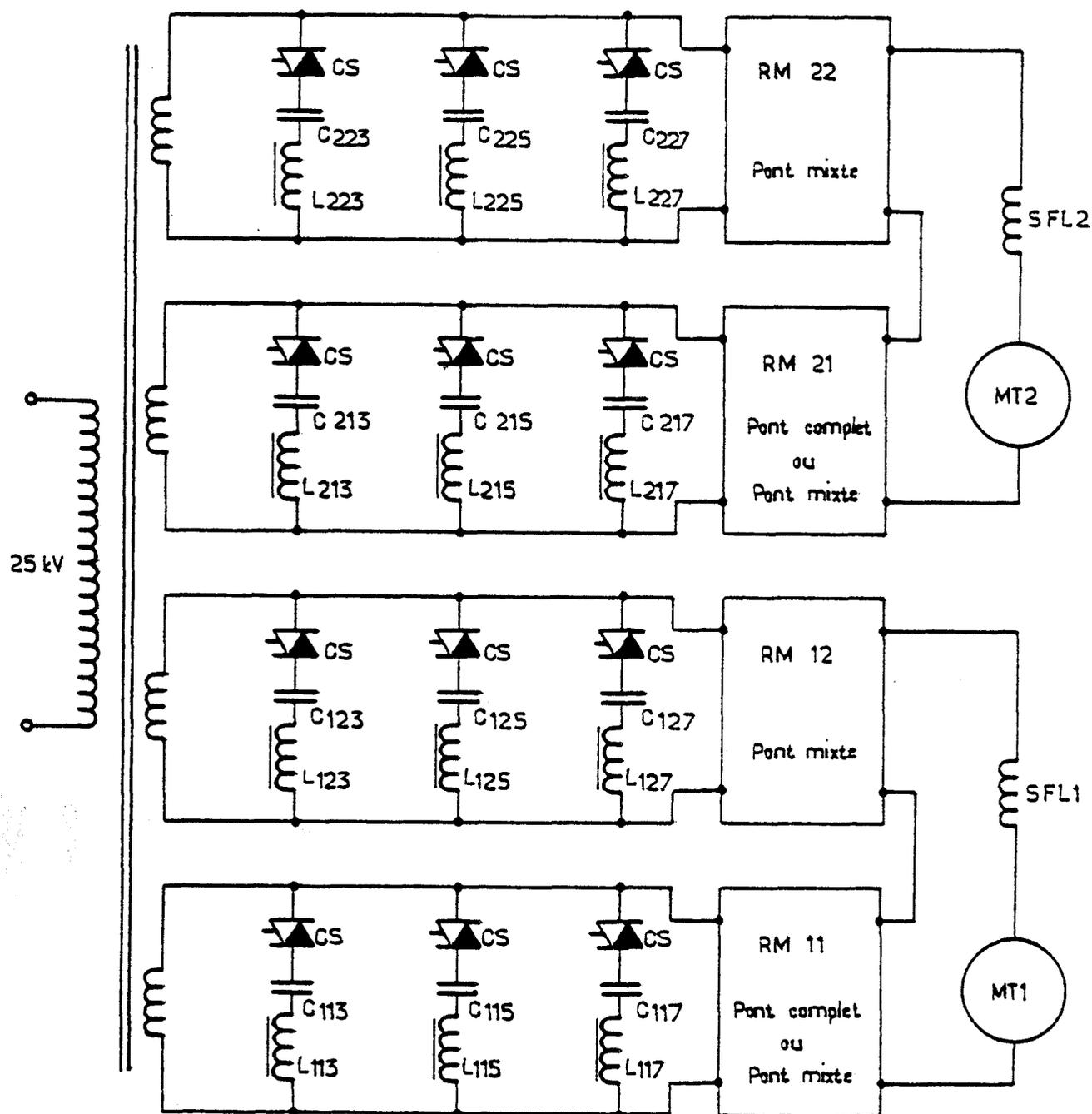


Fig 6.8

La puissance totale de compensation installée était de 1 800 Kvar (soit 900 Kvar par moteur) répartie de la manière suivante :

600 Kvar sur chacun des 2 ponts complets

300 Kvar sur chacun des 2 ponts mixtes.

Sur le schéma de la figure 6.8 on remarque que les filtres sont raccordés à l'entrée des ponts redresseurs par l'intermédiaire de contacteurs statiques à commutation naturelle CS. Ces contacteurs permettent d'éliminer le régime transitoire de tension aux bornes des condensateurs, car ils ne sont enclenchés que lorsque la tension à leurs bornes est nulle.

Après montage et câblage de tous les éléments sur la locomotive, nous avons procédé à l'accord de chacun des filtres. Le tableau ci-dessous récapitule les caractéristiques réelles des filtres installés vus des ponts redresseurs.

n° du filtre	R à 20°C en m Ω	L en mH	C en mF	f en Hz	f théorique en Hz	puissance réactive
113	10,35	1,048	1,028	152	150	300 Kvar
115	11,15	0,750	0,551	250	250	150 Kvar
117	9,75	0,392	0,549	347	350	150 Kvar
123	18,22	2,036	0,523	149	150	150 Kvar
125	18,42	1,468	0,288	246	250	75 Kvar
127	13,05	0,758	0,264	349,5	350	75 Kvar
213	10,93	1,079	1,027	151,7	150	300 Kvar
215	11,87	0,766	0,550	250,4	250	150 Kvar
217	10,45	0,418	0,548	354,6	350	150 Kvar
223	18,70	2,028	0,523	149,3	150	150 Kvar
225	19,15	1,45	0,290	245,8	250	75 Kvar
227	13,90	0,76	0,275	348	350	75 Kvar

II.4 Conduite des essais - Caractéristiques relevées

Les diverses grandeurs, tensions, courants, puissances, ont été mesurées en fonction de la vitesse, donc de l'angle d'ouverture :

- . soit pour une intensité constante dans les moteurs de traction, donc à effort constant.
- . soit en régime limite thyristors, c'est-à-dire sur la caractéristique enveloppe de la locomotive dans le plan effort-vitesse. C'est la caractéristique ABCD tracée sur les figures 6.9, 6.10, 6.13 et 6.14; elle correspond à un courant de 2 600 A dans les moteurs au démarrage).

Ces mesures permettent le tracé des caractéristiques :

$$\lambda = f(v) \quad ; \quad I_1/I = f(v) \quad ; \quad I_{cat} = f(v)$$

et de paramétrer le plan effort-vitesse de la locomotive en courbes d'égal facteur de puissance.

Parmi les diverses caractéristiques relevées, nous avons reproduit ici :

- . Dans le cas d'un pont complet en série avec un pont mixte :
 - Les courbes d'égal λ dans le plan F, v avant compensation (figure 6.9)
Le courant absorbé est toujours alors déphasé en arrière de la tension.
 - Les courbes d'égal λ dans le plan F, v lorsqu'on met les filtres de rang 3, 5, 7 en service (figure 6.10). La puissance réactive de compensation est alors de 1 800 Kvar. Pour chaque courbe, on a indiqué à côté de la valeur de λ si le fondamental était déphasé en arrière de la tension (AR) ou en avant (AV).
 - Les caractéristiques donnant le facteur de puissance λ en fonction de la vitesse v (figure 6.11) :
 - . au régime limite des thyristors (courbes a).
 - . pour un courant dans les moteurs de 1 900 A (courbes b),
 - . pour un courant dans les moteurs de 1 500 A (courbes c).

Les courbes en traits interrompus correspondent au régime sans filtre, celles en traits continus au fonctionnement avec les 1 800 Kvar de compensation.

- Les caractéristiques donnant le courant à la caténaire I_{cat} en fonction de la vitesse v (figure 6.12) :

- . pour un courant moteur de 1 900 A (courbes b),
- . pour un courant moteur de 1 500 A (courbes c)

sans filtre (traits interrompus), avec filtre de 1 800 Kvar (traits continus).

. Dans le cas de deux ponts mixtes en série :

- Les courbes d'égal λ dans le plan F, v lorsqu'on met les filtres de rang 3, 5, 7 en service (1 800 Kvar) (figure 6.13).

- Les courbes d'égal λ dans le plan F, v lorsqu'on ne met en service que les filtres de rang 3 (figure 6.14). La puissance réactive de compensation n'est plus alors que de 1 200 Kvar.

- Les caractéristiques λ en fonction de v (figure 6.15) :

- . au régime limite des thyristors (courbes a),
- . pour une intensité moteur de 1 500 A (courbe c) sans compensation (courbes en traits interrompus), avec une puissance de compensation de 1 200 Kvar (courbes en traits mixtes), avec une puissance de compensation de 1 800 Kvar (courbes en traits continus).

- Les caractéristiques de courant caténaire en fonction de v (figure 6.16), au régime limite thyristors (a) et pour une intensité moteur de 1 500 A (c) , sans compensation (traits interrompus), ou avec 1 200 Kvar (traits mixtes), ou avec 1 800 Kvar (traits continus).

Remarque :

- 1) Nous n'avons pas reproduit les courbes donnant par I_1/I l'importance relative des harmoniques.

Pour toutes les courbes correspondant aux tracés a, b ou c des figures précédentes, sauf aux très basses vitesses, dès qu'il y a compensation, le rapport I_1/I est supérieur à 0,96.

- 2) Lors du tracé des caractéristiques $\lambda(v)$ des figures 6.11 et 6.15, nous avons distingué les valeurs de λ correspondant à un déphasage φ_1 arrière, de celles correspondant à un déphasage avant. Ceci permet de mieux voir les zones où la compensation excessive diminue $\cos \varphi_1$ et donc λ .
- 3) Tracer sans discontinuité les courbes $\lambda(v)$ quand on passe de la partie déphasage avant à la partie déphasage arrière ou inversement, n'est pas en principe légitimé.

Puisque lors du passage, $\cos \varphi_1$ est égal à 1, λ passe de I_1/I d'un côté à I_1/I de l'autre. Mais dans les secteurs où s'effectuent ces passages, le rapport I_1/I est très voisin de l'unité (entre 0,98 et 1) et l'approximation faite pour faciliter la lecture des courbes est tout à fait tolérable.

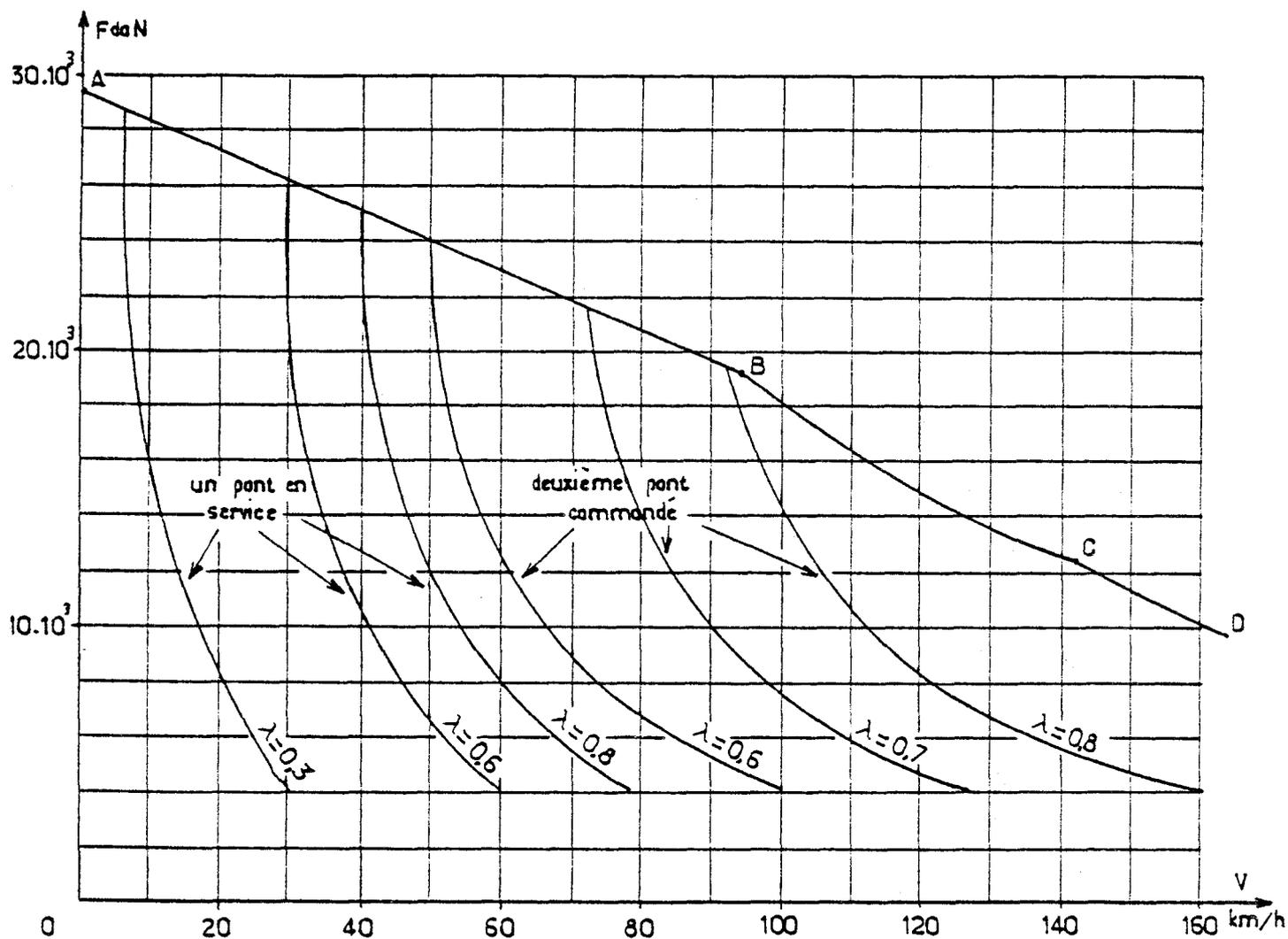


Fig 6.9

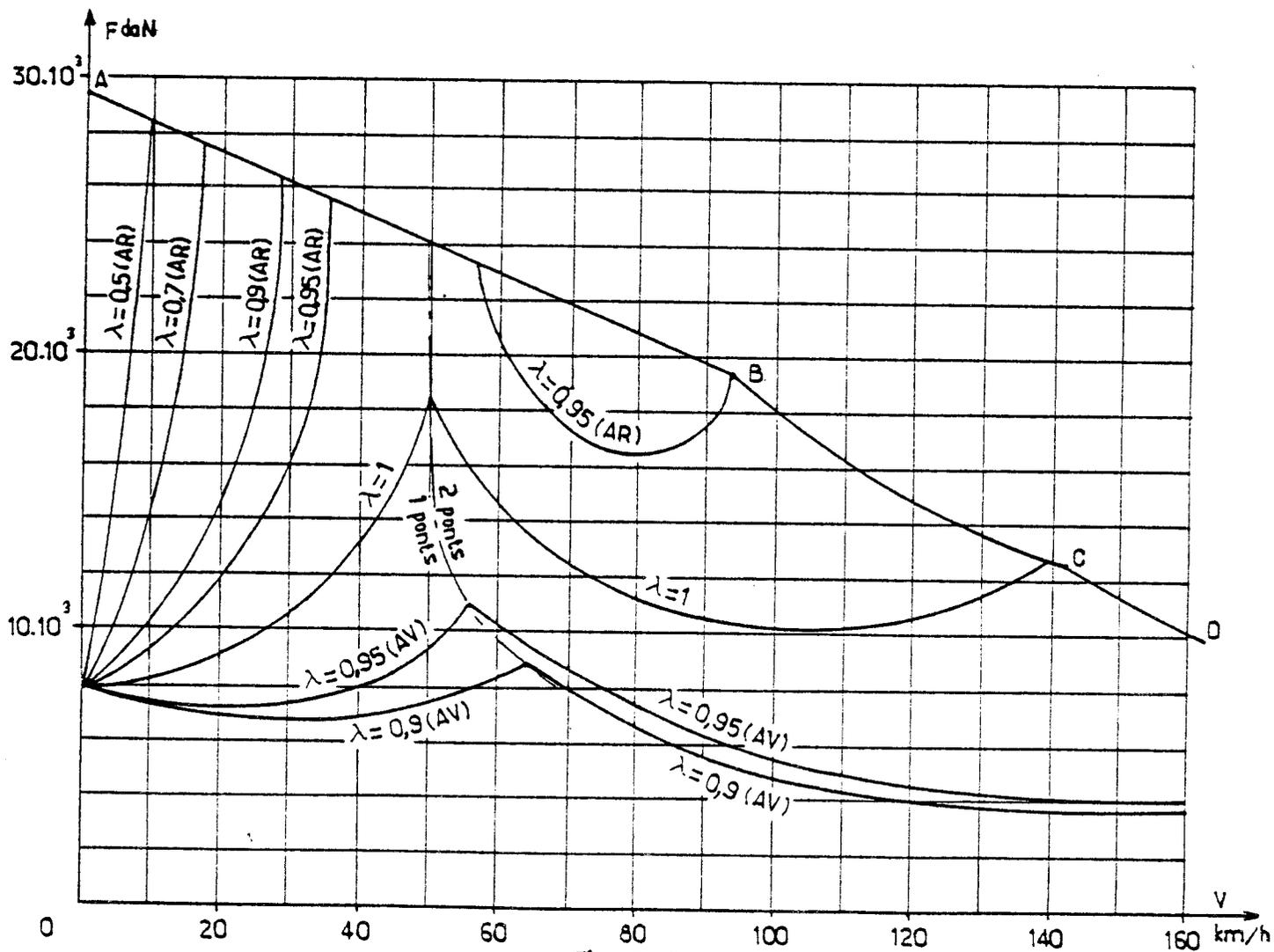


Fig 6.10

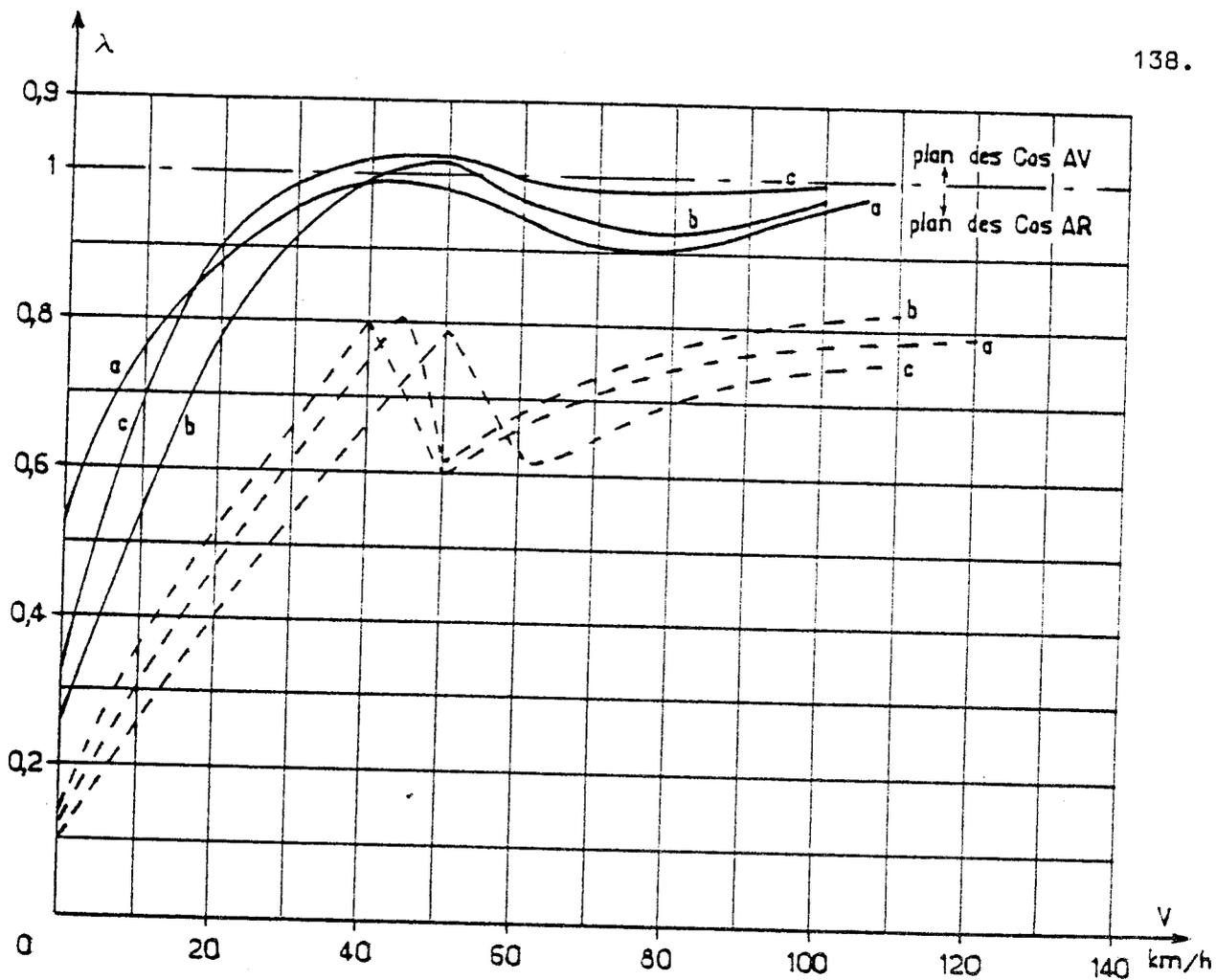
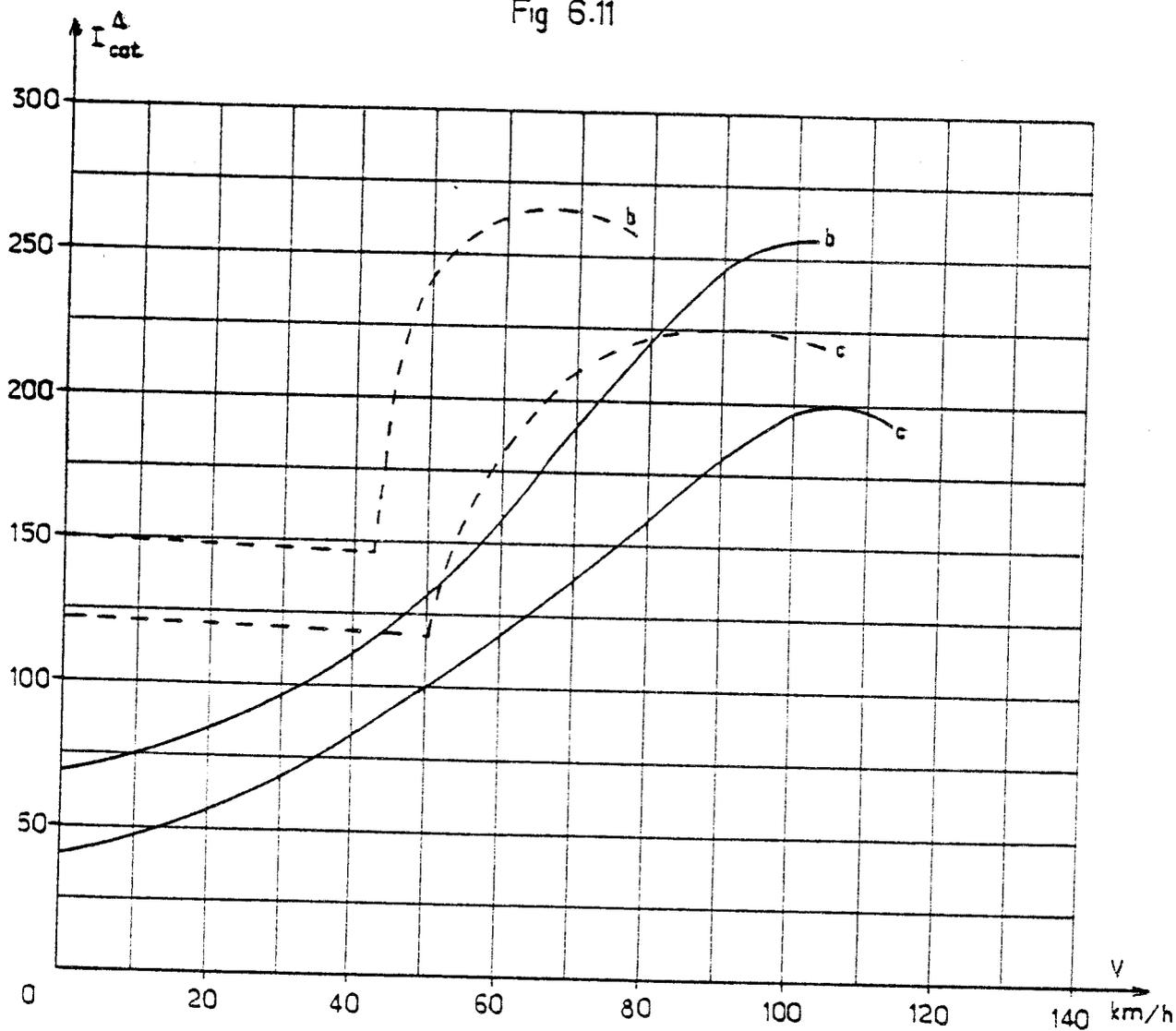


Fig 6.11



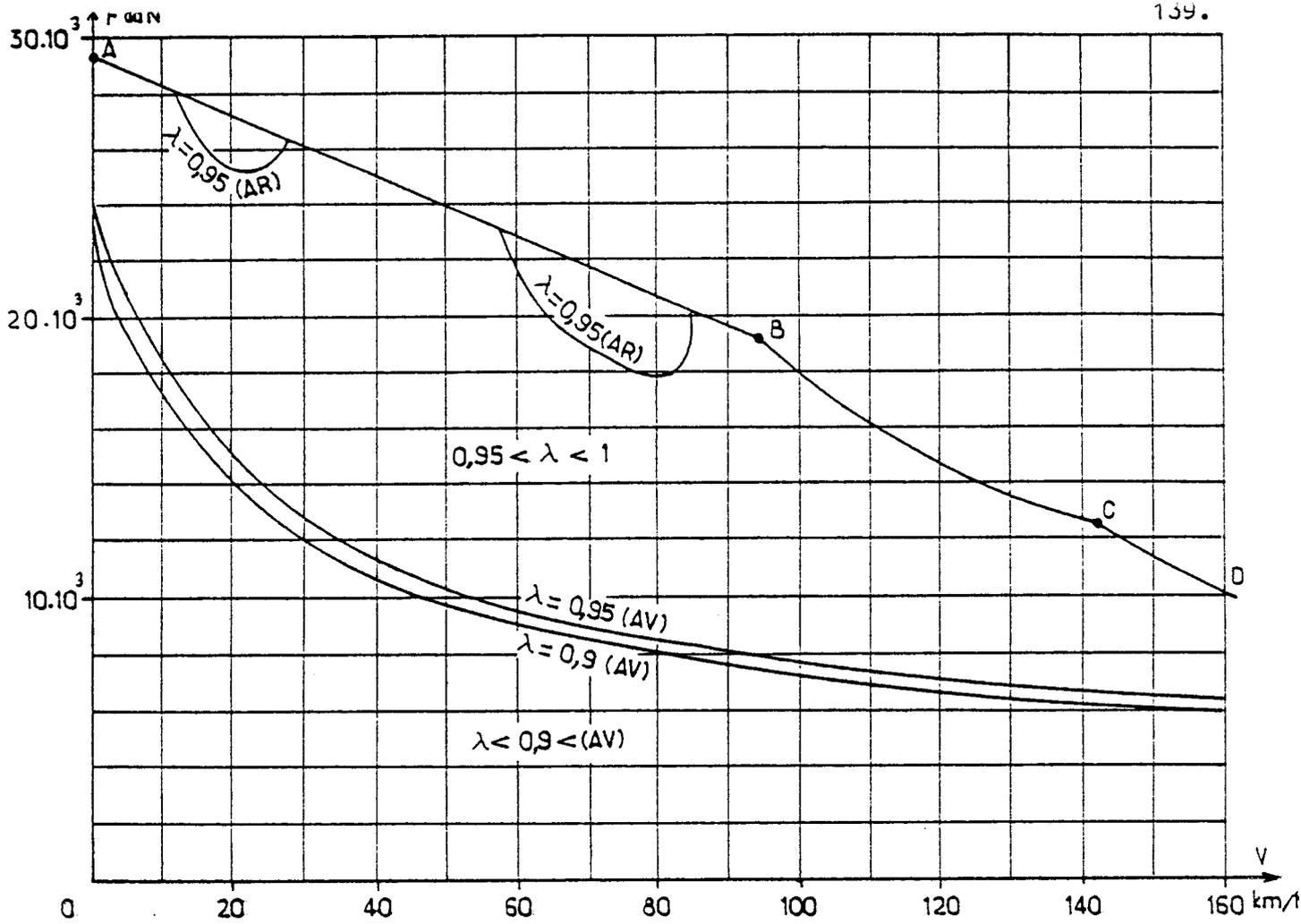


Fig 6.13

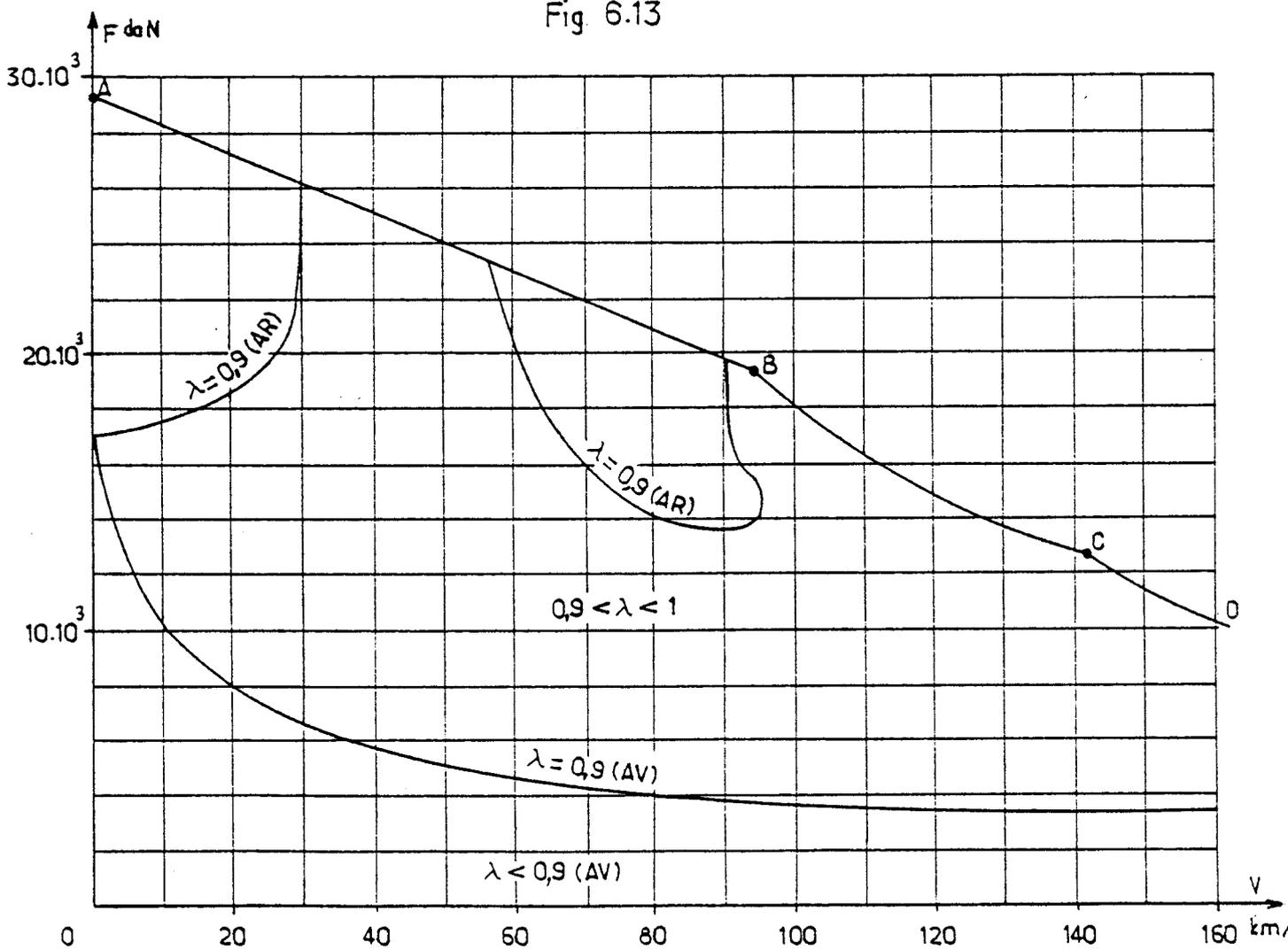


Fig 6.14

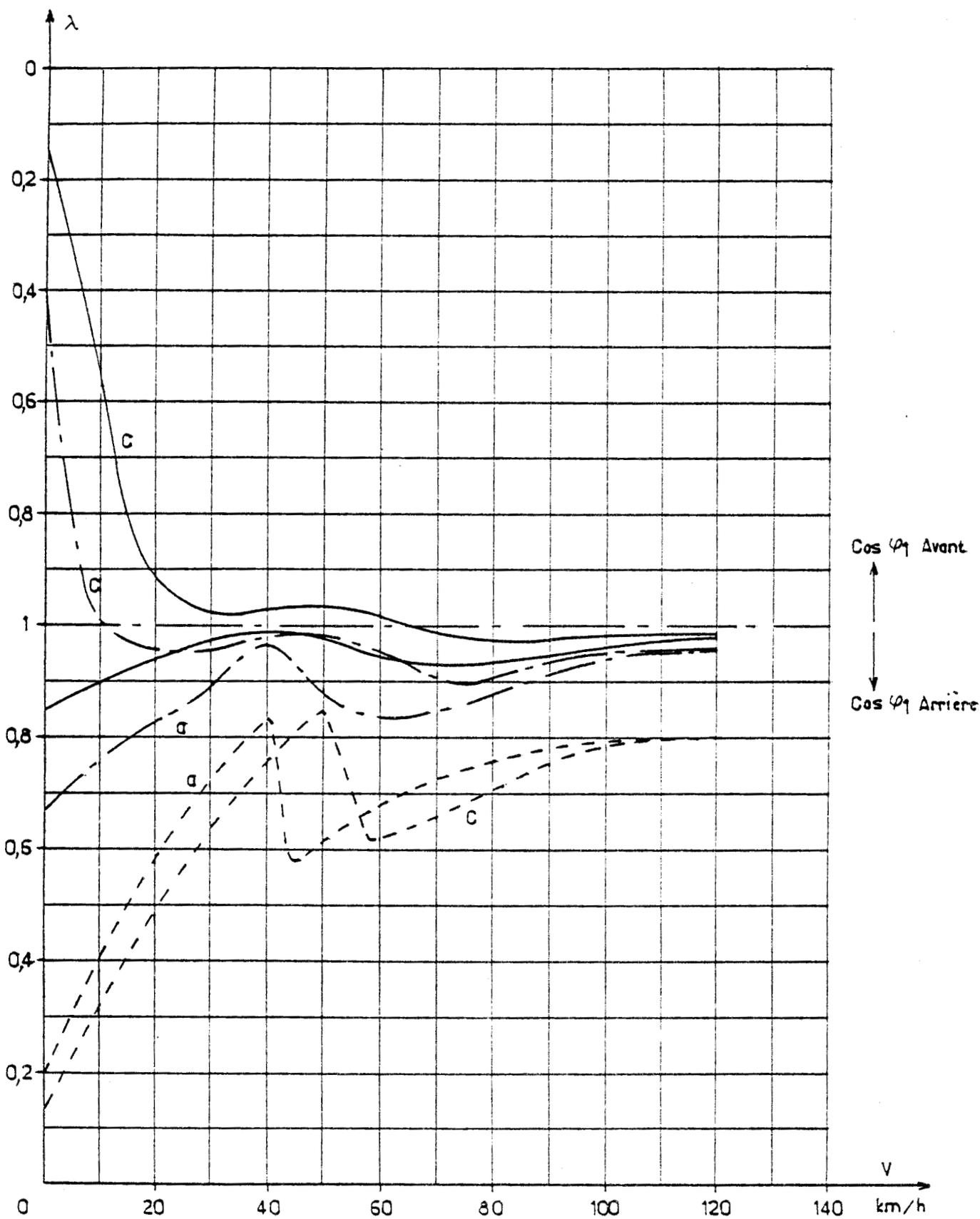


Fig 6.15

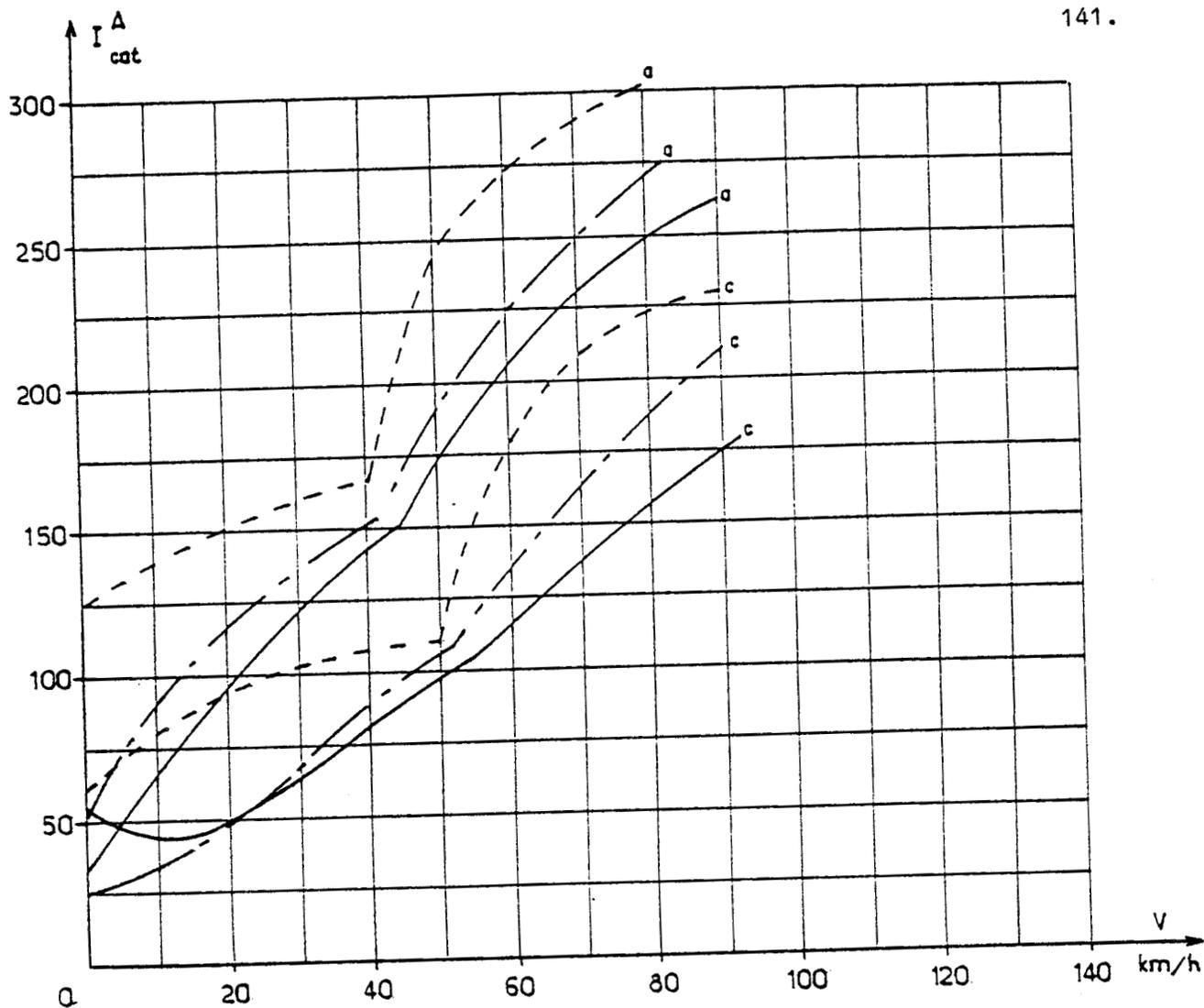


Fig 6.16

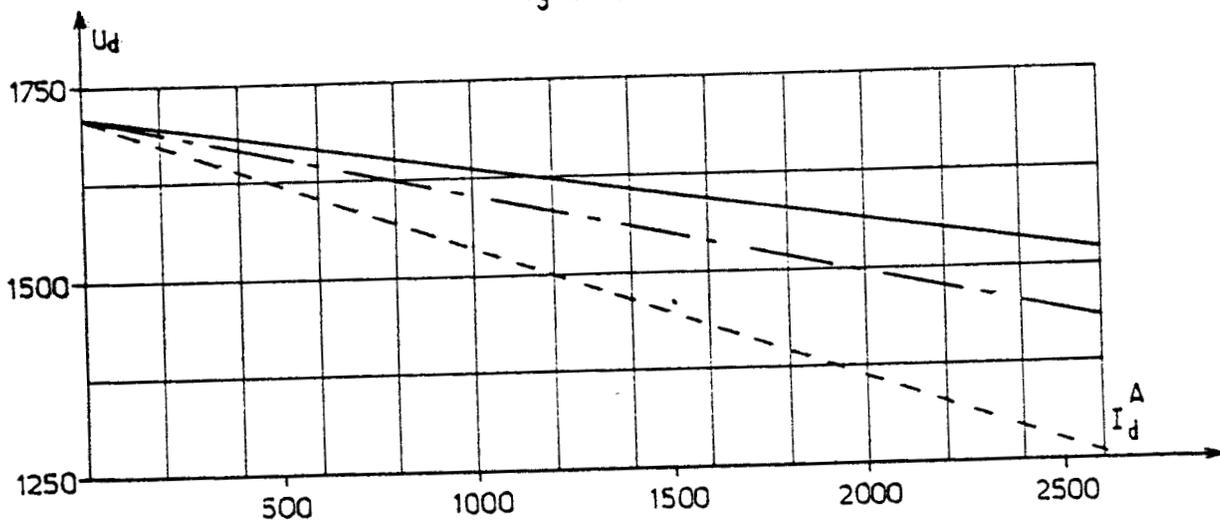


Fig 6.17

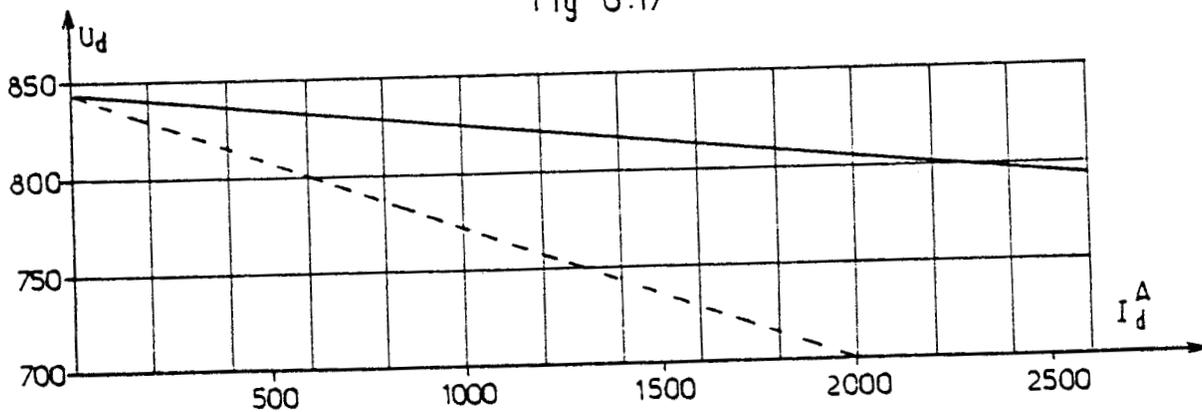


Fig 6.18

II.5 Commentaires sur les résultats obtenus

1°) Comparaison pont complet - pont mixte

Comme prévu, le pont mixte est beaucoup plus facile à compenser que le pont complet. Pour un même courant moteur, il faut 1 800 Kvar de compensation avec un montage pont complet - pont mixte et seulement 1 200 Kvar avec deux ponts mixtes en série pour obtenir des courants de caténaire sensiblement égaux.

2°) Intérêt de la compensation pour les installations fixes

La compensation de la locomotive permet une diminution drastique du courant en ligne pendant la période de démarrage.

La compensation est donc particulièrement intéressante pour les engins du type automotrice de banlieue qui ont des démarrages fréquents. Avec des engins de traction équipés de ce dispositif on peut augmenter le trafic sans augmenter la puissance des installations fixes (sous-stations et caténaire). A trafic égal on diminue les pertes dans toute la transmission du réseau aux moteurs.

3°) Influence du taux d'harmoniques

En l'absence de compensation et sauf aux très basses vitesses, l'influence du terme $\cos \varphi_1$ est prépondérante dans la dégradation du produit λ égal à $(I_1/I) \cos \varphi_1$.

Pour le fonctionnement avec pont complet, I_1/I varie entre 0,90 et 0,94 alors que $\cos \varphi_1$ varie de 0,30 à 0,83.

Dans le montage à deux ponts mixtes, conformément à la théorie, I_1/I est un peu plus faible.

La compensation apporte une nette amélioration du rapport I_1/I , puisqu'avec deux ponts mixtes et simplement 1 200 Kvar, ce rapport devient supérieur ou égal à 0,96.

Cette remarque permet, lors d'un calcul d'avant-projet, d'assimiler λ et $\cos\varphi_1$ dès que l'on dote la locomotive de filtres antiharmoniques tels qu'ils donnent un facteur de puissance supérieur ou égal à 0,96 pour le fonctionnement à puissance nominale.

La forte augmentation de I_1/I , donc la forte réduction du taux d'harmoniques modifie complètement la forme d'onde du courant en ligne, on s'écarte des créneaux classiques pour se rapprocher de la sinusoïde idéale. La forme d'onde de la tension aux bornes de la locomotive est elle aussi très améliorée.

Tous les inconvénients liés à la propagation des harmoniques sont très atténués.

4°) Relèvement de la tension redressée

La compensation permet, pour une même tension caténaire, d'obtenir une augmentation de la tension aux bornes des moteurs.

Pour le montrer, nous avons tracé (figure 6.17) dans le cas d'une locomotive à deux ponts mixtes en série par moteur, les caractéristiques tension moteur - courant moteur :

sans compensation (en traits interrompus)

avec une compensation de 1 200 Kvar (en traits mixtes)

avec une compensation de 1 800 Kvar (en trait continu)

Lors du fonctionnement à plein allumage des ponts.

La figure 6.18 donne dans le cas d'un pont complet et d'un pont mixte en série, la variation de U_D en fonction de I_D au moment où on commence à débloquer le premier pont, l'autre étant à pleine ouverture.

sans compensation (en traits interrompus)

avec une compensation de 1 800 Kvar (en traits continus).

Dans les deux cas, pour 1 500 A, le gain en tension est de l'ordre de 10%. Ce gain en tension est principalement dû au fait que les creux de tension lors des commutations sont fortement atténués.

L'augmentation de la tension côté moteur s'ajoute avec la réduction de la chute de tension côté ligne pour abaisser la puissance de dimensionnement du transformateur. Dans le cas de la locomotive BB 15 056 nous avons estimé que la compensation permettait de réduire de 14 % environ cette puissance.

III - FAUT-IL MODULER LA PUISSANCE REACTIVE

Les figures 6.10 à 6.18 montrent que la compensation de réactif par les filtres, qui avait été calculée pour obtenir $\cos \varphi_1$ égal à 1 à la fin du déblocage du pont complet dans une alimentation de chaque moteur par un pont complet en série avec un pont mixte, apportait une amélioration certaine, surtout pour les installations fixes. Toutefois, l'observation de ces caractéristiques montre aussi que la compensation est trop importante pour les faibles charges de fonctionnement - faible courant et faible vitesse.

La question se pose donc de l'intérêt d'une modulation de la puissance réactive en fonction de la puissance active, pour maintenir un facteur de puissance très voisin de l'unité à tous les régimes.

Cet objectif pourrait être atteint par la multiplication du nombre de filtres qu'on met hors service par des contacteurs statiques au fur et à mesure que la puissance réactive de compensation devient surabondante.

On pourrait aussi travailler à puissance réactive créée par les filtres constante et brancher aux bornes de l'un des enroulements du transformateur une inductance dont on fait varier l'impédance apparente au moyen d'un gradateur.

En fait, la réponse à cette question ne peut être globale, elle dépend du type d'engin moteur qu'on envisage de construire et de son mode d'exploitation.

L'obtention d'un facteur de puissance quasi-unitaire sur toute la surface du plan effort-vitesse se traduit par une augmentation du coût et de la masse du matériel qui n'est pas toujours justifiée.

Il semble actuellement plus raisonnable de bien connaître l'histogramme de fonctionnement de l'engin projeté et d'optimiser le dimensionnement de la compensation pour minimiser la consommation moyenne d'énergie réactive.

CONCLUSIONS

L'objet de notre étude n'était pas d'apporter une réponse générale et définitive au problème du convertisseur d'entrée des locomotives alimentées en monophasé. L'évolution des performances demandées aux engins de traction d'une part, l'apparition de nouveaux composants de puissance et les possibilités offertes par la micro-informatique d'autre part ne manqueraient pas d'apporter rapidement un démenti formel à toute conclusion même circonstanciée et prudemment formulée.

L'objet de notre étude était, à partir de calculs simplifiés au maximum et de l'expérience acquise sur les engins actuels, de formuler quelques idées simples et donc précises. Ces idées pourraient servir de base aux deux questions qu'on ne peut pas ne pas se poser :

- . celle de l'intérêt du filtrage,
 - . celle de la substitution de la commutation forcée à la commutation naturelle.
- 1°) Le facteur de puissance traduit globalement l'importance des deux causes de perturbations de l'ensemble transformateur-redresseur monté à l'entrée des locomotives, la génération de courants harmoniques et la consommation de puissance réactive à la fréquence fondamentale.

On améliore le facteur de puissance en passant d'un redresseur en pont complet à un redresseur en pont mixte, puis d'un pont mixte à deux ponts mixtes en série commandés de manière séquentielle.

Cette solution est celle actuellement adoptée sur la majorité des engins de grande traction.

- 2°) Pour améliorer le facteur de puissance, on peut dériver des filtres antiharmoniques à l'entrée des ponts redresseurs. Ces filtres permettent de supprimer les harmoniques les plus gênants.

A la fréquence fondamentale, les filtres constituent des générateurs de puissance réactive ; c'est un avantage et un inconvénient.

Cette puissance réactive se soustrait de celle consommée par les ponts redresseurs et contribue ainsi à l'augmentation du facteur de puissance.

Malheureusement cette puissance réactive est constante alors que celle absorbée par les redresseurs varie. Si les filtres améliorent $\cos \varphi_1$ à certains régimes, ils risquent de le détériorer à d'autres.

Le filtrage n'est intéressant que s'il est associé à un bon redresseur, c'est-à-dire à un redresseur consommant une puissance réactive relativement faible et ne variant pas trop avec le réglage de la tension. Cela permet de réduire les batteries de condensateurs et d'obtenir un effet moyen de la puissance réactive très favorable.

Les filtres associés à un redresseur formé de deux ponts mixtes en série donnent un gain de performances important.

- 3°) Le problème du passage de la commutation naturelle à la commutation forcée doit dans un premier temps être examiné sans tenir compte du coût et des difficultés de mise en oeuvre des "interrupteurs". Il faut s'assurer qu'une solution mettant en jeu des convertisseurs plus onéreux ne conduit pas à des performances plus mauvaises.

Utiliser la commutation forcée simplement pour recentrer les créneaux du courant absorbé sur les alternances de la tension d'alimentation n'est pas intéressant :

- . ce que l'on gagne sur le déphasage, on le perd sur le taux d'harmoniques,
- . on s'interdit le filtrage, car alors, la puissance réactive créée par les filtres est forcément surabondante à tous les régimes.

Si on a recours à la commutation forcée, il faut le faire carrément, c'est-à-dire passer en Modulation de Largeur d'Impulsions et effectuer un nombre important de commutation par alternance du courant pris au réseau.

La M.L.I. ne réduit pas le taux d'harmoniques, elle permet simplement de repousser les harmoniques vers des fréquences plus élevées.

La M.L.I. ne peut donc être envisagée seule, elle doit être associée au filtrage. Alors les harmoniques à arrêter étant de fréquence plus élevée :

- . on peut utiliser un filtre très allégé,
- . la puissance réactive fondamentale créée par le filtre, même si elle est toujours surabondante, a une importance relative réduite,
- . on peut passer à un schéma du redresseur plus simple et le retour à un seul pont par moteur n'est pas à écarter.

L'apparition de semiconducteurs de puissance à fermeture et ouverture commandées et rapides ne peut manquer de susciter une réflexion sur l'intérêt que présente leur emploi en grande traction.

Parallèlement à une expérimentation destinée à acquérir la maîtrise de la mise en oeuvre de ces nouveaux interrupteurs, à la mise au point des techniques de commande et de régulation permettant de tirer le meilleur parti de leurs possibilités, des études sur les structures mêmes où on les insère doivent être menées. Ces études doivent permettre de dégager les structures dans lesquelles il convient de les utiliser, de montrer dans quelles conditions ils permettent d'abaisser le coût des engins de traction ou d'en améliorer les performances.

BIBLIOGRAPHIE

- 01 H. BUHLER Electronique industrielle 1 : Electronique de Puissance
Editions Giorgi - St SAPHORIN (Suisse) - 1978
- 02 G. SEQUIER L'Electronique de Puissance
Dunod Editeur - PARIS - 4ème édition - 1979
- 03 G. SEQUIER Les Montages Redresseurs
Dunod Editeur - PARIS - 1970
- 04 R. CHAUPRADE Commande Electronique des Moteurs à Courant
Continu
Eyrolles Edition - PARIS - 1975
- 05 G. SEQUIER La Conversion Alternatif - Continu
Collection Les Convertisseurs de l'Electronique
de Technique et Documentation Edition - PARIS
- 1984
- 06 M. DEMONTVIGNIER Génération des Harmoniques de Courant Primaire
par les Redresseurs Monophasés - Application aux
Locomotives à Redresseurs.
Revue Générale de l'Electricité - Janvier 1956 -
t. 65, pp 39-68
- 07 M. DEMONTVIGNIER Contribution à l'Etude des Harmoniques de Courant
Monophasé des Locomotives à Redresseurs
Bull. Soc. Fr. Electr. - Août 1956 - t. 6 - pp 554-61
- 08 P. LAURENT Le Redresseur à Vapeur de Mercure - Interaction
entre le Redresseur et le Réseau d'Alimentation.
Revue Générale de l'Electricité
Juillet 1938 - t. 4 - pp 47-60, 89-95 et 113-24

- 09 P. LAURENT
Elimination des Résonances Harmoniques dues aux Redresseurs au moyen de Shunts Résonnants très amortis.
Bull. Soc. Fr. Electr. - Février 1948 - t. 8 - pp 72-76
- 10 TROGNEUX
Effets des Lignes de Traction Monophasées à 50 Hz sur les Installations Riveraines.
Bull. Soc. Fr. Electr. - Février 1958 - t. 8 - pp 107-119
- 11 A. COSSIE
Génération des Harmoniques de Courant de Traction et Perturbations engendrées par les Engins de Traction équipés de Thyristors.
Extrait de la "Revue Générale des Chemins de Fer"
- Avril 1974 - pp 1-8
- 12 A. FROEBE
Influence des Engins Moteurs à Réglage par Thyristors sur le Fonctionnement des Circuits de Voie.
Extrait de la "Revue Générale des Chemins de Fer"
- Avril 1974 - pp 1-13
- 13 I.K. HALL
D.S. PALMER
Electrical noise generated by thyristor control.
Proc. I.E.E. - Vol. 123 - n° 8 - August 1976 - pp 781-786
- 14 M. CHANAS
Perturbations de Tension affectant le Fonctionnement des Réseaux : Fluctuations brusques, Flicker, Déséquilibre et Harmonique.
Revue Générale de l'Electricité - t. 87 - n° 12 - Décembre 1978 - pp 925-943
- 15 M. DEMONTVIGNIER
La Consommation de Puissance Réactive par le Circuit Continu dans les Redresseurs et les Onduleurs
Revue Générale de l'Electricité - Décembre 1951 - t. 60 - pp 509-18
- 16 J.L. LAVERZAC
Y. LOGEAY
La Compensation Réactive du Réseau Français - Besoins Futurs
Bull. Dir. Etudes et Recherches EDF - 1979 - n° 4 - pp 21-37
- 17 W. FARRER
D.J. ANDREW
Fully controlled regenerative bridges with half controlled characteristics.
Proc. IEE - n° 2 - February 1978 - pp 109-112
- 18 B. MELLITT
M.J. MWANDOSYA
Input characteristics of naturally commutated single-phase asymmetrical converters
Proc. IEE - vol. 127 - n° 2 - March 1980 - pp 107-116

- 19 T.I. NORDIN
L.B. ARNE MAGNUSSON Advantages of thyristors locomotives and experience in Sweden.
Proc. IEEE - Trans on Indust. Applic. - Vol. IA8 - n° 3 - May/June 1972 - pp 316-328
- 20 L.G. ERIKSSON Thyristor control of multiple unit car.
Proc. IEEE - Trans on Indust. Appl. - Vol. IA8 - n° 3 - May/June 1972 - pp 329-337
- 21 W.H. BOHLI Les locomotives a thyristors Bo'Bo' de la série Re 4/4
N° 611 à 620 des Chemins de Fer Rhétiques - Revue BBC Décembre 1973 - pp 526-538
- 22 F. NOUVION
A. COSSIE
R. DUPONT Les locomotives monophasées BB 15 000.
Revue Générale des Chemins de Fer - 1971 -
- 23 J. BONAL Compte-rendu des essais réalisés au laboratoire d'électrotechnique de la SNCF de Vitry sur Seine en Juin 1980 - Notice MTE - n° 31-067 - pp 1-156
- 24 J. BONAL Analyse des résultats des essais en ligne de la locomotive BB 15 056.
Notice MTE n° 31-391 - Juillet 1981 - pp 1-5
et compte-rendu des essais BB 15 056 - Novembre 1981 - 416 pages
- 25 B. MELLITT Input characteristics of a diode bridge supplied chopper controller for A-C traction applications
Proc. IEE - 2nd Intern. Conf. on Power Electronics
- 26 V.R. STEFANOVIC Power factor improvement with a modified phase-controlled converter.
Proc. IEEE - Vol. I.A.-15 - n° 2 - March/April 1979 - pp 193-201
- 27 K. DREIMANN
P. FALK Etat actuel des essais du montage à extinction forcée dit "Montage LUB".
E.B. n°6 - Juin 1976 - pp 132-136
Nota : E.B. Elektrische Bahnen.
- 28 M. BINSWANGER
F. PFISTER Amélioration de la tenue en service des circuits en pont asymétrique à extinction (LUB) dans les trains automoteurs ET 240.
E.B. n° 10 - Octobre 1978 - pp 270-274

- 29 K.A. KRISHNAMURTHY Converter control with selective reduction of
G.K. DUBEY line harmonics.
G.N. REVANKAR Proc. IEEE - Vol. 125 - n° 2 - February 1978 - pp 141-145
- 30 T. KATAOKA A pulse width controlled AC to DC converter
K. MIZUMACHI to improve power factor and waveform of AC
S. MIYAIRI line current.
Proc. IEEE Trans. Ind. Appl. - Vol. IA-15 - n° 6 -
Novembre/Décembre 1979 - pp 670-675
- 31 J.W.A. WILSON The forced-commutated inverter as a regenerative
rectifier.
Proc. IEEE - Vol. IA - n° 4 - July/August 1978 - pp
335-340
- 32 W. LIENAU Power converters for feeding asynchronous traction
A. MULLER-HELLMAN motors of single-phase A.C. vehicles.
H.C. SKUDELNY Proc. IEEE Trans on Indust. Applic. - Vol. 1A-16 -
n° 1 - January/February 1980 - pp 103-110
- 33 P. MARINO A.C. Characteristics in AC/DC conversion.
C. PICARDI Proc. IEE-B - May 1983 - Vol. 130 - n° 3 - pp 201-206
A. RUSSO
- 34 N.L. KUSTERS On the definition of reactive power under non-
W.I.M. MOORE sinusoidal condition.
Proc. IEEE Trans on Power Apparatus and systems -
Vol. PAS-99 - n° 5 - September/October 1980 - pp
1 845-1 854
- 35 E. PILLET Sur la généralisation de la notion de puissance réactive.
Revue Générale de l'Electricité - Mai 1982 - pp 317-323
- 36 B.D. BEDFORD Principles of inverter circuits
R.G. HOFT John Wiley - NEW YORK - 1964
- 37 J. LESENNE Contribution à l'étude des composantes relatives et
à leur emploi pour l'étude analytique du moteur asyn-
chone alimenté par des montages à redresseurs.
Thèse Dr ès Sc. Lille - Juin 1978
- 38 J. LESENNE Pondération du taux d'harmoniques. Application
G. SEQUIER aux onduleurs à Modulation de Largeur d'Impulsions.
MECO'82 - TUNIS - Septembre 1982 - pp 61-1,61-4
- 39 E. DESTOBBELEERE ✓ Convertisseur alternatif-continu permettant de ✕ ✕ ✕
G. SEQUIER réduire les perturbations induites dans le réseau d'ali-
mentation.
Rapport interne - USTL-JS - Avril 1984 - 18 p

TABLE DES MATIERES

CHAPITRE 1

INTRODUCTION - BUT - HYPOTHESES - PLAN DE L'ETUDE	1
I - LES ETUDES ANTERIEURES.....	3
II - LES EFFETS DES PERTURBATIONS - LE FACTEUR DE PUISSANCE.....	5
II.1 Effets des harmoniques	5
II.2 Effets de la consommation de réactif.....	6
II.3 Le facteur de puissance	6
III - HYPOTHESES ADOPTEES - JUSTIFICATION.....	8
III.1 Les hypothèses adoptées	8
III.2 Justification des hypothèses dans le cas des montages à commutation naturelle	8
III.3 Justification des hypothèses dans le cas des montages à commutation forcée.....	14
IV - PLAN DE L'ETUDE	15

CHAPITRE 2

LES PONTS A COMMUTATION NATURELLE	16
I - LE PONT A DIODES.....	17
I.1 Fonctionnement	19
I.2 Facteur de puissance.....	19
I.3 Avantages et inconvénients	20
II - LE PONT MIXTE	20
II.1 Intérêt du pont asymétrique	20
II.2 Fonctionnement	22
II.3 Caractéristiques	23
II.4 Avantages et inconvénients	26
III - LE PONT COMPLET A THYRISTORS.....	26
III.1 Fonctionnement en redresseur	27
III.2 Caractéristiques en redresseur	29
III.3 Fonctionnement en onduleur.....	30
III.4 Avantages et inconvénients du pont complet.....	31

CHAPITRE 3

MISE EN SERIE DE PONTS A COMMUTATION NATURELLE.....	32
I - INTRODUCTION - DIAGRAMME DES PUISSANCES.....	32
I.1 Le facteur de puissance	33
I.2 Diagramme des puissances	34

II -	MISE EN SERIE DE PLUSIEURS PONTS COMPLETS.....	36
II.1	Commande séquentielle.....	38
II.2	Diagramme des puissances - Variations de $\cos \varphi_1$	39
II.3	Courant absorbé - Facteur de puissance.....	42
III -	MISE EN SERIE DE PONTS MIXTES.....	49
III.1	Séquence de commande - Diagramme des puissances $\cos \varphi_1$.	49
III.2	Courant absorbé - Facteur de puissance.....	52
IV -	UTILISATION PRATIQUE DE LA MISE EN SERIE DES PONTS REDRESSEURS.....	58

CHAPITRE 4

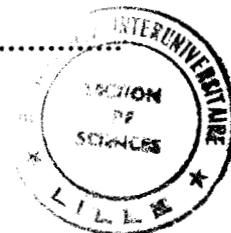
	LES PONTS A COMMUTATION FORCEE.....	61
I -	LES PONTS "A RECENTRAGE DE PHASE"	62
I.1	Pont à commutation forcée non réversible.....	62
I.2	Pont à commutation forcée réversible	64
I.3	Caractéristiques	67
II -	MISE EN SERIE DE PONTS A COMMUTATION FORCEE	69
II.1	Séquence de commande - Tension - Courant.....	70
II.2	Facteur de puissance - Caractéristiques	72
III -	NOTES SUR LA REALISATION INDUSTRIELLE.....	74
IV -	UTILISATION DES PONTS A RECENTRAGE DE PHASE	77

CHAPITRE 5

PONTS FONCTIONNANT EN MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSIONS	79
I - EXEMPLES DE STRUCTURES.....	80
I.1 Structure dérivée du pont mixte.....	80
I.2 Schéma avec pont à diodes et hâcheur	83
II - RELATIONS GENERALES	85
II.1 Caractérisation des signaux.....	85
II.2 Valeur moyenne de la tension redressée.....	86
II.3 Valeurs du courant pris à la source - Facteur de puissance	87
III - CHOIX D'UNE LOI DE MODULATION.....	89
III.1 Onde de courant à trois impulsions par alternance.....	90
III.2 Onde de courant à six impulsions par alternance.....	95
IV - ETUDE SIMPLIFIEE DU FILTRAGE.....	98
IV.1 Conditions imposées à la fréquence de coupure.....	99
IV.2 Exemples.....	102
IV.3 Caractérisation du filtre	104
IV.4 Conditions imposées par le filtre à la M.L.I.....	107
V - AMELIORATION DE L'EFFICACITE DE LA MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSIONS	109

CHAPITRE 6

EMPLOI DE FILTRES.....	113
I - CHOIX ET CARACTERISATION DES FILTRES	114
I.1 Modélisation du circuit	114
I.2 Puissance réactive créée par les filtres	117
I.3 Choix de l'emplacement des filtres	118
I.4 Choix des fréquences de résonance des filtres, des capacités et des inductances	119
I.5 Remarque sur la nécessité de limiter la puissance de compensation.....	123
II - L'EXPERIMENTATION EFFECTUEE.....	125
II.1 La locomotive utilisée.....	125
II.2 Tracé et paramétrage des courbes dans le plan effort-vitesse.....	126
II.3 Filtres utilisés	132
II.4 Conduite des essais - Caractéristiques relevées	134
II.5 Commentaires sur les résultats obtenus	142
III - FAUT-IL MODULER LA PUISSANCE REACTIVE	144
CONCLUSIONS.....	145
BIBLIOGRAPHIE.....	148



Toutes les locomotives de forte de puissance alimentées en monophasé comportent à l'entrée un ensemble transformateur-redresseur. Le redresseur génère des courants harmoniques et consomme de la puissance réactive ; le facteur de puissance rend simultanément compte de ces deux causes de perturbation du réseau d'alimentation.

L'auteur montre d'abord comment on accroît actuellement le facteur de puissance en mettant en série plusieurs ponts redresseurs mixtes à commandes décalées.

La première amélioration étudiée consiste à brancher à l'entrée des redresseurs des filtres antiharmoniques accordés sur les premiers harmoniques à éliminer. Ces filtres ont de plus l'avantage de créer de la puissance réactive.

La seconde amélioration étudiée consiste à utiliser des ponts redresseurs fonctionnant en commutation forcée et en Modulation de Largeur d'Impulsions.

Mots clés : Traction électrique ; redresseurs ; harmoniques ; puissance réactive ; filtres ; modulation de largeur d'impulsions.