

THÈSE

présentée à

L'UNIVERSITÉ SCIENTIFIQUE ET MÉDICALE ET L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

pour obtenir le grade

DOCTEUR-INGENIEUR

par

Mohammed-Nadjib MEKIDECHE

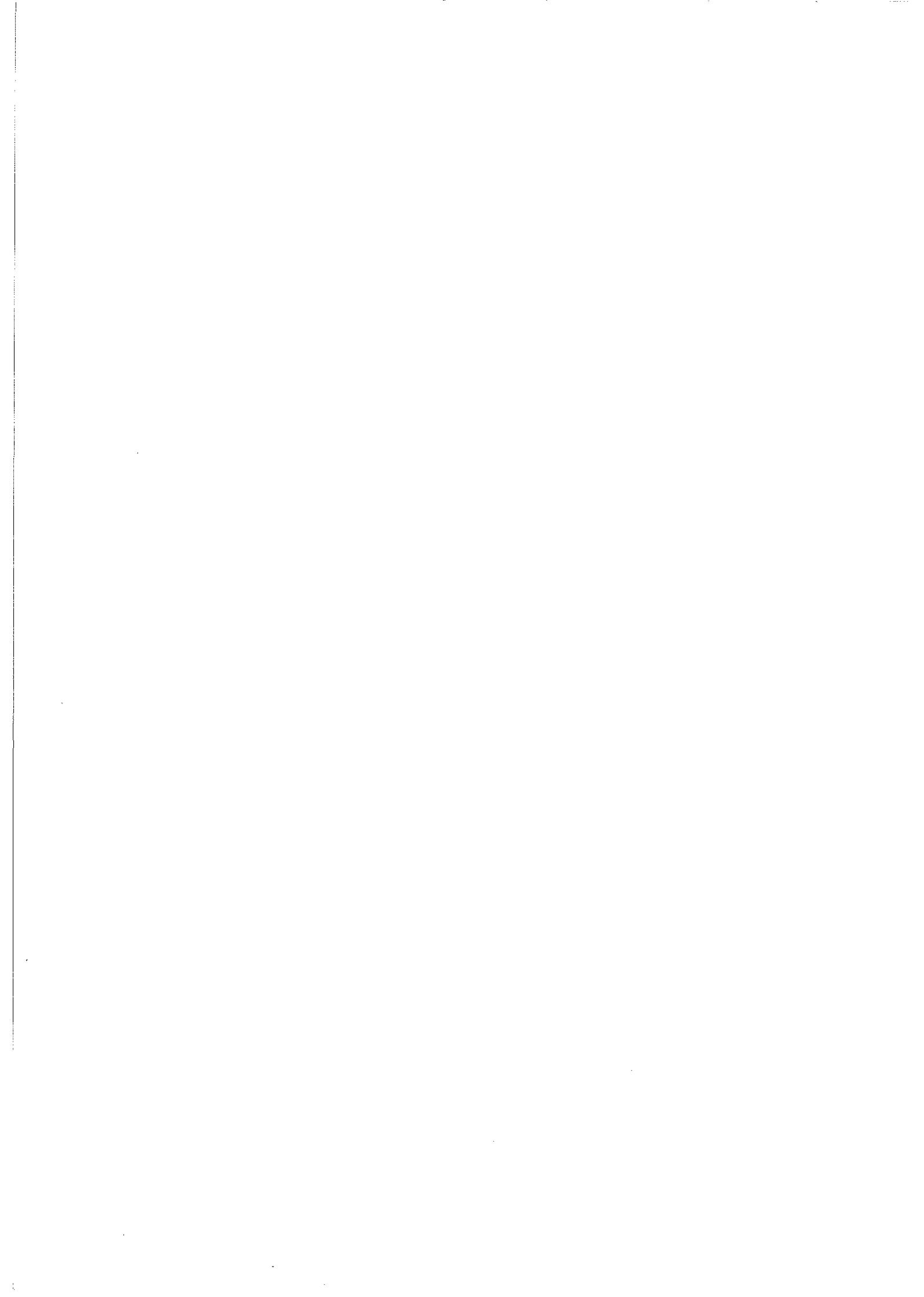
SUJET

ETUDE ET REALISATION D'UN COMPENSATEUR
STATIQUE D'ENERGIE REACTIVE UTILISANT UNE
BOBINE SUPRACONDUCTRICE

Soutenu le 11 mai 1984 devant la commission d'Examen

Président : A. LACAZE

Examineurs : M. RENARD
R. PERRET
J.L. SABRIE
Y. BRUNET



Année universitaire 1982-1983

Président : Daniel BLOCH

Vice-Présidents : René CARRE
Hervé CHERADAME
Marcel IVANES

PROFESSEURS DES UNIVERSITES

ANCEAU François	E.N.S.I.M.A.G
BARRAUD Alain	E.N.S.I.E.G
BAUDELET Bernard	E.N.S.I.E.G
BESSION Jean	E.N.S.E.E.G
BLIMAN Samuel	E.N.S.E.R.G
BLOCH Daniel	E.N.S.I.E.G
BOIS Philippe	E.N.S.H.G
BONNETAIN Lucien	E.N.S.E.E.G
BONNIER Etienne	E.N.S.E.E.G
BOUVARD Maurice	E.N.S.H.G
BRISSONNEAU Pierre	E.N.S.I.E.G
BUYLE-BODIN Maurice	E.N.S.E.R.G
CAVAIGNAC Jean-François	E.N.S.I.E.G
CHARTIER Germain	E.N.S.I.E.G
CHENEVIER Pierre	E.N.S.E.R.G
CHERADAME Hervé	M.C.P.P
CHERUY Arlette	E.N.S.I.E.G
CHIAVERINA Jean	M.C.P.P
COHEN Joseph	E.N.S.E.R.G
COUMES André	E.N.S.E.R.G
DURAND Francis	E.N.S.E.E.G
DURAND Jean-Louis	E.N.S.I.E.G
FELICI Noël	E.N.S.I.E.G
FOULARD Claude	E.N.S.I.E.G
GENTIL Pierre	E.N.S.E.R.G
GUERIN Bernard	E.N.S.E.R.G
GUYOT Pierre	E.N.S.E.E.G
IVANES Marcel	E.N.S.I.E.G
JAUSSAUD Pierre	E.N.S.I.E.G
JOUBERT Jean-Claude	E.N.S.I.E.G
JOURDAIN Geneviève	E.N.S.I.E.G
LACOUME Jean-Louis	E.N.S.I.E.G
LATOMBE Jean-Claude	E.N.S.I.M.A.G
LESIEUR Marcel	E.N.S.H.G
LESPINARD Georges	E.N.S.H.G
LONGUEQUEUE Jean-Pierre	E.N.S.I.E.G
MAZARE Guy	E.N.S.I.M.A.G
MOREAU René	E.N.S.H.G
MORET Roger	E.N.S.I.E.G
MOSSIÈRE Jacques	E.N.S.I.M.A.G
PARIAUD Jean-Charles	E.N.S.E.E.G

PAUTHENET René	E.N.S.I.E.G
PERRET René	E.N.S.I.E.G
PERRET Robert	E.N.S.I.E.G
PIAU Jean-Michel	E.N.S.H.G
POLOJADOFF Michel	E.N.S.I.E.G
POUPOT Christian	E.N.S.E.R.G
RAMEAU Jean-Jacques	E.N.S.E.E.G
RENAUD Maurice	M.C.P.P
ROBERT André	M.C.P.P
ROBERT Francois	E.N.S.I.M.A.G
SABONNADIÈRE Jean-Claude	E.N.S.I.E.G
SAUCIER Gabrielle	E.N.S.I.M.A.G
SCHLENKER Claire	E.N.S.I.E.G
SCHLENKER Michel	E.N.S.I.E.G
SERMET Pierre	E.N.S.E.R.G
SOUQUET Jean-Louis	E.N.S.E.E.G
SILVY Jacques	M.C.P.P
SOHM Jean-Claude	E.N.S.E.E.G
VEILLON Gérard	E.N.S.I.M.A.G
ZADWORNÝ François	E.N.S.E.R.G

PROFESSEURS ASSOCIES

ANTONIA Robert	E.N.S.H.G
BASTIN Georges	E.N.S.H.G
CARREAU Pierre	E.N.S.H.G
GANDINI Alessandro	M.C.P.P
HAYASHI Hirashi	E.N.S.I.E.G
NOWACKI Krzysztof	E.N.S.H.G
PAPATRIANTAFILLOU Costas	E.N.S.E.R.G
SILVESTER Peter	E.N.S.I.E.G

PROFESSEURS E.N.S MINES DE SAINT ETIENNE

RIEU Jean
SOUSTELLE Michel

CHERCHEURS DU C.N.R.S

FRUCHART Robert	Directeur de recherche
VACHAUD Georges	Directeur de recherche
ALLIBERT Michel	Maître de recherche
ANSARA Ibrahim	Maître de recherche
ARMAND Michel	Maître de recherche
BINDER Gilbert	
CARRE René	Maître de recherche

CHERCHEURS DU C.N.R.S (Suite)

DAVID René	Maître de recherche
DEPORTES Jacques	
DRIOLE Jean	Maître de recherche
GIGNOUX Damien	
GIVORD Dominique	
GUELIN Pierre	
HOPFINGER Emil	Maître de recherche
JOUD Jean-Charles	Maître de recherche
KAMARINOS Georges	Maître de recherche
KLEITZ Michel	Maître de recherche
LANDAU Ioan-Dore	Maître de recherche
LASJAUNIAS J.C.	
MERMET Jean	Maître de recherche
MUNIER Jacques	Maître de recherche
PIAU Monique	
PORTESEIL Jean-Louis	
THOLENCE Jean-Louis	
VERDILLON André	Maître de recherche

CHERCHEURS DU MINISTERE DE LA RECHERCHE ET DE LA TECHNOLOGIE

(Directeurs et Maîtres de recherche - E.N.S Mines de St Etienne)

LESBATS Pierre	Directeur de recherche
BISCONDI Michel	Maître de recherche
KOBYLANSKI André	Maître de recherche
LE COZE Jean	Maître de recherche
LALAUZE René	Maître de recherche
LANCELOT Francis	Maître de recherche
THEVENOT François	Maître de recherche
TRAN MINH Canh	Maître de recherche

PERSONNALITES HABILITEES A DIRIGER DES TRAVAUX DE RECHERCHE

(Décision du Conseil Scientifique)

E.N.S.E.E.G

ALLIBERT Colette	
BERNARD Claude	
BONNET Roland	
CAILLET Marcel	
CHATILLON Catherine	
CHATILLON Christian	
COULON Michel	
DIARD Jean-Paul	
EUSTATHOPOULOS Nicolas	
FOSTER Panayotis	
GALERIE Alain	
HAMMOU Abdelkader	
	MALMEJAC Yves (CENG)
	MARTIN-GARIN Régina
	NGUYEN TRUONG Bernadette
	RAVAINE Denis
	SAINFORT (CENG)
	SARRAZIN Pierre
	SIMON Jean-Paul
	TOUZAIN Philippe
	URBAIN Georges (Laboratoire des ultra- réfractaires, ODEILLO)

PERSONNALITES HABILITEES A DIRIGER DES TRAVAUX DE RECHERCHE (Suite)

(Décision du Conseil Scientifique)

E.N.S.M Saint Etienne

GUILHOT Bernard
THOMAS Gérard
DRIVER Julian

E.N.S.E.R.G

BARIBAUD Michel
BOREL Joseph
CHOVET Alain
CHEHIKIAN Alain
DOLMAZON Jean-Marc
HERAULT Jeanny
MONLLOR Christian

E.N.S.I.E.G

BORNARD Guy
DESCHIZEAUX Pierre
GLANGEAUD François
KOFMAN Walter
LEJEUNE Gérard
MAZUER Jean
PERARD Jacques
REINISCH Raymond

E.N.S.H.G

ALEMANY Antoine
BOIS Daniel
DARVE Félix
MICHEL Jean-Marie
OBLED Charles
ROWE Alain
VAUCLIN Michel
WACK Bernard

E.N.S.I.M.A.G

BERT Didier
CALMET Jacques
COURTIN Jacques
COURTOIS Bernard
DELLA DORA Jean
FONLUPT Jean
SIFAKIS Joseph

UER M.C.P.P

CHARUEL Robert

C.E.N.G

CADET Jean
COEURE Philippe (LETI)
DELHAYE Jean-Marc (STT)

DUPUY Michel (LETI)
JOUVE Hubert (LETI)
NICOLAU Yvan (LETI)
NIFENECKER Hervé
PERROUD Paul
PEUZIN Jean-Claude (LETI)
TAIEB Maurice
VINCENDON Marc

Laboratoires extérieurs : C.N.E.T

DEMOULIN Eric
DEVINE R.A.B
GERBER Roland
MERCKEL Gérard
PAULEAU Yves

INSA de LYON

GAUBERT C

Ce travail conduit sous la direction de Monsieur Yves BRUNET, que je remercie vivement, n'a été possible que grâce à l'intervention, à l'aide et aux conseils de nombreuses personnes.

Nous remercions particulièrement Monsieur BRET, sans qui toute la partie électronique du montage nous aurait posé beaucoup de problèmes. L'aide de Monsieur SIMIAND, ses conseils, et surtout ses corrections nous ont apporté une aide précieuse.

Nos plus vifs remerciements pour Messieurs LEGGERI, PILON, MEZIN et ESCALON qui nous ont aidé à réaliser le cryostat, à le tester et surtout à faire un vide aussi parfait que possible pour notre système à deux bains.

Nous tenons à exprimer notre gratitude pour Monsieur SCHNEIDER qui a su nous ménager toujours un temps pour discuter nos résultats et en faire leur critique malgré ses occupations. Qu'il en soit remercié.

Nous adressons nos remerciements très sincères à Monsieur VALLIER pour ses conseils, aide et propositions qui nous ont été très profitables pour la construction des deux bobines.

Notre reconnaissance et notre gratitude pour Monsieur ODI!! dont les conseils, l'aide et le dévouement ont été très appréciés.

Nous tenons à remercier Monsieur LCAZE d'avoir bien voulu accepter de présider le Jury.

Que Monsieur SABRIE trouve ici l'expression de nos considérations pour la documentation qu'il a bien voulu mettre à notre disposition et pour avoir accepté de faire partie du Jury.

Nous remercions Monsieur HUANG Gia.Ky. et la Compagnie ALSTHOM-ATLANTIQUE de sa gentillesse pour nous avoir remis gracieusement du fil supraconducteur du type II qui nous a servi à la confection de la bobine.

Nous remercions tout spécialement Françoise MAHIEUX pour la gentillesse et le soin (et la patience) avec lesquels elle a réalisé l'impression de ce mémoire.

Enfin, nous remercions Monsieur Daniel THOULOZE ainsi que toute l'équipe des Basses Températures pour nous avoir accueillis au sein du Laboratoire et surtout pour toute l'aide qui nous a été fournie.

TABLE DES MATIERES

	<u>Pages</u>
<u>CHAPITRE I - INTRODUCTION</u>	3
<u>CHAPITRE II - L'ENERGIE REACTIVE ET SES EFFETS</u>	5
II.1. Rappel de notions classiques en régime semisoïdal	8
II.2. Cas des courants périodiques non sinusoïdaux	9
II.3. Etude théorique de la puissance du pont redresseur monophasé	9
II.4. Conséquences de l'énergie réactive	11
II.4.1. Tarification de l'énergie par E.D.F.	
II.4.2. Intérêts de la diminution des échanges de puissance réactive dans les lignes de distribution	
II.5. Principe de fonctionnement de l'inductance variable	16
II.5.1. Gestion des échanges d'énergie	
II.6. Montages de compensation utilisant des ponts de Graëtz	18
II.6.1. Pont en commutation libre sur inductances	
II.6.2. Pont en commutation libre sur bobine supraconductrice	
II.6.3. Fonctionnement du pont en roue libre externe ou interne	
II.6.4. Pont en commutation forcée sur inductance	
II.6.5. Conclusion	
<u>CHAPITRE III - ETUDE ET REALISATION DES BOBINES SUPRACONDUCTRICES</u>	27
III.1. La supraconductivité - généralités	29
III.2. Type de supraconducteurs à utiliser	32
III.3. Réalisation de la bobine de type I	33
III.3.1. Etude théorique	
III.3.2. Réalisation de la bobine de type II	
III.3.3. Caractéristique de la bobine	
III.3.4. Calcul de la self inductance	
III.3.5. Mesure de la self inductance	
III.4. Etude théorique de la construction de la bobine de type II	36
III.4.1. Taille de la bobine	
III.4.2. Réalisations de la bobine	
III.4.3. Refroidissement de la bobine	
III.4.4. Caractéristiques de la bobine	
III.4.5. Calcul de la self inductance	
III.4.6. Mesure de la self inductance	
III.5. Déformation mécanique	46
III.6. Mesure du courant critique en échantillon court	47
III.6.1. Définition et méthodes de caractérisations	
III.6.2. Courant critique	

<u>CHAPITRE IV - ETUDE ET REALISATION DU MONTAGE CRYOGENIQUE</u>	49
IV.1. Introduction	51
IV.2. Description du cryostat	52
IV.3. Etudes des différents passages au niveau des platines	58
IV.3.1. Amenées de courant	
IV.3.2. Passages entre les deux platines	
IV.3.3. Fil de mesure	
IV.4. Vase d'azote	62
IV.5. Volume des différents bains	62
IV.6. Evaluation des pertes	64
 <u>CHAPITRE V - ESSAIS DE MONTEE EN COURANT DES BOBINES</u>	 65
V.1. Montage	67
V.2. Essais type I	68
V.3. Essais type II	70
V.4. Conclusion	70
 <u>CHAPITRE VI - ETUDE ET REALISATION DES CIRCUITS DE PUISSANCE ET DE COMMANDE</u>	 73
VI.1. Etude du pont monophasé à	75
VI.1.1. Choix des éléments du pont	
VI.1.2. Etude et réalisation des protections	
VI.1.3. Résultat théorique	
VI.2. Conception et réalisation du dispositif de commande	82
VI.3. Conception et réalisation du dispositif de commutation forcée	98
VI.3.1. Principe de base	
VI.3.2. Analyse du circuit choisi	
VI.3.3. Dimensionnement des éléments	
VI.3.4. Analyse du fonctionnement du circuit d'ouverture forcée	
VI.3.5. Commande du circuit de blocage	
VI.3.6. Mode opératoire de fonctionnement	
VI.3.7. Fonctionnement théorique du pont capacitif	
 <u>CHAPITRE VII - MISE EN OEUVRE EXPERIMENTALE - RESULTATS OBTENUS</u>	 107
VII.1. Description de l'installation de mesure pour les essais	109
VII.2. Mise en marché de l'installation	111
VII.2.1. Mise à froid	
VII.2.2. Mise en route de la commande du pont	
VII.3. Forme d'ondes obtenues	113
VII.4. Interprétations des résultats des ondes	118
VII.4.1. Courbe théorique avec commutations instantanées	
VII.5. Etude de la commutation du montage	122
VII.6. Calcul de l'angle de commutation (empiètement)	123
VII.7. Evaluation des pertes	125
 <u>CONCLUSION ET PERSPECTIVES</u>	 129
 <u>BIBLIOGRAPHIE</u>	 131
 <u>ANNEXES</u>	

C H A P I T R E I

INTRODUCTION

Les réseaux de distribution d'énergie électrique ainsi que les installations réceptrices s'accompagnent toujours de la présence de l'énergie réactive. La compensation continue de cette énergie réactive est nécessaire pour diminuer les pertes. Dans ce sens, de nombreux dispositifs permettent de respecter certaines normes (1)(2).

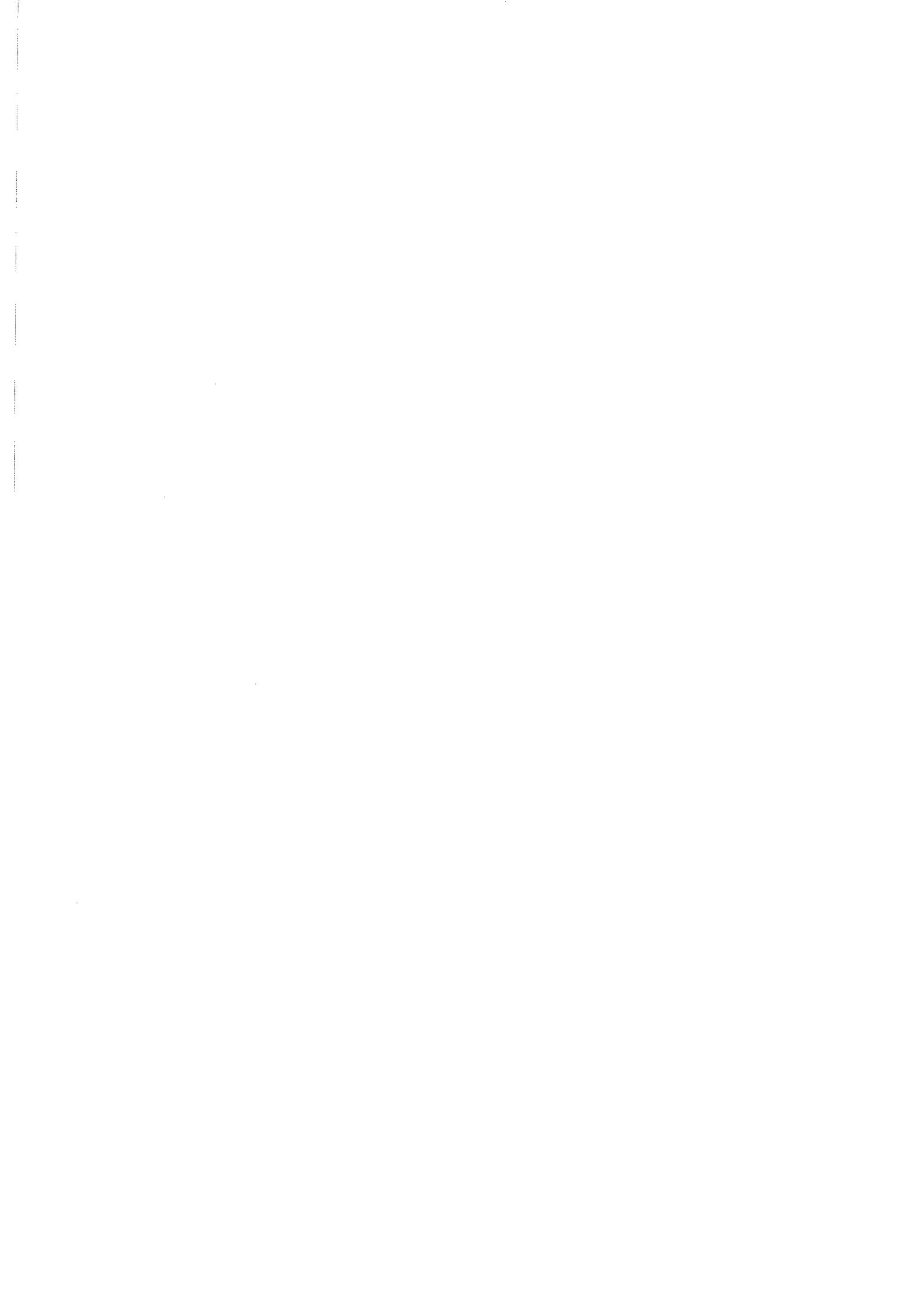
Les groupes convertisseurs tournants présentent un certain nombre d'inconvénients, notamment la nécessité de révisions périodiques, l'usure de certaines pièces comme les balais, le bruit et les vibrations, et cette technique est pratiquement abandonnée.

Le développement de la technique des semiconducteurs a permis le remplacement des compensateurs classiques (machines tournantes) par des bancs statiques utilisant des thyristors dont les qualités sont :

- petit gabarit,
- travail en silence,
- ne nécessitent aucun entretien,
- prêts à travailler après quelques millisecondes,
- rendement énergétique plus élevé,
- pas de conditions spéciales pour fonctionner.

Les compensateurs statiques sont utilisés dans les réseaux de transport et de distribution électriques, surtout là où les fluctuations de puissance réactive sont fortes et rapides. Outre l'amélioration directe de la qualité du réseau, telle que par exemple la stabilité statique et dynamique du flux de puissance réactive, etc., le compensateur statique contribue notamment à l'amélioration de l'utilisation des capacités de transport existantes. Il en résulte d'énormes avantages économiques.

Le sujet principal de ce travail est de vérifier la possibilité d'applications d'une bobine supraconductrice pour la compensation de l'énergie réactive, utilisant un pont de thyristors monophasé commandé. De plus, l'association bobine supraconductrice + thyristors pourra servir à réguler les puissances P et Q.



C H A P I T R E I I

L'ENERGIE REACTIVE ET SES EFFETS

En un point quelconque d'un réseau alternatif, le courant et la tension sont rarement en phase. En ce qui nous concernera, nous nous placerons dans le cas bien précis des réseaux de distribution d'énergie électrique en régime sinusoïdal .

L'étude des transferts d'énergie en régime sinusoïdal conduit à faire intervenir le déphasage ρ (compté positivement si le courant est en retard sur la tension) entre le courant et la tension en un même point. Appelons à la fréquence fondamentale :

V et I = les valeurs efficaces, respectivement de la tension et du courant ;
 ρ = le déphasage entre courant et tension en un même point (compté positivement si le courant est en retard sur la tension).

La puissance qui transite par ce point est : $P = VI \cos \rho$.

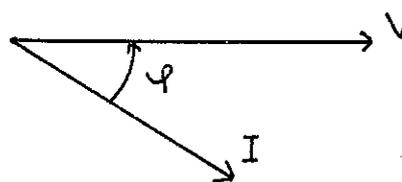
L'objet d'un système électrique est de délivrer une puissance active P . Globalement donc, l'existence de facteurs de puissance $\cos \rho$ entraîne des pertes d'efficacité du système.

Décomposons, en représentation de Fresnel, le courant \vec{I} en deux composantes, I_r en phase avec la tension et I_Q en quadrature. On peut écrire :

$$P = VI_r$$

et : $Q = VI_Q$

on aura : $\cos \rho = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}}$



La puissance active se conserve en ce sens que toute puissance fournie se retrouve un peu plus loin diminuée des pertes joules.

La conservation de l'expression $Q = VI_Q$ est également vraie, d'après le théorème de BOUCHEROT. Par analogie avec la puissance active, on donne à Q le nom de puissance réactive.

Si par convention tout élément inductif du réseau consomme de l'énergie réactive, et si tout élément capacitif en produit, il sera aisé de calculer ces consommations et productions :

- consommation d'une inductance L parcourue par un courant I :

$$Q_L = L \omega I^2$$

- production d'un condensateur C soumis à une tension V :

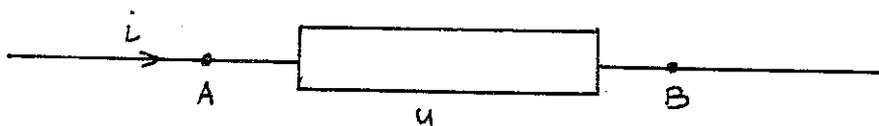
$$Q_C = C \omega V^2$$

on montre qu'il est possible d'établir aux noeuds du réseau, ou sur tout trajet du courant, des bilans équilibrés de puissance réactive.

II.1. RAPPEL DE NOTIONS CLASSIQUES EN REGIME SINUSOIDAL

Puissance réactive :

Afin de fixer les idées, considérons le récepteur simple suivant (3) :



En choisissant judicieusement l'origine des temps, on peut écrire :

$$u = U \sqrt{2} \sin (\omega t + \alpha)$$

$$i = I \sqrt{2} \sin \omega t$$

La puissance instantanée $p = u.i.$ s'écrit :

$$p = U.I. [\cos \alpha - \cos(2\omega t + \alpha)]$$

$UI \cos \alpha$ est la puissance moyenne P ; nous pouvons décomposer le reste de la formule qui est nommée puissance fluctuante en deux termes :

$$- UI \cos (2\omega t + \alpha) = UI \cos \alpha \cos 2\omega t + UI \sin \alpha \sin 2\omega t.$$

- . le premier membre représente les fluctuations de la puissance utile ; son facteur constant s'identifie avec P ;
- . le second membre est lié aux échanges réversibles d'énergies stockées (sous forme magnétique, électrique, etc.) ; son facteur constant $UI \sin \alpha$ est par définition la puissance réactive Q .

II.2. CAS DES COURANTS PERIODIQUES NON SINUSOIDAUX

Ces formes de courant existent de plus en plus fréquemment par la suite de l'utilisation de récepteurs avec noyaux de fer, redresseurs semiconducteurs, thyristors,...

Le problème assez complexe posé par ces récepteurs en ce qui concerne la puissance réactive a été discuté en 1976 (4). Pour la première fois, ce problème a été posé au niveau international en 1931 (5), le rapport n° 76 a été envoyé partout pour opinion.

En ce qui nous concerne, nous nous bornerons à reprendre pour nos calculs l'idée de G. DARRIEUS (6), reprise et développée par E. PILLET (3) dans le cas d'un pont monophasé.

II.3. ETUDE THEORIQUE DE LA PUISSANCE DU PONT REDRESSEUR MONOPHASE

Considérons un pont monophasé à thyristors alimenté sous une tension sinusoïdale, avec lissage parfait, sans impédiment débitant un courant continu d'intensité I avec un angle d'amorçage ρ .

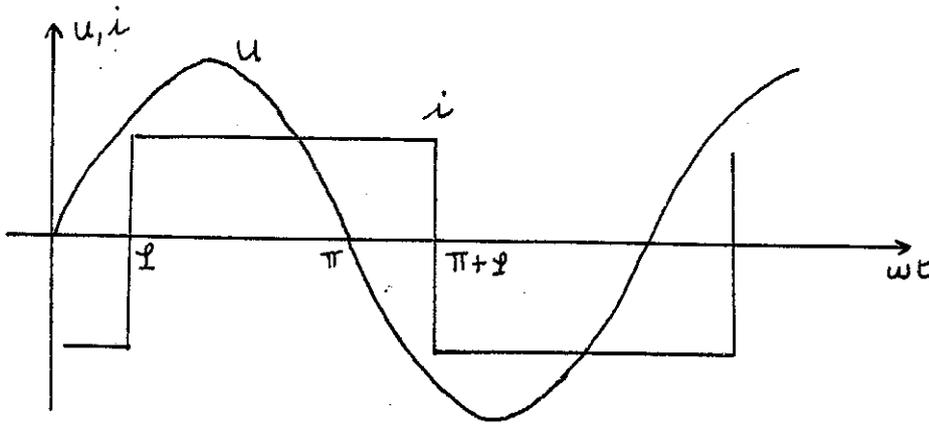


Fig. 1 : Débit d'un pont monophasé à thyristors.

Posons :

$$u = U \sqrt{2} \sin \omega t$$

alors
$$\int_{\pi/2\omega}^t u \, d\tau = -\frac{U \sqrt{2}}{\omega} \cos \omega t$$

$$P = \frac{2}{T} \int_{\rho/\omega}^{\rho/\omega + T/2} U \sqrt{2} I \sin \omega t \, dt = \frac{2 \sqrt{2}}{\pi} U \cdot I \cdot \cos \rho$$

$$Q = -\frac{2\omega}{T} \int_{\rho/\omega}^{\rho/\omega + T/2} \frac{U \sqrt{2} I}{\omega} \cdot \cos \omega t \, dt = \frac{2 \sqrt{2}}{\pi} UI \sin \rho$$

$U_{\text{eff}}^2 = U^2$ $I_{\text{eff}}^2 = I^2$ donc $S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 = U^2 I^2$, connaissant P et Q; par différence, on aura

$$\left(\frac{2 \sqrt{2}}{\pi} UI \cos \rho\right)^2 + \left(\frac{2 \sqrt{2}}{\pi} UI \sin \rho\right)^2 + D^2 = U^2 I^2$$

$$\Rightarrow D^2 = U^2 I^2 \left(1 - \frac{8}{\pi^2}\right)$$

donc
$$D = UI \sqrt{1 - \frac{8}{\pi^2}} = 0,435 S$$

nous constatons alors que la puissance déformante D ne dépend pas de l'angle d'amorçage ρ mais de la forme rectangulaire de i. Cette puissance n'étant pas compensable, elle ne peut être réduite que par l'amélioration

de la forme de i , donc par le choix d'une alimentation polyphasée. Par exemple, dans le cas d'un pont triphasé, $D = 0,2968 S$.

Une représentation a été proposée (7) pour une meilleure approche de l'idée de la puissance déformante. En effet, dans le cas de courbes (tension et courant) qui sont déformées, la puissance déformante D est telle que

$$P^2 + Q^2 + D^2 = S_1^2$$

et peut se représenter sous la forme suivante :

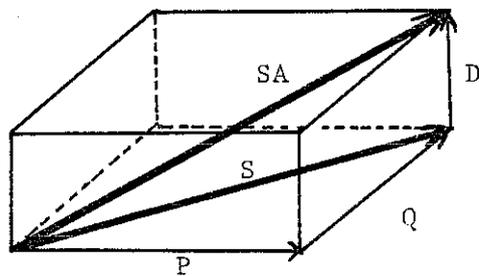


Fig. 2 : Diagramme des puissances régime périodique non sinusoïdal

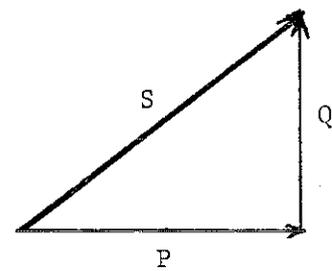


Fig. 3 : Diagramme des puissances - régime sinusoïdal

II.4. EFFETS DE L'ENERGIE REACTIVE

Une circulation de puissance réactive quelque soit le régime dans un réseau provoque l'augmentation des pertes par effet Joule qui sont données par l'expression

$$P_J = \frac{R(P^2 + Q^2)}{U}$$

ainsi que des chutes de tension dans les parties du réseau alimentant l'installation. Ceci bien sûr quel que soit le sens de circulation de la puissance réactive ($\rho > 0$ ou $\rho < 0$), ce qui impose un surdimensionnement des installations (voir fig.4 et 5) (8).

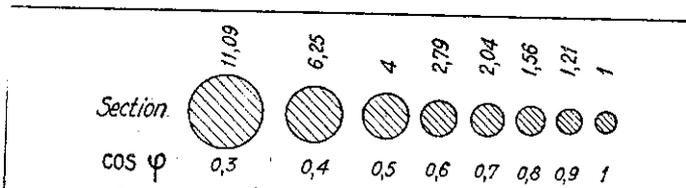


Fig. 4. — Section relative à adopter pour les conducteurs, suivant la valeur de $\cos \varphi$, pour transmettre une certaine puissance active en maintenant la même valeur des pertes Joule en ligne.

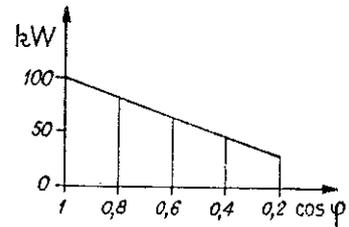


Fig. 5. — Puissance active disponible sur une ligne donnée, pour une même puissance apparente transportée (100 kVA), suivant la valeur du facteur de puissance.

En annulant la puissance réactive ou en l'apportant directement là où elle est nécessaire, par une compensation appropriée, il ne nous restera dans le réseau d'alimentation que les pertes liées à la puissance active.

D'autre part, si l'on assimile les différents éléments d'un réseau à une résistance R en série avec une réactance X la chute U , tension aux bornes d'un tel élément, peut être donnée sous la forme approchée suivante :

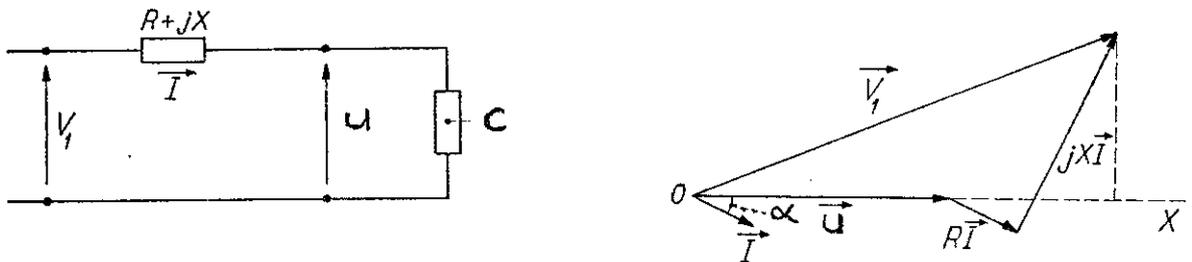


Fig. 6 : Réseau monophasé et diagramme de Fresnel correspondant.

$$|V_1 - U| \approx RI \cos \alpha + XI \sin \alpha$$

V_1 et U étant proches de la tension nominale, on aura :

$$\frac{V_1 - U}{V_n} \approx \frac{RP + XQ}{V_n^2} \quad \text{avec } V_n \text{ tension nominale en (V)}$$

En général X est très grand devant R . Lorsque le déphasage entre le courant et la tension devient important, la chute de tension en ligne prend des valeurs considérables.

Par ailleurs, si les chutes de tension provoquées par la circulation d'énergie réactive sont gênantes pour les utilisateurs, la mise en ou hors service d'appareils utilisant l'énergie électrique et le fonctionnement de certains d'entre eux, entraînent des variations rapides de la tension.

II.4.1. Tarifification de l'énergie (9).

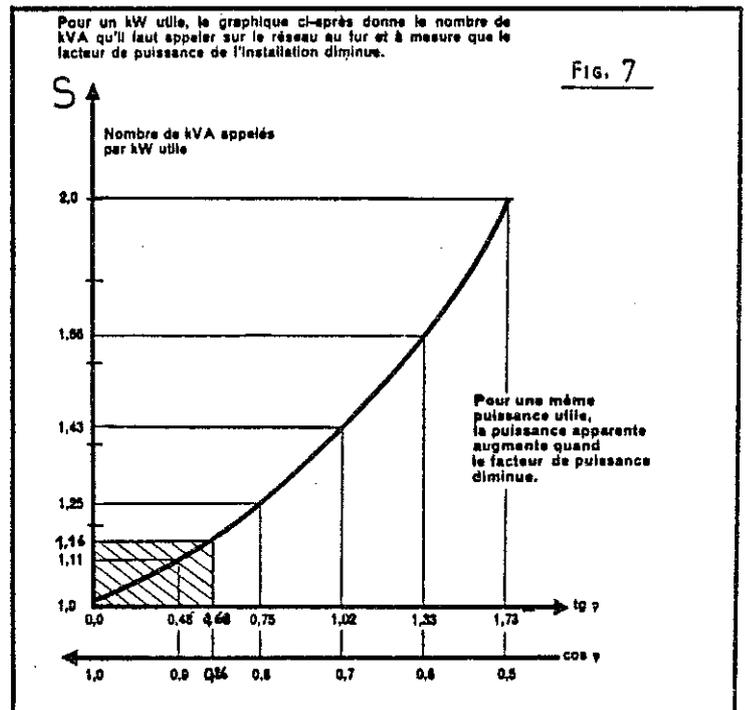
Afin de maintenir les échanges d'énergie réactive entre ses différents clients et son réseau dans des limites techniques et économiques acceptables, E.D.F. applique aux clients consommateurs une réglementation et une tarification de rigueur (en effet, seule l'énergie effectivement consommée est réellement facturée et fait l'objet d'une tarification détaillée et précise).

La consommation d'électricité d'un client peut comporter une part importante d'énergie réactive due à un mauvais facteur de puissance qui entraîne :

- un accroissement des pertes dans l'installation,
- une augmentation non négligeable de la facture.

La souscription auprès d'E.D.F. s'exprime en KVA, donc un mauvais facteur de puissance conduit à majorer la souscription.

Parmi les règles qui régissent la tarification de l'énergie réactive, on peut citer la pénalisation tarifaire appliquée aux clients dont la $\tan \varphi$ mensuelle dépasse 0,6.



La figure 7 montre le nombre de KVA demandés par KW utilisés en fonction du $\cos \rho$ de l'installation : seul le fonctionnement dans la partie hachurée ne fait pas l'objet d'une pénalisation par E.D.F.

II.4.2. Intérêt de la diminution des échanges de puissance réactive dans les lignes de distribution.

Dans un réseau électrique, il existe des noeuds absorbeurs d'énergie réactive (inductance, machines synchrones sous-excitées,...) et d'autres qui en fournissent (machines synchrones surexcitées, condensateur de compensation, etc...).

Le problème est que souvent les noeuds abrosbeurs d'énergie réactive sont éloignés de ceux qui en fournissent, et l'échange ne peut se faire qu'à travers les lignes de distribution dont lesquelles l'intensité du courant transité croît avec l'augmentation de la puissance réactive y circulant.

Nous avons montré en quoi la circulation de l'énergie réactive dans un réseau pouvait être gênante aussi bien pour le producteur que pour le consommateur. Il s'avère donc nécessaire de considérer des dispositifs capables de réduire ou mieux d'annuler l'énergie réactive circulant dans les lignes, et ne subsisteront donc que les pertes liées à la puissance active.

Un tel intérêt se traduit par une économie :

- au niveau du dimensionnement du réseau (lignes + générateurs), donc puissance apparente plus faible pour une même puissance fournie ;
- au niveau du coût d'exploitation (moins de pertes Joules) ;
- au niveau enfin de la qualité de l'exploitation (chutes de tension plus faibles).

Cette compensation devra évidemment s'opérer aussi près que possible des charges absorbant ou fournissant de l'énergie réactive.

Deux solutions classiques s'offrent à notre choix :

- l'ensemble condensateurs-inductance-thyristors. Mais si les condensateurs constituent des sources très simples d'énergie réactive, leur tension de fonctionnement étant fixe, l'énergie réactive fournie leur sera aussi ;

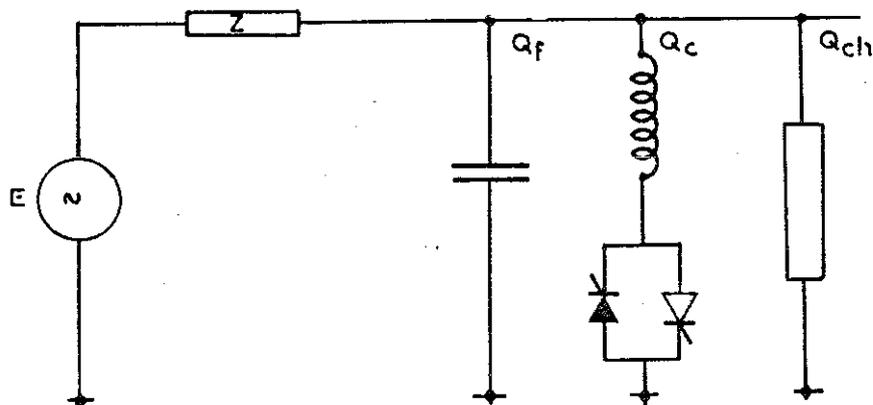


Fig. 8 Représentation de l'ensemble du réseau avec compensateur

- l'ensemble inductance-thyristor constitue quant à lui un absorbeur d'énergie réactive. En fait les inductances sont caractérisées par le fait qu'elles donnent naissance à des courants situés avec un retard de $\pi/2$ par rapport à la tension à leurs bornes. Or grâce à la possibilité de conduction ou de blocage des thyristors, nous sommes en présence d'impédances variables.

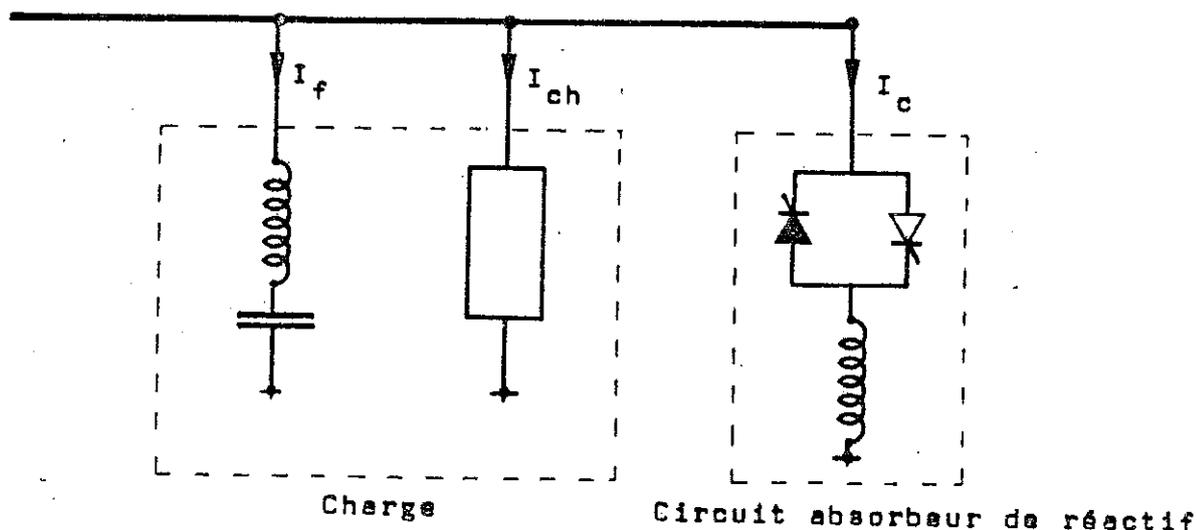


Fig. 9 Représentation monodimensionnelle
du réseau équilibré

II.5. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE L'INDUCTANCE VARIABLE

Le courant traversant un thyristor est déterminé dans son amplitude et dans sa forme par le circuit électrique établi lors de son amorçage. Mais l'usage des semiconducteurs de puissance impose certaines contraintes de tension et de courant parmi lesquelles les limitations sur l'amplitude et sur les di/dt sont très importantes.

Ces quelques considérations nous conduisent à associer en série une inductance et un thyristor (fig. 10).

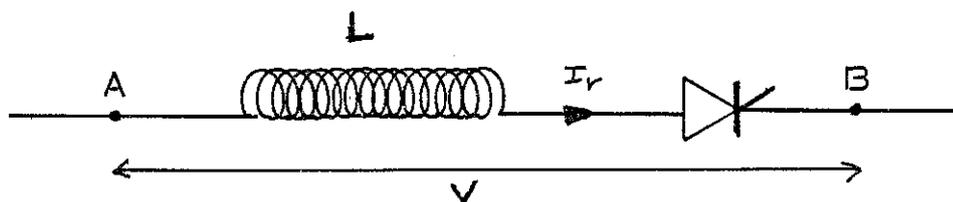


Fig. 10 : Ensemble monophasé.

Cet élément sera connecté à la tension alternative du réseau. Par l'intermédiaire de l'angle d'amorçage du thyristor, nous pouvons faire varier le courant qui le traverse. La figure donne l'allure de ce courant pour un angle d'amorçage donné :

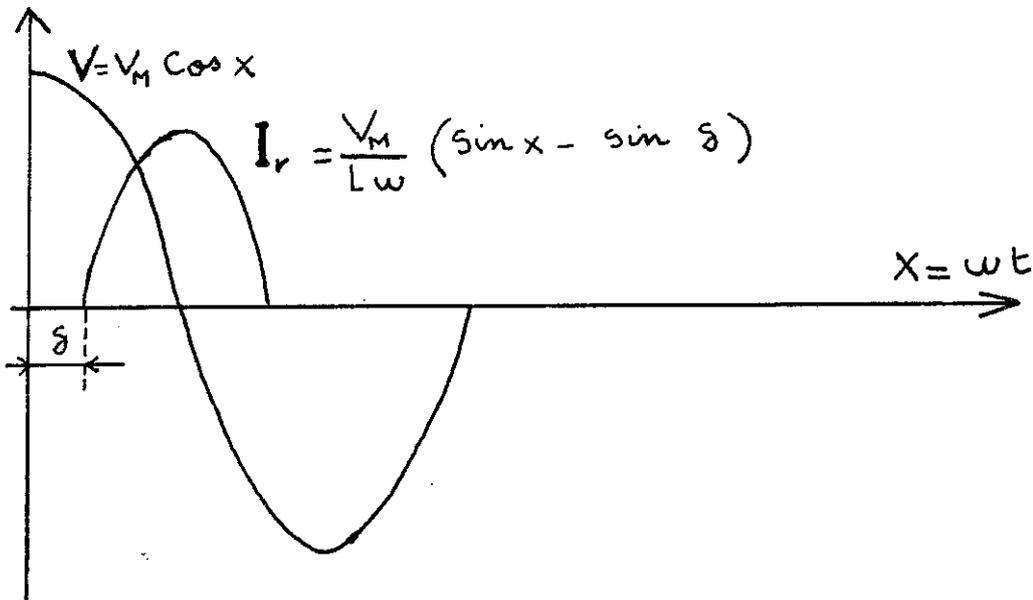


Fig. 11 : Tension et courant de l'ensemble monophasé.

La variation de l'angle d'amorçage δ nous permet d'augmenter ou de diminuer le courant, donc la valeur de l'énergie réactive absorbée par la self. Si comme nous le verrons au chapitre VI, nous pouvons inverser la tension aux bornes de la self (le courant restant dans le même sens), nous aurons un système de régulation et de compensation de l'énergie réactive, à la fois inductive et capacitive.

II.5.1. Gestion des échanges d'énergie.

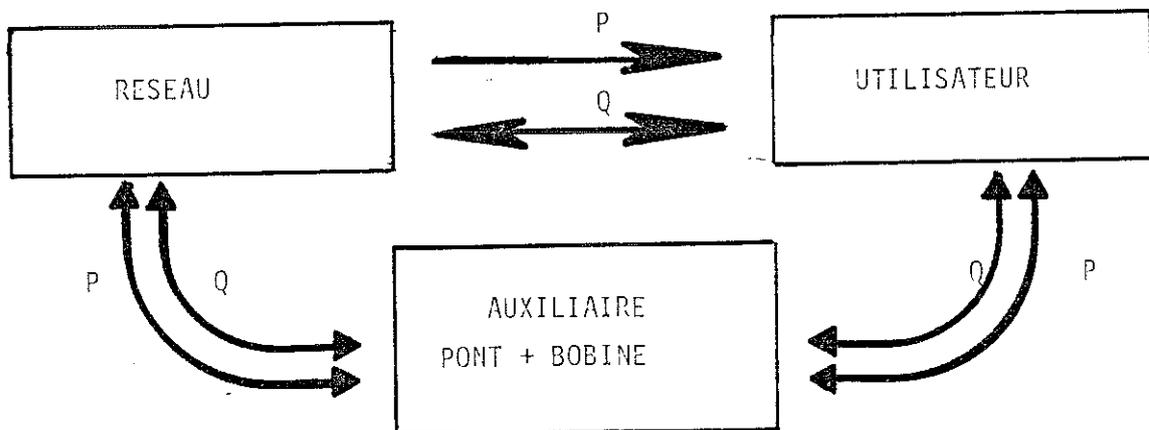


Fig.12 : Diagramme d'échange d'énergie pour un système classique.

Une telle gestion des échanges d'énergie active et réactive peut être optimisée par l'utilisation d'une bobine supraconductrice qui aurait la particularité de ne pas absorber d'énergie active. Le schéma deviendrait alors

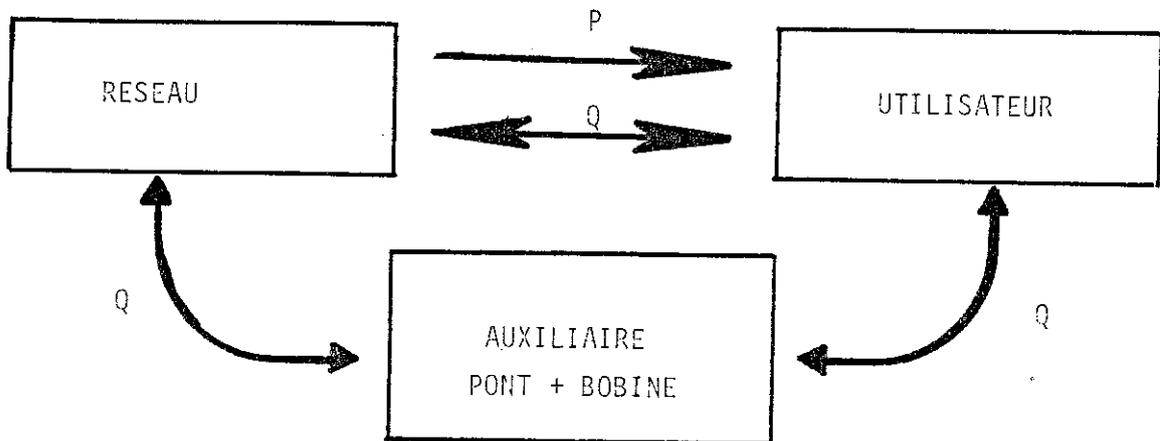


Fig. 13 : Diagramme d'échange d'énergie pour un système utilisant une bobine supraconductrice.

Remarque :

Comme cela a été noté en page 12, l'auxiliaire serait autant que possible situé près de l'utilisateur.

II.6. MONTAGES DE COMPENSATION UTILISANT DES PONTS DE GRAËTZ

Les montages en pont de Graetz à thyristors sont connus depuis longtemps et se sont imposés malgré leur taux important d'harmoniques (10) réinjectés sur le réseau d'alimentation, comme systèmes redresseurs. Ils absorbent de manière continuellement variable l'énergie réactive. Toutefois, de par leur constitution, ces montages ne pourront compenser que des charges équilibrées (11).

Il existe trois sortes de compensateurs statiques utilisant des ponts de Graetz.

II.6.1. Pont en commutation libre sur inductances.

Ce système de compensation (11) et (12) associe systématiquement une batterie de condensateurs (agencée sous forme de filtres d'Harmoniques) afin de permettre un échange d'énergie réactive.

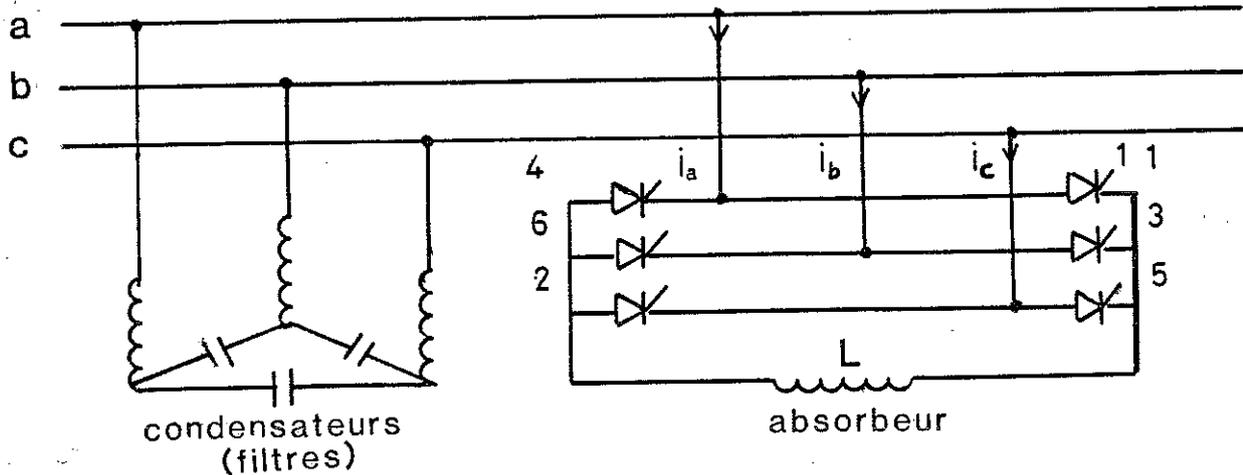


Fig. 14 : Pont en commutation libre sur inductance.

La compensation se fera à l'aide d'une commande de thyristors du pont. La variation de la puissance réactive absorbée est illustrée par la figure 15 en fonction de l'angle d'amorçage α des thyristors.

La commande des thyristors du pont devra avoir un retard compris entre $\pi/2$ électrique (Q_{MAX}) et π électrique ($Q = 0$) par rapport au passage par zéro de la tension correspondante.

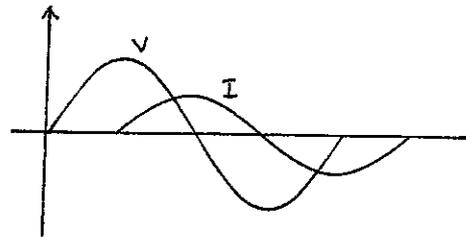
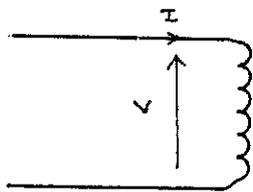
II.6.2. Pont en commutation libre sur bobine supraconductrice.

Le montage est identique à celui de la fig. sauf que l'inductance est supraconductrice, ce qui a pour effet, comme nous le développerons plus loin de diminuer et la taille de la bobine pour les grosses installations et les pertes Joules.

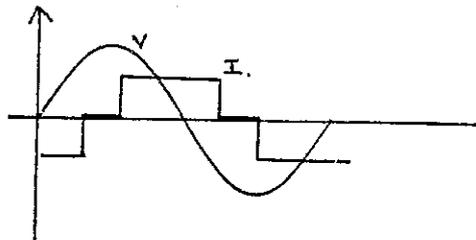
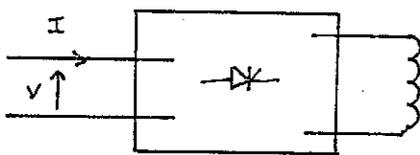
La commande sera conçue de manière :

- à charger préalablement la bobine par un courant I , limité par la valeur du courant critique du matériau supraconducteur utilisé, au moyen d'un système auxiliaire, ou, dans notre cas en modifiant le calage de l'angle de déclenchement des thyristors ;
- à pouvoir faire circuler un courant de roue libre entre les différents thyristors du pont et la bobine, en faisant varier la durée pendant laquelle le courant de la bobine est en roue libre ; on ajustera de manière continue le courant de la ligne entre une valeur minimale et une valeur maximale et ce suivant le besoin d'absorption de l'énergie réactive (13).

L'inductance considérée comme pratiquement pure, le courant y circulant sera pratiquement constant et n'est limité que par le courant critique du matériau. En effet, sans le cas d'une bobine classiquement reliée au réseau, le courant aura l'allure suivante :



Alors que dans le cas d'une bobine reliée au réseau à travers un pont monophasé avec commande décalée, le courant aura l'allure suivante :



Le courant dans la bobine comme on le verra en page est le résultat de deux composantes, l'une constante et l'autre alternative (si la bobine est fortement inductive la composante alternative tendra vers zéro).

Comme on le voit sur la figure 19, la variation de la tension V_0 aux bornes de la bobine s'établit à la fréquence de 300 HZ (6 fois la fondamentale), dans le cas d'un montage triphasé.

Dans ces conditions, c'est le courant critique du supraconducteur qui limite la puissance réactive régulée, la self-inductance n'intervenant que pour limiter la composante alternative du courant appliqué à la bobine supraconductrice.

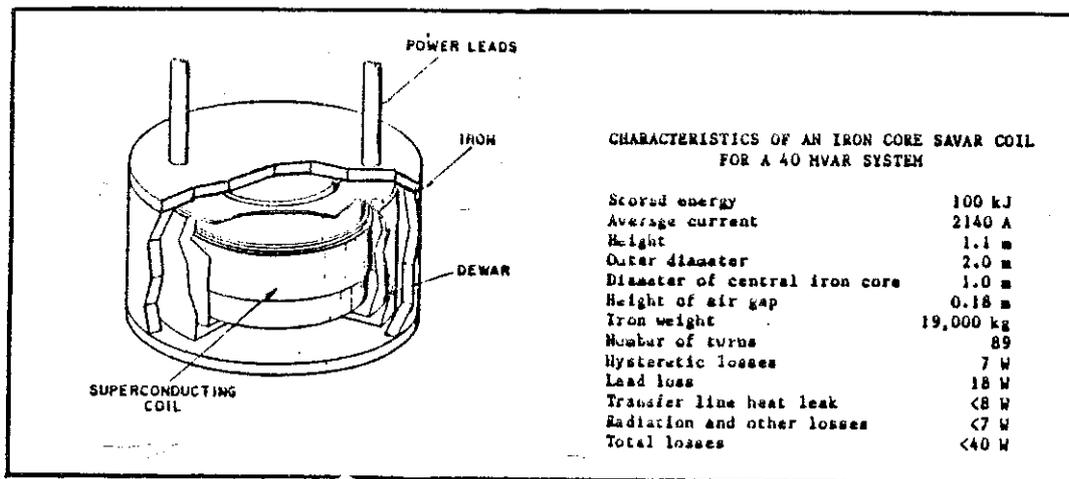


Fig. 15 : Bobine supraconductrice pouvant stocker une énergie de 100KJ (14).

Dans un système de compensation utilisant une bobine supraconductrice, les pertes dans les condensateurs et le pont à thyristor sont toujours de 0,15 % et de 0,6 % mais dans la bobine elles ne sont plus que de 0,04 % environ (14). Ceci représente une économie appréciable pour de

grosses installations de l'ordre de plusieurs dizaines de M_{VAR} .

II.6.3. Fonctionnement du pont de Graetz en roue libre externe ou interne.

Dans un pont de Graetz, nous avons la possibilité d'avoir deux modes de fonctionnement en roue libre :

- Le premier mode est un fonctionnement à l'aide d'un cinquième thyristor qui est placé aux bornes de la bobine et qui possède sa propre commande (roue libre externe) (voir figure) ;
- le second mode est un fonctionnement à l'aide des thyristors du pont lui-même : thyristors 1 et 4 ou 3 et 4 (roue libre interne) (voir figure 17).

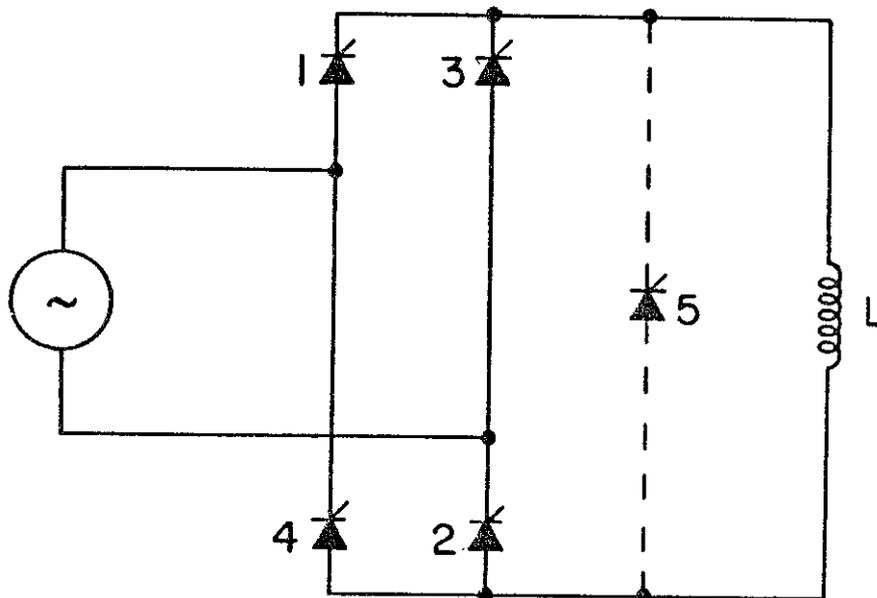


Fig.16: Pont de Graetz avec roue libre interne ou roue libre externe.

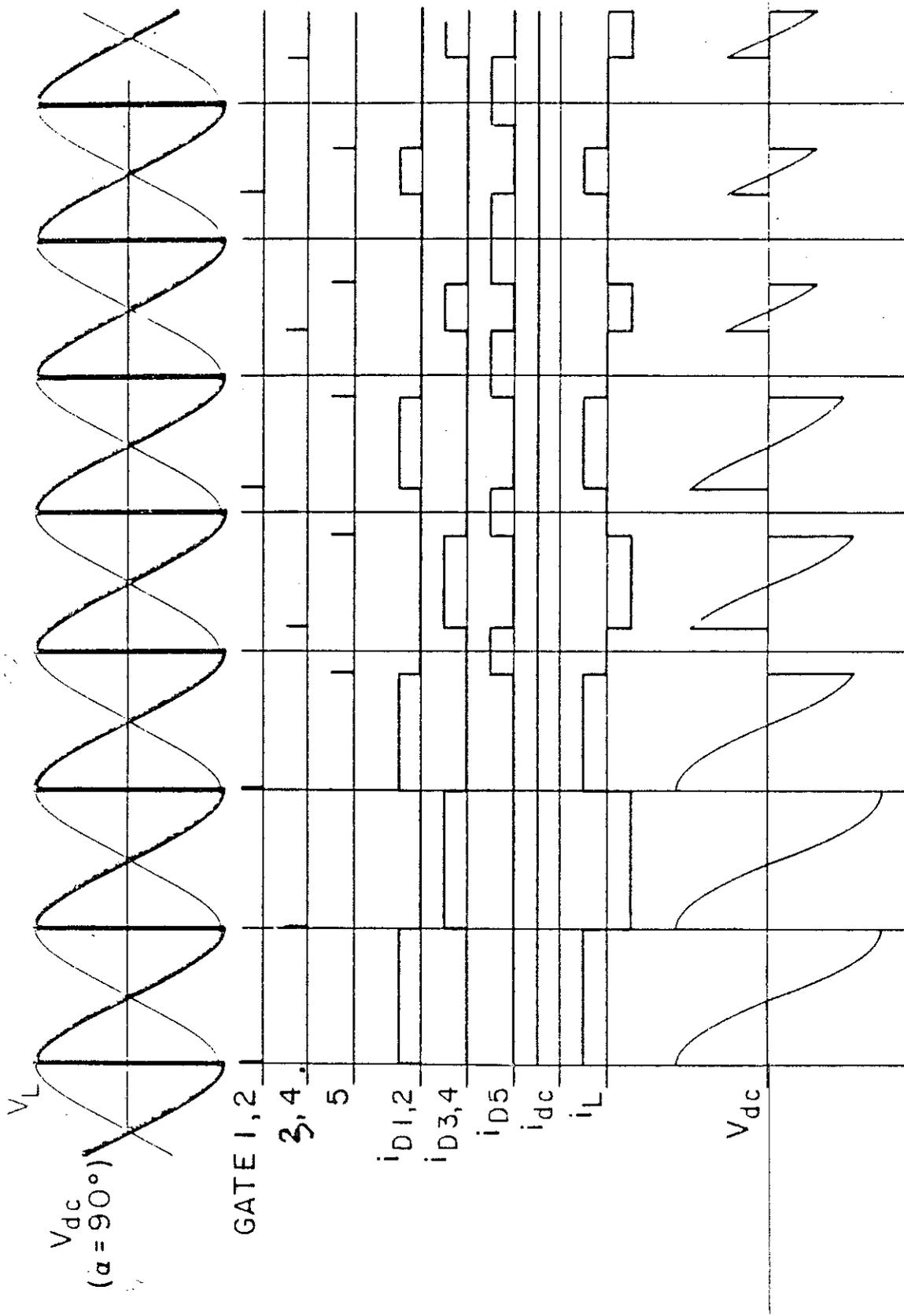


Fig.17 : Fonctionnement du pont de Graetz avec roue libre externe.

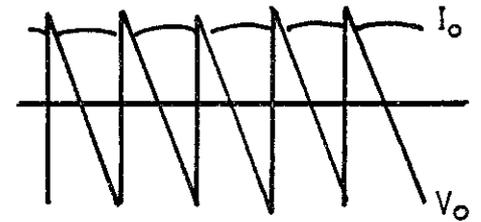
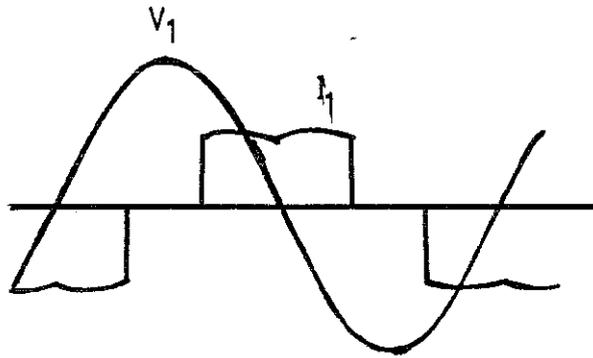
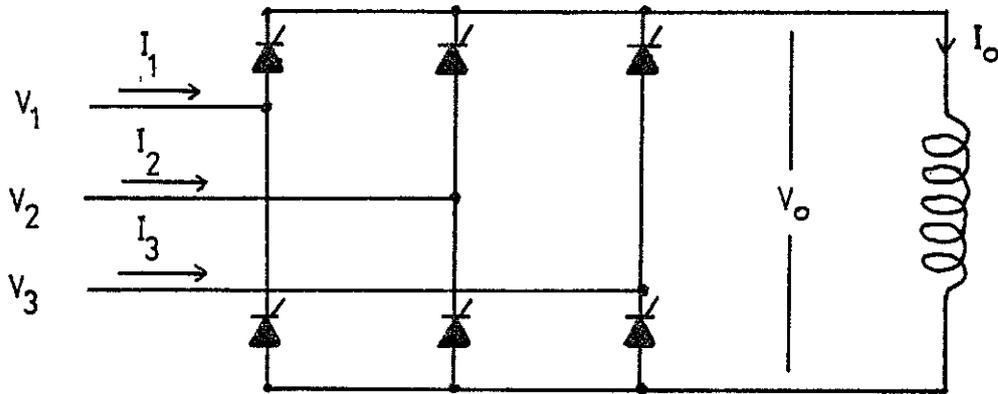
II.6.3.1. Comparaison entre les deux modes :

En roue libre interne, les pertes par effet Joule au niveau des thyristors sont multipliées par deux et la commande électronique est plus élaborée. Par contre, le mode de roue libre externe nécessite l'acquisition d'un cinquième thyristor et la réalisation d'une commande électronique à part.

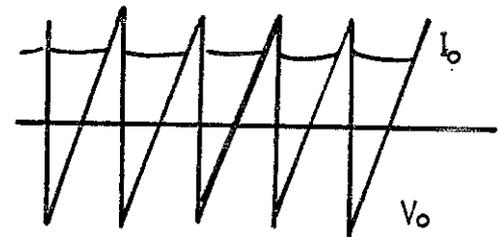
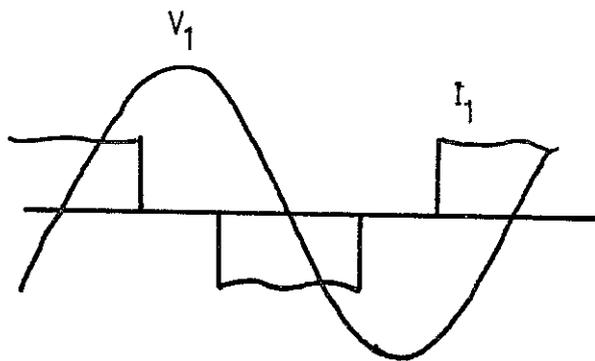
II.6.4. Pont en commutation forcée sur inductance.

Ce système (12) consiste à utiliser un pont de Graetz débitant sur une inductance avec un angle d'amorçage (compris entre $-\pi/2$ électrique et 0° électrique) en avance par rapport au zéro de la tension correspondante. Le courant d'entrée dans le convertisseur statique est alors en avance de $\pi/2$ par rapport à la tension correspondante.

L'intérêt d'un tel système est qu'il peut se comporter comme une charge inductive quand $\frac{\pi}{2} < \alpha < \pi$ et comme une charge capacitive quand $-\frac{\pi}{2} < \alpha < 0$. Ce qui ainsi ne nécessite plus de compenser l'absorbeur d'énergie réactive par une batterie de condensateurs, comme nous le montre la figure 18.



(a) $90^\circ < \quad < 180^\circ$



(b) $-90^\circ < \quad < 0^\circ$

Fig.18 : Pont en commutation forcée sur inductance.

II.6.5. Conclusion.

L'utilisation d'un pont en commutation forcée sur une inductance supraconductrice est a priori un système séduisant. L'étude que nous allons mener consistera à construire un tel système et à le tester.

C H A P I T R E I I I

ETUDE ET REALISATION DES BOBINES SUPRACONDUCTRICES

But : Etude et réalisation d'une bobine supraconductrice pour un système de compensation de 10 KVAR.

III.1. LA SUPRACONDUCTIVITE - GENERALITES

La supraconductivité est l'un des phénomènes les plus frappants de la physique, qui apparaît à très basses températures pour certains matériaux. Quand ces matériaux supraconducteurs transportent un courant constant (sans aucune perturbation extérieure), ils ne présentent aucune perte par effet Joule.

Dès la découverte de ce phénomène en 1911 par K. ONNES (15), de multiples projets d'application de la supraconductivité ont vu le jour. Cependant, peu d'applications compétitives vis-à-vis des techniques classiques de l'électrotechnique se sont imposées. Les raisons de cet échec sont dues essentiellement aux températures extrêmement basses (4,2 K) nécessaires au maintien de la supraconductivité, à l'utilisation de techniques nouvelles (vide,...) et de matériaux nouveaux (structures non métalliques, aciers spéciaux,...), au comportement des supraconducteurs sous les régimes variables, enfin aux difficultés de l'emploi de l'hélium liquide, seul fluide utilisé pour l'instant et au bon rendement des matériels classiques existants. Pourtant dans des cas précis, la supraconductivité semble prendre le pas sur les techniques classiques : production de champs intenses (16), ainsi que pour les grandes puissances, dans les applications comme le cryoalternateur (17), voire le stockage d'énergie.

H																	He
Li	Be											B	C	N	O	F	Ne
Na	Mg											Al	<u>Si</u>	<u>P</u>	S	Cl	A
K	Ca	Sc	<u>Ti</u>	V	Cr	Mn	Fe	Co	Ni	Cu	Zn	Ga	<u>Ge</u>	<u>As</u>	<u>Se</u>	Br	Kr
Rb	Sr	<u>Y</u>	Zr	<u>Nb</u>	<u>Mo</u>	Tc	Ru	Rh	Pd	Ag	Cd	In	Sn	<u>Sb</u>	Te	I	Xe
Cs	Ba	Lu	<u>Hf</u>	<u>Ta</u>	<u>W</u>	Re	Os	Ir	Pt	Au	Hg	Tl	Pb	<u>Bi</u>	Po	At	Rn
Fr	Ra	Ac	Th	Pa	<u>U</u>	Np	Pu	Am	Cm	Bk	Cf	Es	Fm	Md	No	Lw	
Terres rares		La	<u>Ce</u>	Pr	Nd	Pm	Sm	Eu	Gd	Tb	Dy	Ho	Er	Tm	Yb		
<u>N</u>	Supraconducteur																
<u>N</u>	Supraconducteur sous pression																
N	Non supraconducteur																

Fig. 19 : Les supraconducteurs dans la classification périodique des éléments.

L'état supraconducteur se caractérise par une température critique T_c et un champ magnétique H_c déterminant pour chaque matériau une région dans laquelle la résistivité électrique est nulle (18) ($\rho < 10^{-24} \Omega \text{ cm}$).

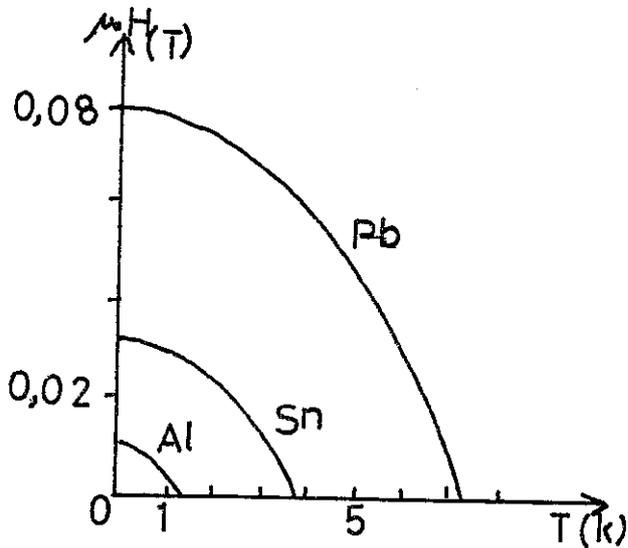


Fig.20 : Champs critiques de quelques supraconducteurs.

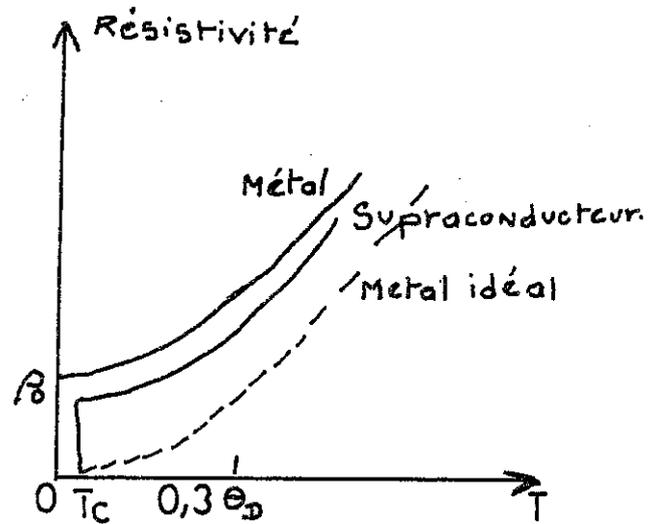
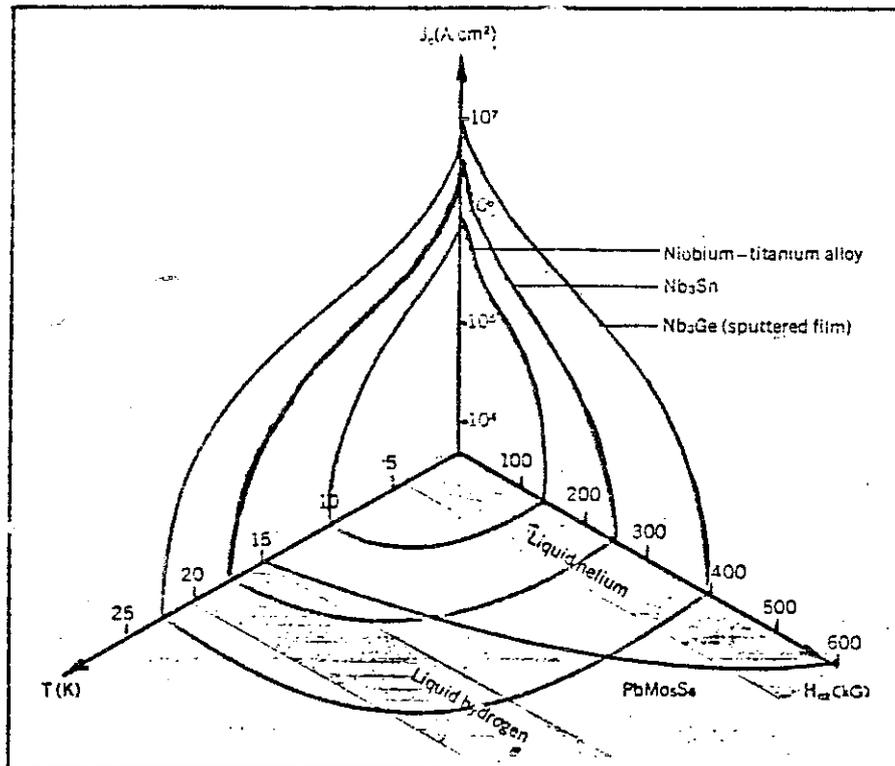


Fig.21: Variation de la résistivité avec la température.

Un troisième paramètre doit être pris en compte pour distinguer l'état normal de l'état supraconducteur : c'est le courant critique I_c qui est lié à la structure métallurgique microscopique du matériau. Les valeurs de I_c peuvent être particulièrement élevées ($I_c > 10^9 \text{ A/m}^2$).



Critical characteristics of high-field superconductors. The critical current density J_c (on a log scale) is shown as a function of the critical upper magnetic field H_{c2} and the temperature T for three readily available superconductors. A plot of H_{c2} versus T is also shown for the ultrahigh-field compound $PbMo_5S_8$. (After J. R. Gavaler and S. Foner.)

Fig. 22 : Caractéristiques critiques de supraconducteurs.

Le problème majeur dans l'application des supraconducteurs est justement le maintien de cet état supraconducteur. En effet, toute chaleur produite doit être évacuée; pour cela le matériau doit être alimenté continuellement en hélium liquide afin de renouveler toute perte, ce qui n'est pas sans poser de problème. A titre indicatif, pour éliminer 1 W à 4 K, il faut la même quantité d'énergie que pour en éliminer 1000 W à température ambiante, compte tenu des rendements thermodynamiques. L'élimination de 1 W à 4 K nécessite la vaporisation de 1,4 l d'He liquide. Pour ces raisons, il est important d'arriver à avoir des pertes très faibles au niveau de la bobine supraconductrice.

L'échauffement d'une bobine supraconductrice dépend de l'importance du champ variable et de la quantité de supraconducteur dans la bobine. En effet, quand la bobine est supraconductrice et qu'elle porte un courant continu, il n'y a pas de pertes par effet Joules. Mais quand le courant varie, cela peut provoquer la dégradation dans une zone

de l'état supraconducteur avec émission de chaleur ; afin d'éviter une transition totale du matériau, il faut évacuer le plus rapidement possible cette chaleur. De même une variation de température et de champ magnétique auront un effet identique.

Le but de la réalisation d'une compensation de 10 KVAR à l'aide d'une bobine supraconductrice nous amène à considérer trois points importants :

- lequel des deux types de supraconducteur doit-on considérer et par là quel matériel serait le meilleur pour notre besoin ?
- longueur de supraconducteur nécessaire
- taille de la bobine.

III.2. TYPE DE SUPRACONDUCTEUR A UTILISER

Le besoin d'étudier les supraconducteurs des deux types nous est dicté par le facteur du rapport prix de revient de la matière première et de sa capacité de stockage d'énergie.

Il est à noter que cette étude avec le type I risque d'être caduque comparée aux nouveaux matériaux de type II qui ont de faibles pertes en régime variable (19).

Le supraconducteur de type I doit être très pur et ne nécessite aucune transformation ni dopage de la matière, malheureusement sa capacité de stockage est 10 fois inférieure (31) à celle d'un type II. Dans ces conditions, les prix de revient des matériaux de type I et II sont équivalents (~ 10 F/m) pour des courants de l'ordre de la centaine d'Ampères.

III.3. REALISATION DE LA BOBINE TYPE I

III.3.1. Etude théorique.

Le fil dont nous disposons pour la construction de la bobine est du Nb (21) de texture unifilaire avec une carcasse radiale cuivrée. Le diamètre du fil est de $d = 0,1$ mm.

Calcul du champ à spires jointives pour une densité uniforme =

$$B_0 = \mu_0 J R_1 \beta \ln \left(\frac{\alpha + \sqrt{\alpha^2 + \beta^2}}{1 + \sqrt{1 + \beta^2}} \right) \quad (5)$$

avec

$$\alpha = \frac{R_1 + d}{R_1} \quad \beta = \frac{\ell}{R_1} \quad \alpha = 1 + \varepsilon = 1 + \frac{d}{R_1}$$

Pour notre cas :

$$R_1 = \frac{\emptyset}{2} \quad h = 2\ell$$

$$d = 0,1 \text{ mm (diamètre du fil)}$$

$$h = 80 \text{ mm}$$

$$\emptyset = 50 \text{ mm}$$

$$\text{donc} \quad \varepsilon = \frac{2d}{\emptyset} = \frac{0,1}{25} = \frac{1}{250} \quad \beta = \frac{\ell}{R_1} = \frac{4}{2,5} = 1,6$$

$$\ln \left(\frac{\alpha + \sqrt{\alpha^2 + \beta^2}}{1 + \sqrt{1 + \beta^2}} \right) \approx \frac{\varepsilon}{1 + \sqrt{1 + \beta^2}}$$

$$\alpha^2 \approx \left(1 + \frac{d}{R_1}\right)^2 \quad \beta^2 = 2,56 \quad \alpha^2 = 1$$

donc

$$B_0 \approx \mu_0 J R_1 \beta \frac{\varepsilon}{1 + \sqrt{1 + \beta^2}}$$

Comme

$$J = \frac{4I}{\pi d^2}$$

$$B_0 = \mu_0 \frac{4I}{\pi d^2} R_1 \beta \frac{\epsilon}{\sqrt{1 + \beta^2}} = \mu_0 \frac{4I}{\pi d^2} \cdot R_1 \beta \cdot \frac{d}{R_1 \sqrt{1 + \beta^2}}$$

$$B_0 = KI \text{ tesla avec } K = \frac{4\mu_0 \beta}{\pi d \sqrt{1 + \beta^2}}$$

En admettant un courant $I = 25 \text{ A}$, avec $d = 0,1 \text{ mm}$ et $\beta = 1,6$:

$$B_0 = \frac{340 \cdot 10^{-7}}{10^{-4}} = 0,34 \text{ T}$$

à titre indicatif B_0 à $4,2 \text{ K}$ est de $0,16 \text{ T}$ sous 10 A , ce qui expliquera lors des essais la transition du fil vers cette valeur.

Nombre de spires : N

$$N = \frac{h}{d} = \frac{80}{0,1} = 800 \text{ spires}$$

Afin de diminuer la valeur du champ, nous ne ferons pas un bobinage à spires jointives, pour cela nous diminuerons le nombre de spires $N = 300$ spires.

Calcul de la self (22) :

$$L = 2,1 \cdot 10^{-8} N^2 R_1 \frac{\alpha+1}{2} \left[\frac{\frac{1}{2}(\alpha+1)}{2\beta + \alpha - 1} \right]^{3/4}$$

$L \neq 1,8 \text{ mH}$ pour $N = 300$ spires

Avec un bobinage de type I, le fonctionnement en alternatif est théoriquement possible, ce qui avec un système classique de compensation permettrait (en inductif) d'observer :

$$Q = L\omega I^2 = 1,8 \cdot 10^{-3} \cdot 314 \cdot 10^2 = 56,5 \text{ VAR}$$

Un tel bobinage branché avec un pont de Graëtz nous laisserait espérer :

$$Q = VI = 220 \times 10 = 2,2 \text{ kVAR}$$

Néanmoins (voire page 119), l'ondulation sera très importante compte tenu de la faible valeur de la self inductance.

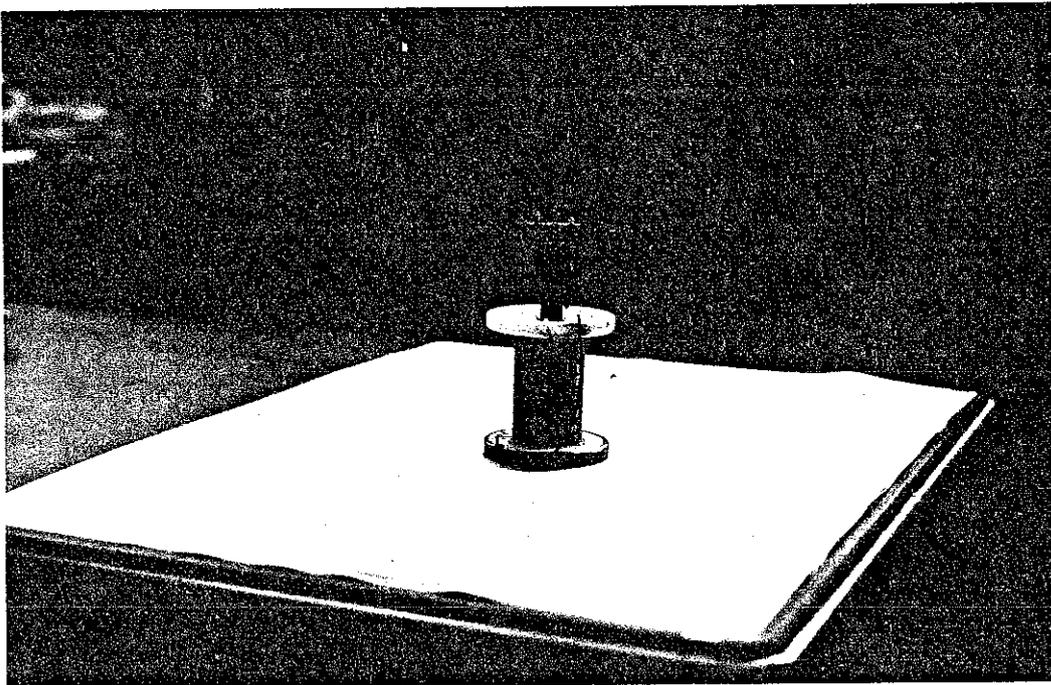


fig. 23 : BOBINE TYPE I

III.3.4. Calcul de la self inductance.

Calcul de la self type I d'après deux autres formules empiriques :

- formule de NAGAOKA (22) :

$$L_0 = 0,987 N^2 \frac{D^2}{\ell^2} K$$

D = diamètre solenoïde

ℓ = longueur solenoïde

N = nombre de spires

K est dit coefficient de NAGAOKA pour un solenoïde court de longueur ℓ et de diamètre D.

Pour notre cas, $\ell = 80$ mm D = 46 m alors K = 0,7.

$$L_0 \neq 2\text{mH}$$

- une manière plus précise de calculer cette self est la formule de ESNAULT PELTERIC (22) :

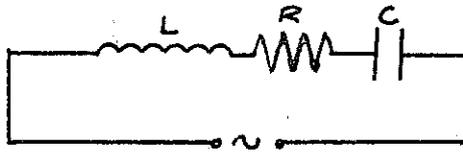
$$L_0 = 0,987 \cdot N^2 \frac{D^2}{\ell} \cdot \frac{1}{1 + 0,46(D/\ell)} .$$

ici la précision est de 10^{-3} lorsque le rapport D/ℓ est compris entre 0,2 et 2 pour notre cas $D/\ell = 0,57$.

$$L_0 = 1,85 \text{ mH}$$

III.3.5. Mesure de la self.

Mesure de la self de la bobine par la méthode du circuit résonant RLC avec R résistance de la bobine alimentée par un générateur basse fréquence.



Pour $C = 22 \mu\text{F}$, on a la résonance à $f = 22,5 \text{ KHZ}$.

$$L = \frac{1}{4 f^2 C} = \frac{1}{4 \cdot (22,5)^2 \cdot 10^6 \cdot 22 \cdot 10^{-9}}$$

$$L = 2,27 \text{ mH}$$

III.4. ETUDE THEORIQUE DE LA CONSTRUCTION DE LA BOBINE DE TYPE II

Pour le calcul et la réalisation de la bobine de type II, nous allons procéder en 2 étapes.

III.4.1. Taille de la bobine (volume).

De façon identique à ce qui a été fait pour le bobinage de type I, étudions la réalisation d'une bobine pour la compensation de 10 KVAR.

C'est le courant critique qui impose la puissance réactive maximale du système.

Avec une tension de 220 V, une intensité de 45,4 A permettra d'atteindre le résultat espéré.

Néanmoins, nous voulons, compte tenu des pertes qui apparaissent en alternatif, avoir une ondulation faible, de l'ordre de 1 A, ce qui impose une valeur de la self d'environ

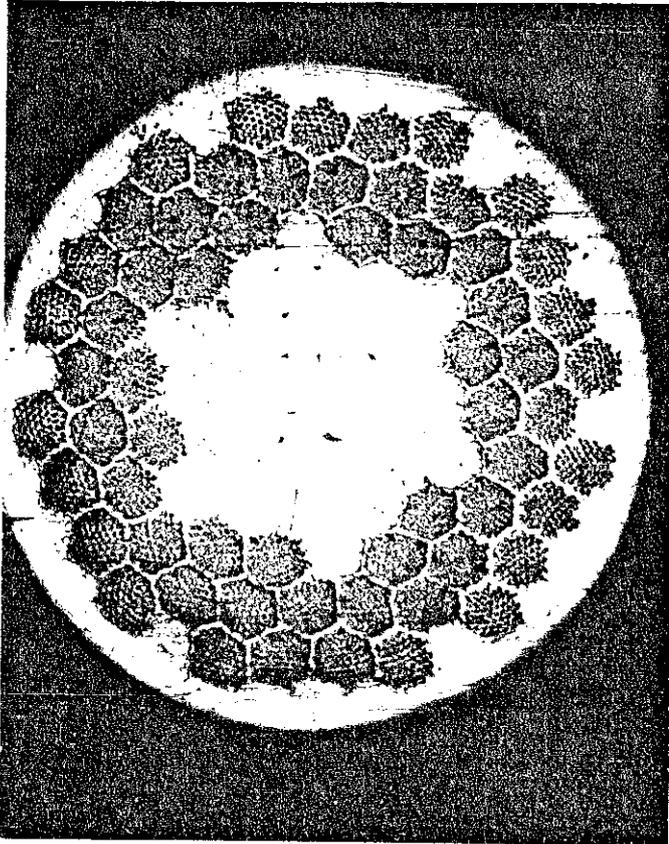
$$L \sim \frac{V}{i} \sim \frac{220}{2 \times 314 \times 1} \sim 0,35 \text{ H}$$

Pour le type II, le problème se pose de la manière suivante : la société ALSTHOM-ATLANTIQUE, établissement de Belfort, nous a offert gracieusement 540 m de supraconducteur à base de NbTi, de diamètre 0,67 mm dont les caractéristiques sont les suivantes :

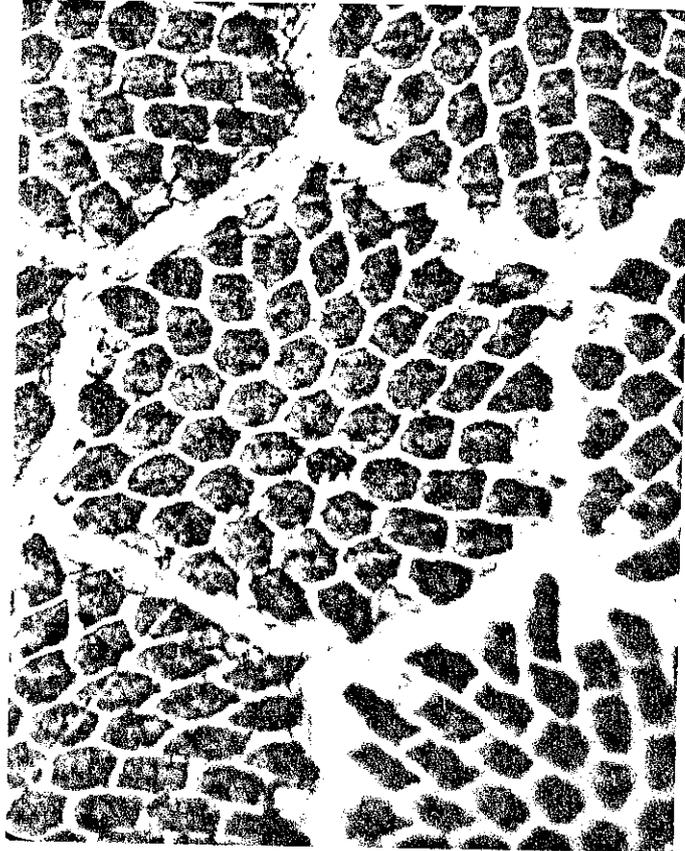
- matrice mixte $\text{CuC}_2 + \text{CuNi}$ avec l'extérieur du brin recouvert de CuNi ;
- diamètre du brin : 0,67 mm ;
- 3300 filaments de diamètre 5,8 μm recouverts de Cu et de CuNi ;
- $\frac{\text{matrice}}{\text{Sc}} \approx 3$;

- pas de torsadage ≈ 5 mm ;

- I_c à 5 T ; 4,2 K ≈ 78 A critère 1 μ V/cm.



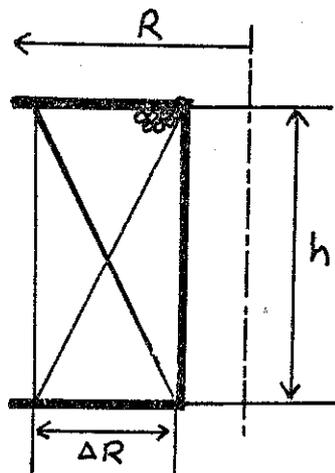
a. Vue globale du conducteur



b. Vue rapprochée des filaments de NbTi.

Fig. 24: Coupe métallographique du composite supraconducteur multifilamentaire NbTi dont le rapport matrice/SC ≈ 3 .

Soit un solénoïde de dimensions finies :



R = rayon du solénoïde

h = hauteur du solénoïde

ΔR = épaisseur radiale

d = diamètre du fil supra

L'inductance d'un tel solénoïde est :

$$L \neq \mu_0 N^2 \pi R^2 \frac{1}{h} \quad (1) \quad L = f(R^2, N^2, \frac{1}{h})$$

Deux paramètres nous sont imposés à savoir ℓ et d :

$$\ell = 2\pi RN \quad (2) \quad \text{avec } N = \text{nombre total de spires}$$

$$N = nh \quad n = \text{nombre de spires par couche}$$

$$N = h \cdot \frac{\Delta R}{d^2} \quad (3)$$

Il nous reste à choisir h , ΔR , N et R afin d'assurer une self maximum (L_{MAX}) et un volume minimum.

Des relations (2) et (3), on déduit que :

$$2\pi R = \frac{\ell d^2}{h \Delta R} \quad (4) \Rightarrow 2\pi R \Delta R h = \ell d^2$$

$$N^2 = \frac{h \cdot \Delta R}{2\pi R d^2} \quad (5)$$

$$(1) \text{ et } (5) \Rightarrow L = \frac{\mu_0 R \cdot \Delta R \cdot \ell}{2 \cdot d^2} \quad \text{donc } L_{\text{MAX}} \Rightarrow R \cdot \Delta R \text{ MAX}$$

d'après (4) si $R \cdot \Delta R \text{ MAX} \Rightarrow \ell d^2 \text{ MAX}$ donc h minimum. Si a priori nous fixons h :

$$R \cdot \Delta R = \frac{\ell d^2}{2\pi h} \quad \text{sera aussi fixé donc } L \text{ fixe.}$$

A titre d'exemple, nous choisirons deux valeurs de h pour lesquelles nous calculerons L :

$$a. \ell = 500 \text{ m} \quad d = 1,5 \text{ mm (fil isolé)} \quad \text{et } h = 1 \text{ cm}$$

$$R \cdot \Delta R = \frac{\ell d^2}{2\pi h} = \frac{500 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 10} (1,5)^2 = 17 \, 916 \text{ mm}^2$$

$$\text{donc } L_a = \frac{\mu_0}{2} \frac{\ell}{d^2} \times 17 \, 916 \neq 900 \text{ mH}$$

$$b. \ell = 500 \text{ m} \quad d = 1,5 \text{ mm et } h = 10 \text{ cm}$$

$$R \cdot \Delta R = \frac{\ell d^2}{2\pi h} = \frac{5 \cdot 10^5}{2\pi} (1,5)^2 = 1791 \text{ mm}^2$$

donc $L_b \neq 90 \text{ mH}$.

$$\text{Pour le cas a : } R \cdot \Delta R = 17916 \text{ mm}^2$$

$$b : R \cdot \Delta R = 1791 \text{ mm}^2$$

comme $R \cdot \Delta R \ll R^2 \Rightarrow R_{\text{optimal}} = \sqrt{\frac{\ell d^2}{2\pi h}}$

Pour notre cas, nous choisisons $R_{\text{optimal}} = 60 \text{ mm}$ et $h = 100 \text{ mm}$; dans ces conditions :

$$L \neq \frac{\mu_0}{2} \cdot 36 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{500}{(1,5)^2 \cdot 10^{-6}} = 0,502 \text{ H}$$

Nous pouvons donc espérer qu'avec $h = 100 \text{ mm}$, $R = 60 \text{ mm}$ avoir une self de l'ordre de $0,5 \text{ H}$.

. Nombre de tours N :

Le but est la compensation de 10 KVAR mais comme nous l'avons déjà montré, deux caractéristiques nous limitent, à savoir le champ critique H_c et le courant critique J_c .

Calcul du nombre de spires qui donnerait le champ critique (23).

Dans un solénoïde fini avec une densité de courant uniforme, le champ au centre est défini par (21) :

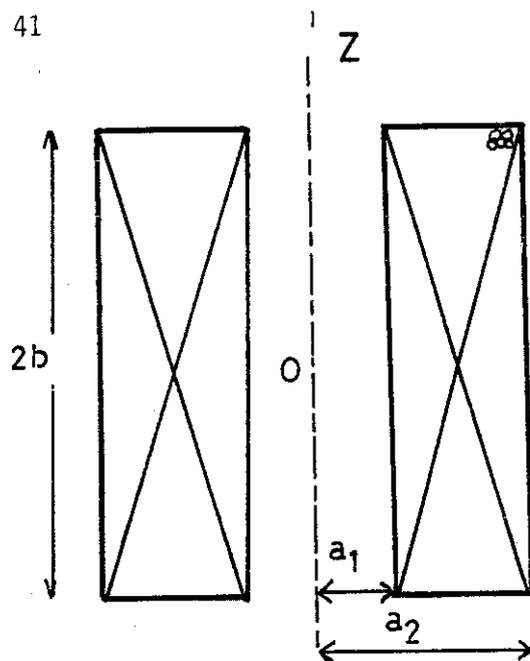
$$H_0 = JR_1 \beta \ln \left(\frac{\alpha + \sqrt{\alpha^2 + \beta^2}}{1 + \sqrt{1 + \beta^2}} \right) \neq JR_1 \beta \cdot \frac{\epsilon}{1 + \sqrt{1 + \beta^2}} = KJ \quad (6)$$

$$\alpha = \frac{a_2}{a_1} = \frac{\text{rayon extérieur}}{\text{rayon intérieur}}$$

$$\beta = \frac{b}{a_1} = \frac{\text{demi-longueur}}{\text{rayon intérieur}}$$

$$\epsilon = \frac{d}{a_1} = \frac{\text{diamètre du fil}}{\text{rayon intérieur}}$$

$$R_1 = a_1$$



D'après la relation (6), nous remarquons que l'intensité du champ magnétique au centre d'un solénoïde (mais aussi en tout point de l'espace) est proportionnelle à la densité de courant moyenne J de la bobine, multipliée par un facteur géométrique. BOOM et LIVINGSTON ont publié une série d'abaques permettant de calculer le champ magnétique en différents points d'un solénoïde. En effet :

$$H_{0Z} = F(\alpha, \beta) I a_1 \sqrt{v}$$

avec $F(\alpha, \beta)$ facteur de Fabry

$$v = 2\pi(\alpha^2 - 1)\beta \text{ facteur de volume.}$$

L'impédance caractéristique de la bobine est donnée par

$$\frac{L}{R} = a_1 \frac{\lambda}{\rho} F(\alpha, \beta) \quad (7)$$

$$R = \frac{N^2 \rho \pi (\alpha + 1)}{\lambda a_1 2\beta (\alpha - 1)} \quad (8)$$

$$(7) \text{ et } (8) \Rightarrow L = \frac{N^2 a_1 \pi (\alpha + 1)}{2\beta (\alpha - 1)} \cdot F(\alpha, \beta)$$

Sachant que :

$$\begin{aligned} 2b &= 240 \text{ mm} & \beta &= \frac{b}{a_1} \neq 1 \\ 2a_2 &= 120 \text{ mm} \\ a_1 &= 50 \text{ mm} & \alpha &= \frac{a_2}{a_1} \neq 1,2 \end{aligned}$$

alors le coefficient $F(\alpha, \beta)$
sera :

$$F(\alpha, \beta) = 0,75 \cdot 10^{-9} \text{ Henry cm}^{-1} \quad (23)$$

Le nombre total de spires que nous
pourrons espérer sera :

$$N = \frac{2b}{d} \frac{(a_2 - a_1)}{d} \neq 2963 \text{ spires}$$

La valeur de l'inductance sera
dans ce cas-là de :

$$L \neq 588 \text{ mH}$$

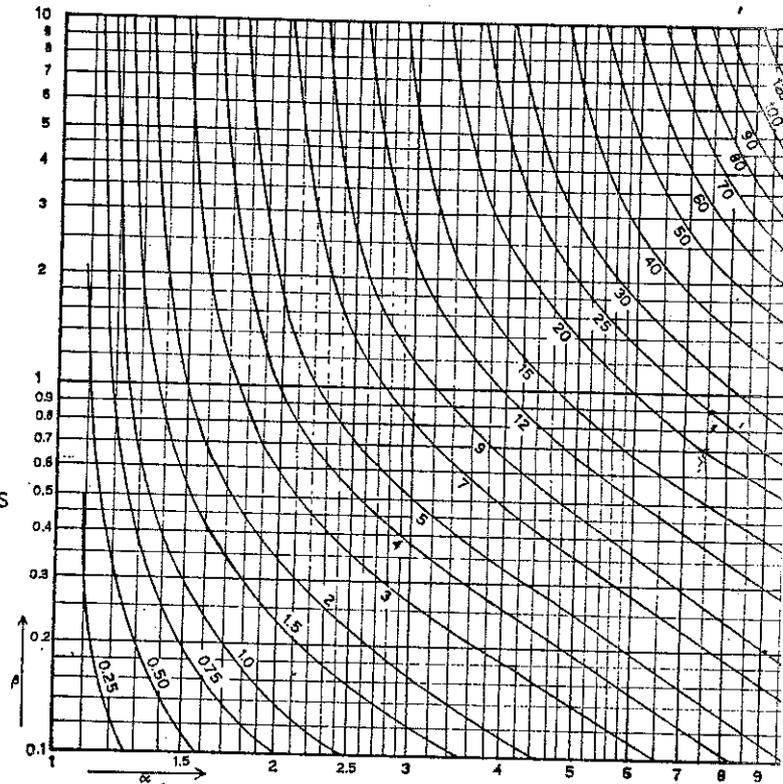


Fig. 25 Geometry factor Φ plotted against α and β . Φ is given in units $10^{-9} \text{ henry cm}^{-1}$

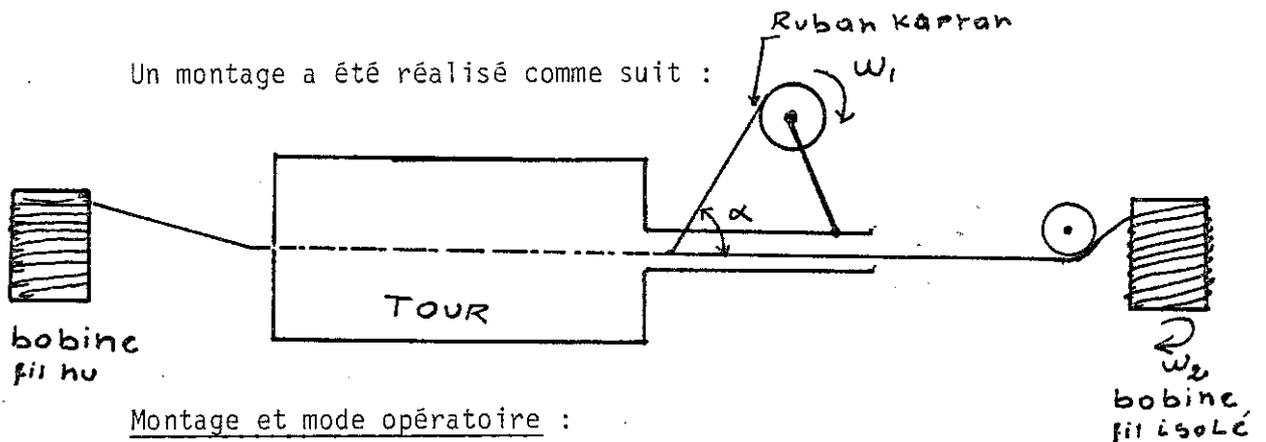
III.4.2. Réalisation de la bobine de type II.

Le fil de NbTi dont nous disposons n'est pas isolé. Les différentes sociétés contactées pour nous réaliser cette isolation nous ont répondu par la négative. Seule la société LE FIL DYNAMO (24) nous a proposé un guipage fibre de verre imprégnée et nous a envoyé un échantillon de fil de Cu de $\varnothing 1,32$. Nous avons opéré plusieurs tests :

- cycle thermique fil tordu,
- cycle thermique air ambient,
- cycle thermique chauffage.

Les résultats obtenus sont encourageants et permettent d'envisager une telle isolation.

Les différents échantillons vus à la loupe avant et après un cycle thermique (6 reprises) avec réchauffement ambiant et forcé sont prometteurs car seul l'échantillon qui a subi un réchauffement à l'ambiante présente quelques craquellements du guipage mais qui pourront être ignorés. La société LE FIL DYNAMO a été mise au courant de nos résultats et nous a expliqué que pour réaliser ce travail le fil supraconducteur devra être chauffé à plus de 300°C. Un tel traitement risque de modifier les caractéristiques du supraconducteur. Finalement, nous avons opté pour un guipage que nous réaliserons nous-mêmes à l'aide d'un ruban Kapton collant de largeur 6 mm et d'épaisseur 25 μm .



Le montage se compose essentiellement d'un tour permettant de régler la vitesse ω_1 de rotation du ruban Kapton autour du fil supraconducteur nu. Un second moteur se trouvant au bout du tour et sur lequel se trouve bobiné le fil isolé à une vitesse de rotation ω_2 . Cette vitesse qui en même temps imprime un déplacement du fil permet au ruban de Kapton d'isoler le fil en faisant une rotation autour de lui. Le fil nu se trouve sur une autre bobine de l'autre côté du tour.

Les deux vitesses ω_1 et ω_2 sont réglables. On a essayé d'avoir une isolation aussi uniforme que possible afin d'avoir un fil de diamètre homogène. Pour cela, nous avons dû incliner le support du ruban de Kapton d'un angle $\alpha \approx 30^\circ$ par rapport au déplacement du fil.

Le fil isolé ainsi obtenu a été à nouveau bobiné sur la bobine finale en fibre de verre.

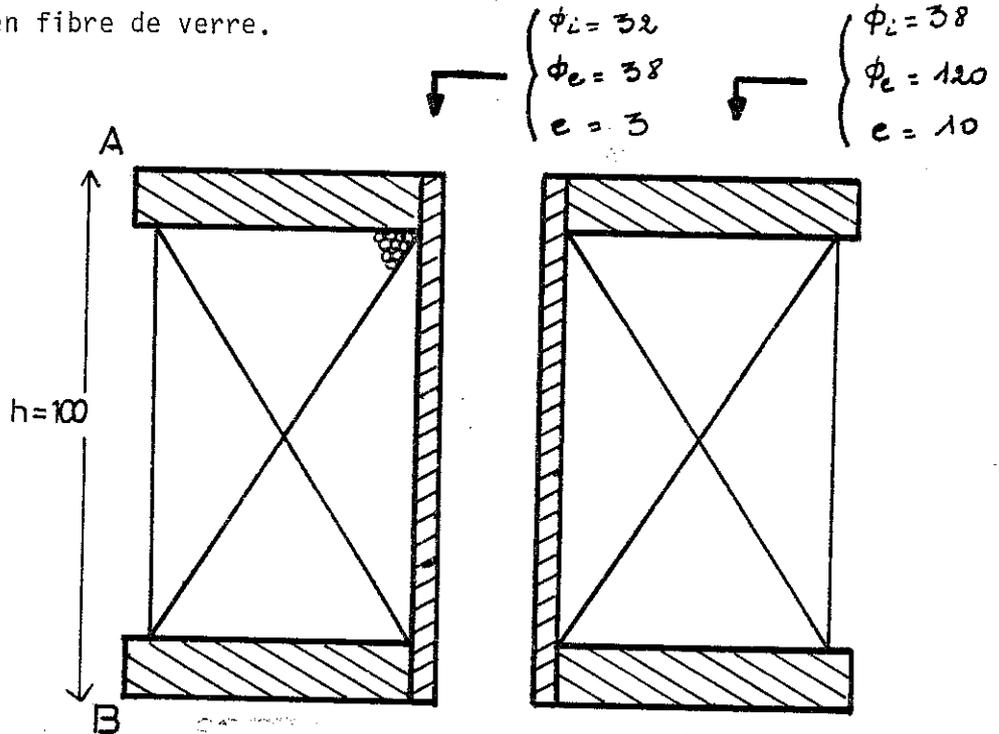
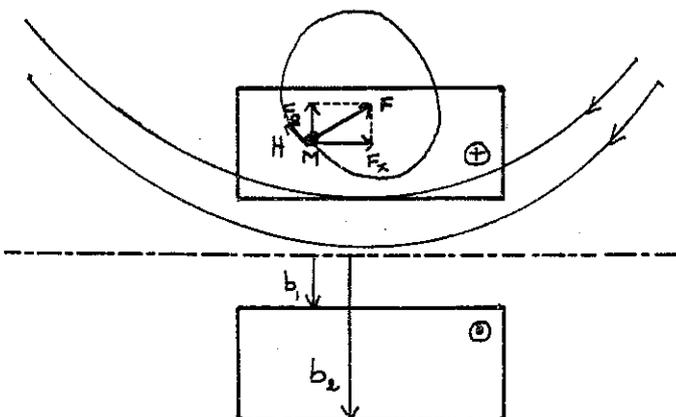


Fig. 26 : Bobine supraconductrice de seconde espèce.

III.4.3. Refroidissement de la bobine et contraintes.

Afin d'assurer un refroidissement aussi uniforme que possible, nous avons percé des trous de $\varnothing = 3$ axiaux au niveau des deux disques A et B ainsi qu'au niveau radial interne. Ceci permettant une meilleure pénétration du fluide réfrigérant.

Effort électrodynamique :



La figure montre le spectre d'une bobine classique. La bobine crée un champ magnétique H . Si on considère le point M , ce dernier est soumis à une force F que l'on peut décomposer en deux forces F_x , force axiale qui tend à comprimer la bobine et une force radiale F_a qui tend à "éclater" la bobine.

De nombreux auteurs ont analysé ce phénomène (25)(26)(27). Pour notre cas, nous avons remédié au risque d'éclatement en en "bloquant" le bobinage par 6 tiges en fibre de verre de $\varnothing = 60$ vissées sur les deux flasques A et B et en bobinant plusieurs tours de ruban collant.

III.4.4. Caractéristiques de la bobine de type II.

- nombre de couches = 33 couches séparées par un film de mylar non collant ;
- nombre de spires par couche = environ 86 spires ;
- nombre total de spires = 2840 spires ;
- longueur totale du fil utilisé = 450 m ;
- poids de la bobine = 2,685 kg ;
- résistance de la bobine à l'ambiante $R_b = 84 \Omega$;
- résistance de la bobine à 4,2 K $R_{b_{4,2}} = 0,05 \Omega$ (due aux amenées de courant).

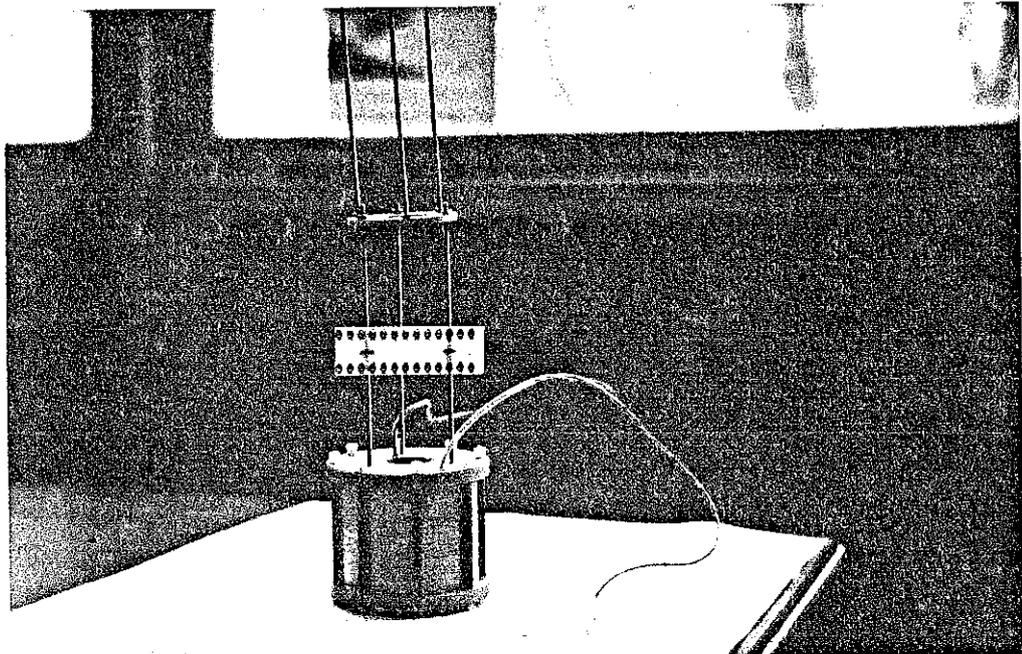


fig. 27 : Bobine de type II.

III.4.5. Calcul de la self de la bobine de type II.

D'après la formule de BUNET empirique (22) :

$$L = 0,987 N^2 \frac{D^2}{\ell} \cdot \frac{1}{1 + 0,45 \frac{D}{\ell} + 0,64 \frac{r}{D} + 0,84 \cdot \frac{r}{\ell}}$$

avec e = épaisseur radiale

$$e = 50 \text{ mm}$$

D = diamètre de la bobine

$$\ell = 60 \text{ mm}$$

ℓ = longueur de la bobine

$$D = 120 \text{ mm}$$

A.N. L # 600 mH

III.4.6. Mesure de la self de la bobine type II (méthode circuit RLC).

$$C = 22 \cdot 10^{-9} \text{ F}$$

$$f = 46 \text{ KHz}$$

$$L\omega^2 C = 1 \Rightarrow L = \frac{1}{C\omega^2}$$

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C} = \frac{1}{4\pi^2 22 \cdot 10^{-9} (46)^2 \cdot 10^6} = 544 \text{ mH}$$

III.5. DEFORMATION MECANIQUE

Le matériau supraconducteur subit au cours de sa fabrication de son bobinage et pendant son refroidissement d'importantes déformations mécaniques. Ces déformations successives se superposent et peuvent finalement modifier les propriétés supraconductrices mesurées en l'absence de contraintes appliquées. Pour tout matériau il est nécessaire de connaître l'influence des contraintes mécaniques, en particulier sur le courant critique en échantillons courts.

III.6.1. Définition et méthodes de caractérisation.

Les principaux problèmes associés à la détermination expérimentale du courant critique sont, d'une part le critère de sa définition et d'autre part les paramètres expérimentaux tels que l'influence des soudures, etc... Malheureusement la comparaison des caractéristiques $I_c(H)$ est difficile sinon impossible par l'absence de normalisation dans les annales (28).

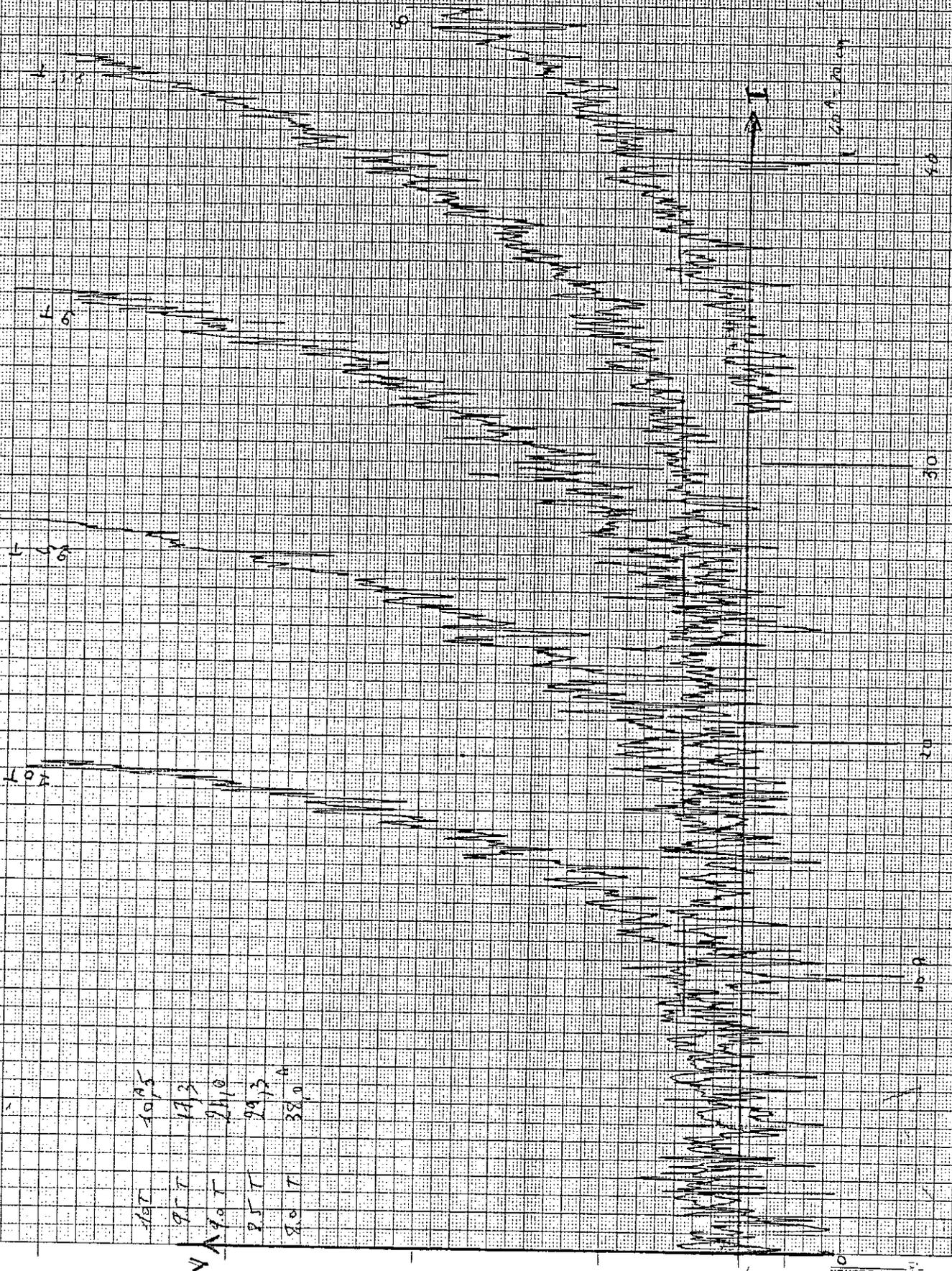
III.6.2. Courant critique.

Comme nous l'avons déjà signalé en page 30, lorsque pour une température et un champ magnétique donnés, on fait croître progressivement le courant dans un supraconducteur, on observe une apparition progressive de la différence de potentiel aux extrémités du supraconducteur. Nous avons effectué des mesures de courant critique sur un échantillon court de fil supra NbTi que nous avons utilisé pour construire notre bobine. Les mesures ont été faites dans un laboratoire du CNRS, le SNCI, dans un trou de champ dont l'induction varie entre 8 et 11 Tesla sous une température de 4,2 K. Les résultats obtenus sont les suivants :

B(T)	8	8,5	9	9,5	10	11
A(I)	38	29,3	24	17,3	10,5	3,9

NbTi: Mesure du courant critique sous champ extérieur variable pour le NbTi

ech. 1 $\mu V / \text{cm}$



0
KIPPZONEN

C H A P I T R E I V

ETUDE ET REALISATION DU MONTAGE CRYOGENIQUE

IV.1. INTRODUCTION

L'existence et le maintien de températures inférieures à 20 K nécessaires pour obtenir l'état supraconducteur ne présente plus de problèmes techniques (l'hélium est un produit industriel en France depuis environ 1960). Par contre, le coût élevé de la liquéfaction de l'hélium (environ 17 F par litre pour l'année 1983 au C.R.T.B.T.) montre qu'il est nécessaire de prendre beaucoup de soins pour réduire les apports de chaleur à la bobine. Pour cela, l'utilisation d'un cryostat où les échanges de chaleur sont réduits est nécessaire.

IV.2. DESCRIPTION DU CRYOSTAT

Le cryostat que nous avons utilisé est un ancien cryostat dans lequel a été adapté un système à double bain. Ses caractéristiques sont les suivantes :

- hauteur = 1750 mm
- diamètre extérieur = 380 mm

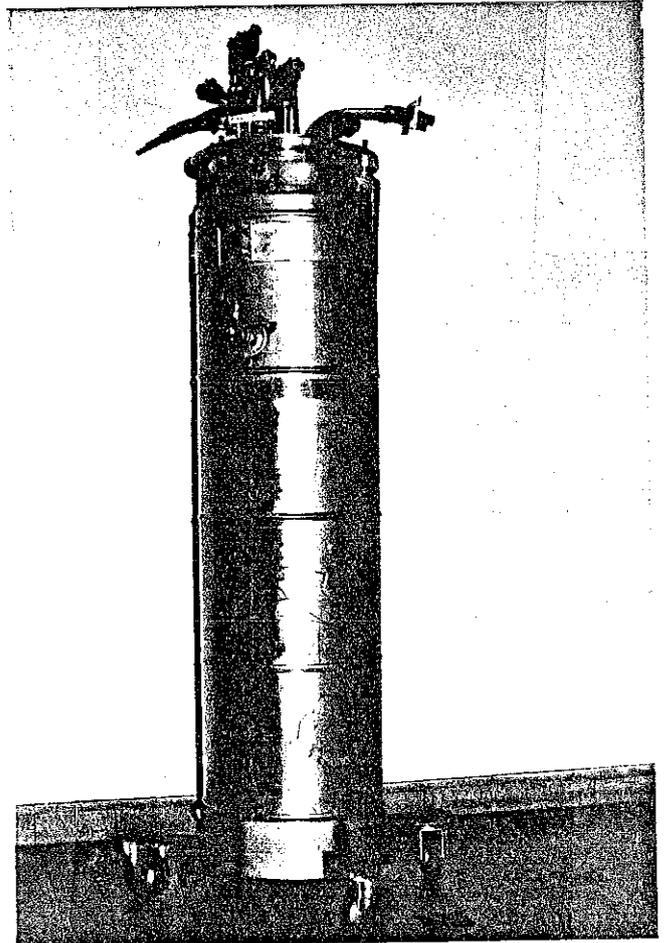


Fig.28 : Enveloppe et platines extérieures du cryostat.

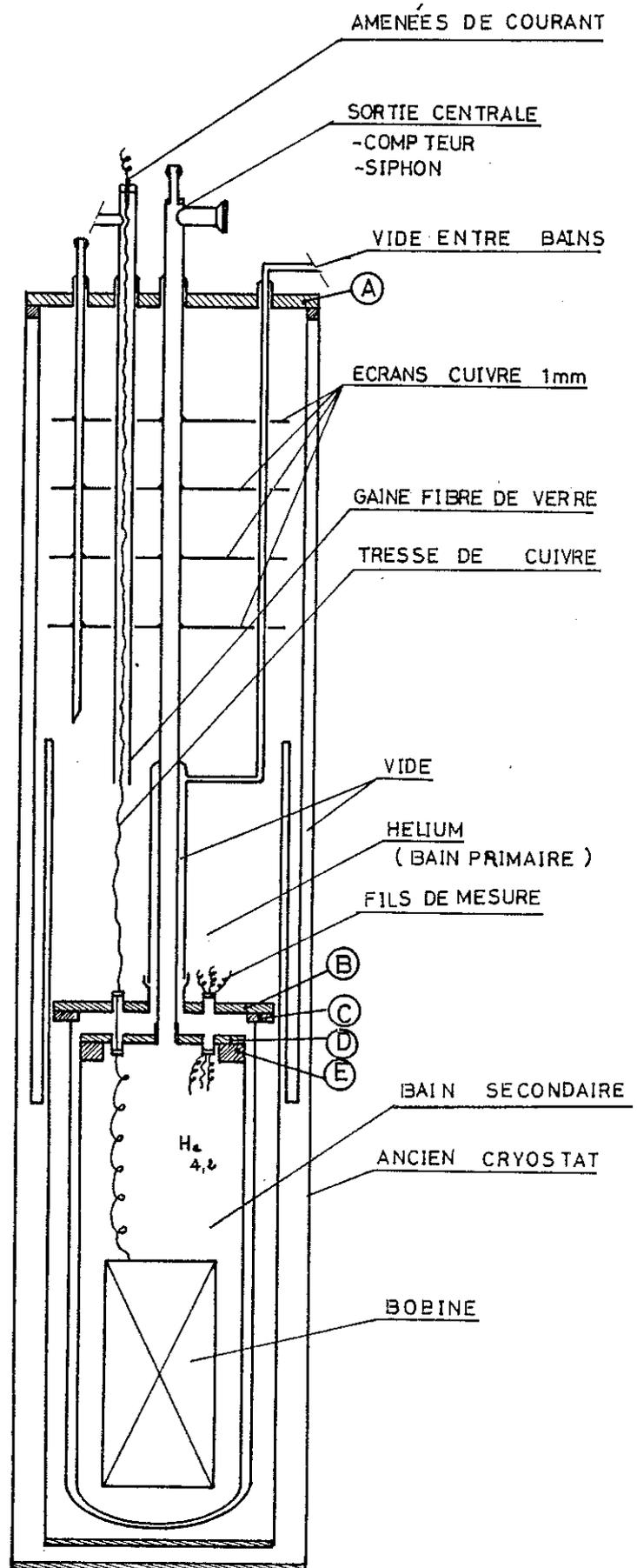


fig.29: COUPE DETAILLEE DU CRYOSTAT

a. Une platine extérieure A réalisée en inox et fermée par 12 boulons \varnothing 6,5 (rendue étanche par un joint d'indium) par laquelle on a accès aux

- 2 passages pour alimentation de la bobine (amenées de courant)
- 3 bulbes fils de mesure
- sortie centrale (comprenant le siphon du bain primaire, le retour des vapeurs d'hélium et un clapet de sécurité)
- siphon bain secondaire
- retour des vapeurs d'hélium du bain secondaire
- tube de pompage pour réaliser le vide entre les deux bains.

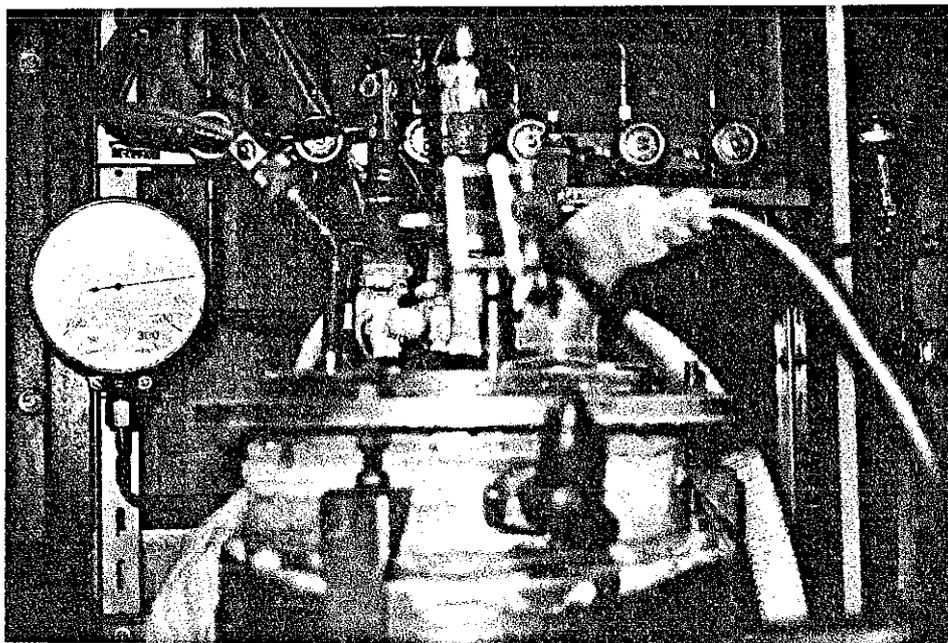


Fig.30: Sorties vues de dessus.

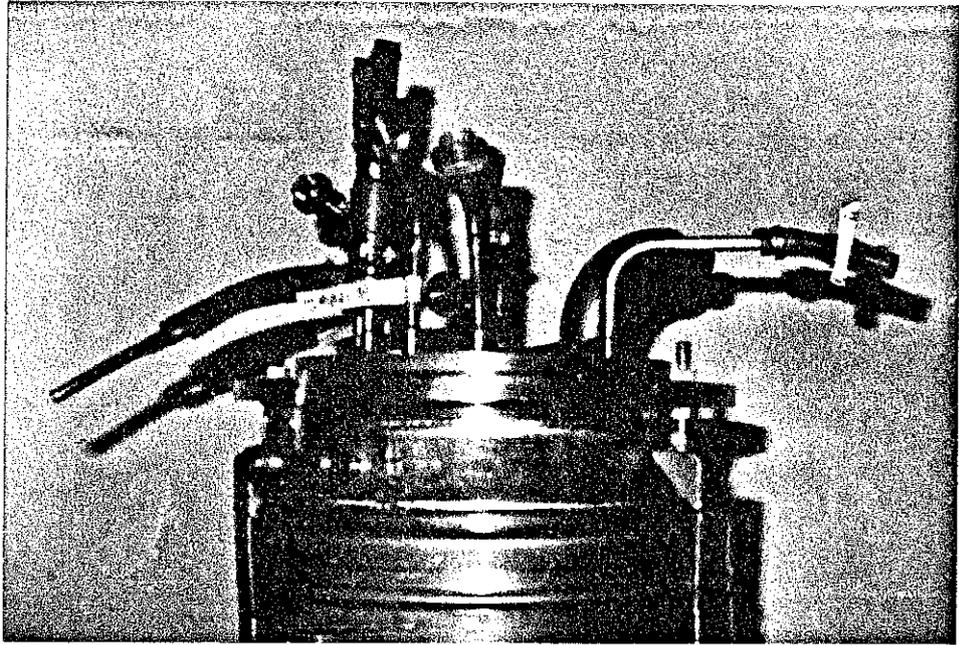
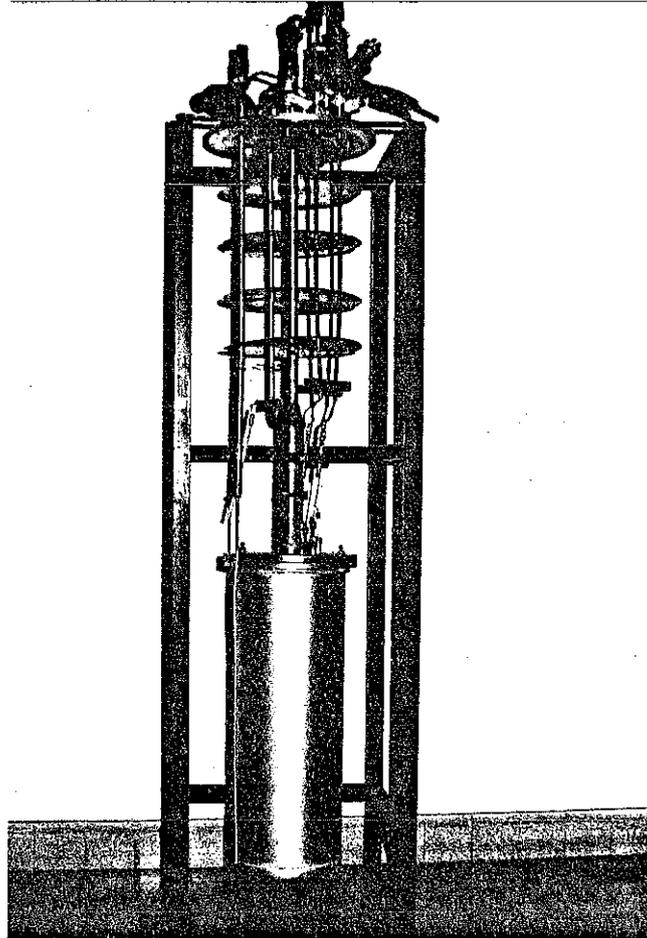


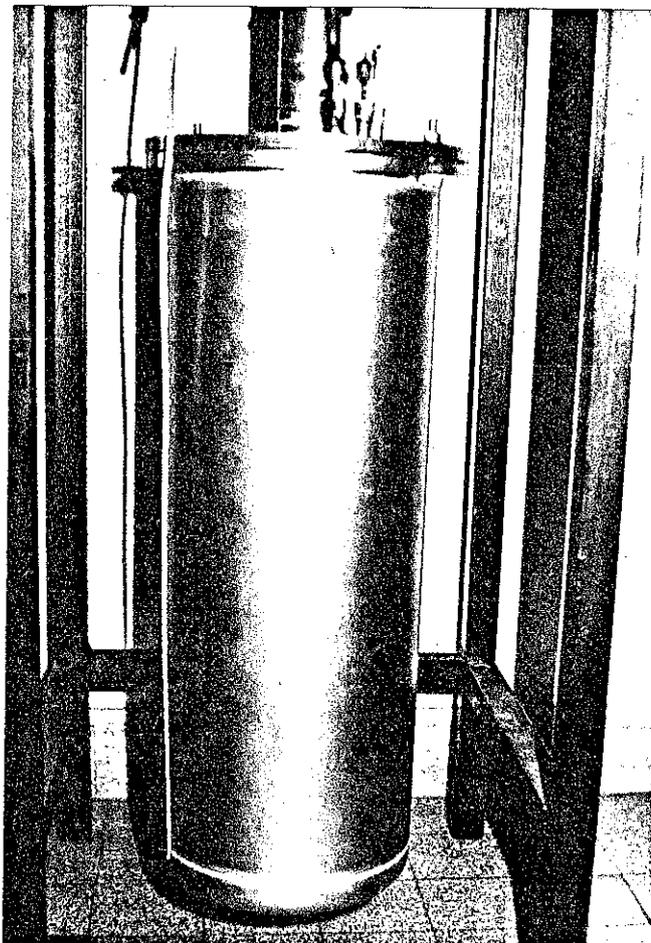
Fig.31 : Platine A.

A l'intérieur du cryostat, nous avons (voir fig. 29) 4 écrans de Cu de 1 mm d'épaisseur et de diamètre 230 afin de limiter les échanges thermiques par rayonnement avec l'extérieur. Deux platines B et D auxquelles viennent adhérer deux vases C et E séparés par le vide. La bobine supraconductrice est logée dans l'enceinte E, supportée par 3 tiges filetées en inox issues de la platine D.



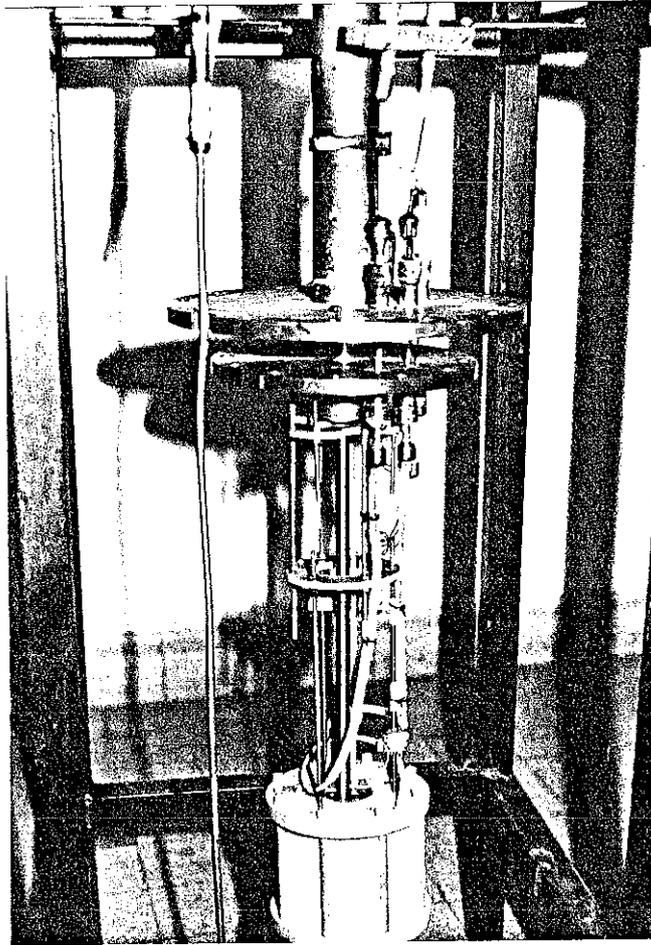
b. Sur la platine B de diamètre 240 mm, nous avons :

- 2 passages de courant d'un diamètre de 12
- 2 passages de fils de mesure de \varnothing 12
- un tube en Cu d'un diamètre de \varnothing 43 supportant la platine elle-même et servant à faire la jonction pour le vide entre bains.



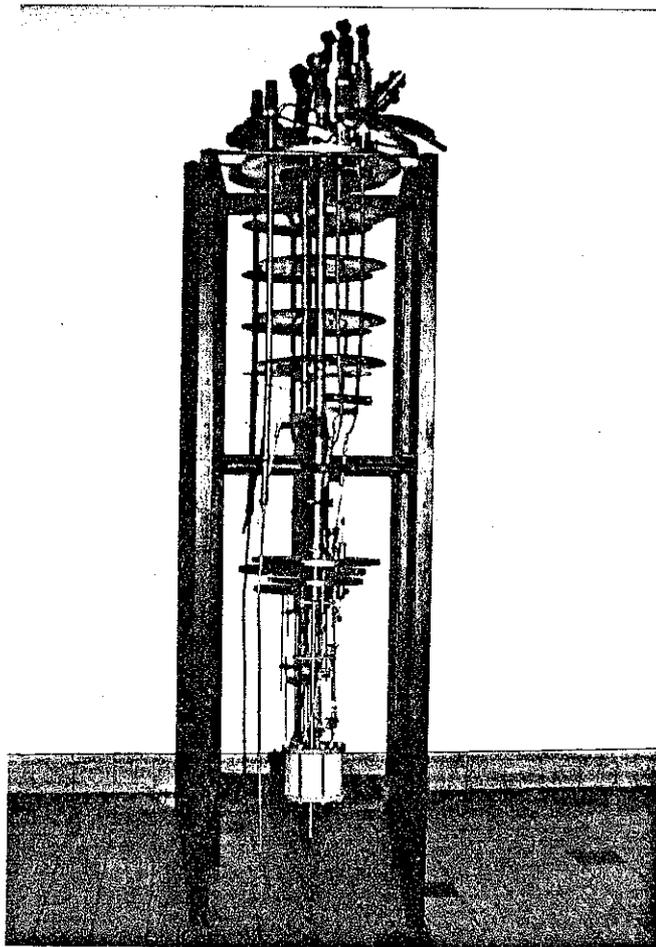
c. Vide entre bains :

Poursuivant le triple but d'éliminer les pertes propres du bain secondaire, de pouvoir mesurer les pertes propres dues au bobinage supra lui-même et enfin d'avoir de très faibles pertes au niveau de l'enceinte nous avons opté pour la réalisation de deux bains d'hélium séparés par un vide.



En utilisant un tel système, nous aurons de faibles pertes sur le vase E. En effet, les seules pertes envisageables sont celles dues à la conduction des tubes d'inox et de Cu mais ces deux derniers sont entièrement plongés dans l'hélium du bain secondaire.

d. Sur la platine D, nous retrouvons les mêmes éléments que sur B, sauf que cette dernière est dotée en plus du passage pour le vide.



IV.3. ETUDES DES DIFFERENTS PASSAGES AU NIVEAU DES PLATINES

IV.3.1. Amenées de courant.

Les amenées de courant partent au niveau de la platine A jusqu'à la bobine supraconductrice traversant ainsi les deux bains d'He. Pour notre part, nous avons utilisé des amenées de courant d'une bobine supraconductrice 150 A, 20 T (16).

Ces amenées de courant sont constituées chacune d'une tresse de 340 brins de Cu de diamètre 0,15, de longueur 1 m logée à l'intérieur d'une enveloppe en fibre de verre de section 6,2 x 8 avec un taux de remplissage de 20 %.

Le rapport $\ell/S = 1000/6 = 166,5 \text{ mm}^{-1} = 1665 \text{ cm}^{-1}$. Pour 150 A, le rapport du produit $I \times \ell$ par la section nous donne $\ell I/S = 2,5 \cdot 10^5 \text{ A/cm}$. Ce rapport correspond à une optimisation raisonnable pour des amenées de courant (29). Les tubes en fibre de verre permettent une isolation électrique jusqu'à plusieurs KV dans les vapeurs d'Hélium, lors d'un quench

des bobines, ainsi que la circulation des vapeurs d'He qui sont recyclées afin d'assurer un refroidissement des amenées de courant, ce qui résulte pour un gain en pertes d'hélium de 30 % à 150 A.

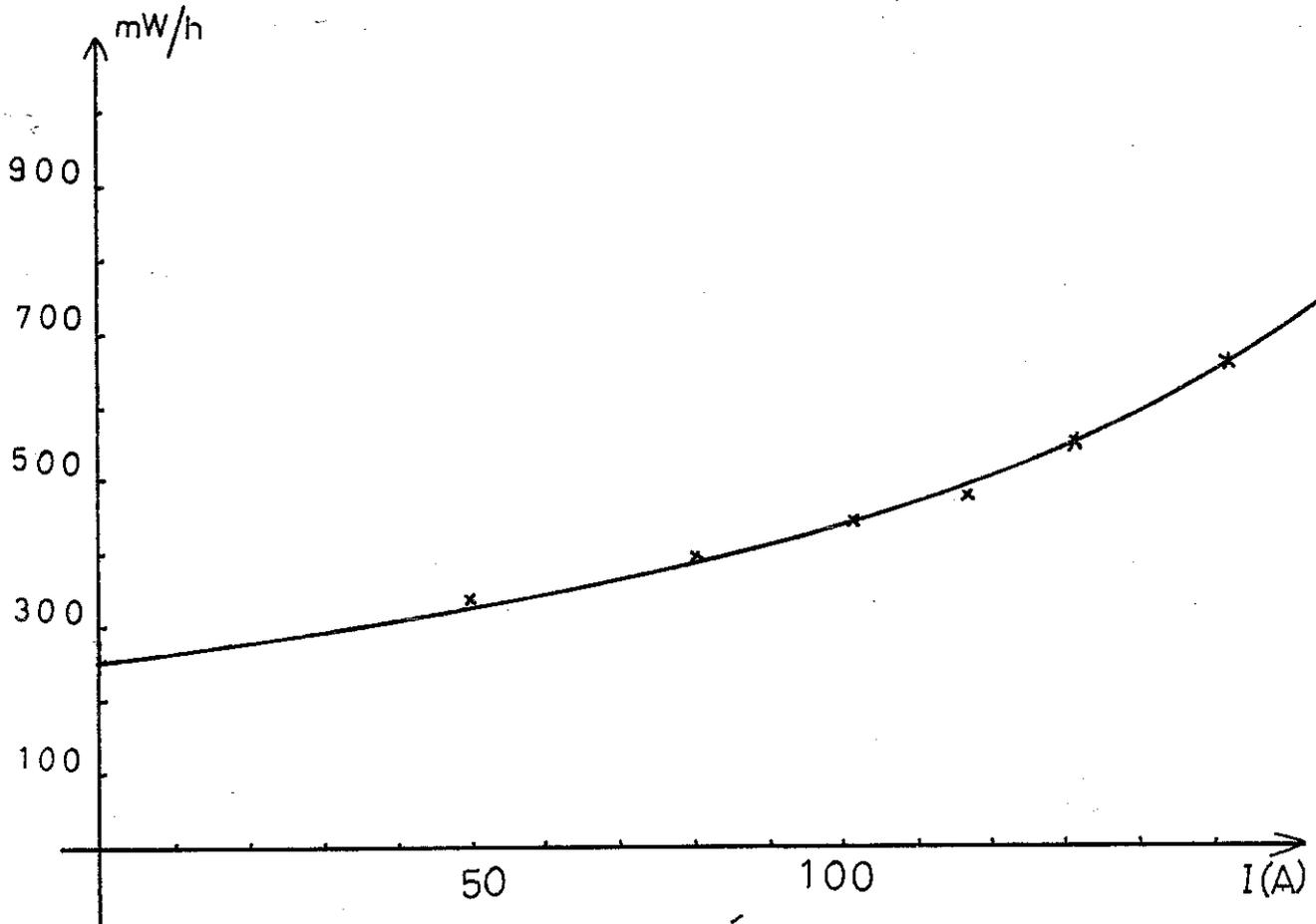


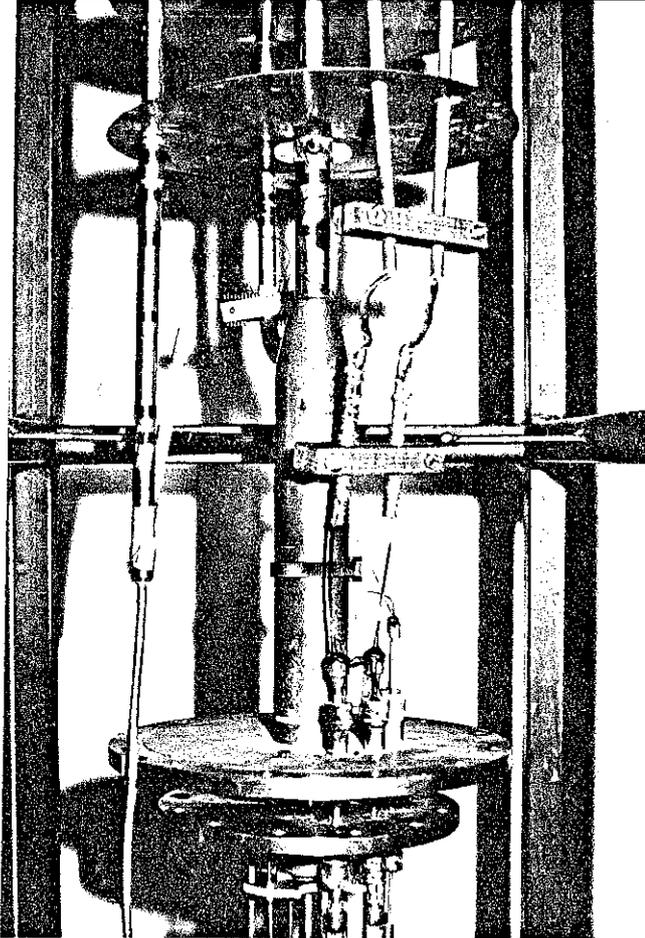
fig. 4.3.2. CONSOMMATION DES AMENÉES DE COURANT

A l'extrémité supérieure des amenées de courant, la tresse de fil de Cu est emmanchée et soudée au support d'arrivée des câbles d'alimentation. Les supports sont en Cu d'un diamètre de 10 mm.

IV.3.2. Passage entre les deux platines.

Le passage entre les deux platines s'opère dans un vide de 10^{-4} torr. Les deux enceintes ont chacune un joint d'indium. Pour les passages aussi bien des fils d'alimentation que des fils de mesure, nous avons après plusieurs essais infructueux opté pour l'utilisation du stycast et pour la diminution des surfaces de passage (afin d'éliminer

tout risque de destruction de l'étanchéité des passages dû aux contraintes qu'il y a entre stycast et platines). Afin d'éviter l'échauffement et l'amenée de calories sur la platine inférieure, toutes les jonctions ont été faites à l'aide de matériaux supraconducteurs.



IV.3.3. Fils de mesure.

Afin de pouvoir vérifier le niveau d'hélium et la température à l'intérieur des différentes parties du vase, nous avons installé des sondes de niveau et de température.

a. Sondes niveau d'hélium :

Pour les sondes du niveau d'hélium, nous avons utilisé du fil supraconducteur Niomax-CN ($183 \Omega/m$) qui a été enroulé sur des tiges de Nylon filetées. 4 sondes ont ainsi été confectionnées, R_1 à l'intérieur de la bobine, R_2 au-dessus de la bobine, ceci pour le bain primaire.

R_3 au-dessous de la platine A et R_4 au-dessus de celle-ci, ceci pour le bain secondaire. Ces trois sondes sont reliées aux bulbes de mesure par l'intermédiaire de fils de Cu isolé de 8/100.

A l'ambiante, ces quatre sondes font respectivement :

$$R_1 = 386 \Omega \quad R_2 = 695 \Omega \quad R_3 = 1497 \Omega \quad R_4 = 392 \Omega$$

A 70 K les mesures ont donné :

$$R_1 = 362 \Omega \quad R_2 = 653 \Omega \quad R_3 = 1412 \Omega \quad R_4 = 372 \Omega$$

A 4,2 K, nous avons une résistance résiduelle respectivement de :

$$R_1 = 2,35\Omega \quad R_2 = 2,41\Omega \quad R_3 = 2,30\Omega \quad R_4 = 2,45\Omega$$

b. Sondes de température :

A l'aide de résistances au carbone ($399,2 \Omega$ à l'ambiante) et d'un montage pont à quatre fils, nous pouvons suivre l'évolution de la température à l'intérieur des deux bains.

Au niveau du bain primaire, 2 résistances carbone ont été montées une au-dessous, l'autre au-dessus de la bobine. Pour le bain secondaire, 2 autres résistances au carbone ont été placées l'une à 20 cm au-dessus de la platine A, l'autre à 15 cm au-dessous de celle-ci.

Un générateur de courant I délivre en permanence un courant de valeur constante qui alimente la résistance de carbone. Aux mêmes points d'alimentation nous prenons la tension U et nous en déduisons la résistance $R = U/I$. Par lecture sur le graphe $R = f(T^\circ K)$, nous avons la température.

IV.4. VASE D'AZOTE

L'enceinte contenant l'azote liquide sert au refroidissement normal du cryostat pour lui faire atteindre une température d'environ 70 K.

En regardant la figure qui donne une coupe du vase, nous remarquons une forme particulière de ce dernier. En effet, comme les pertes par conduction sont inversement proportionnelles à la longueur du vase $p = K \cdot \frac{S}{l}$, on est amené à augmenter la longueur effective du vase qui passe, grâce à cette géométrie de 1340 mm à 2130 mm.

IV.5. VOLUME DES DIFFERENTS BAINS

-Volume de l'enceinte E :

$$V_E = \pi R^2 h = \pi (0,09)^2 \cdot 0,54 = 1,37 \cdot 10^{-2} \text{ m}^3$$

-Volume de l'enceinte du vide entourant l'enceinte E :

$$V_{\text{vide}} = V_B - V_E = (1,67 - 1,37) \cdot 10^{-2} = 0,3 \cdot 10^{-2} \text{ m}^3$$

$$V_{\text{vide}} = 3 \cdot 10^{-3} \text{ m}^3$$

V_B = volume de l'enceinte B.

-Volume d'hélium du bain primaire :

Afin que tous les matériaux supraconducteurs baignent dans l'hélium, il faut que son niveau arrive jusqu'au milieu du tube de l'enceinte séparant les deux bains. Il faudra un volume de

$$V_{\text{ext}} = \pi (0,125)^2 \cdot 0,73 - V_B = 1,9 \cdot 10^{-2} \text{ m}^3$$

-Volume d'azote :

Il faut environ 48 litres d'azote liquide pour remplir l'enceinte correspondant lorsque le cryostat est à température ambiante.

IV.6. EVALUATION DES PERTES

Le cryostat étant entièrement monté avec la bobine de type II, nous avons procédé à un essai afin d'évaluer les pertes sans faire fonctionner le système de régulation de l'énergie réactive. Nous avons obtenu pour le bain intérieur après une heure de fonctionnement une perte de 2500 l d'He gaz/h, ceci bien sûr en maintenant le bain extérieur plein d'hélium et le vase d'azote rempli.

Pour un volume interne de $1,9 \cdot 10^{-2} \text{ m}^3$ de He, cela nous permettrait une autonomie d'environ 4 heures. Cette période est assez large pour faire des essais assez concluants. Néanmoins, nous pouvons dire que pour une telle expérience, il aurait été plus intéressant de disposer d'un autre cryostat avec des pertes propres qui seraient moindres. Dans le chapitre suivant, nous donnerons les résultats obtenus pour les pertes en charge.

C H A P I T R E V

ESSAIS DE MONTEE EN COURANT DES BOBINES

V.1. MONTAGE

Afin de tester les deux bobines et surtout de connaître leur courant de transition sous leur propre champ, nous les avons montées l'une après l'autre dans le cryostat et nous les avons alimentées à l'aide d'une alimentation supraconductrice.

Les deux bobines construites sont prêtes pour un essai en montée en courant. Pour cela, nous montons la bobine type I à l'intérieur du vase constituant le bain secondaire comme ceal est montré sur la figure 34.

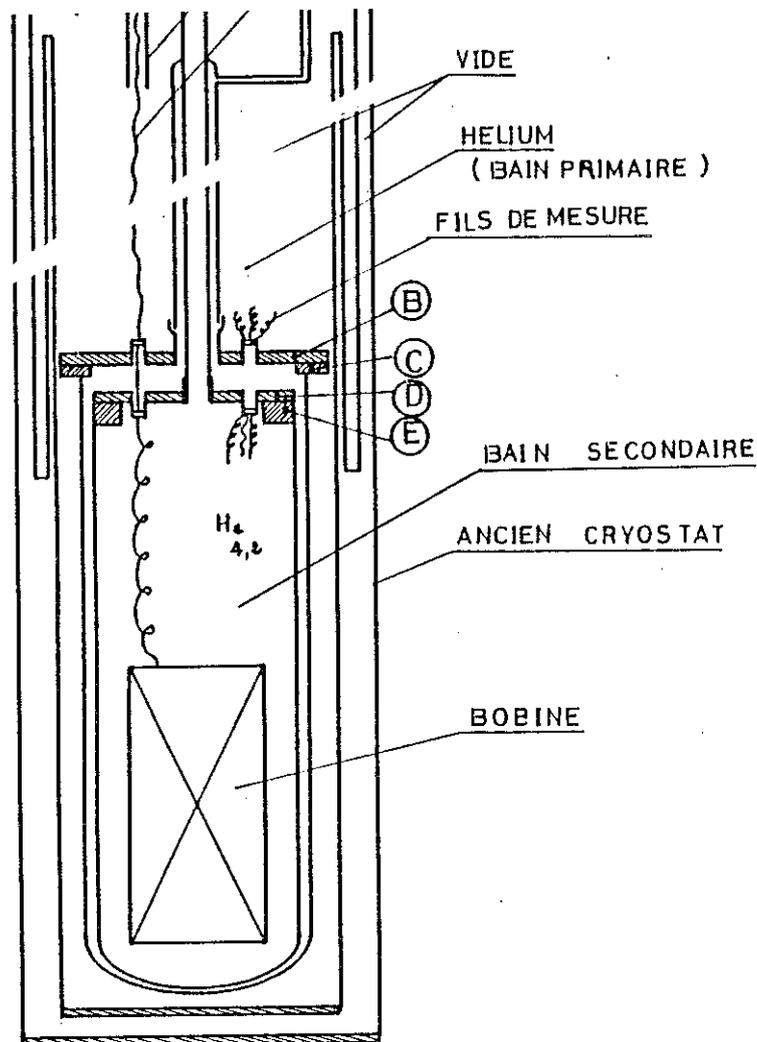


Fig. 34

Le cryostat étant monté à l'aide de l'alimentation supraconductrice, nous procédons à l'alimentation de la bobine à travers les amenées de courant.

A l'aide d'un traceur, nous noterons l'évolution du courant dans les bobines en augmentant sa valeur graduellement à l'aide du potentiomètre de l'alimentation.

V.2. ESSAIS TYPE I

Lors de notre premier essai, il nous a été impossible de faire monter le courant dans la bobine. On se heurtait à un phénomène de pompage dû à la valeur de la constante de temps $\tau = L/R$ qui était trop grande. A 4,2 K, $R_b = 0,05 \Omega$. Si nous admettons que nous sommes en présence d'un circuit RLC résonant, nous pouvons expliquer cet amortissement. La présence d'élément capacitif serait due à la capacité parasite de la bobine et à une valeur due aux thyristors eux-mêmes.

A $t = 0$, au moment de l'amorçage du thyristor, on aura :

$$V = V_L + V_C + V_R = L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t i dt + \sqrt{C}(0) + R_i$$

$$V_C(0) = 0$$

alors (1) $\frac{d^2i}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di}{dt} + \frac{1}{LC} i = 0 \Rightarrow i = A_1 e^{S_1 t} + A_2 e^{S_2 t}$

avec S_1 et S_2 racines de l'équation caractéristique $S^2 + \frac{R}{L} S + \frac{1}{LC} = 0$.
 A_1 et A_2 sont des constantes d'intégration (déterminées par les conditions initiales). Si on définit $\xi = \frac{R}{2L}$ comme le facteur d'amortissement,
 $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ fréquence de résonance, alors l'équation (1) sera :

$$\frac{d^2i}{dt^2} + 2\xi \frac{di}{dt} + \omega_0^2 i = 0$$

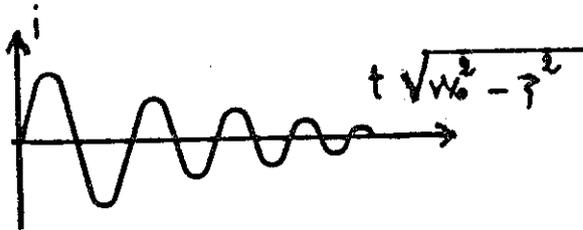
dont la solution sera :

$$i = e^{-\xi t} \left\{ A_1 e^{\sqrt{\xi^2 - \omega_0^2} t} + A_2 e^{-\sqrt{\xi^2 - \omega_0^2} t} \right\}$$

Si $\xi^2 < \omega_0^2$, ce qui est notre cas ($R \rightarrow 0$), alors

$$i = e^{-\xi t} \{ B_1 \cos \sqrt{\omega_0^2 - \xi^2} t + B_2 \sin \sqrt{\omega_0^2 - \xi^2} t \}$$

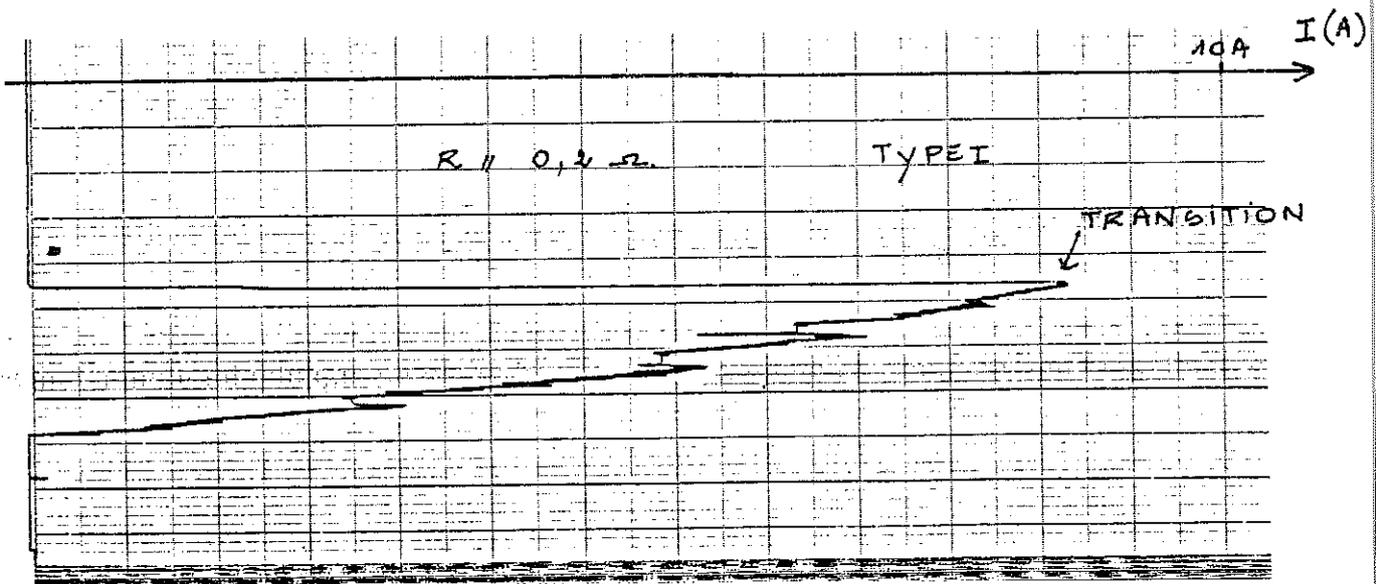
ce qui sera un amortissement de sinusode.



B_1 et B_2 sont des constantes d'intégrations et sont déterminées par les conditions initiales.

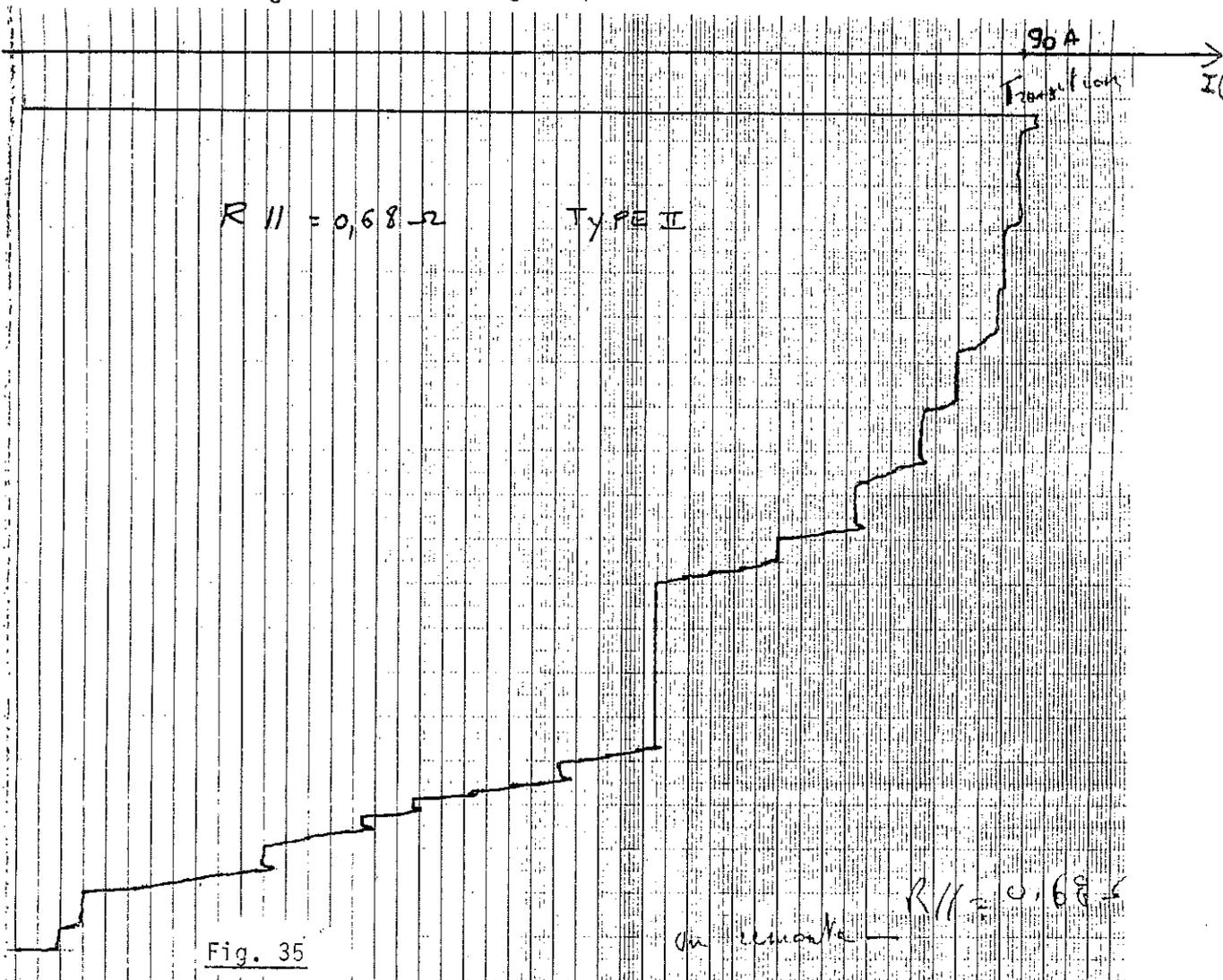
Afin de pouvoir permettre la montée de courant dans la bobine, nous introduisons une résistance $R = 0,68 \Omega$ 5 W en parallèle de la charge qui sera déconnectée immédiatement à l'aide d'un interrupteur dès qu'un courant circule.

L'essai pouvant être effectué, la lecture du traceur montre que la transition de la bobine s'est effectuée à $I = 8,8 \text{ A}$ comme nous le montre la figure :



V.3. ESSAIS TYPE II

De la même manière nous procédons en ce qui concerne la seconde bobine, les résultats sont plus encourageants. En effet, la transition est $I_c = 91$ A (voir fig.35).



V.4. CONCLUSION

En considérant les deux bobines et en admettant un fonctionnement à courant maximum, nous aurons :

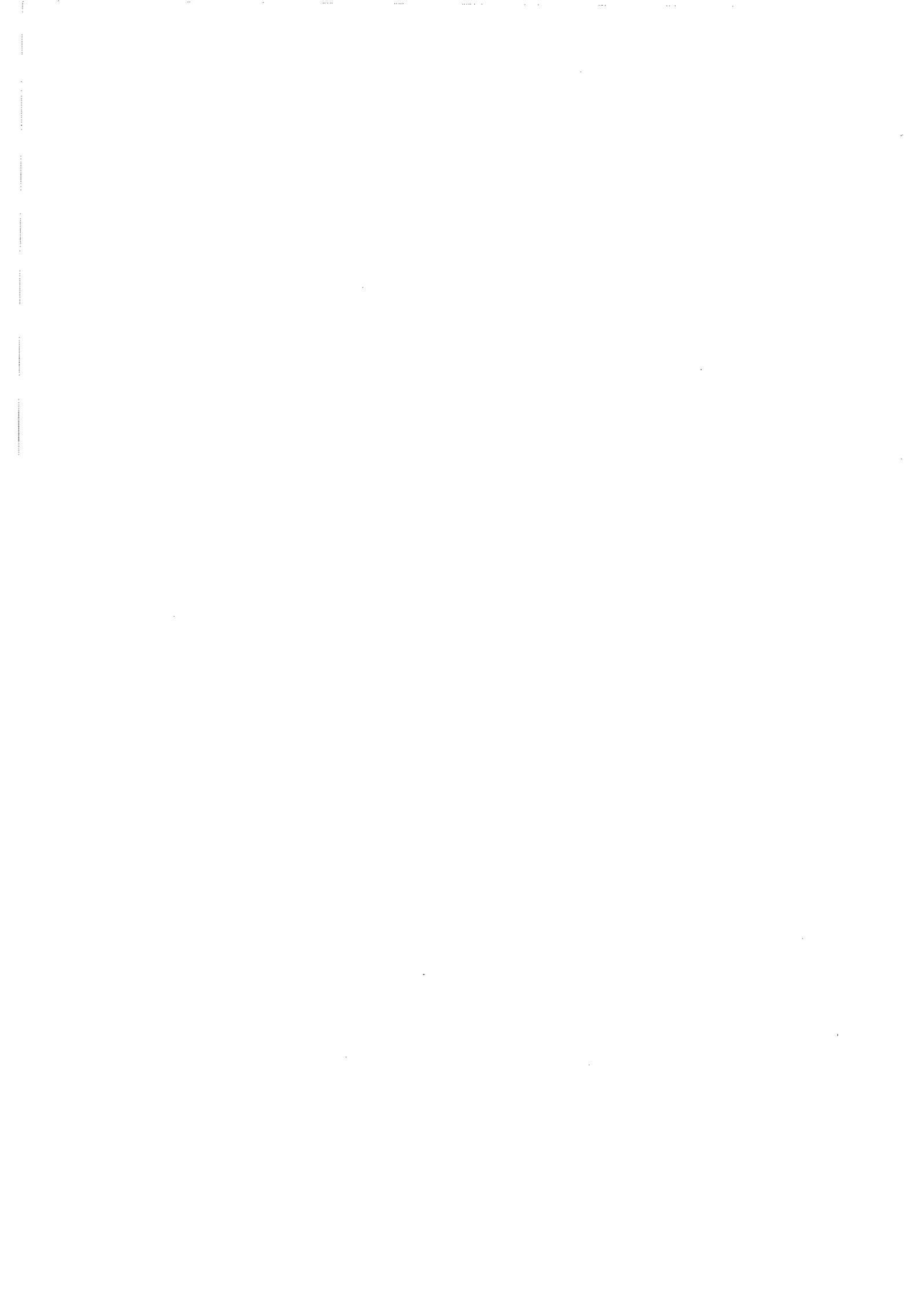
- Type I :

$$\epsilon_1 = \frac{1}{2} L_1 I_1^2 = \frac{1}{2} \times 1,85 \cdot 10^{-3} (8,8)^2 \approx 7 \cdot 10^{-2} \text{ J}$$

- Type II :

$$\epsilon_2 = \frac{1}{2} L_2 I_2^2 = \frac{1}{2} \times 0,6 \times 8,28 \cdot 10^3 \approx 2,5 \text{ KJ}$$

L'énergie stockée dans la bobine de type II est de plus de 30 000 fois plus élevée que dans la bobine de type I. Par conséquent, nous abandonnons définitivement l'étude du type I.



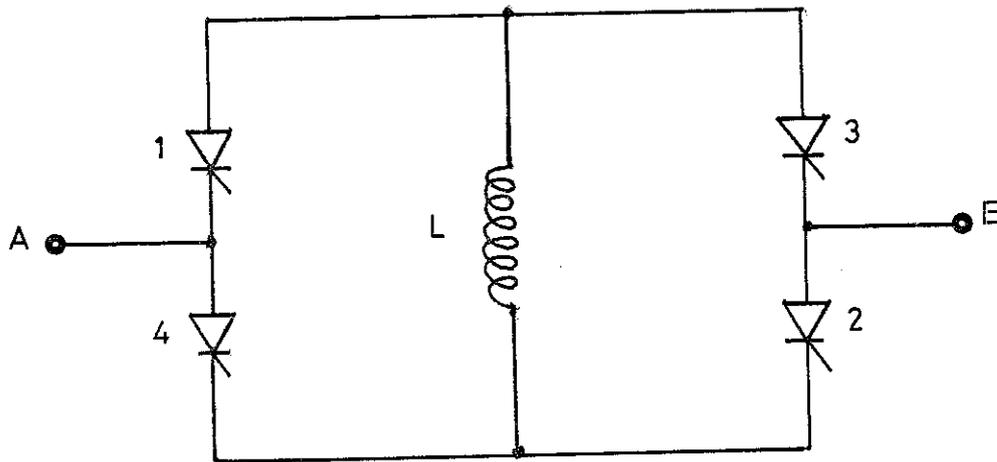
CHAPITRE VI

ETUDE ET REALISATION DES CIRCUITS DE PUISSANCE ET DE COMMANDE

VI.1. ETUDE DU PONT MONOPHASE A THYRISTORS

VI.1.1. Choix des éléments du pont.

1. Schéma du circuit de puissance et choix de ses éléments :



a. Choix des thyristors :

Les thyristors dont nous avons besoin doivent être de type à commutation par le réseau sous 220 V pour un courant de 100 A, ayant de bonnes qualités statiques et pouvant être employés à des fins de commutation et de commande. Ils doivent en outre présenter une très faible perte par effet Joule. Les thyristors que nous avons choisis sont les caractéristiques suivantes :

- tension directe admissible : 600 V
- tension inverse admissible : 600 V
- courant efficace maximum admissible en sens direct : 180 A
- valeur limite du courant moyen à l'état passant de 40 à 400 Hz forme sinusoïdale , angle de conduction 180 ° : 115 A
- tension à l'état passant : 1,6 V
- courant de gachettes : 100 mA
- tensions de gachettes : 3 V
- courant de maintien : 120 mA
- temps de commutation : 13 μ s

Dans la fourchette d'utilisation que nous prévoyons $I = 100 \text{ A}$, le constructeur conseille le montage des thyristors sur radiateurs.

b. Choix des radiateurs :

Calcul théorique des radiateurs :

- T_J = température de la jonction : 125°C
 T_A = température ambiante : 45°C
 R_{JB} = résistance jonction boîtier
 R_{bD} = résistance boîtier radiateur
 R_{DA} = résistance radiateur ambiante
 R_{JA} = résistance jonction-ambiante
 $R_{JA} = R_{Jb} + R_{bb} + R_{DA}$
 $T_J - T_A = P \cdot R_{JA} = P(R_{Jb} + R_{bb} + R_{DA})$
 P = puissance dissipée par effet Joule à l'état passant

$$R_{DA} = \frac{T_J - T_A}{P} - (R_{Jb} + R_{bb})$$

$$P = 100 \times 1,6 = 160 \text{ W}$$

$$R_{DA} = \frac{80}{160} - 0,3 = 0,2^\circ\text{C/W}$$

Les différents radiateurs à convection naturelle disponibles au niveau du laboratoire ne convenant pas, nous avons opté pour leur utilisation avec convection forcée. Le radiateur est de type WA 922 1A à surface anodisée, de longueur 100 mm ($0,16^\circ\text{C/W}$) construits par SCHAFFNER. Deux ventilateurs de dimensions $80,8 \times 80,8$ hors tout fonctionnant sur 220 V et dont le débit est de 8 l/s ont été utilisés pour la convection forcée.

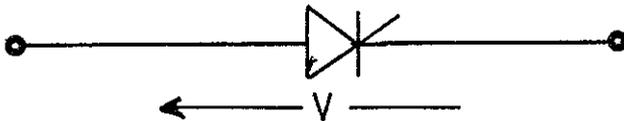
VI.1.2. Etude et réalisation des protections.

a. Protection contre les courants :

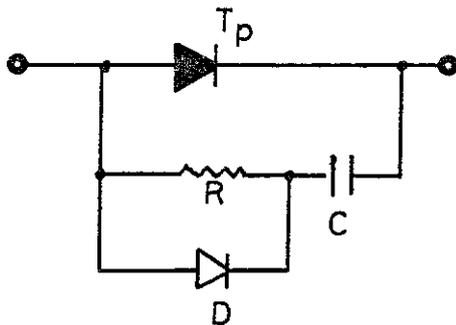
Chaque thyristor sera protégé par un fusible rapide à percusion de type Percut.URG-100 A, 600 V \sim réf. Q93900 FERRAZ. Chaque fusible sera logé dans un porte-fusible placé à l'arrière du pont. La gachette de chaque thyristor sera protégée par un fusible de 100 mA à retard.

b. Protections dynamiques :

b₁. Protection contre les dV/dt :



Afin de protéger le thyristor en cas d'accroissement dangereux de la tension à ses bornes, différents auteurs (34)(35) proposent le schéma suivant :



PROTECTION CONTRE LES
SURTENSIONS

Fig. 36

Lorsque la tension V aux bornes du thyristor augmente anormalement, le courant passe à travers la diode D et le condensateur C , celui-ci se charge. Une fois T_p amorcé, C se décharge dans T_p à travers R .

Dans notre cas, et comme nous le verrons dans le chapitre sur le circuit de commutation forcée, cette protection est inutile car ce rôle sera joué par le condensateur C et le thyristor de commutation T_c .

b₂. Protection contre les di/dt :

Par contre, la protection contre les di/dt semble importante car en fonctionnement normal on commute le courant de bobine d'un thyristor à un autre. D'après les caractéristiques données par le constructeur des thyristors T_p, la pente de courant (di/dt) à l'allumage doit être limitée à la valeur de 75 A/μs. Afin de limiter la pente de courant à cette valeur, on emploiera une inductance mise en série avec chaque thyristor à protéger. En général, il n'est pas nécessaire que cette inductance soit au voisinage du thyristor, elle peut être constituée par les inductances de fuite du transformateur, et de l'inductance de la charge. Néanmoins, comme nous prévoyons un essai directement sur le réseau 220 V, nous mettrons des inductances de limitations.

Calcul des inductances de protections :

$$\frac{dI}{dt} = 75 \text{ A}/\mu\text{s} \quad \text{pour } V = \frac{V_{CC}}{2} = V_C \approx 330 \text{ V}$$

$$L = V \frac{dt}{dI} = \frac{330}{75} = 4,4 \text{ mH}$$

En prenant un coefficient de sécurité de 2, on aura donc besoin d'inductances de valeur L ≠ 10 mH.

Construction des inductances de protection :

$$\emptyset = LI = nBS$$

$$LI = n.S.\mu_0.n.I.$$

$$L = n^2 \mu_0 S$$

nous utiliserons du fil de cuivre isolé de section 20 mm² :

$$n^2 = \frac{L}{\mu_0 \cdot S} = \frac{10^{-5}}{4.\pi.10^{-7}.0,2} \Rightarrow n \neq 7 \text{ spires}$$

Ces spires seront bobinées sur un noyau de ferrite de type E65 et de section S = 2,76 cm².

Chaque thyristor sera en série avec une inductance de limitation de di/dt , comme nous le montre la figure 37.

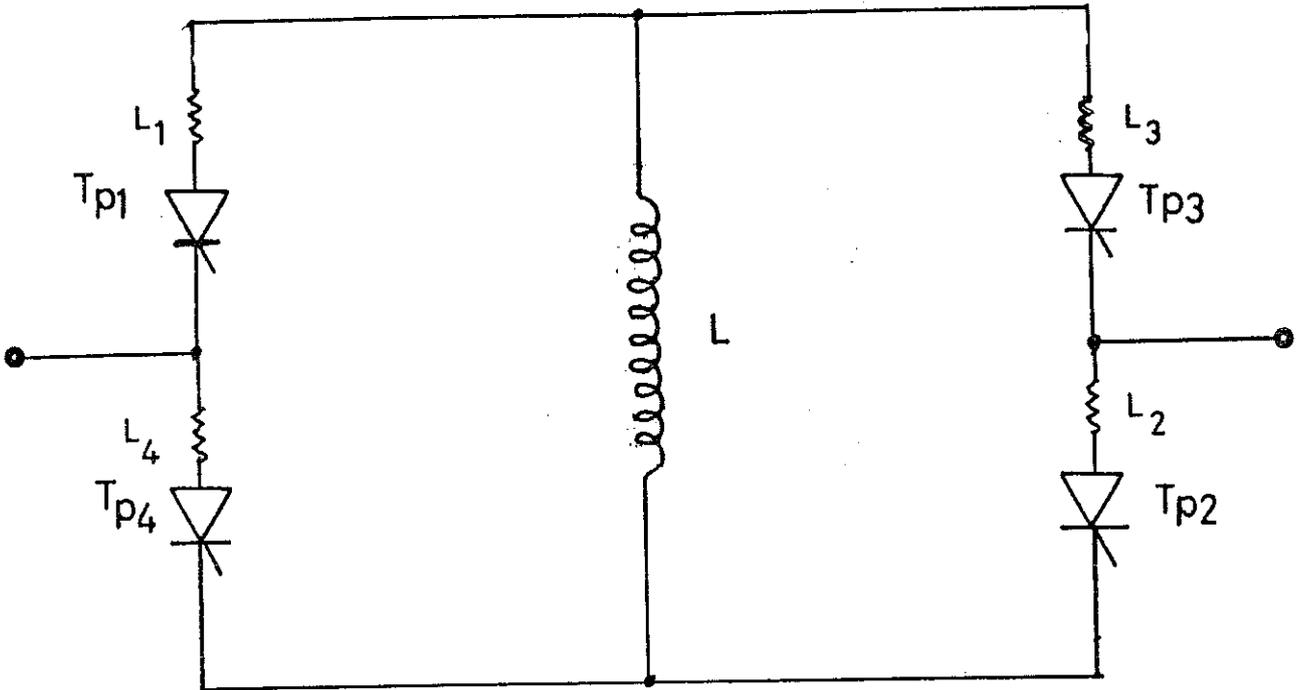


Fig. 37

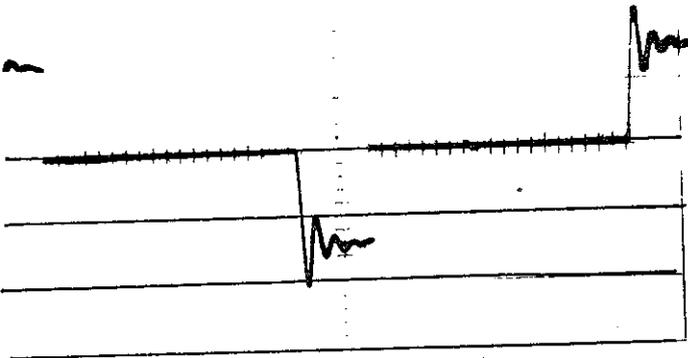


Fig. 38

Tension aux bornes d'un thyristor
(sans protection).

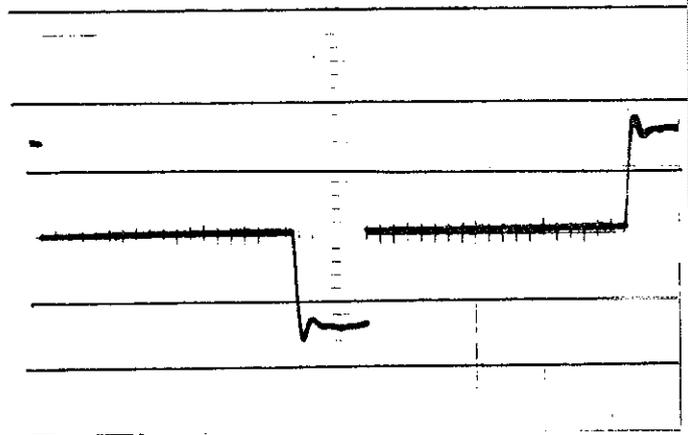
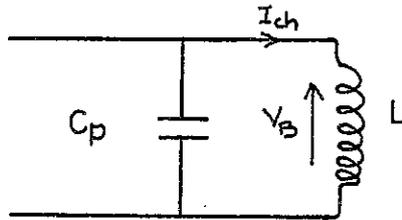


Fig. 39

Tension aux bornes d'un thyristor
(avec protection).

c. Etude du cas d'une panne sur gachette ou d'une ouverture accidentelle du circuit alternatif :

Si comme nous l'avons noté au paragraphe V.2, nous admettons que les thyristors présentent une capacité parasitaire, nous pouvons dans le cas d'une panne du circuit de puissance ou de l'ouverture accidentelle du circuit alternatif avoir la situation suivante :



C_p = capacité des thyristors
en cas de panne
 L = bobine de change

Fig. 40

$$V = L \frac{dI_{ch}}{dt} \quad \frac{dV}{dt} = L \frac{d^2 I_{ch}}{dt^2}$$

$$I = - C_p \frac{dV}{dt} \quad \frac{dI_{ch}}{dt} = - C_p \frac{d^2 V}{dt^2}$$

La loi des mailles nous donne :

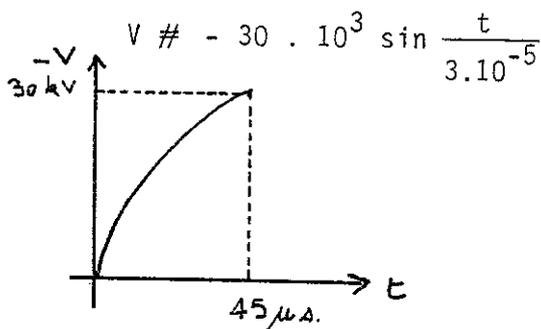
$$V + L C_p \frac{d^2 V}{dt^2} = 0 \quad \text{en posant } \tau = \sqrt{L C_p}$$

$$V = A \sin \frac{t}{\tau} \quad , \quad I_0 = - C_p \frac{A}{\tau} \cos \frac{t}{\tau} \Rightarrow A = - I_0 \sqrt{\frac{L}{C_p}}$$

donc

$$V = - I_0 \sqrt{\frac{L}{C_p}} \sin \frac{t}{\sqrt{L C_p}}$$

A titre d'exemple nous prendrons $I_0 = 10 \text{ A}$; $L = 1 \text{ H}$; $C = 1 \text{ nF}$, on aura



On aura une montée très rapide de la tension aux bornes de la bobine. En effet, en $45 \mu\text{s}$, la tension atteindra 30 kV .

Si nous travaillons à 220 V, on installera un détecteur de tension qui fonctionnera en court-circuit aux bornes de la bobine au cas où la tension dépasserait 250 V.

VI.2. CONCEPTION ET REALISATION DU DISPOSITIF DE COMMANDE

Généralités :

La commande doit pouvoir délivrer des impulsions pour déclencher la conduction de chacun des bras du pont de puissance.

La phase de ces impulsions, par rapport à la tension du réseau, doit pouvoir être réglée indépendamment de leur déphasage.

Les impulsions de commande doivent être délivrées tous les 20 ms et leur phase réglable sur 10 ms (en fait 7 à 8 ms suffiront pour charger la self comme on le verra plus loin).

Le circuit de commande doit pouvoir fonctionner en mode manuel ou automatique par asservissement du courant à une consigne.

Un réglage de durée de roue libre sera envisagé.

Un réglage de délimitation de l'excursion de phase à la montée et à la descente du courant afin d'éviter la possibilité de non-amorçage des thyristors.

VI.2.1. Commande du pont de puissance.

La figure ci-contre représente le schéma de bloc de l'élaboration des créneaux de commande.

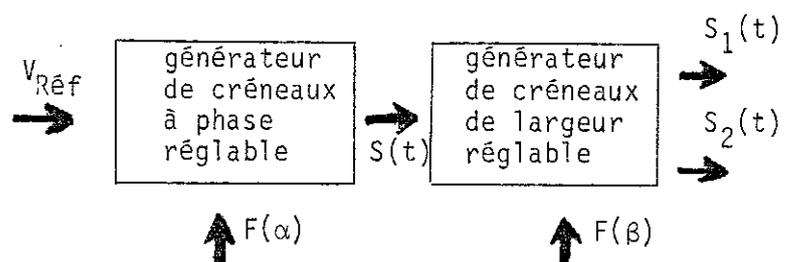


Fig. 41

a. Générateurs de créneaux à phase réglable :

La tension V_{ref} délivrée par le transformateur à l'entrée du montage (fig. 41) est déphasée de $\pi/2$, elle passe dans un filtre passe-bas

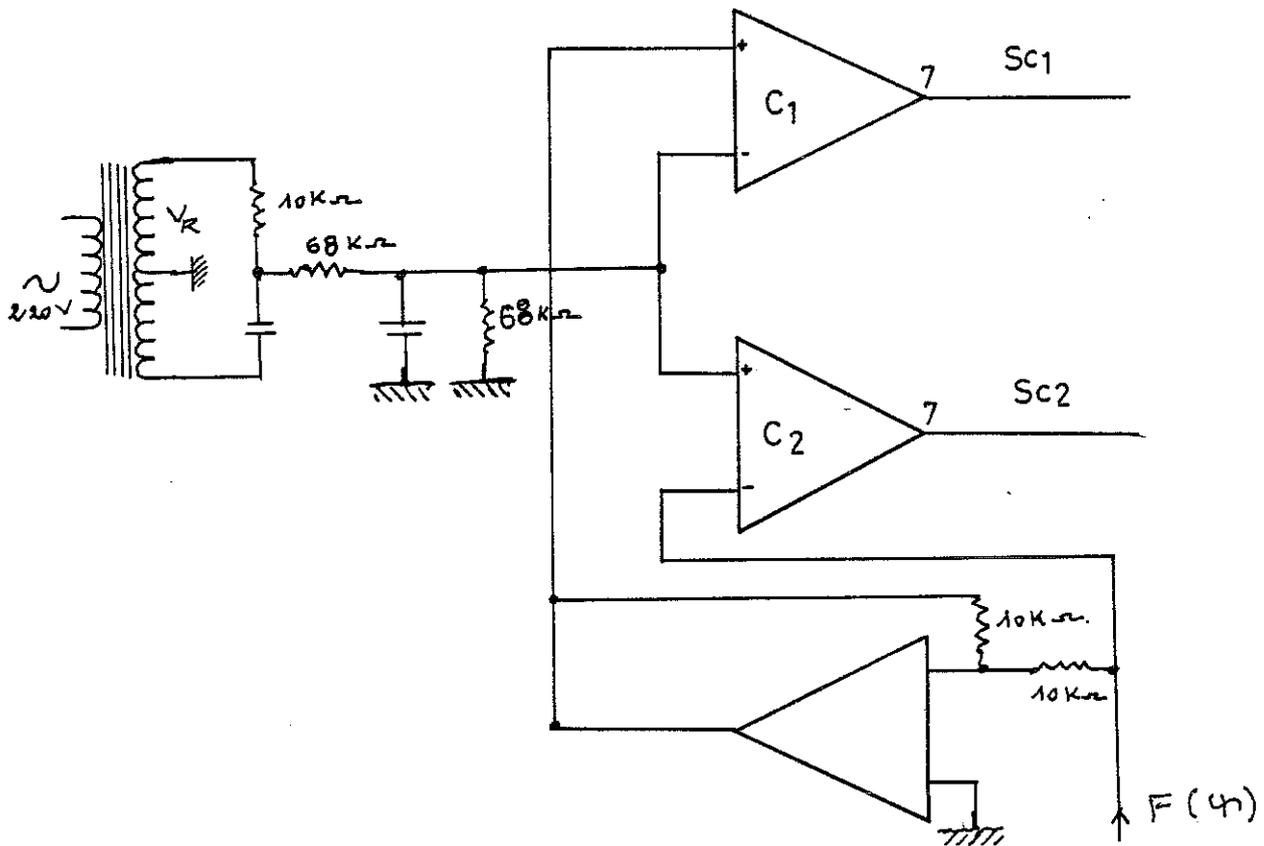


Fig. 42 : Générateurs de phase réglable.

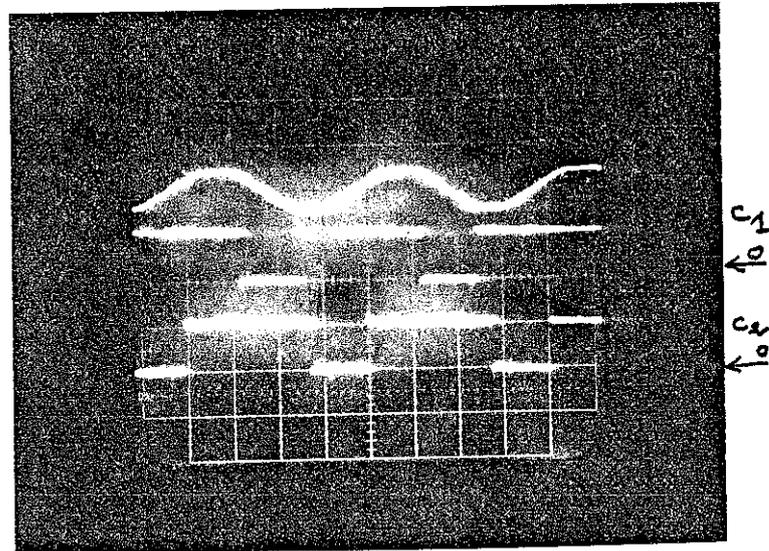


Fig. 43 : Signaux délivrés par les comparateurs C_1 et C_2 5 ms/div, 500 mv/div, 5 v/div.

La figure 43 représente une commande avec un retard d'angle d'amorçage maximum.

avant d'être injectée à l'entrée positive et négative de deux comparateurs C_1 et C_2 de type LM 311 afin d'avoir un signal carré à la sortie de même fréquence que celle du réseau mais déphasé d'un angle α . Ce déphasage α dépend de la tension sur l'autre entrée du comparateur. Une tension continue réglable au moyen d'un potentiomètre permet de faire varier la phase des créneaux délivrés par les comparateurs. Cette variation d'angle d'amorçage est de 8 ms en mode manuel et de 9 ms en mode automatique.

Comme nous le voyons sur la figure 43, les deux créneaux en opposition de phase mais de largeurs différentes passent à travers deux filtres passe haut afin d'avoir un retour à zéro rapide pour le composant suivant. Donc à la sortie des deux filtres, nous aurons le signal suivant :

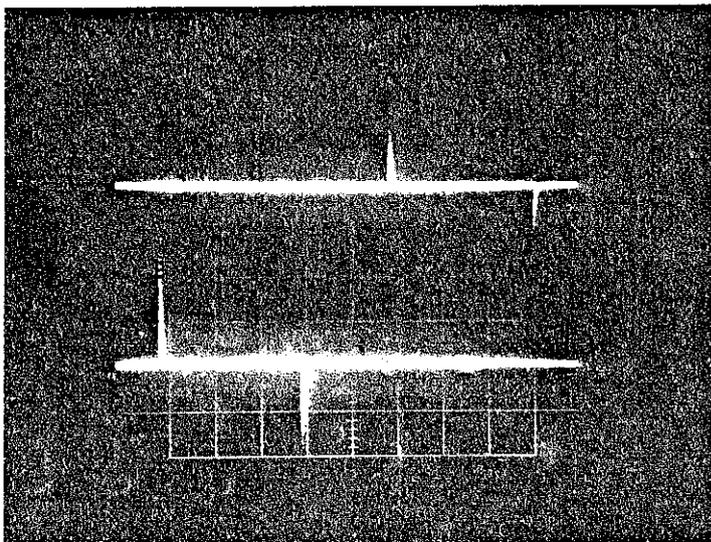


Fig. 44 :

2 ms/div

5 V/div

Ce signal est injecté (voir schéma page 85) dans une bascule de type CD 4013 qui changera d'état à chaque front d'impulsion montant comme il est présenté ci-dessous $S(t)$ et ceci à travers deux diodes afin d'éliminer la composante négative.

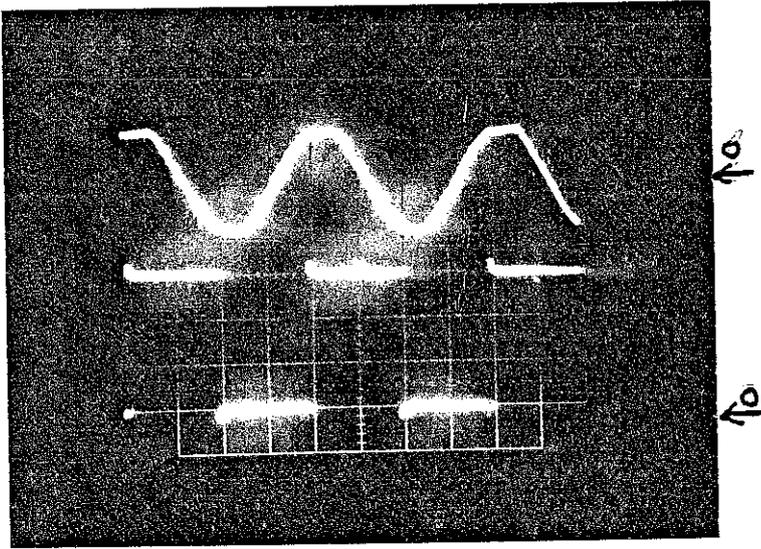


Fig. 45 : Signal $S(t)$ à la sortie de la bascule

5 ms/div

2 v/div

5 v/div

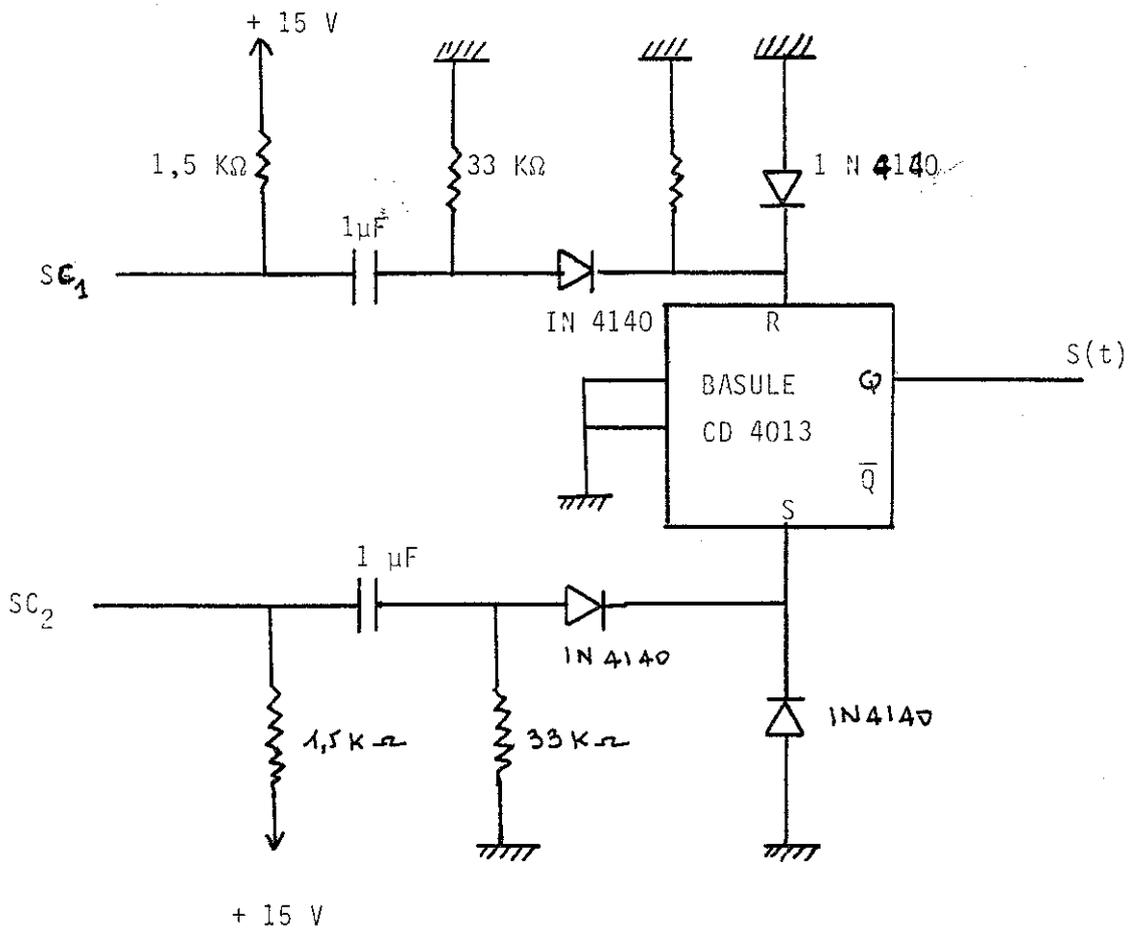


Fig.4 6 : Circuit de changement d'état et élaboration du signal $S(t)$.

b. Circuit générateur de crêneaux de largeur réglable :

Le signal $S(t)$ obtenu à la sortie de l'étage générateur de crêneaux à phase réglable est de période 20 ms mais avec un déphasage variable à l'aide du potentiomètre de phase, en mode manuel, ou en fonction de la consigne I en mode automatique.

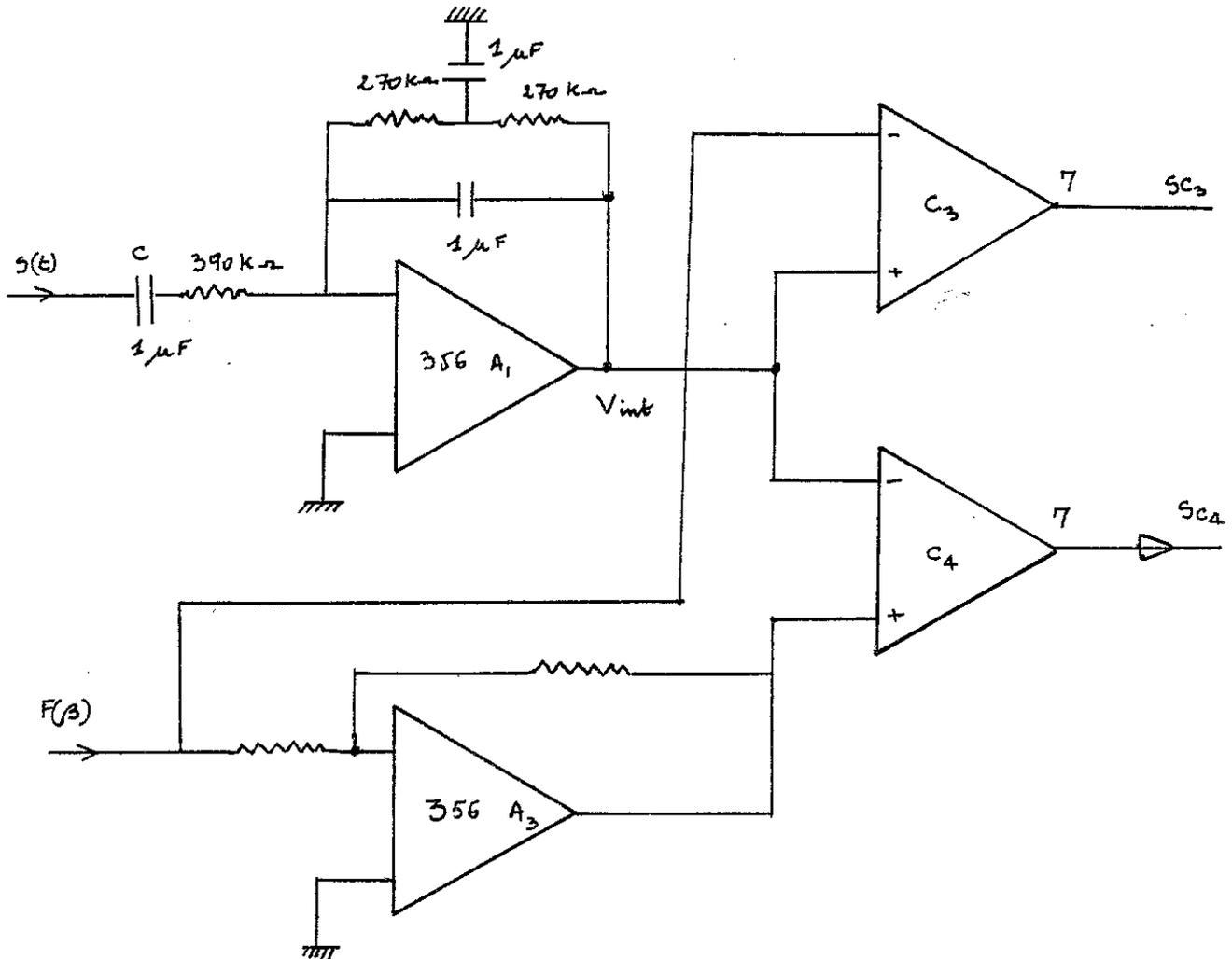
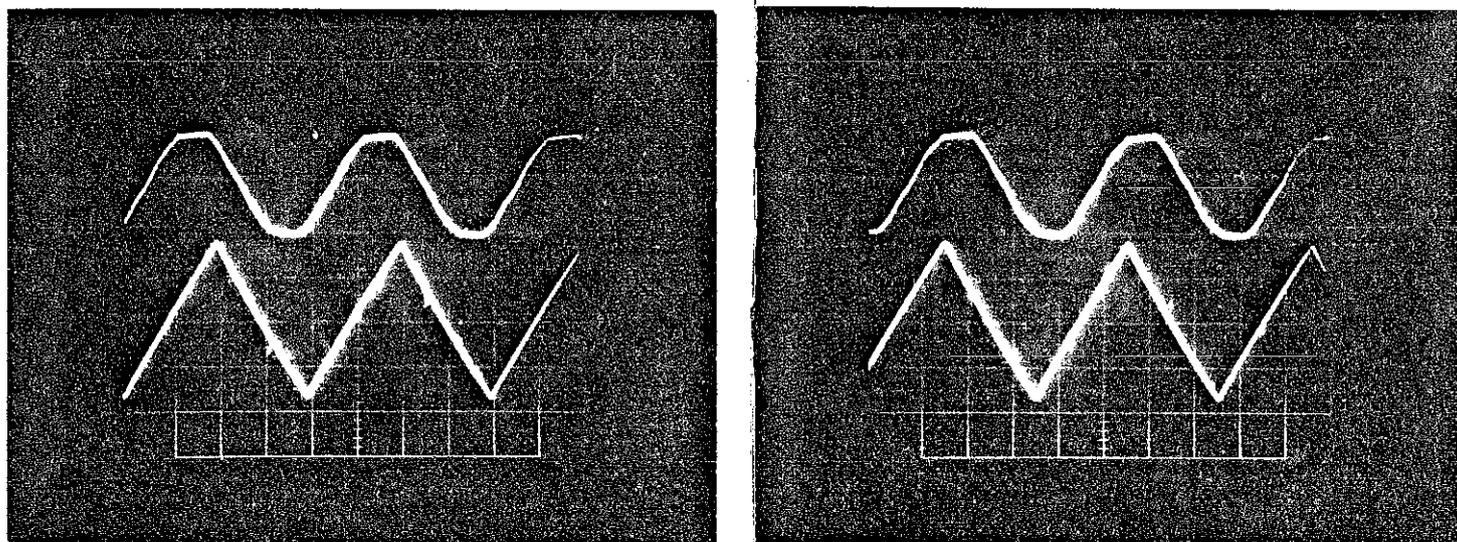


Fig.4.7 Générateur de crêneaux de largeur réglable.

Ce signal entre dans l'étage générateur des crêneaux de largeur réglable à travers un condensateur C afin d'éliminer sa composante continue. Il attaque l'amplificateur A1 de type LF 356N, monté en intégrateur afin d'avoir un signal triangulaire V_{int} de période 20 ms (fig.48).



(a)

fig. 48

(b)

(a) $F(\alpha)$ avance MAX.

5 ms/div

2 v/div

5 v/div.

(b) $F(\alpha)$ retard MAX

2 v/div

5 v/div

5 ms/div

Ce signal V_{int} attaque les deux comparateurs C_3 et C_4 de type LM 311 l'un par son entrée positive, l'autre par son entrée négative. Leurs deux autres entrées reçoivent des tensions continues fixées $F(\beta)$ à l'aide du potentiomètre servant à la commande de la roue libre (la tension sur l'une des deux entrées est inversée par un amplificateur LF 356 N monté en gain -1). Ce signal ($F(\beta)$) varie de 0 à 1 V (respectivement 0 à -1V sur l'autre entrée). En examinant chacun des comparateurs C_3 et C_4 , selon la tension imposée par réglage de roue libre, on aura des créneaux dont la largeur dépend des tensions continues appliquées (fig. 49).

Ainsi donc grâce au seuil fixé par le potentiomètre de roue libre, on aura la possibilité de réduire ou d'augmenter la largeur des créneaux délivrés par C_3 et C_4 (fig. 49).

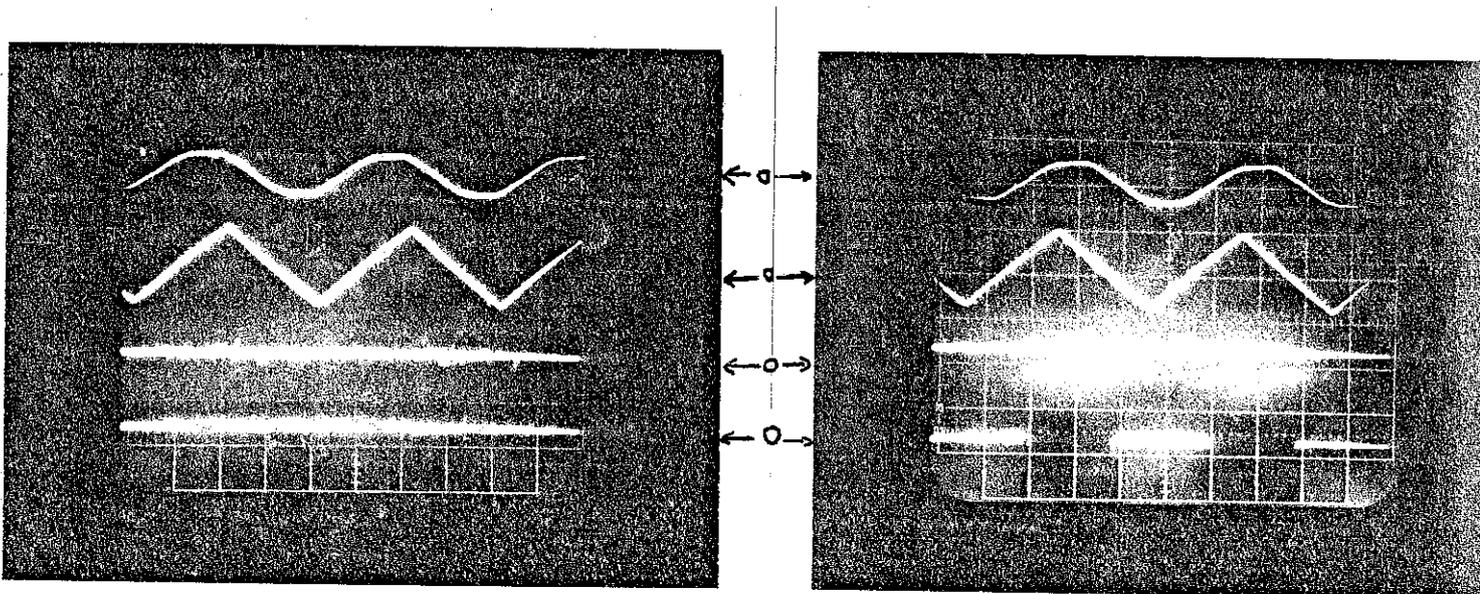


Fig. 49

(a) $F(\beta)$ avance MAX.(b) $F(\beta)$ avance MIN.*5 v/div 2 v/div. 5 ma/div*

Ces créneaux ont une période de 20 ms et la variation dans le temps de leur durée de 0,4 ms à 10 ms sert à faire varier la durée de la roue libre grâce au potentiomètre correspondant. Les fronts de ces créneaux sont utilisés pour faire les impulsions des 4 gachettes. Pour cela, nous utiliserons un circuit C MOS 4011 (voir annexe) qui fonctionnera en portes NAND P_1 , P_2 , P_3 et P_4 . Les créneaux reçus de C_3 et C_4 y sont injectés et recueillis inversés à la sortie des portes. En plus de ces créneaux, nous avons à l'entrée de chacune des portes P_1 et P_2 un signal qui permet d'avoir une sortie active ou non. Ce niveau provient d'un système de sécurité dit circuit de verrouillage que nous traiterons au paragraphe suivant. Les sorties des portes NAND P_1 et P_2 ne seront actives que si sur les entrées 6 et 8 du circuit C MOS 4011 on a un niveau correcte, c'est-à-dire un niveau 1. Si P_1 et P_2 sont actives, les deux autres portes P_3 et P_4 montées en inverseur le seront aussi. Nous sommes alors en présence de 4 signaux dont les fronts de montée sont utilisés pour générer les impulsions de commande (voir fig. 50).

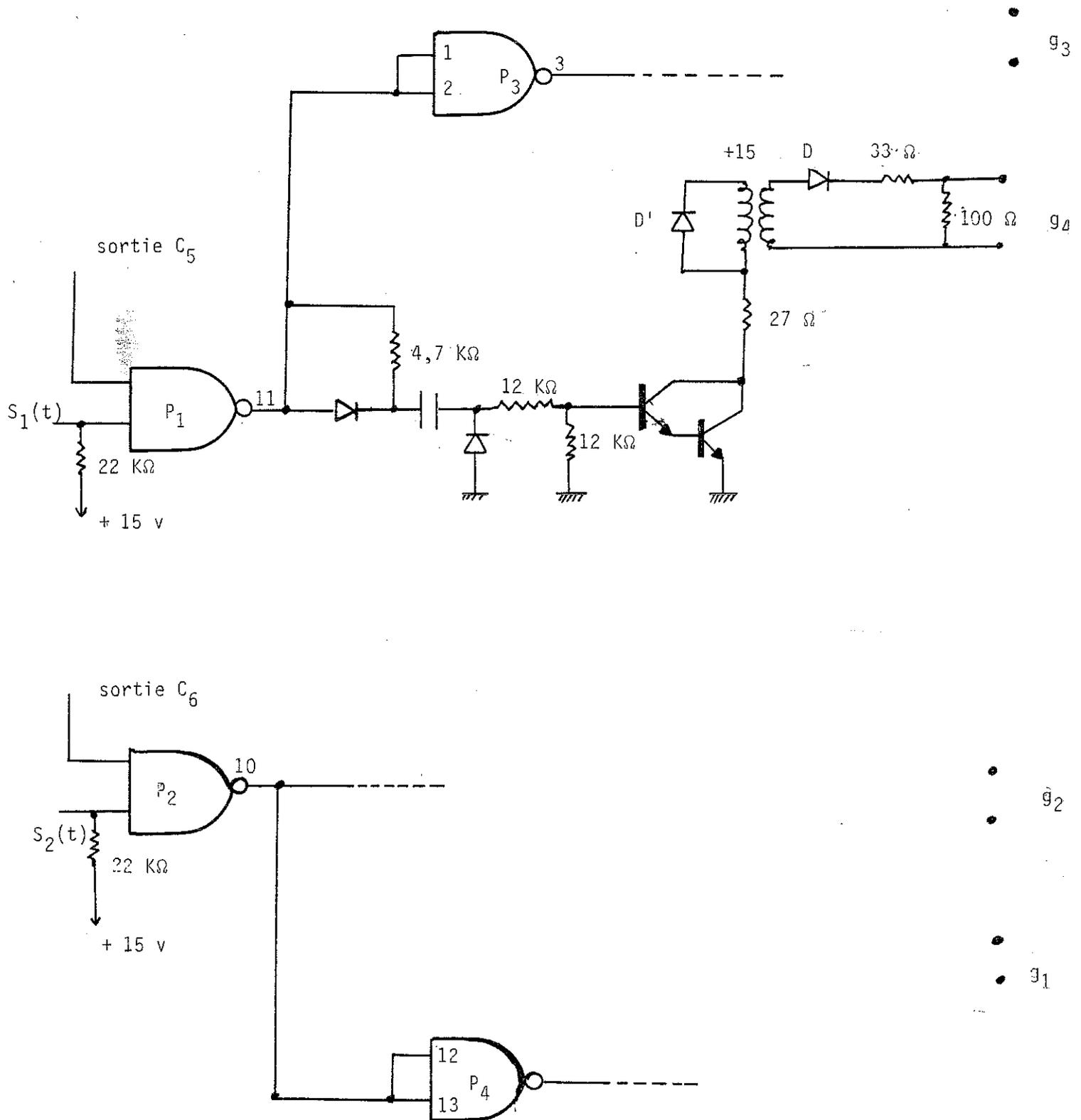


Fig.5U : Génération des impulsions de commande.

A la sortie des portes P_2 , P_3 et P_4 , nous avons le même circuit que celui qui se trouve en aval de la porte P_1 . Des impulsions positives sont tout d'abord produites au moyen d'un circuit dérivateur et de diodes.

A la sortie, nous disposons d'impulsions de commande qui sont suffisantes en tension (3V) mais peu puissantes en courant (< 100 mA) et qui ne peuvent donc déclencher les thyristors. Pour cela, nous utiliserons des transistors montage DARLINGTON de type MJE 800 afin d'amplifier ce courant.

La diode D' de type 1N 400A protège le transformateur et le montage d'amplification contre les surtensions dues à la self du transformateur.

La diode D de même type que D' protège la gachette des d'une éventuelle impulsion négative. Les cathodes des thyristors étant à des potentiels différents, les impulsions de commande doivent être isolées, c'est pour cela que nous utiliserons des transformateurs de rapport 1.

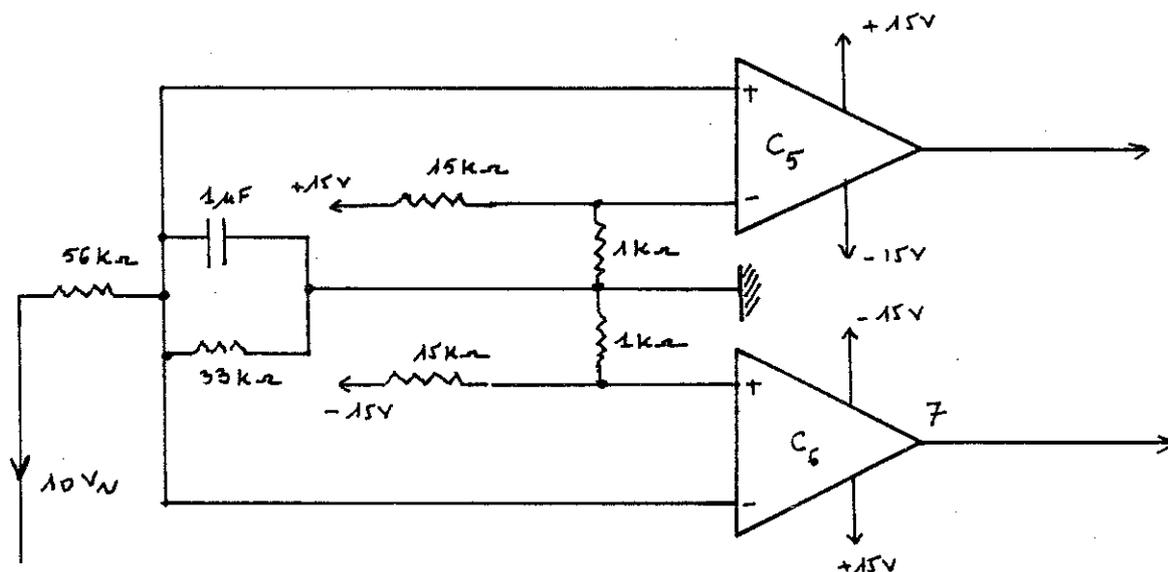
Les résistances de 33Ω et de 100Ω constituent une attaque d'impédance correcte pour les différentes gachettes.

Les impulsions que reçoivent les gachettes ont une tension à vide de 3V et un courant de 100 mA environ.

Le boîtier de commande dispose sur la face avant d'un interrupteur de mise en route de deux potentiomètres servant à faire varier l'un la roue libre, l'autre l'angle d'amorçage. Un interrupteur à double position manuelle et automatique permet en position automatique d'asservir le courant à la consigne.

c. Circuit de limitation de phase :

Le circuit de limitation est composé de deux comparateurs de deux comparateurs C_5 et C_6 de type LM 311 N.



Les comparateurs C_5 et C_6 ont pour rôle de délivrer des niveaux logiques, "1", lorsque la tension du réseau est supérieure à un certain seuil. Le circuit en amont des deux comparateurs est un circuit diviseur de tension. On prélève une partie de la tension 15 v crête à crête de l'enroulement secondaire du transformateur d'alimentation, grâce aux deux résistances de 56 et 33 K Ω nous avons une tension de 8 v crête à crête, par ailleurs le seuil de comparaison a été fixé à +1v pour C_5 et -1 pour C_6 (figures 50,52).

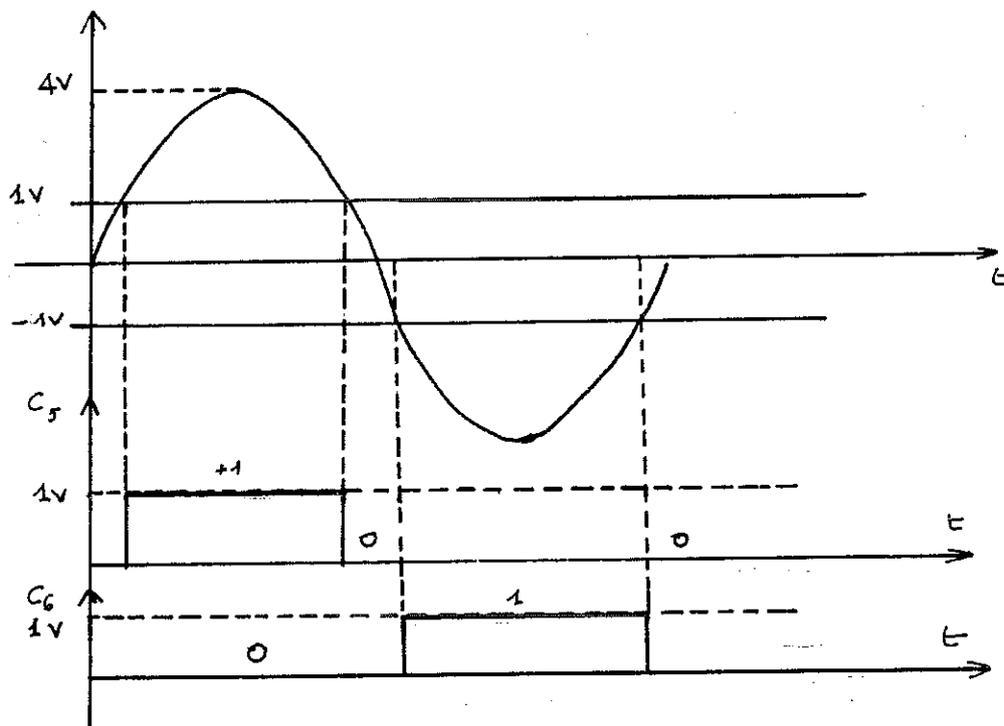
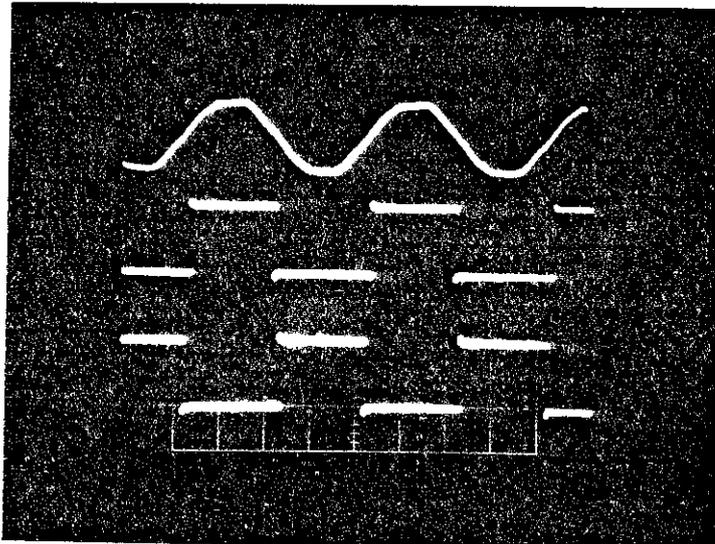


Fig. 51

Fig. 52

Au niveau des sorties 7 des comparateurs C_5 et C_6 , nous obtenons donc la configuration suivante avec la tension de référence qui est celle du secondaire du transformateur.



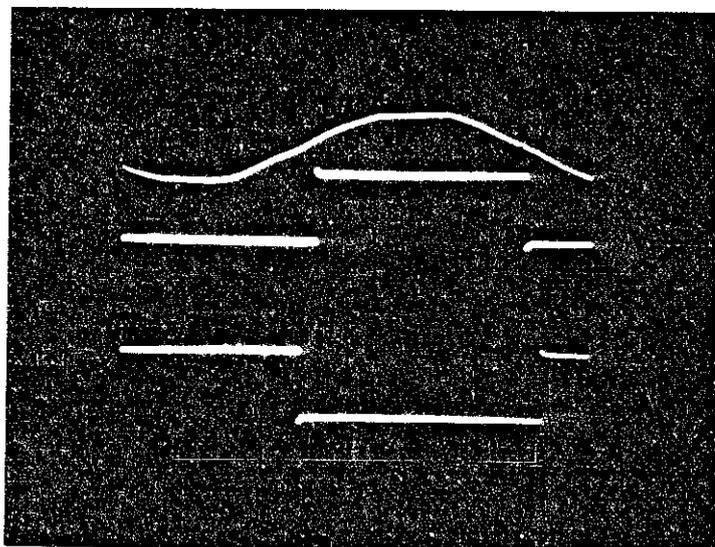
(a)

C_5 \leftarrow 0
 C_6 \leftarrow 0
 Fig.53: Forme des signaux issus des deux comparateurs.

5 ms/div

5 v/div

2 v/div



(b)

C_5 \leftarrow 0
 C_6 \leftarrow 0
 2 ms/div

5 v/div

2 v/div.

Sur la fig. 53 (b), nous voyons très nettement un décalage de 0,8 ms entre les signaux issus de C_5 et C_6 . Pendant toute la demi-période positive, nous aurons en sortie de C_5 un niveau 1 sauf au voisinage de 0 où la tension à l'entrée du comparateur tombe au-dessous de 1 v. De la même manière, nous aurons en sortie de C_6 un niveau 1 pendant toute la demi-période négative sauf au voisinage de 0 où la tension à son entrée tombe au-dessous de -1v.

Ces signaux logiques sont appliqués sur les entrées des portes P_1 et P_2 ; ils interdisent l'apparition d'un front montant en sortie des portes P_1 à P_4 lorsque la tension du réseau passe au voisinage du zéro. De cette manière, l'excursion de phase des impulsions de commande est limitée à l'intérieur d'une plage où la tension du réseau est au-dessus d'un certain seuil. Ce dispositif élimine le risque de non-amorçage des thyristors qui pourrait survenir dans le cas où une impulsion de gachette serait appliquée alors que la tension d'anode est trop faible, voire négative.

d. Etude de l'étage de régulation :

L'étude de la commande du compensateur statique d'énergie réactive que nous venons de définir permet une compensation parfaite quelles que soient les conditions de charge du réseau moyennant bien sûr certains critères de dimensionnement. Mais c'est surtout par sa facilité de réglage, c'est-à-dire son aptitude à passer d'un point de fonctionnement à un autre que ce système est intéressant. En effet, il suffit seulement de modifier l'angle d'amorçage des thyristors pour absorber plus ou moins d'énergie réactive.

Ceci conduit naturellement à doter le dispositif d'une boucle de régulation. En ce qui nous concerne, nous ne nous intéresserons qu'aux performances en régime permanent.

d₁. Circuit de régulation :

La caractéristique d'un système asservi est qu'il possède une boucle de retour "feed back" et que la commande se fait non plus à partir de la grandeur de contrôle mais plutôt à partir de la différence entre la grandeur de sortie et la référence (20). D'une manière générale, tout système asservi peut être représenté par un schéma bloc semblable à celui de la figure 54 et la figure 55.

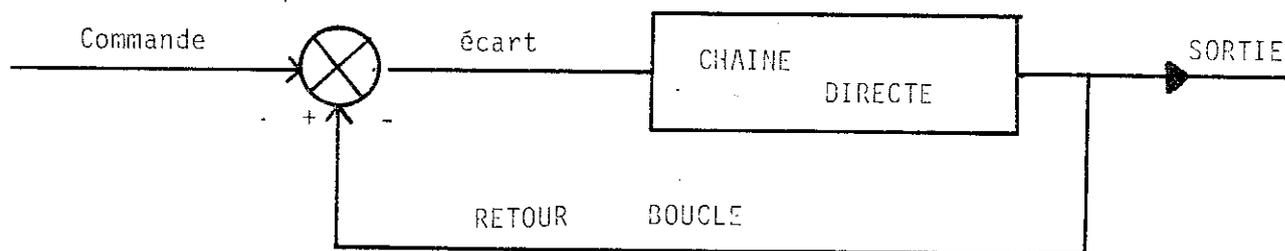


Fig.54 : Schéma fonctionnel d'un système asservi.

Autour de ce principe, différentes variantes existent suivant la façon dont le système est analysé : dans notre cas, le processus à réguler est constitué par l'ensemble inductance thyristors. La grandeur de sortie sera alors l'énergie réactive absorbée (ou fournie) Q_C , la grandeur d'entrée l'angle d'amorçage des thyristors. Le but recherché est de maintenir l'égalité $Q_C - Q_L = 0$ ou plus généralement $Q_{ref} = Q_C - Q_L$. Nous sommes ainsi conduits à un schéma classique d'asservissement dont le but est que la sortie suive aussi fidèlement que possible l'entrée de référence continuellement variable. La référence est ici l'énergie réactive fournie par le système, comme nous le voyons sur la figure 55.

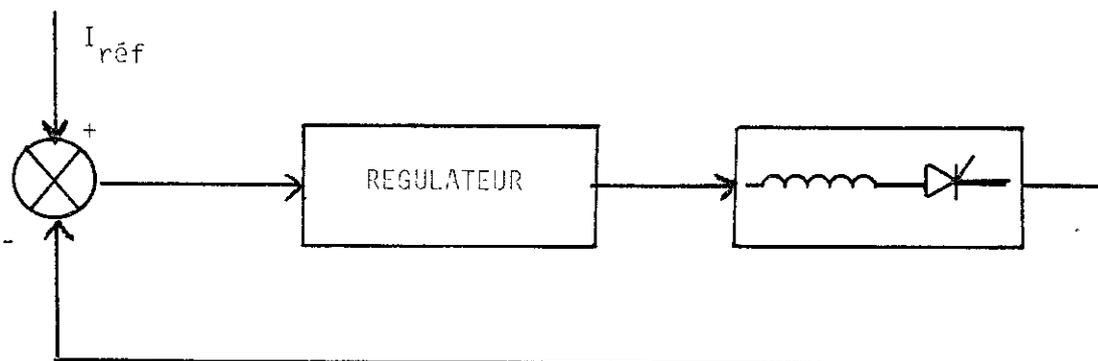


Fig.55: Schéma de régulation du circuit de compensation.

D'après notre schéma, seul un capteur en sortie est nécessaire. Il suffit en effet de mesurer l'énergie réactive (le courant) circulant en amont du pont, de la comparer au courant I_{ref} pour avoir directement l'erreur. Ceci revient à appliquer au réseau le théorème de superposition, c'est-à-dire à utiliser le fait que les courants se composent géométriquement dans les lignes.

d2. Capteur d'énergie réactive :

Le capteur d'énergie réactive est assuré par un shunt 100 mV qui permet de lire le courant dans la bobine, ce niveau de courant est délivré à l'entrée d'un ampli d'isolement galvanique de type AD 290 A

monté en gain 50. La sortie de cet amplificateur est reliée à la lecture de I_{ref} dont la valeur peut être variée de 0 à +15 V à l'aide de la consigne I, comme cela est indiqué sur la figure 56.

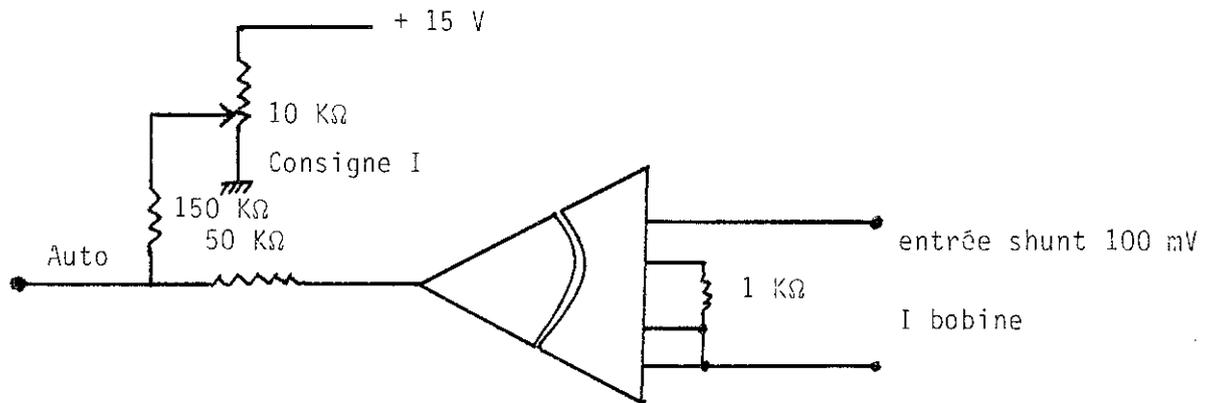


Fig.56 : Schéma du capteur de courant bobine et de la consigne I.

Le signal ainsi obtenu est injecté dans un amplificateur opérationnel de type LF 356 N jouant le rôle de réseau correcteur (fig.57).

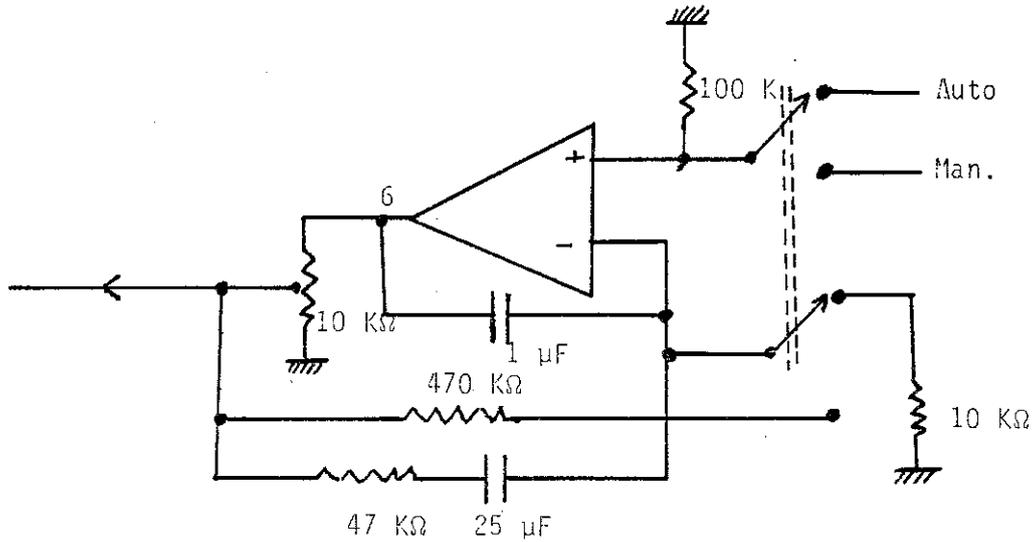


Fig. 57:

Finalement à travers une résistance de $10\text{ K}\Omega$, le signal ainsi élaboré commande les comparateurs C_1 et C_2 .

Si ce réseau correcteur de type intégral est favorable par le gain élevé (aux basses fréquences) qu'il apporte, il introduit un retard de réponse assez long de l'ordre de 4 secondes. Cet inconvénient n'a pu être que minimisé par la mise d'une résistance de boucle en série avec le condensateur de $25\text{ }\mu\text{F}$, dix fois plus petite qu'initialement, c'est-à-dire une résistance de $47\text{ K}\Omega$.

Un autre problème en ce qui concerne le fonctionnement en régime capacitif a été résolu par l'inversion manuelle au moment de ce fonctionnement des entrées des comparateurs C_1 et C_2 .

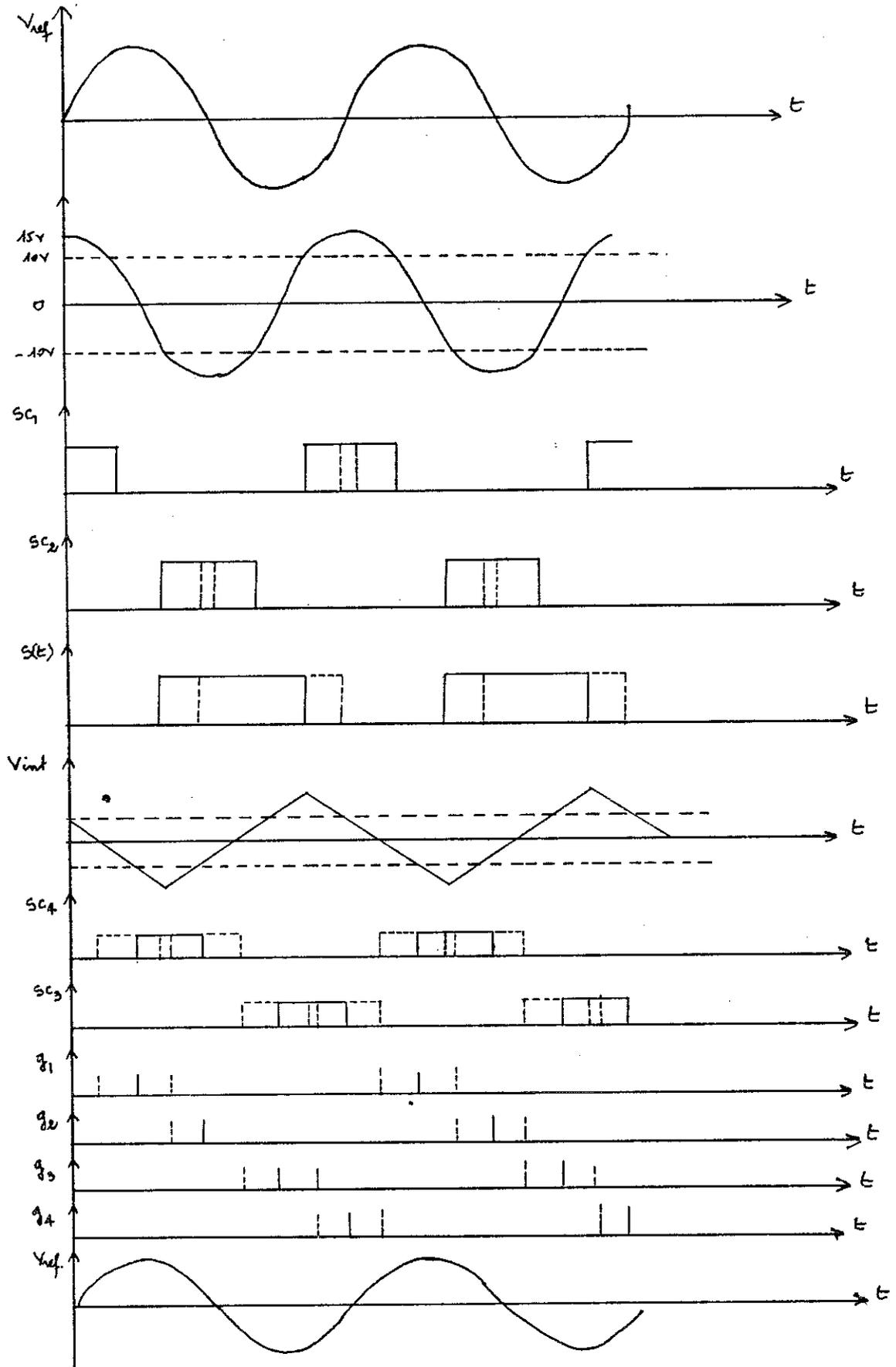


Fig. 58 : Schéma récapitulatif des différents états dans les éléments de commande.

VI.3. CONCEPTIONS ET REALISATIONS DU DISPOSITIF DE COMMUTATION FORCEE

VI.3.1. Principe de base.

Pour qu'un thyristor initialement conducteur se désamorce dans des conditions correctes, il est nécessaire de lui assurer les deux conditions suivantes :

- annulation du courant y circulant,
- application d'une tension inverse pendant un temps suffisant.

Toutes les fois que l'on dispose, dans le montage, de sources de tensions de signes et de valeurs, telles qu'elles puissent assurer les deux conditions ci-dessus on est en présence d'un montage fonctionnant en commutation naturelle ou assistée. Ces tensions doivent être alternatives et appartiennent :

- soit aux sources d'alimentation dans le cas des redresseurs ;
- soit aux charges dans le cas d'onduleurs (charges oscillantes des onduleurs moyenne fréquence, charges actives).

La commutation est alors un phénomène directement lié au fonctionnement du convertisseur.

Par contre, si à l'instant où l'on désire effectuer une commutation il n'existe, dans le montage, aucune tension susceptible de remplir les deux conditions d'extinction requises, on doit avoir recours à un circuit annexe, dit circuit de commutation forcée, qui jouerait ce rôle.

Dans ces conditions, les phénomènes de commutation représentent une perturbation vis-à-vis du fonctionnement principal du convertisseur et doivent par conséquent être de durée relativement limitée par rapport à la période répétitive.

C'est, dans la plupart des cas, un condensateur préalablement chargé qui fournit l'énergie de commutation nécessaire pour forcer le thyristor à l'extinction.

La commutation étant effectuée, le condensateur voit sa tension évoluer de telle manière que la perturbation qu'elle représentait vis-à-vis du fonctionnement principal du convertisseur disparaît naturellement.

En admettant que le temps total de commutation ne doive dans ce cas représenter qu'une faible fraction de la période de fonctionnement du convertisseur, on conçoit que la fréquence limite supérieure de ce dernier soit inférieure à celle d'un convertisseur fonctionnant en commutation naturelle.

VI.3.2. Analyse du circuit choisi.

En faisant l'hypothèse que la charge est suffisamment inductive pour que son courant puisse être supposé constant pendant toute la durée de la commutation, nous proposons le schéma de base de commutation d'une branche.

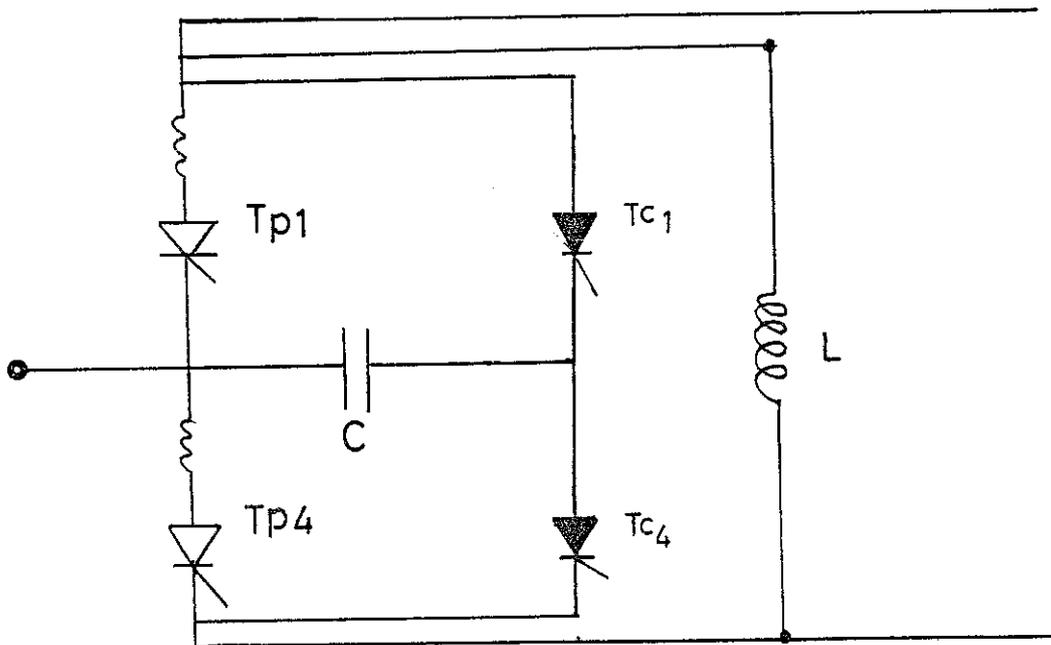


Fig. 59 : Circuit de commutation forcée.

Le principe de base de fonctionnement est le suivant : le condensateur de commutation C en série dans la maille source - thyristor - charge doit être chargé de telle manière qu'il provoque une commutation naturelle de TP₁ sur TP₄ en soumettant le thyristor TP₁ à une tension de polarité inverse de sa polarité naturelle.

Dans un tel système, nous n'avons pas besoin d'un circuit auxiliaire pour charger au préalable le condensateur et nous n'avons plus besoin que de deux condensateurs au lieu de quatre, comme nous le verrons sur le schéma général.

VI.3.3. Dimensionnement des éléments (32).

Calculons les valeurs des éléments de ce circuit, c'est-à-dire C et TC₁ afin d'avoir une commutation correcte pour un point de fonctionnement donné.

La valeur C du condensateur qui permet d'assurer non seulement l'annulation du courant dans le thyristor principal T_p mais aussi la polarisation négative de ce dernier pendant un temps t_q égal à son temps minimal d'application de tension inverse.

Dans notre cas, le condensateur de commutation doit avoir la valeur minimale :

$$C = \frac{I_{ch} \times t_q}{V_{C_0}}$$

Pour l'application numérique, nous considérerons un courant de charge I_{ch} de 100 A pour une tension V_{C₀} = 100 V, le temps de commutation des thyristors principaux est t_q = 13 μs :

$$C = \frac{I_{ch} \times t_q}{V_{C_0}} = \frac{100 \times 13}{100} = 130 \mu\text{F}$$

En fait, nous avons utilisé des condensateurs récupérés sur un vieux montage dont les caractéristiques sont C = 140 μF, V_{C₀} = 400 V.

VI.3.4. Analyse du fonctionnement du circuit d'ouverture forcée.

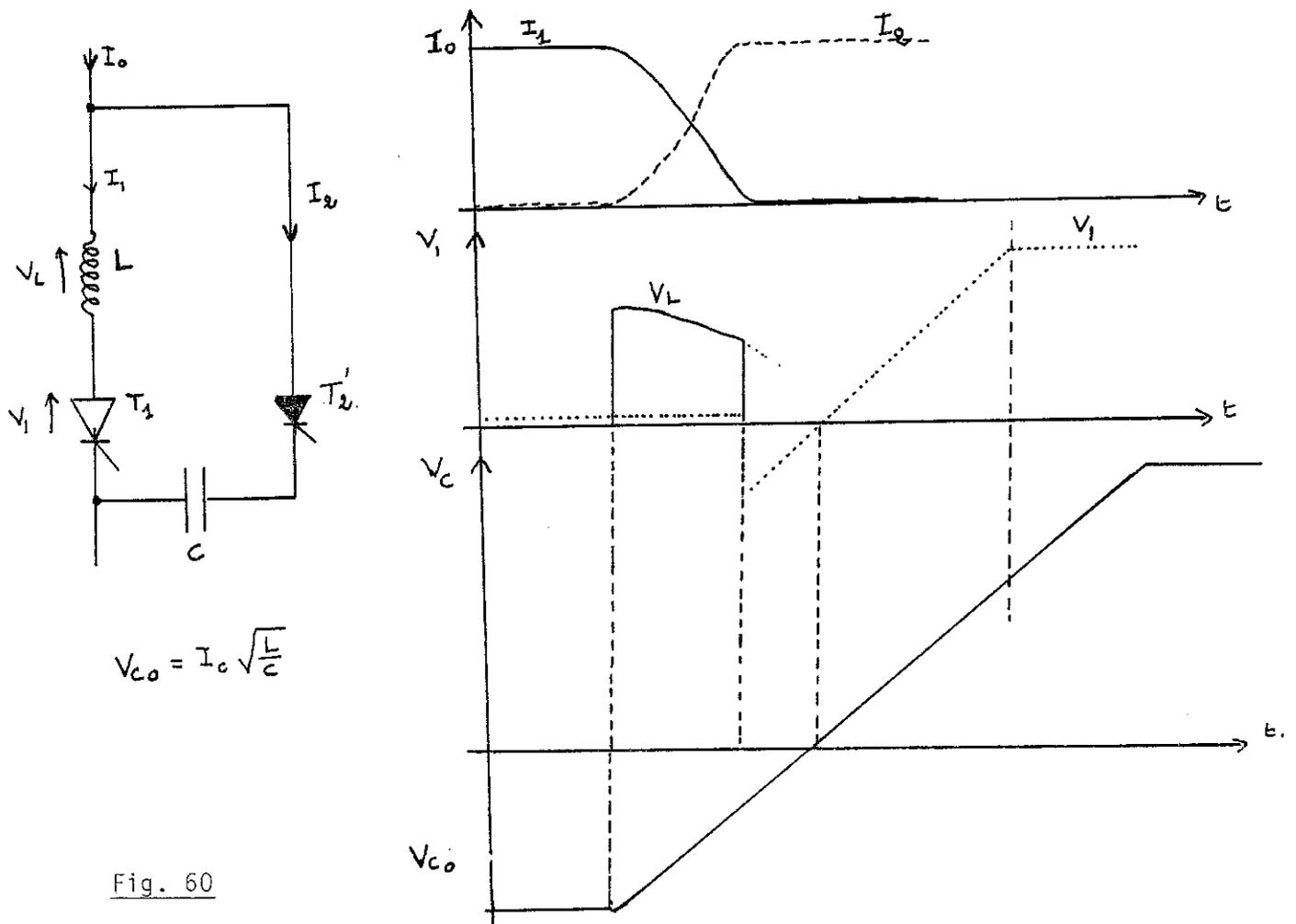


Fig. 60

VI.3.5. Commande du circuit de blocage.

Dans un souci d'économie et surtout de faciliter l'utilisation et la commutation, nous avons opté pour la même commande électronique, c'est-à-dire qu'au moment de la commutation forcée (fonctionnement en mode capacitif), à l'aide de relais, nous allumons les thyristors de blocage en faisant basculer la commande des gachettes des thyristors principaux sur celles des thyristors de blocage, simultanément les gachettes des thyristors principaux sont, elles, alimentées à l'aide de régulateurs de tension de type LM 317, par un peigne judicieusement placé dans le temps pendant 10 ms, comme nous le montre la figure. 61.

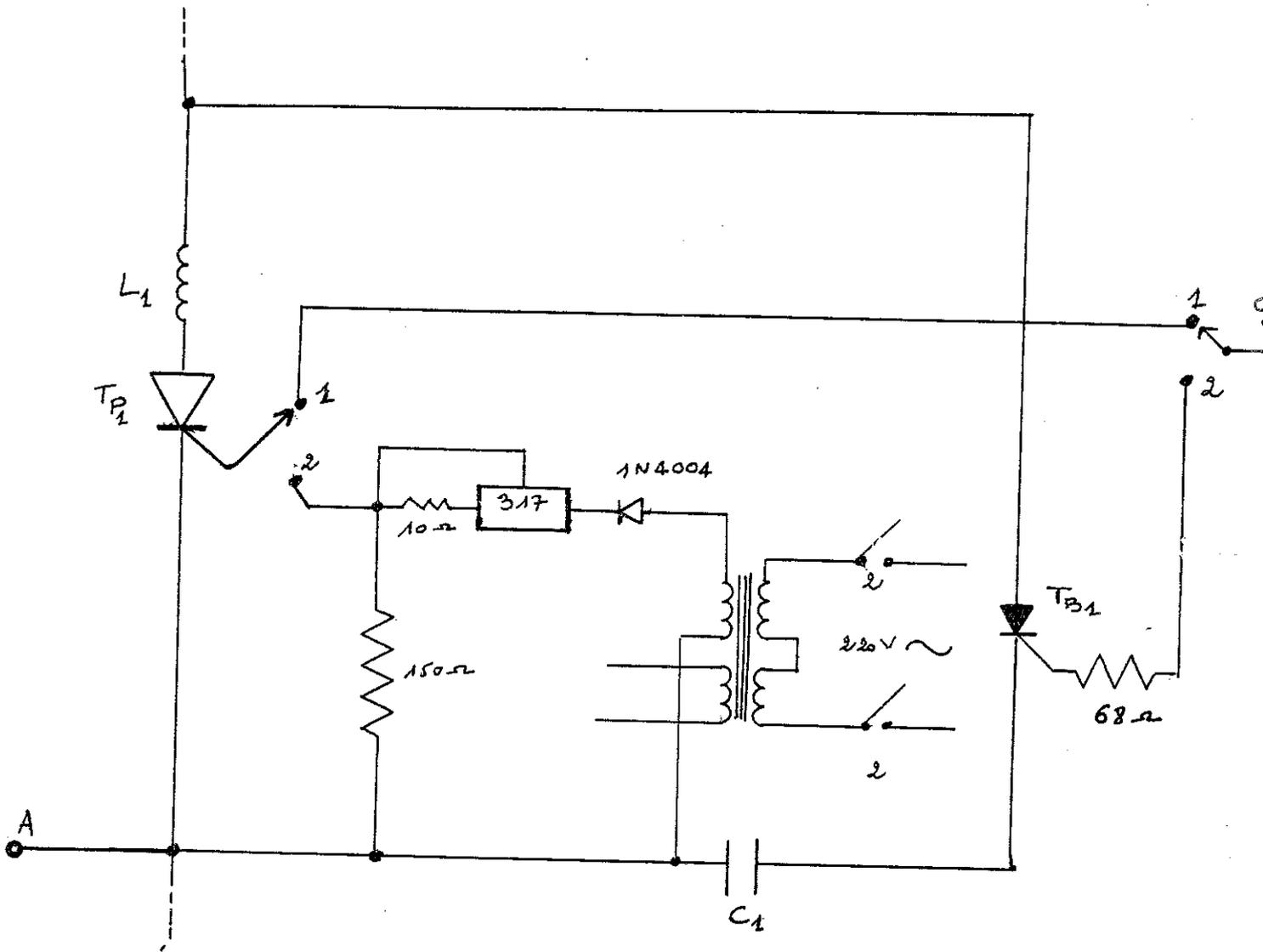


Fig. 61 : circuit de blocage du thyristor Tp1

VI.3.6. Mode opératoire de fonctionnement.

Lorsque les relais sont au repos (position 1), le circuit de blocage est hors circuit, l'impulsion de gachette issue de la commande électronique active les thyristors principaux, nous sommes alors dans le cas inductif. Lors du fonctionnement des relais (position 2), les impulsions de gachette issue de la commande activent les thyristors de blocage alors que les gachettes des thyristors principaux reçoivent une impulsion durant 10 ms durant la demi-période où ils sont polarisés en inversé.

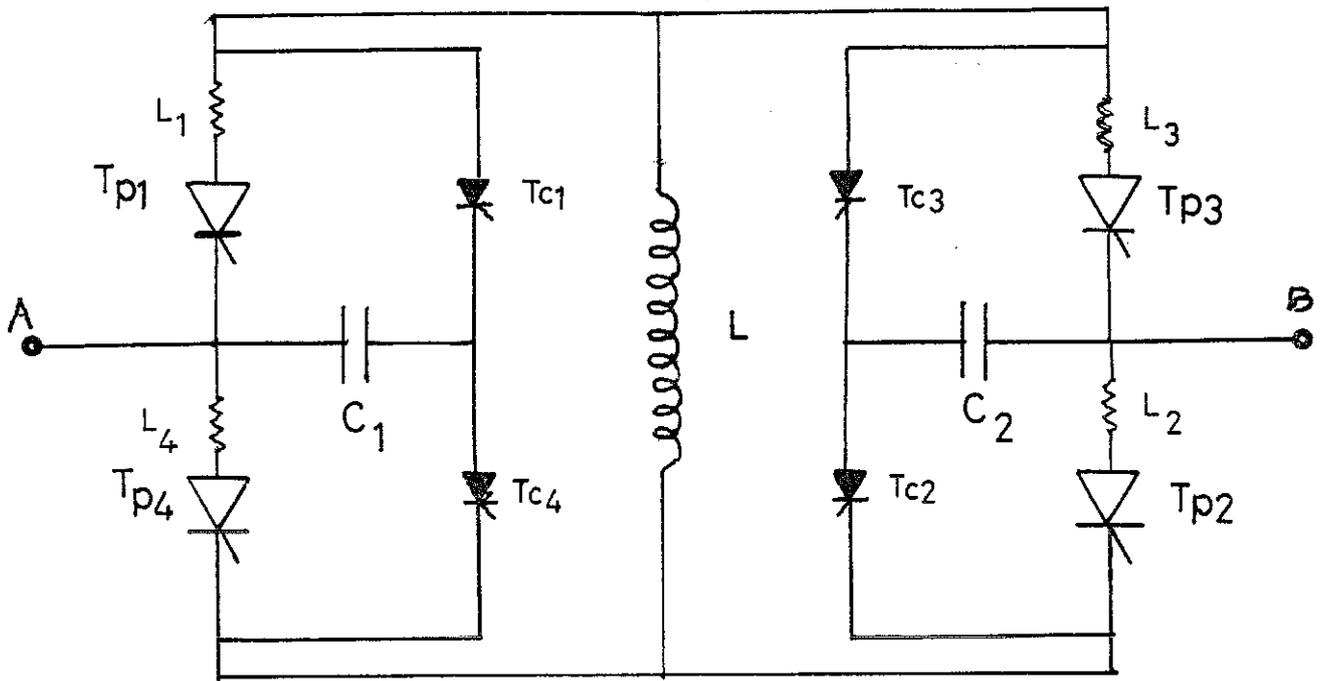


Fig. 62 : Compensation statique sur bobine supraconductrice.

Les résultats théoriques que nous pouvons espérer d'un tel système sont donnés par les figures 64 et 65.

Lorsque les relais sont en position 1, ce sont les thyristors principaux TP_1 , TP_2 , TP_3 et TP_4 qui sont en service ; nous sommes en présence d'un système d'absorption d'énergie réactive (dont le fournisseur est la bobine supraconductrice).

En position 2, les relais mettent en action les thyristors de commutation TC_1 , TC_2 , TC_3 et TC_4 . Ces derniers bloquent les thyristors principaux (suivant l'ordre donné en fig. 63) et permettent ainsi l'inversion de la tension aux bornes de la bobine. Le réseau sera en présence d'un fournisseur d'énergie réactive.

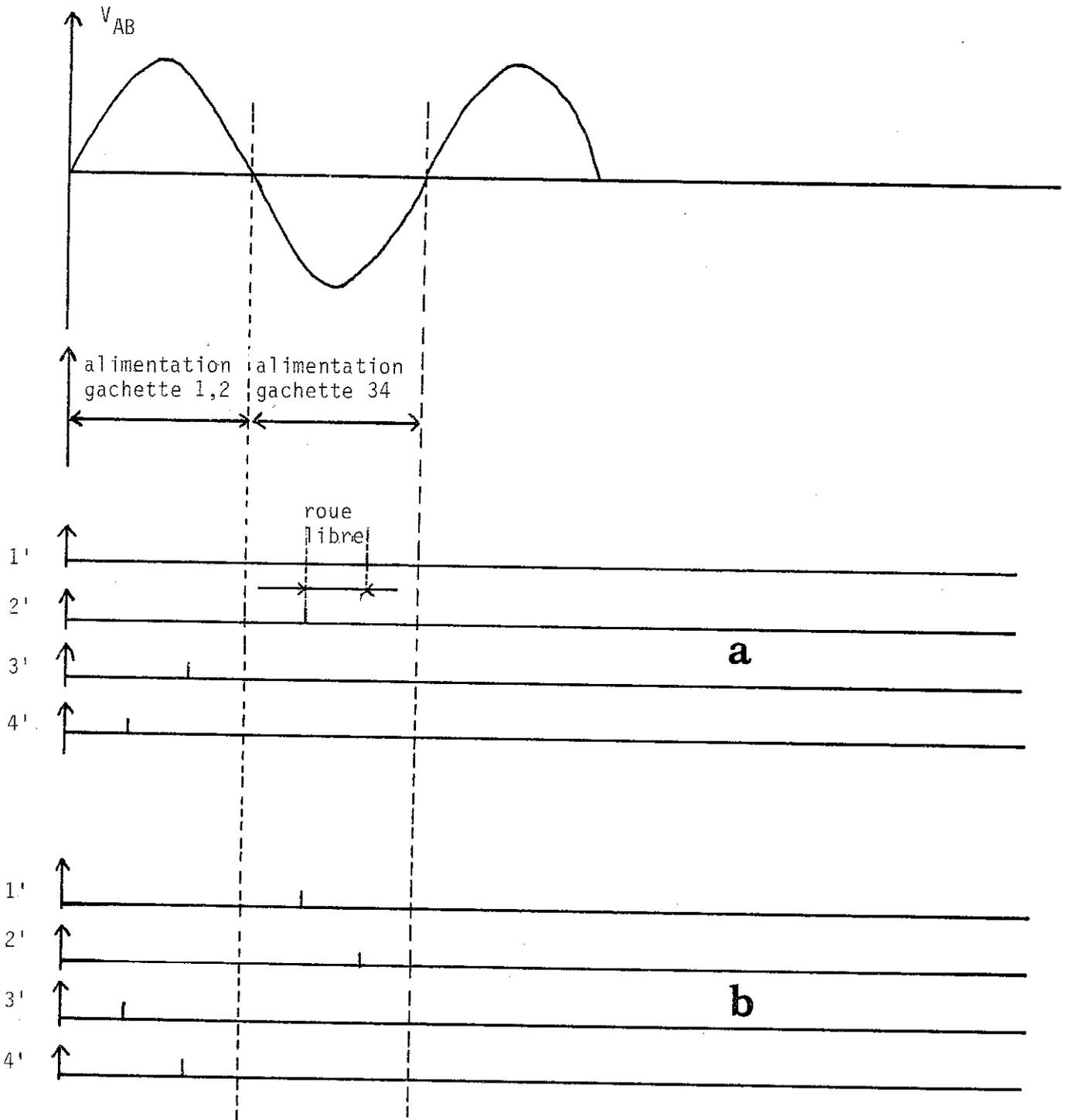


Fig. 63 : Ce montage nous permet deux possibilités de fonctionnement a ou b qui sont en fait identiques.

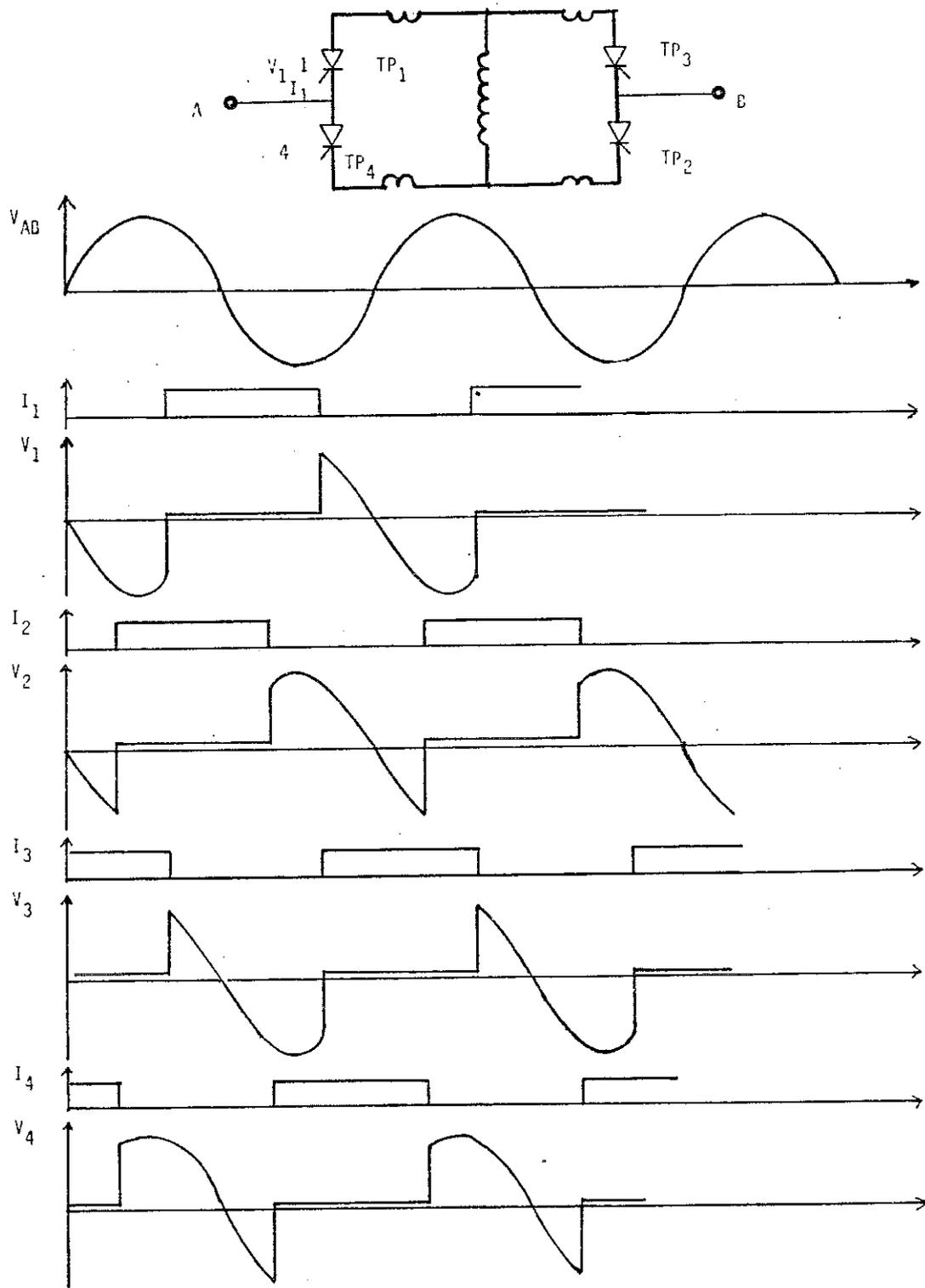


Fig 65 FONCTIONEMENT CAPACITIF

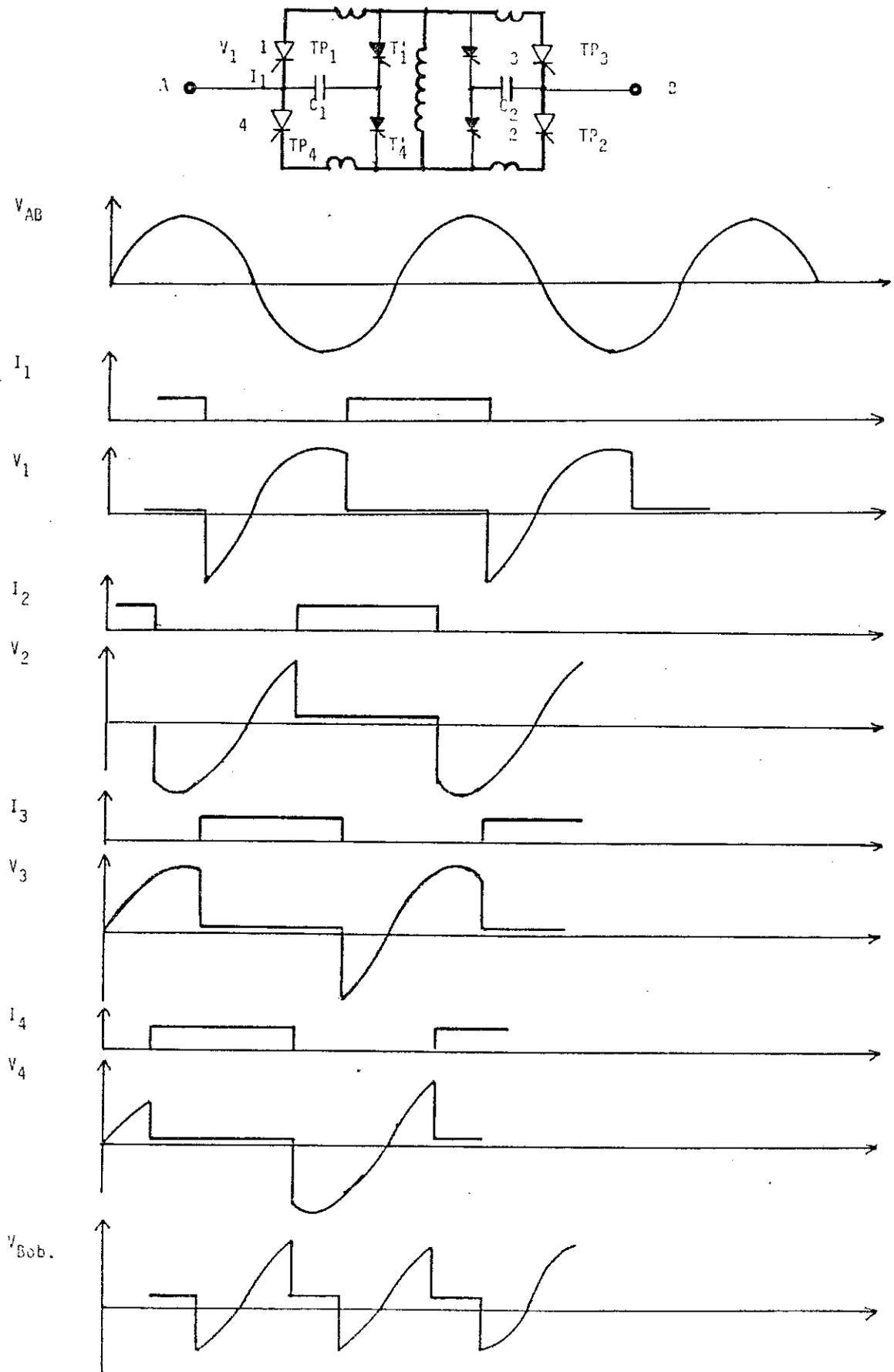


Fig 64 FONCTIONEMENT INDUCTIF

C H A P I T R E VII

MISE EN OEUVRE EXPERIMENTALE - RESULTATS OBTENUS

VII.1. DESCRIPTION DE L'INSTALLATION DE MESURES POUR LES ESSAIS

L'entrée du pont de puissance composé de 4 éléments de thyristors est couplée au secondaire du transformateur dont le primaire est alimenté à l'aide d'un variac. Ce montage a été nécessaire à cause de la faible capacité du variac en courant $I = 20 \text{ A}$ qui était à notre disposition. L'utilisation du variac est intéressante par le fait qu'elle nous permet une maîtrise de la variation de la tension.

La sortie du pont de puissance alimente la bobine supraconductrice par l'intermédiaire de câbles.

La figure 67 présente l'installation de mesures nécessaires aux essais.

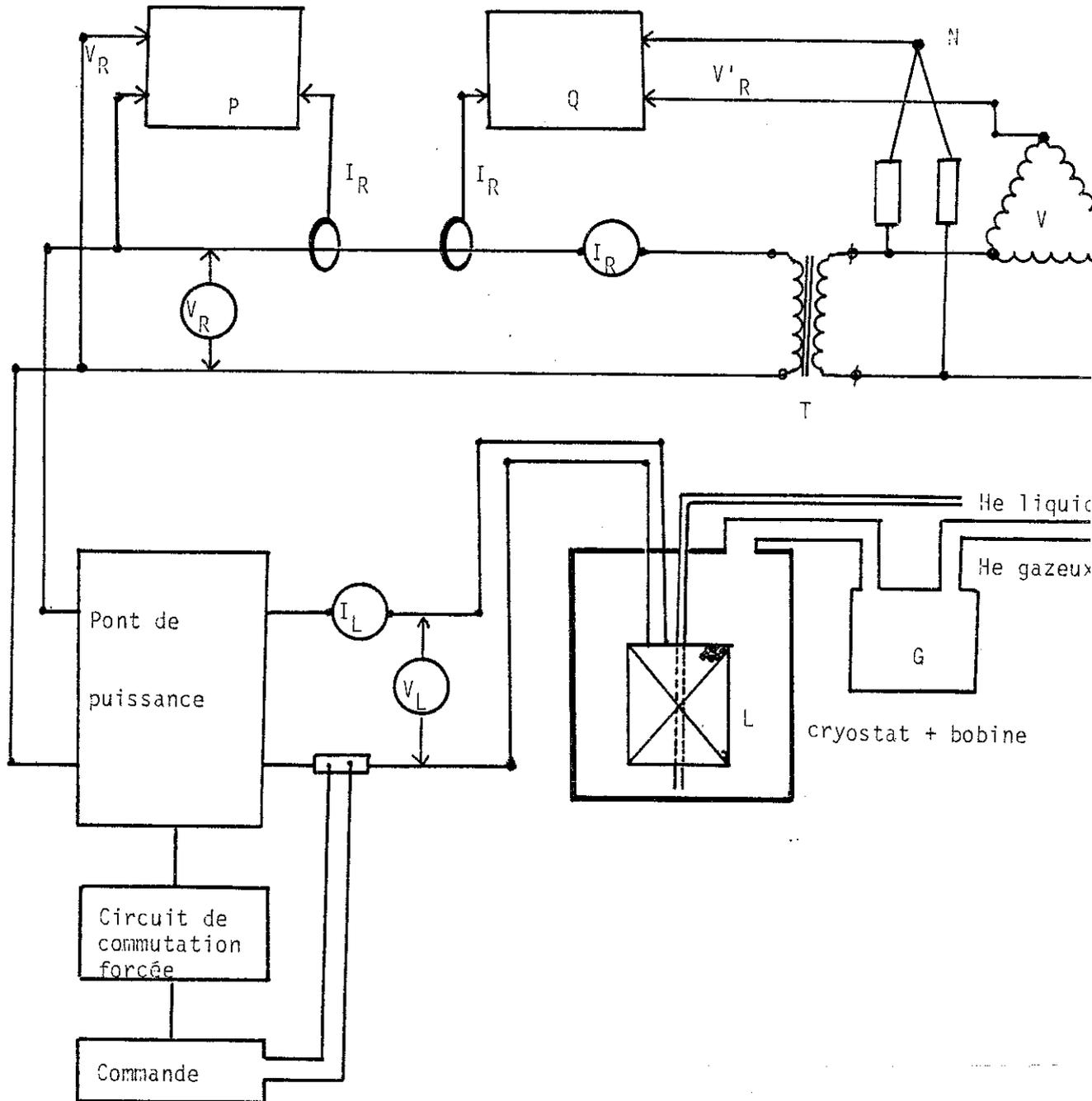
On a mesuré et oscillographé :

- la tension du réseau V_R ,
- le courant dans le réseau I_R ,
- la tension aux bornes de la bobine V_L ,
- le courant dans la bobine I_L à l'aide d'un shunt $200 \text{ A } 0,1 \text{ V}$.

On a mesuré :

- la puissance active P ,
- la puissance réactive Q ,
- le débit des vapeurs d'hélium.

Toute l'installation expérimentale a été réalisée au rez-de-chaussée du CENTRE DE RECHERCHES SUR LES TRES BASSES TEMPERATURES, à l'intérieur d'une cage de Faraday $3000 \times 2500 \times 2000$, ceci afin d'éviter de perturber les autres installations scientifiques en fonctionnement au niveau du laboratoire. Nous avons mené l'étude expérimentale en deux temps. En un premier temps, nous avons étudié le circuit inductif à commutation naturelle, cette étude était divisée en deux parties ; la première étant en mode manuelle et la seconde en mode automatique avec et sans roue libre. Dans un second temps, nous avons étudié le circuit capacitif à commutation forcée avec les mêmes angles d'amorçage et dans le même esprit.



- V : variac triphasé
- N : Point neutre artificiel
- T : Transio monophasé
- Q : puissance réactive
- P : puissance active
- S : shunt capteur de courant
- L : bobine supraconductrice
- G : compteur à gaz

Fig.67 : Montage expérimental.

VII.2. MISE EN MARCHE DE L'INSTALLATION

VII.2.1. Mise à froid.

La mise à froid s'opère en deux étapes. La veille de l'activation du système de régulation, le cryostat est rempli d'azote liquide afin de ramener sa température dans un premier temps à 70 K. Cette température atteinte, nous procédons au siphonage de l'hélium liquide du vase dans le cryostat. Ce siphonage se fera d'abord pour le bain extérieur; puis une fois la température 4,2 K atteinte, nous remplissons l'enceinte interne où est logée la bobine, d'hélium liquide.

L'évolution de la température est suivie à l'aide des sondes de carbone; quant au niveau d'hélium, il nous est donné dans les deux enceintes par des sondes de niveau élaborées à l'aide de NIOMAX-CN (183 Ω /m) enroulé autour d'une tige filetée en nylon. L'enceinte externe des deux sondes R_3 et R_4 varient de 1497 Ω à 2,5 Ω pour R_3 et de 392 Ω à 2,5 Ω pour R_4 . Pour l'enceinte externe, son remplissage se fait en environ 60 minutes. Les résistances des deux sondes R_1 et R_2 varient de 362 Ω à 2,5 Ω pour R_1 et de 653 Ω à 2,6 Ω pour R_2 . Quant à la bobine, elle atteint l'état supraconducteur en environ 45 minutes. Sa résistance passe de 84 Ω à 0,06 Ω (compte tenu des fils d'amenées de courant). Le niveau d'azote liquide est maintenu constant par un apport conséquent de ce produit.

VII.2.2. Mise en route de la commande du pont.

Lors de l'allumage du circuit de commande et comme nous l'avons signalé en page 92, il est nécessaire d'annuler l'effet du circuit de verrouillage (voir page 93). En effet, ce circuit ne permet pas à la commande de délivrer les impulsions deux à deux et simultanément ce qui ne permet pas au pont de démarrer. Pour cela, nous disposons d'un interrupteur placé derrière l'appareil qui permet une mise en ou hors circuit de ce dispositif. Cet interrupteur étant en position "0", nous procédons à l'alimentation du pont, la montée de courant est impossible à cause de la trop faible valeur de la résistance du circuit. La tension aux bornes de la bobine est donnée par la figure 68 .

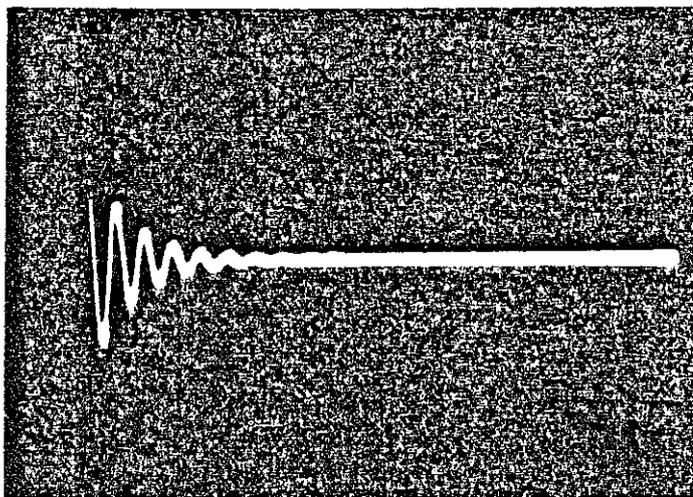


Fig. 68 : Tension aux bornes de la bobine.

- Comme nous l'avons expliqué en page , il est nécessaire au démarrage d'introduire une résistance en parallèle de la bobine et de la déconnecter immédiatement dès la montée du courant dans le circuit (voir photo 69 et 70). La résistance mise en parallèle vaut $0,68 \Omega$, 5 W.

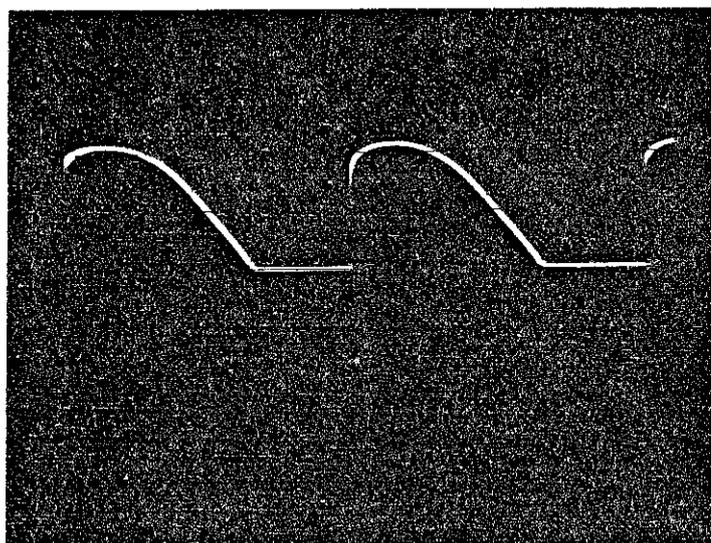
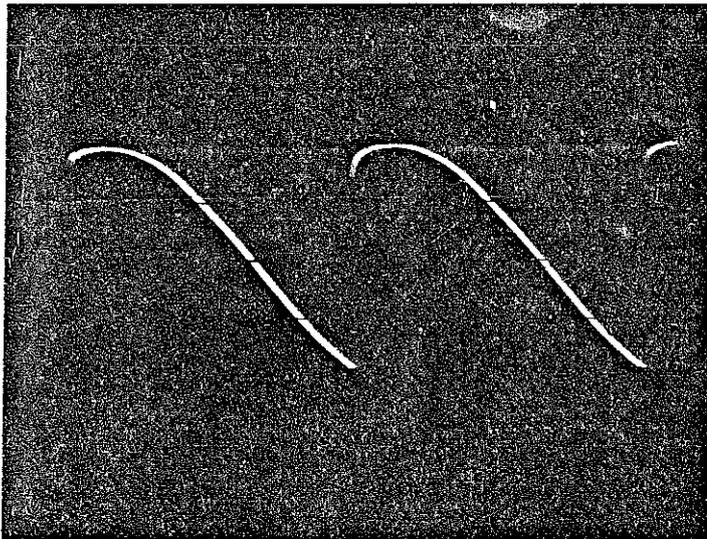


Photo 69 : Tension aux bornes de la bobine et de la résistance mise en parallèle.

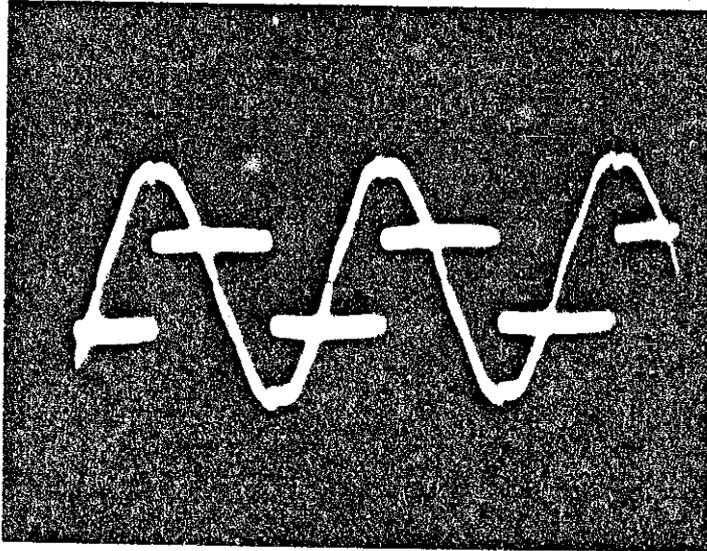


2 ms/div
0,5 v/div .

Photo : Tension aux bornes de la bobine supraconductrice.

VII.3. FORME D'ONDES OBTENUES

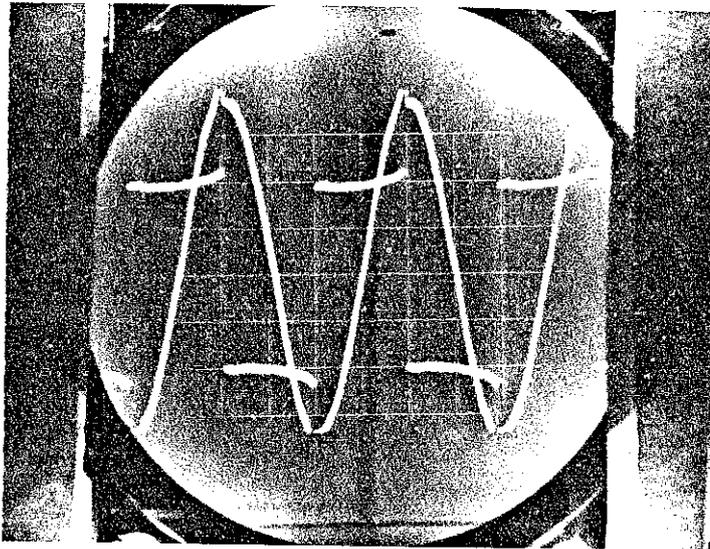
Nous présentons maintenant les formes d'onde de tension et de courant obtenues.



5 ms/div.
50 V/div.
0,05 V/div.

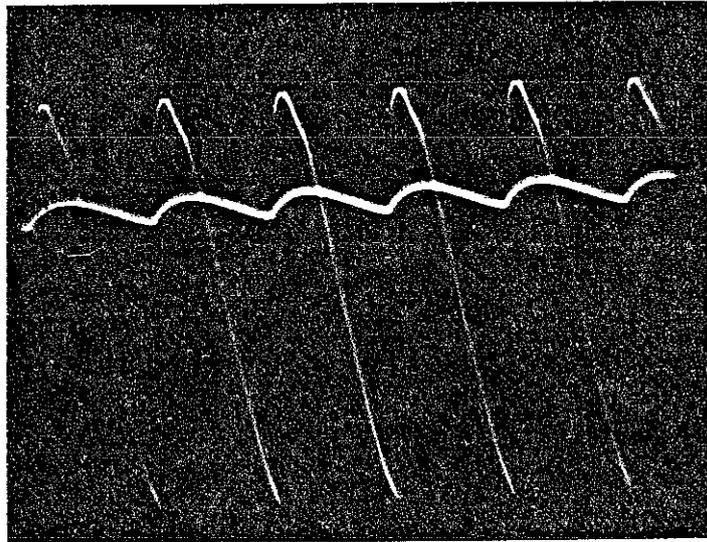
a

Photo _____ : a : courant et tension dans le réseau sans RL (inductif)
b : courant et tension dans la bobine sans RL. (capacitif)



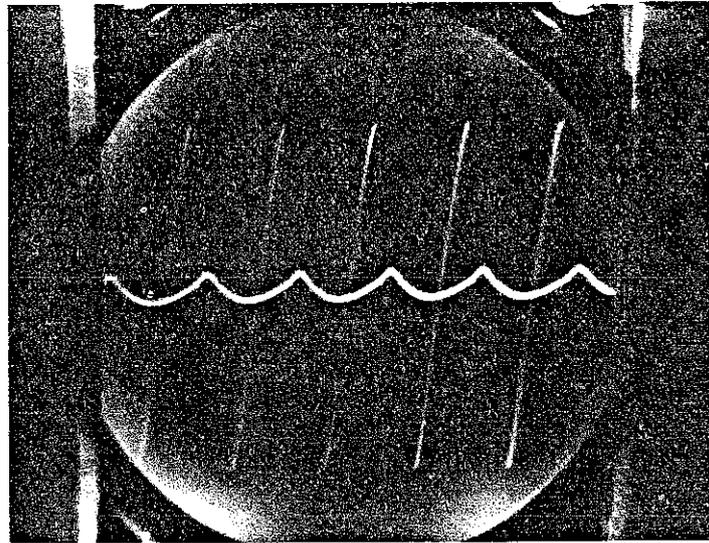
5 ms/div.
50 V/div.
0,05 V/div.

b



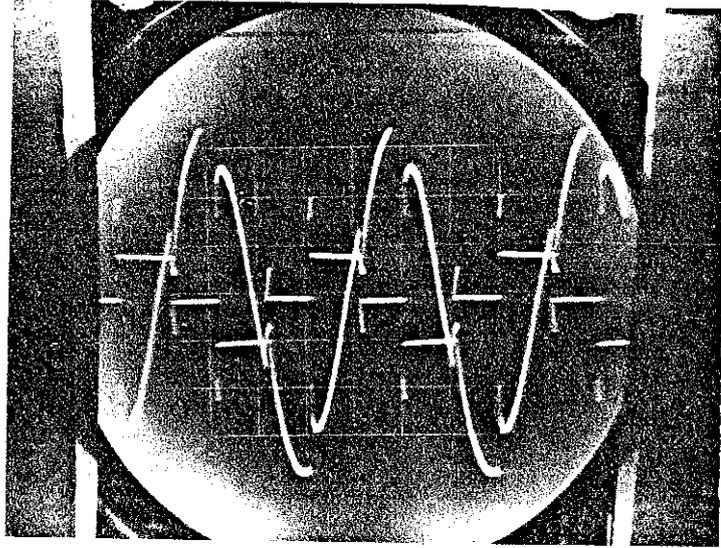
5 ms/div.
10 V/div.
0,005 V/div.

Tension et courant dans la bobine sans roue
libre (inductif)



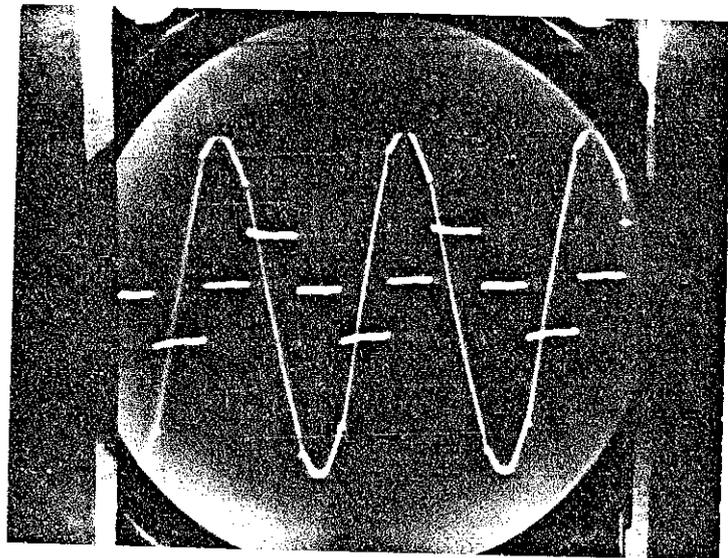
5 ms/div.
10 V/div.
0,005 V/div.

Tension et courant dans la bobine sans roue
libre (capacitif)



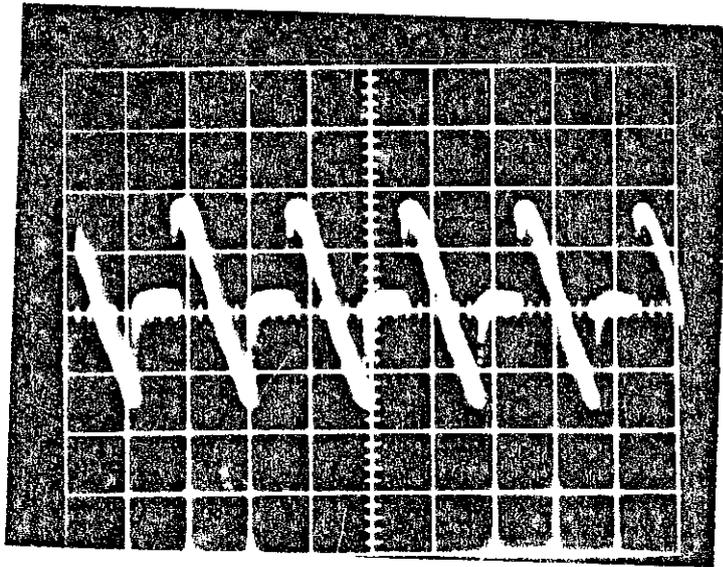
5 ms / div.
 10 V / div
 5 V / div.

Tension et courant dans le réseau avec roue
 libre interne (inductif).



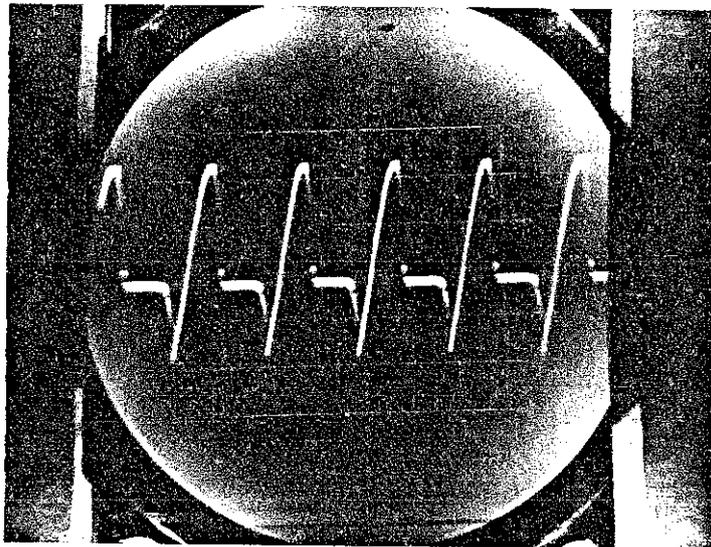
5 ms / div.
 10 V / div
 5 V / div.

Tension et courant dans le réseau avec roue
 libre interne (capacitif).



5 ms/div
10 V/div.

Tension bobine avec roue libre interne (inductif).



5 ms/div.
10 V/div.

Tension bobine avec roue libre interne (capacitif)

VII.4. INTERPRETATION DES RESULTATS DES ONDES

En regardant les photographies et , nous remarquons que l'onde de courant traversant la bobine supraconductrice n'est pas un courant parfaitement lisse mais un courant ondulé. Ce dernier pourra être décomposé en deux composantes : une composante moyenne I_L et une composante alternative i_{da} . La composante alternative de la tension continue débitant sur la bobine donnera i_{da} . Comme le circuit est très fortement inductif car $R \ll 2L\omega$ avec 2ω pulsation du premier harmonique de la tension continue, toutes les harmoniques du courant sont indépendantes de R et sa composante alternative globale ne dépendra que de la self. On pourra considérer qu'elle est pratiquement indépendante de la composante continue I_L .

VII.4.1. Courbes théoriques avec commutation instantanée.

. Harmoniques de la tension (régime équilibré) :

Soit U_L la tension aux bornes du circuit continu. Cette tension délivrée par le pont monophasé se compose d'une suite d'arcs de sinusoides que l'on peut décomposer en série de Fourier. En considérant un intervalle de fonctionnement $[\alpha - \frac{\pi}{2}, (\alpha + \frac{\pi}{2})]$ et la tension instantanée à redresser $v = V_R \sqrt{2} \cos \omega t$, on aura si on fait un changement de variable :

$$\omega t = ax + b$$

$$v = V_R \sqrt{2} \cos \left(\frac{x}{2} + \alpha - \frac{\pi}{2} \right)$$

En désignant par a_n et b_n les coefficients des termes en sinus et en cosinus de la série de Fourier, on trouve :

$$a_n = \frac{V_R \sqrt{2}}{\pi} \int_0^{2\pi} \sin ux \cos \left(\frac{x}{2} + \alpha - \frac{\pi}{2} \right) dx = \frac{V_R \sqrt{2}}{\pi} \frac{8n}{4n^2 - 1} \sin \alpha$$

$$B_n = - \frac{V_R \sqrt{2}}{\pi} \frac{4}{4n^2 - 1} \cos \alpha$$

Nous ne considérerons que les harmoniques de rang pair du fait que la tension redressée a déjà une fréquence double de la tension d'alimentation avec une pulsation ω .

Si on ne tient compte que des harmoniques d'ordre 2, on aura :

$$a_2 = \frac{16\sqrt{2}}{15\pi} V_R \cdot \sin \alpha$$

$$b_2 = -\frac{4\sqrt{2}}{15\pi} V_R \cdot \cos \alpha$$

Pour un circuit fortement inductif, la tension moyenne U_{moy} sera :

$$U_{\text{moy}} \alpha = \frac{V_R \sqrt{2}}{\pi} \int_{\alpha - \frac{\pi}{2}}^{\alpha + \frac{\pi}{2}} \cos \omega t \, d\omega t = \frac{V_R \sqrt{2}}{\pi} [\sin(\alpha + \frac{\pi}{2}) - \sin(\alpha - \frac{\pi}{2})]$$

$$U_{\text{moy}} \alpha = \frac{V_R 2\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha$$

Les coefficients de Fourier seront :

$$a_n = U_{\text{moy}} \alpha \frac{4n}{4n^2 - 1} \sin \alpha$$

$$b_n = -U_{\text{moy}} \alpha \frac{2}{4n^2 - 1} \cos \alpha$$

La tension instantanée du circuit continu s'écrira :

$$u_d : U_{\text{moy}} \alpha + U_{\text{moy}} \alpha \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4n}{4n^2 - 1} \sin \alpha \sin \{2n(\omega t - \alpha + \frac{\pi}{2})\} \\ - U_{\text{moy}} \alpha \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{2}{4n^2 - 1} \cos \alpha \cos \{2n(\omega t - \alpha + \frac{\pi}{2})\} \right\}$$

Composantes du courant continu :

Nous nous intéresserons à la composante alternative du courant continu.

La tension instantanée du circuit continu est :

$$u_d = V_R \sqrt{2} \cos \omega t = U_{\text{moy } 0} \frac{\pi}{2} \cos \omega t$$

La composante alternative de la tension continue a pour valeur :

$$u_{da} = u_d - U_{\text{moy}} = u_d - U_{\text{moy } 0} \cos \alpha$$

D'où

$$u_{da} = U_{\text{moy } 0} \left(\frac{\pi}{2} \cos \omega t - \cos \alpha \right)$$

cette valeur apparaît aux bornes de l'inductance :

$$L \frac{di_{da}}{dt} = u_{da} \Rightarrow$$

$$i_{da} = \frac{U_{\text{moy } 0}}{L} \left(\frac{\pi}{2} \sin \omega t - \omega t \cos \alpha \right) + \text{cte}$$

Si on écrit que la valeur moyenne de i_{da} est nulle entre $(\alpha - \frac{\pi}{2})$ et $(\alpha + \frac{\pi}{2})$, c'est-à-dire une période, on aura :

$$i_{da} = \frac{U_{\text{moy } 0}}{L\omega} \left\{ \frac{\pi}{2} \sin \omega t + (\alpha - \omega t) \cos \alpha - \sin \alpha \right\}$$

Si le retard α à la commutation est nul ou faible la tension instantanée d'ondulation s'annule deux fois respectivement aux extremums I_{dam} et I_{DAM} . Si α est grand, la droite d'ordonnées $U_{\text{Moy } \alpha}$ coupe le front de discontinuité de la tension instantanée au point I_{dam} . La composante alternative u_{da} de la tension continue sera nulle pour :

$$0 = \frac{\pi}{2} \cos \left(\alpha_0 - \frac{\pi}{2} \right) - \cos \alpha_0 \Rightarrow$$

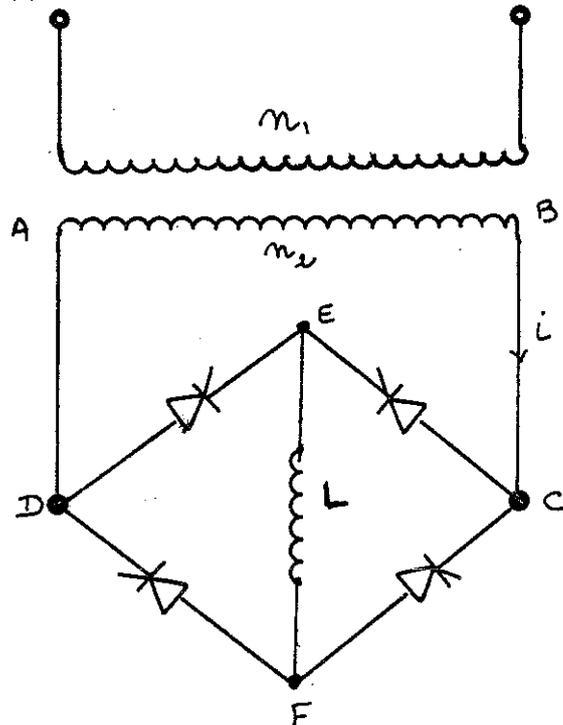
$$\text{tg } \alpha_0 = \frac{2}{\pi} \Rightarrow \alpha_0 \neq \frac{\pi}{6}$$

I_{dam} sera pour ωt_M :

$$\cos \omega t_M = \frac{2}{\pi} \cos \alpha$$

$$I_{\text{dam}} = \frac{U_{\text{moy } 0}}{L\omega} \left\{ \frac{\pi}{2} \sin \omega t_M + (\alpha - \omega t_M) \cos \alpha - \sin \alpha \right\}$$

A ce moment précis, tous les redresseurs sont en état de conduction par suite de l'existence simultanée de la f.e.m.e. (qui s'est inversée) et de la f.e.m. de self qui tend à maintenir i .



On aura donc entre C et D l'équivalent d'un court-circuit (la tension V_{CD} est nulle).

Considérons la maille ABCED :

$$e - \ell \frac{di}{dt} = 0 \Rightarrow -V_R \sqrt{2} \sin \omega t = \ell \frac{di}{dt}$$

$$i = \int_0^t -\frac{V_R \sqrt{2}}{\ell} \sin \omega t dt = I - \frac{V_R \sqrt{2}}{\ell \omega} (1 - \cos \omega t)$$

avec $0 < t < \tau$

En fonction de la réactance du transformateur ou du secondaire :

$$i = I - \frac{V_R \sqrt{2}}{X_2} (1 - \cos \omega t)$$

I_{dam} sera :

$$\alpha < \alpha_0 \Rightarrow \omega t_M = - \omega t_M$$

$$\alpha > \alpha_0 \Rightarrow \omega t_M = \alpha - \frac{\pi}{2}$$

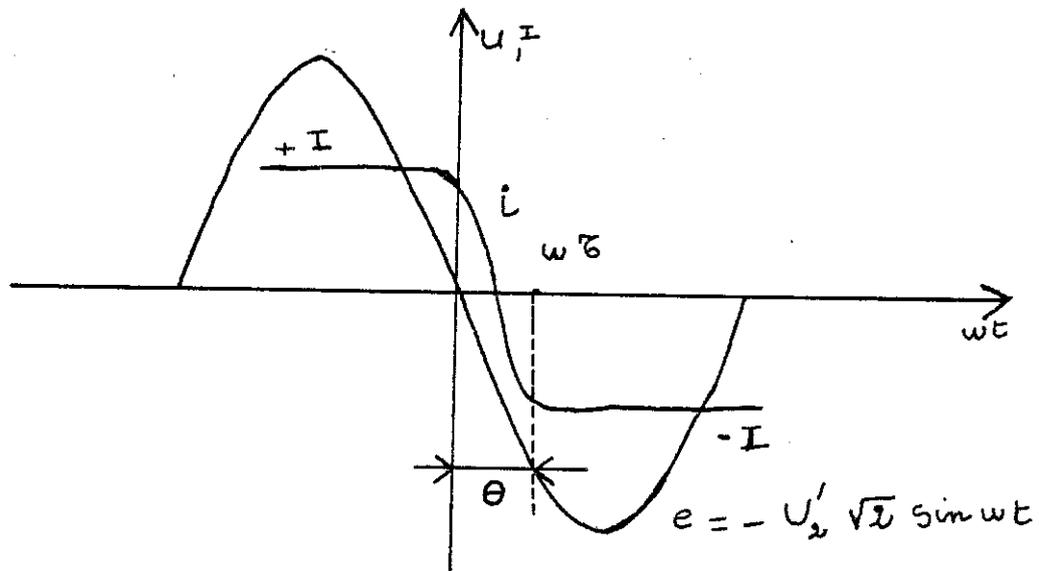
$$I_{\text{dam}} = - \frac{U_{\text{moy } 0}}{L\omega} \left\{ \frac{\pi}{2} \sin \omega t_M - (\alpha + \omega t_M) \cos \alpha + \sin \alpha \right\}$$

$$I_{\text{dam}} = - \frac{U_{\text{moy } 0}}{L\omega} \cdot \sin \alpha$$

VII.5. ETUDE DE LA COMMUTATION DU MONTAGE

En réalité, l'inductance de fuite du transformateur empêche la commutation instantanée et les courbes réelles des tensions et courant diffèrent un peu des courbes théoriques examinées.

Pendant la commutation, la self inductance du transformateur s'oppose à l'inversion du courant i qui ne s'annule pas en même temps que



VII.7. EVALUATION DES PERTES

Grâce au système des deux bains d'hélium séparés par une enceinte vide, nous avons mesuré les pertes d'hélium. Les pertes propres du bain primaires sont de l'ordre de 4,5 l d'hélium gaz à la minute.

Les pertes propres de la bobine dépendent bien sûr du taux d'ondulation du courant. A titre d'exemple, les pertes propres de la bobine sont pour un courant bobine de 10 A et 20 A, respectivement de 5,3 l et 7 l à la minute, ce qui équivaut à 5,4 mW et 7,1 mW.

CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

Le travail que nous avons présenté au cours de ce mémoire avait pour objet initial l'étude et la réalisation d'un compensateur statique d'énergie réactive par une bobine supraconductrice. Un certain nombre de problèmes liés à son utilisation ont été mis en évidence.

Conçu pour compenser la seule énergie réactive, ce compensateur à thyristors présente en plus de tous les avantages des dispositifs classiques assurant la même fonction celui d'avoir de faibles pertes Joules. Il ne semble pourtant pas devoir révolutionner à court terme les méthodes traditionnelles et éprouvées qu'emploient les exploitants des réseaux pour compenser l'énergie réactive, ne serait-ce que par la nécessité de l'installation de tout un système pour son fonctionnement. Ainsi, suivant des courbes de charges prédéterminées, l'excitation des alternateurs de production peut être réglée. Dans l'état actuel des matériels et des réseaux, ces possibilités dépassent (en ce qui concerne la France) dans la majorité des cas, les besoins propres en réactif, compris les réserves nécessaires en cas d'incidents. La construction particulièrement économique des batteries de condensateurs disposées sur le réseau moyenne tension est encore largement utilisée.

En ce qui concerne la compensation répartie sur le réseau et disposée au plus près des installations à compenser, le problème est plus complexe. En effet, le compensateur synchrone qui est de construction spécifique s'avère coûteux ; d'autant plus que c'est une machine tournante donc problèmes de maintenance et de fiabilités. Les batteries de condensateurs quant à elles nécessitent une installation complexe afin d'assurer une protection adéquate. Face à ces problèmes, le compensateur à thyristors offre un certain nombre d'avantages :

- dispositif entièrement statique d'où fiabilité et maintenance réduite,
- facilité de commande,
- pertes réduites.

Des compensateurs statiques basés sur l'utilisation des bobines supraconductrices sont soit à l'étude, soit au stade de la réalisation ou des essais (34). Actuellement, certains brins supraconducteurs existants peuvent fonctionner aux fréquences industrielles, ce qui permet d'espérer

Le fonctionnement d'alternateurs ou de transformateurs supraconducteurs (36(37)), malheureusement de tels dispositifs présentent des réactances très élevées et seraient très instables. Une association de tels groupes avec un compensateur supraconducteur est à l'essai à la Bonneville Power Administration. L'étude d'un compensateur a été entreprise au niveau du Los Alamos Scientific Laboratory pour 40 MVAR (14). Enfin, une utilisation possible (et réalisée au C.R.T.B.T.) est l'alimentation par un tel pont de redresseur, d'aimants supraconducteurs pour créer des champs magnétiques (utilisation du système de montée de courant dans la bobine par déphasage des pulses des thyristors). De plus, une telle étude est proche des préoccupations des équipes de recherche travaillant sur les possibilités de stockage d'énergie par bobine supraconductrice.

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

1. FOURNIE R., VIALE F., Les condensateurs de puissance, R.G.E. 12/80, pp.779, 816.
2. HAUSLER M., FRANZL M., Dimensionnement et évaluation des pertes de compensateurs statiques équipés de soupapes à thyristors, B.B.C. 03/82, pp.85-89.
3. PILLET E., Sur la généralisation de la notion de puissance réactive, R.G.E., 5/82, pp. 317-322.
4. Rapport n° 25, groupe de travail n° 7, conférence de Genève, I.E.C. Genève, 1976.
5. FRYZE S., Wybrane Zagadnienia Teoretycznych CIGRES 1931, rapport n° 76.
6. DARRIEUS G., Puissance réactive et action, R.G.E. 9/70, pp. 701-707.
7. KUBISA S., SPRAWIE W., Mocy puzy przebiegach odkształconych 5/82, pp. 42-51.
8. LEGAL G., MEYNAUD P., Compensation de l'énergie réactive dans les installations industrielles, Techniques de l'Ingénieur, pp. D7130,1-9.
9. Bien connaître le tarif vert, E.D.F., 12/83.
10. BOIDIN M., BOISDON C., Compensateur statique d'énergie réactive en exploitation dans une usine métallurgique, Revue Jeumont Schneider, 12/77.
11. CHARLES P., Compensation statique rapide d'énergie réactive, Techniques CEM, n° 100, 1977, pp. 60-65.
12. GYUGYI L., Reactive power generation and control by thyristors circuits, I.E.E.E. I.A. 10/70, pp. 521-531.
13. BOENIG H.J., HASSENZAHN W.V., Applications of superconducting coils of reactive power control in electric power systems, I.E.E.E. Mag. 01/81, pp. 517-520.
14. BOENIG H., CIBULK A., A static VAR compensation using a superconducting coil, I.E.E.E. PAS, 10/82, pp. 3988-3996.
15. ONNES H.K., Commun. Phys. Lab., Leiden, N° 119b, 1911.
16. MARTY J., Contribution à l'étude et à la réalisation d'un aimant supraconducteur destiné à produire 20 Tesla. Thèse de docteur-ingénieur, 30/11/1981, Grenoble.
17. BRUNET Y., Thèse USM Grenoble, 1980.
18. ITTNER W.B., QUINA D.J., J. Appl. Phys. 33, 1962, p. 748.

19. DUBOTS P., FERRIER A., RENARD J.C., Behaviour of multifilamentary NbTi conductors. Article présenté à MT 8, sept. 1983, Grenoble.
20. GILLE J.Ch., DECAULNE P., PELEGRIN M., Théorie et calcul des asser-
vissements linéaires, Dunod.
21. MAZUER J., Etude en hautes fréquences de lignes coaxiales supracon-
ductrices. Thèse Docteur ès-Sciences Physiques, 1976, pp. 83-84.
22. GIVET P., LEGROS R., Physique des Circuits, pp. 315-341.
23. BRUCE D., MONTGOMERY, Solenoïd Magnet Design, P.A.
24. Société LE FIL DYNAMO, BP 130, 69883 MEYZIEU Cédex.
25. DANIELS J.M., High power solenoïds, stresses and stability. British
Journal of Applied Physics, vol. A, 02/53, pp. 50-54.
26. COCKROFT J.D., The design of coils for the production of strong
magnetic fields. Phil. Trans. of the Royal Society, series A, vol. 227,
1928, pp. 317-343.
27. GIAUQUE W.F., LYON D., Design of 100 KG, 4 , solenoid for
continuous operations. Review of Scientific Instruments, vol. 31,
4/60, pp. 347-390.
28. CLARK A.F. and EKIN J.W., Defining the critical current. I.E.E.E. on
Magnetics, vol. Mag-13, n° 77, p. 38.
29. LOCK J.M., Optimization of current leads into a cryostat, Cryogenics,
December 1969.
30. BUSALAEV, SHVARC, Evaluation des dispositifs de blocage de thyristors
à condensateurs. Elektrichestvo, SSSR, n° 6, 1968, pp. 45-50.
31. GINZBURG V., LANDAU L., Zh. Eksp. I. Teor. Fiz. 20, 1064 (1950).
32. CHANAS M., Perturbations des réseaux industriels et de distribution
et leur compensation par les procédés statiques, R.G.E. 12/78,
pp. 925-943.
33. CRESAP R.L., HANER J.F., Power system stability using superconducting
magnetic energy storage, Review Meeting, 1978, pp. 254-262.
34. MAPHAN NEVILLE W., The classification of SCR inverter circuits,
I.E.E.E. Press, Power semiconductor applications, vol. 1, pp. 140-146,
1972.
35. HUMPHREY A.J., Inverter commutation circuits, I.E.E.E. transactions on
I.G.A., pp. 104-110, jan/feb. 1968.
36. SABRIE J.L., Feasibility of large A.C. superconducting equipment. 8th
international Conference on Magnet Technology, Grenoble, 1983.
38. DUBOTS P., FEVRIER A., RENARD J.C., GOYER J.C. and HUANG Gia Ky, Behaviour
of multifilamentary Nb-Ti conductors with very fine filaments under A.C.
magnetic fields, MT 8, Grenoble, 1983.

A N N E X E

HARMONIQUES ET CONDITIONS DE RACCORDEMENT AU RESEAU

I - INTRODUCTION

Les appareils électriques étant susceptibles de créer des distorsions harmoniques sur le réseau sont essentiellement de deux sortes :

- les transformateurs et les machines tournantes à cause des défauts des circuits magnétiques ou des fonctionnements en régime déséquilibré ;
- les appareils comportant des circuits non linéaires, tels que les diodes ou thyristors ou encore les fours à arcs et l'éclairage fluorescent.

Le tableau I illustre la gêne due aux harmoniques pour quelques appareillages.

Tableau I Gêne due aux harmoniques

Matériel	Nature de la gêne due aux tensions harmoniques
Machines synchrones	— Echauffements supplémentaires, particulièrement dans les amortisseurs
Transformateurs	— Pertes supplémentaires — Risques de saturation en présence d'harmoniques pairs
Machines asynchrones	— Echauffements supplémentaires, notamment dans les cages doubles ou à encoches profondes — Couples pulsatoires
Câbles	— Pertes ohmiques et diélectriques supplémentaires
Ordinateurs	— Troubles fonctionnels, par exemple couples pulsatoires des moteurs d'entraînement des supports magnétiques
Electronique industrielle Ponts redresseurs	— Troubles liés à la forme d'onde, par exemple : commutations, synchronisation, ...
Régulateurs voltmétriques de transformateurs	— Mesure de tension faussée
Relais de télécommande à 175 Hz	— Déclenchement intempestif
Compteurs d'énergie à induction	— Dégradation de la classe de précision
Condensateurs de puissance	— Echauffement — Vieillessement

II - CONDITIONS DE RACCORDEMENT AU RESEAU E.D.F.

La limitation des effets de distorsion harmoniques sur les réseaux fait appel à certaines règles. Celles-ci fixent les conditions sous lesquelles il est permis d'envisager le raccordement d'appareils perturbateurs (voir tableau I). Ces règles sont de deux espèces selon qu'il s'agit d'établissements à caractère industriel ou bien d'appareils ménagers (tableau II) (1). Dans tous les cas, il s'agit de limiter les courants harmoniques injectés dans le réseau à des valeurs acceptables. Toutefois, dans le souci de lever toutes ambiguïtés, ces valeurs sont présentées sous la forme de tensions harmoniques limites :

- pour les établissements industriels, cette limitation repose sur la connaissance des harmoniques générés et sur l'impédance de court-circuit au point de raccordement au réseau;
- pour les appareils ménagers monophasés, le calcul des tensions fait simplement intervenir une impédance harmonique conventionnelle entre la phase et le neutre de la basse tension.

Remarque : le phénomène le plus gênant est la prolifération d'appareils et équipements comportant des éléments de circuit non linéaires, tels que

Tableau II — Harmoniques. Conditions de raccordement des appareils et équipements perturbateurs.

1 - ÉTABLISSEMENTS A CARACTÈRE INDUSTRIEL

Le guide provisoire actuellement utilisé par E.D.F. fixe les limites suivantes :

— par harmonique pair :

$$\frac{U_N}{U_1} \leq 0,6 \%$$

— par harmonique impair :

$$\frac{U_N}{U_1} \leq 1 \%$$

— résidu :

$$\sqrt{\sum_2^{\infty} \left(\frac{U_N}{U_1}\right)^2} \leq 1,6 \%$$

Ces limites s'entendent toujours au point de raccordement au réseau.

DÉFINITIONS

U_1 : tension fondamentale à 50 Hz.

N : rang de l'harmonique.

I_N : courant harmonique mesuré, voire prédéterminé, dans le conducteur de phase le plus défavorisé.

U_N : tension harmonique conventionnelle calculée

$$U_N = Z_N \cdot I_N$$

Z_{cc} : impédance de court-circuit à 50 Hz, au point de raccordement.

Z_N : impédance harmonique conventionnelle, au point de raccordement.

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_N = N \cdot Z_{cc} \text{ pour les réseaux à basse tension.} \\ Z_N = 3 N \cdot Z_{cc} \text{ pour les réseaux à moyenne tension.} \\ Z_N = 2 N \cdot Z_{cc} \text{ pour les réseaux de transport} \\ \quad \quad \quad \text{à haute tension.} \end{array} \right.$$

2 - APPAREILS ÉLECTRODOMESTIQUES

En ce qui concerne les appareils électrodomestiques, la norme européenne CENELEC, EN 50-006 ou NF 70-100, fixe les limites ci-après pour les appareils monophasés les plus usuels connectés entre phase et neutre.

N	U_N/U_1
3	0,85 %
5	0,65 %
7	0,60 %
9	0,4 %
11	0,4 %
13	0,3 %
15 à 39	0,25 %
2 à 40 (pairs)	0,20 %

Définitions.

U_1 : tension fondamentale à 50 Hz.

N : rang de l'harmonique.

I_N : courant harmonique mesuré dans le conducteur de phase.

$U_N = Z_N \cdot I_N$: tension harmonique phase neutre calculée.

Z_N = impédance harmonique conventionnelle entre phase et neutre.

$$Z_N = [0,4^2 + (0,25 \cdot N)^2]^{1/2}$$

Evolution actuelle de la norme CENELEC.

La norme EN 50-006 ou NF 70-100 est actuellement en cours d'extension dans le cadre du Comité d'Etudes n° 77 de la C.E.I.

La première tendance est d'étendre son application au cas de tous les appareils à basse tension monophasés ou triphasés.

La seconde tendance est de considérer séparément le cas des récepteurs de télévision, compte tenu de leur spécificité propre.

les arcs électriques et les soupapes. Par leur importance numérique et les puissances qu'ils appellent, les redresseurs sont les plus nocifs. Le pont de Graetz est quant à lui une source fluctuante de courant harmonique.

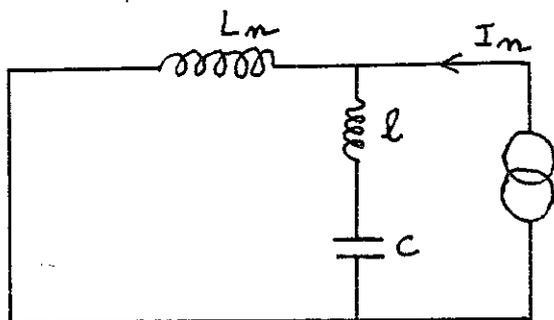
II - REDUCTION DES HARMONIQUES

La pollution harmonique créée par le compensateur vient s'ajouter à celle déjà introduite par le réseau par d'autres charges. Afin de garder la distorsion harmonique globale à un taux convenable, il conviendra soit de réduire celle créée par le compensateur, soit de prévoir un ensemble de filtrage. Nous allons examiner le cas du filtrage.

L'ensemble réseau-compensateur peut être considéré comme résultat de la superposition d'un système à 50 Hz où le compensateur se réduit à une inductance variable et de systèmes harmoniques où la force électromotrice à 50 Hz est supprimée alors que le compensateur est représentée par une source de courants harmoniques.

Dans la pratique, les améliorations des conditions d'exploitation des réseaux exigent le plus souvent un compensateur capacitif.

En nous plaçant dans le cas d'un réseau symétrique, le système harmonique élémentaire peut être représenté par le circuit suivant :



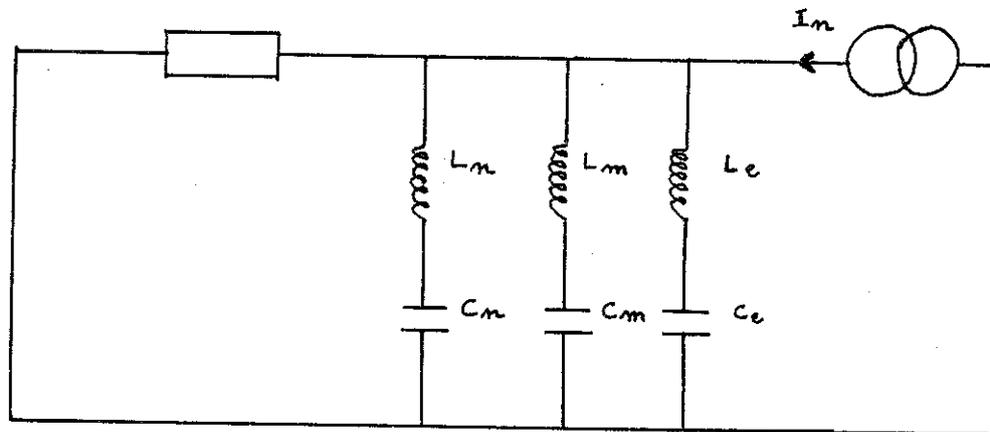
L_n = inductance harmonique de ligne
 l = inductance anti-harmonique

Fig. 1 : Système harmonique.

Dans un tel système, pour annuler une tension harmonique gênante pour les autres utilisateurs, il suffit d'accorder l et C sur l'harmonique correspondante, de sorte que le courant harmonique se trouve

shunté, c'est-à-dire que l'impédance $\omega_n L_n - \frac{1}{C\omega_n}$ soit très faible. Une approximation serait intéressante à faire, c'est de considérer que l'inductance harmonique de ligne L_n se déduit de l'inductance à 50 Hz par la simple relation $L_n = n \cdot L_0$ (2).

Afin de pouvoir filtrer plusieurs harmoniques, on connecte en parallèle plusieurs filtres sélectifs accordés chacun sur un des harmoniques à éliminer. La figure 2 ci-dessous donne la structure d'un tel ensemble.



BIBLIOGRAPHIE

1. Technique de l'Ingénieur.
2. BREWER G.L., CLARKE C.D., GAVRILOVIC A.
"Design consideration for a.c. harmonic filter"
I.E.E. Conf. Publ. 22, 1966, pp. 277-279.

AUTORISATION de SOUTENANCE

VU les dispositions de l'article 3 de l'arrêté du 16 avril 1974,

VU les rapports de présentation de Messieurs

- . Y. BRUNET, Professeur
- . M. RENARD, Professeur

Monsieur MEKIDECHE Mohammed-Nadjib

est autorisé à présenter une thèse en soutenance pour l'obtention du diplôme de
DOCTEUR-INGENIEUR, spécialité "Génie électrique".

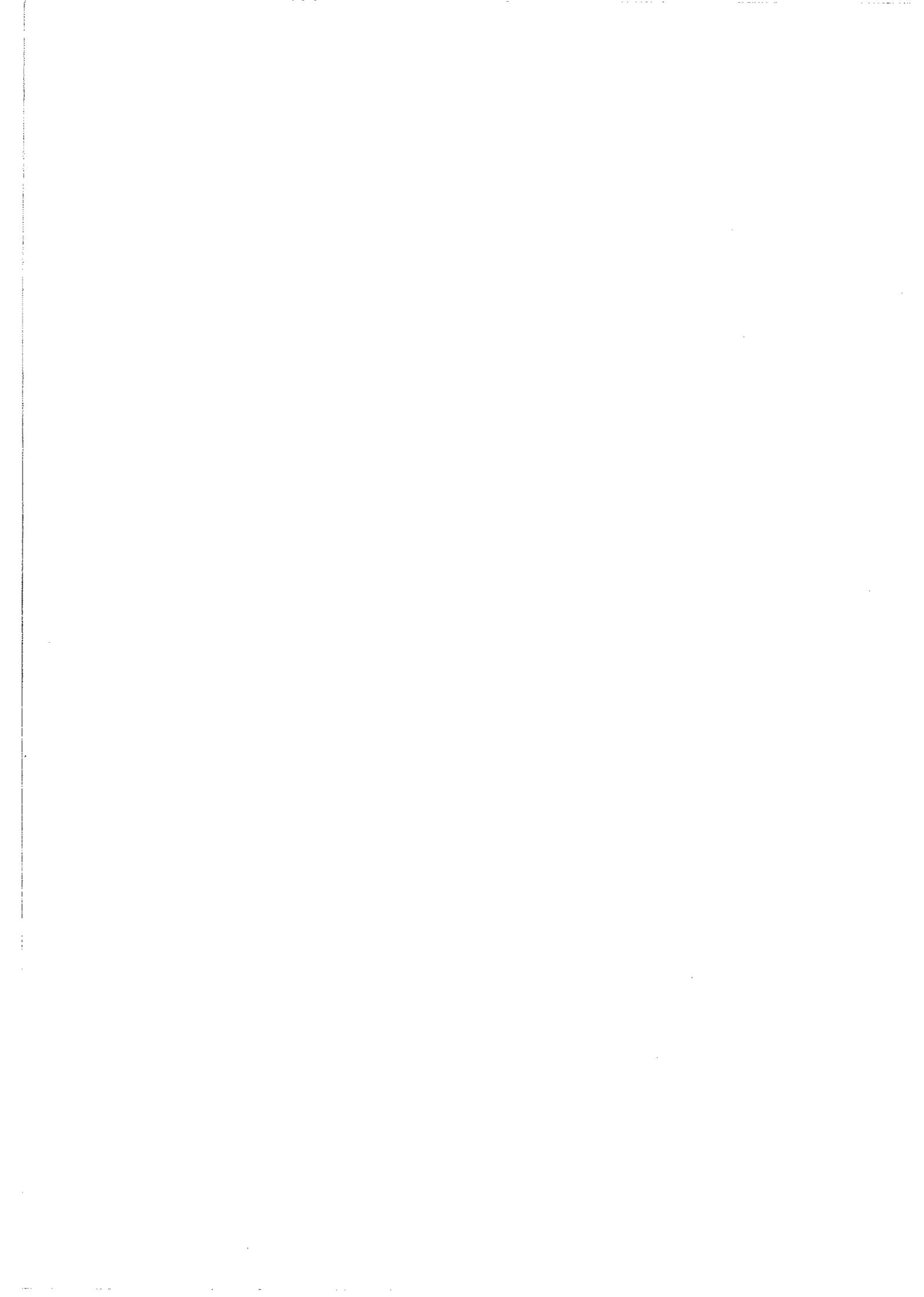
Fait à Grenoble, le 12 avril 1984

Le Président de l'I.N.P.-G

D. BLOCH
Président
de l'Institut National Polytechnique
de Grenoble

P.O. le Vice-Président,





RESUME DE LA THESE

Le besoin de plus en plus croissant en énergie électrique s'accompagne par une présence plus importante de l'énergie réactive dans les réseaux qu'il faut compenser. Un système de compensation utilisant un pont monophasé débitant sur une bobine supraconductrice a été étudié et réalisé au C.R.T.B.T.

MOTS-CLES

- Energie électrique
- Energie réactive
- Compensation
- Pont de thyristors
- bobine supraconductrice
- commutation forcée

