

# THÈSE

présentée à

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

pour obtenir le grade

**DOCTEUR \_ INGENIEUR**

par

**Yong NG TONG**

Ingénieur I.E.G.

SUJET

**ETUDE ET REALISATION D'UN  
FEMTOVOLTMETRE A HACHEUR  
SUPRACONDUCTEUR**

---

Soutenue le 29 septembre 1980 devant la commission d'Examen

A. LACAZE	President
G. ALON	Examineurs
J.L. BRET	
G. CHARTIER	
J. CHAUSSY	
Y. PICHOFF	
M. RENARD	



UNIVERSITE SCIENTIFIQUE  
ET MEDICALE DE GRENOBLE

---

Monsieur Gabriel CAU : Président  
Monsieur Pierre JULLIEN : Vice Président

---

MEMBRES DU CORPS ENSEIGNANT DE L'U.S.M.G.

PROFESSEURS TITULAIRES

MM	AMBLARD Pierre	Clinique de dermatologie
	ARNAUD Paul	Chimie
	ARVIEU Robert	I.S.N
	AUBERT Guy	Physique
	AYANT Yves	Physique approfondie
Mme	BARBIER Marie-Jeanne	Electrochimie
MM.	BARBIER Jean-Claude	Physique Expérimentale
	BARBIER Reynold	Géologie appliquée
	BARJON Robert	Physique nucléaire
	BARNOUD Fernand	Biosynthèse de la cellulose
	BARRA Jean-René	Statistiques
	BARRIE Joseph	Clinique chirurgicale
	BEAUDOING André	Clinique de Pédiatrie et Puériculture
	BELORIZKY Elie	Physique
	BERNARD Alain	Mathématiques Pures
Mme	BERTRANDIAS Françoise	Mathématiques Pures
MM.	BERTRANDIAS Jean-Paul	Mathématiques Pures
	BEZEZ Henri	Pathologie chirurgicale
	BLAMBERT Maurice	Mathématiques Pures
	BOLLIET Louis	Informatique (IUT B)
	BONNET Jean-Louis	Clinique ophtalmologique
	BONNET-EYMARDE Joseph	Clinique gastro-entérologique
Mme	BONNIER Marie-Jeanne	Chimie générale
MM.	BOUCHERLE André	Chimie et toxicologie
	BOUCHEZ Robert	Physique nucléaire
	BOUSSARD Jean-Claude	Mathématiques appliquées
	BOUTET DE MONTVEL Louis	Mathématiques Pures
	BRAVARD Yves	Géographie
	CABANEL Guy	Clinique rhumatologique et hydrologique
	CALAS François	Anatomie
	CARLIER Georges	Biologie végétale
	CARRAZ Gilbert	Biologie animale et pharmacodynamie
	CAU Gabriel	Médecine légale et toxicologie
	CAUQUIS Georges	Chimie organique
	CHABAUTY Claude	Mathématiques Pures
	CHARACHON Robert	Clinique Oto-rhino-laryngologique
	CHATEAU Robert	Clinique de neurologie
	CHIBON Pierre	Biologie animale
	COEUR André	Pharmacie chimique et chimie analytique
	CONTAMTIN Robert	Clinique gynécologique
	COUDERC Pierre	Anatomie pathologique
Mme	DEBELMAS Anne-Marie	Matière médicale
MM.	DEBELMAS Jacques	Géologie générale
	DEGRANGE Charles	Zoologie
	DELORMAS Pierre	Pneumophtisiologie

MM.	DEPORTES Charles	Chimie minérale
	DESRE Pierre	Métallurgie
	DESSAUX Georges	Physiologie animale
	DODU Jacques	Mécanique appliquée (IUT I)
	DOLIQUE Jean-Michel	Physique des plasmas
	DREYFUS Bernard	Thermodynamique
	DUCROS Pierre	Cristallographie
	GAGNAIRE Didier	Chimie Physique
	GALVANI Octave	Mathématiques Pures
	GASTINEL Noël	Analyse numérique
	GAVEND Michel	Pharmacologie
	GEINDRE Michel	Electroradiologie
	GERBER Robert	Mathématiques Pures
	GERMAIN Jean-Pierre	Mécanique
	GIRAUD Pierre	Géologie
	JANIN Bernard	Géographie
	KAHANE André	Physique généralé
	KLEIN Joseph	Mathématiques Pures
	KOSZUL Jean-Louis	Mathématiques Pures
	KRAVTCHENKO Julien	Mécanique
	KUNTZMANN Jean	Mathématiques Appliquées
	LACAZE Albert	Thermodynamique
	LACHARME Jean	Biologie végétale
Mme	LAJZEROWICZ Janine	Physique
MM.	LAJZEROWICZ Joseph	Physique
	LATREILLE René	Chirurgie générale
	LATURAZE Jean	Biochimie Pharmaceutique
	LAURENT Pierre	Mathématiques Appliquées
	LEDRU Jean	Clinique médicale B
	LE ROY Philippe	Mécanique (IUT I)
	LLIBOUTRY Louis	Géophysique
	LOISEAUX Pierre	Sciences Nucléaires
	LONGEQUEUE Jean-Pierre	Physique Nucléaire
	LOUP Jean	Géographie
Melle	LUTZ Elisabeth	Mathématiques Pures
MM.	MALINAS Yves	Clinique Obstétricale
	MARTIN-NOEL Pierre	Clinique Cardiologique
	MAZARE Yves	Clinique Médicale A
	MICHEL Robert	Minéralogie et Pétrographie
	MICOUD Max	Clinique Maladies infectieuses
	MOURIQUAND Claude	Histologie
	MOUSSA André	Chimie Nucléaire
	NOZIERES Philippe	Spectrometrie Physique
	OZENDA Paul	Botanique
	PAYAN Jean-Jacques	Mathématiques Pures
	PEBAY-PEYROULA Jean-Claude	Physique
	PERRET Jean	Semeiologie Médicale (Neurologie)
	RASSAT André	Chimie systématique
	RENARD Michel	Thermodynamique
	REVOL Michel	Urologie
	RINALDI Renaud	Physique
	DE ROUGEMONT Jacques	Neuro-Chirurgie
	SEIGNEURIN Raymond	Microbiologie et Hygiène
	SENGEL Philippe	Zoologie
	SIBILLE Robert	Construction mécanique (IUT I)
	SOUTIF Michel	Physique générale
	TANCHE Maurice	Physiologie
	TRAYNARD Philippe	Chimie générale

MM.	VAILLANT François	Zoologie
	VALENTIN Jacques	Physique Nucléaire
	VAUQUOIS Bernard	Calcul électronique
Mme	VERAIN Alice	Pharmacie galénique
MM.	VERAIN André	Physique
	VEYRET Paul	Géographie
	VIGNAIS Pierre	Biochimie médicale

#### PROFESSEURS ASSOCIES

MM.	CRABBE Pierre	CERMO
	DEMBICKI Eugéniuz	Mécanique
	JOHNSON Thomas	Mathématiques appliquées
	PENNEY Thomas	Physique

#### PROFESSEURS SANS CHAIRE

Mle	AGNIUS-DELORD Claudine	Physique pharmaceutique
	ALARY Josette	Chimie analytique
MM.	AMERCOISE-THOMAS Pierre	Parasitologie
	ARMAND Gilbert	Géographie
	BENZAKEN Claude	Mathématiques appliquées
	BIAREZ Jean-Pierre	Mécanique
	BILLET Jean	Géographie
	BOUCHET Yves	Anatomie
	BRUGEL Lucien	Energétique (IUT I)
	BUISSON René	Physique (IUT I)
	BUTEL Jean	Orthopédie
	COHEN ADDAD Pierre	Spectrométrie physique
	COLOMB Maurice	Biochimie
	CONTE René	Physique (IUT I)
	DELOBEL Claude	M.I.A.G.
	DEPASSEL Roger	Mécanique des fluides
	FONTAINE Jean-Marc	Mathématiques Pures
	GAUTRON René	Chimie
	GIDON Paul	Géologie et Minéralogie
	GLENAT René	Chimie organique
	GROULADE Joseph	Biochimie médicale
	HACQUES Gérard	Calcul numérique
	HOLLARD Daniel	Hématologie
	HUGONOT Robert	Hygiène et Médecine préventive
	IDELMAN Simon	Physiologie animale
	JOLY Jean-René	Mathématiques Pures
	JULLIEN Pierre	Mathématiques Appliquées
Mme	KAHANE Josette	Physique
MM.	KRARCWIACZ Sacha	Mathématiques Appliquées
	KUHN Gérard	Physique (IUT I)
	LUU DUC Cuong	Chimie organique
	MAYNARD Roger	Physique du solide
Mme	MINIER Colette	Physique (IUT I)
MM.	PELMONT Jean	Biochimie
	PERRIAUX Jean-Jacques	Géologie et Minéralogie
	PFISTER Jean-Claude	Physique du solide
Mle	PIERY Yvette	Physiologie animale

MM.	RAYNAUD Hervé	M. I. A. G.
	REBECCQ Jacques	Biologie (CUS)
	REYMOND Jean-Charles	Chirurgie générale
	RICHARD Lucien	Biologie végétale
Mme	RINAUDO Marguerite	Chimie macromoléculaire
MM.	ROBERT André	Chimie papetière
	SARRAZIN Roger	Anatomie et chirurgie
	SARROT-REYNAULD Jean	Géologie
	SIROT Louis	Chirurgie générale
Mme	SOUTIF Jeanne	Physique générale
MM.	STIEGLITZ Paul	Anesthésiologie
	VIALON Pierre	Géologie
	VAN CUTSEM Bernard	Mathématiques Appliquées

MAITRES DE CONFERENCES ET MAITRES DE CONFERENCES AGREGES

MM.	ARMAND Yves	Chimie (IUT I)
	BACHELCT Yvan	Endocrinologie
	BARGE Michel	Neuro chirurgie
	BEGUIN Claude	Chimie organique
Mme	BERIEL Hélène	Pharmacodynamie
MM.	BOST Michel	Pédiatrie
	BOUCHARLAT Jacques	Psychiatrie adultes
Mme	BOUCHE Liane	Mathématiques (CUS)
MM.	BRODEAU François	Mathématiques (IUT B) (Personne étrangère habilitée à être directeur de thèse)
	CHAMBAZ Edmond	Biochimie médicale
	CHAMPETIER Jean	Anatomie et organogénèse
	CHARDON Michel	Géographie
	CHERADAME Hervé	Chimie papetière
	CHIAVERINA Jean	Biologie appliquée (EFP)
	CONTAMIN Charles	Chirurgie thoracique et cardio-vasculaire
	CORDONNIER Daniel	Néphrologie
	COULOMB Max	Radiologie
	CROUZET Guy	Radiologie
	CYROT Michel	Physique du solide
	DENIS Bernard	Cardiologie
	DOUCE Roland	Physiologie végétale
	DUSSAUD René	Mathématiques (CUS)
Mme	ETERRACOSI Jacqueline	Physiologie
MM.	FAURE Jacques	Médecine légale
	FAURE Gilbert	Urologie
	GAUTIER Robert	Chirurgie générale
	GIDON Maurice	Géologie
	GROS Yves	Physique (IUT I)
	GUIGNIER Michel	Thérapeutique
	GUITTON Jacques	Chimie
	HICTER Pierre	Chimie
	JALBERT Pierre	Histologie
	JUNIEN-LAVILLAVROY Claude	O. R. L.
	KOLCIE Lucien	Hématologie
	LE NOC Pierre	Bactériologie-virologie
	MACHE Régis	Physiologie végétale
	MAGNIN Robert	Hygiène et médecine préventive
	MALLION Jean-Michel	Médecine du travail

MM.	MARECHAL Jean	Mécanique (IUT I)
	MARTIN-BOUYER Michel	Chimie (CUS)
	MICHOULIER Jean	Physique (IUT I)
	NEGRE Robert	Mécanique (IUT I)
	NEMOZ Alain	Thermodynamique
	NOUGARET Marcel	Automatique (IUT I)
	PARAMELLE Bernard	Pneumologie
	PECCOUD François	Analyse (IUT B) (Personnalité étrangère habilitée à être directeur de thèse)
	PEFFEN René	Métallurgie (IUT I)
	PERRIER Guy	Géophysique-Glaciologie
	PHELIP Xavier	Rhumatologie
	RACHAIL Michel	Médecine Interne
	RACINET Claude	Gynécologie et Obstétrique
	RAMBAUD André	Hygiène et Hydrologie (Pharmacie)
	RAMBAUD Pierre	Pédiatrie
	RAPHAEL Bernard	Stomatologie
Mme	RENAUDET Jacqueline	Bactériologie (Pharmacie)
MM	ROBERT Jean-Bernard	Chimie Physique
	ROMIER Guy	Mathématiques (IUT B) (Personnalité étrangère habilité à être directeur de thèse)
	SCHAERER René	Cancérologie
	SHOM Jean-Claude	Chimie Générale
	STOEBNER Pierre	Anatomie Pathologie
	VROUSOS Constantin	Radiologie

MAITRESSE DE CONFERENCES ASSOCIES

MM.	DEVINE Roderick	Spectro Physique
	HODGES Christopher	Transition de Phases

Fait à SAINT MARTIN D'HERES, NOVEMBRE 1976



Président : M. Philippe TRAYNARD  
Vice-Présidents : M. Georges LESPINARD  
M. René PAUTHENET

PROFESSEURS DES UNIVERSITES

MM ANCEAU François	Informatique fondamentale et appliquée
BENOIT Jean	Radioélectricité
BESSION Jean	Chimie Minérale
BLIMAN Samuel	Electronique
BLOCH Daniel	Physique du Solide - Cristallographie
BOIS Philippe	Mécanique
BONNETAIN Lucien	Génie Chimique
BONNIER Etienne	Métallurgie
BOUVARD Maurice	Génie Mécanique
BRISSONNEAU Pierre	Physique des Matériaux
BUYLE-BODIN Maurice	Electronique
CHARTIER Germain	Electronique
CHERADAME Hervé	Chimie Physique Macromoléculaires
Mme CHERUY Arlette	Automatique
CHIAVERINA Jean	Biologie, biochimie, agronomie
COHEN Joseph	Electronique
COUMES André	Electronique
DURAND Francis	Métallurgie
DURAND Jean-Louis	Physique Nucléaire et Corpusculaire
FELICI Noël	Electrotechnique
FOULARD Claude	Automatique
GUYOT Pierre	Métallurgie Physique
IVANES Marcel	Electrotechnique
JOUBERT Jean-Claude	Physique du Solide - Cristallographie
LACOUME Jean-Louis	Géophysique - Traitement du Signal
LANCIA Roland	Electronique - Automatique
LESIEUR Marcel	Mécanique
LESPINARD Georges	Mécanique
LONGEQUEUE Jean-Pierre	Physique Nucléaire Corpusculaire
MOREAU René	Mécanique
MORET Roger	Physique Nucléaire Corpusculaire
PARIAUD Jean-Charles	Chimie-Physique
PAUTHENET René	Physique du Solide - Cristallographie
PERRET René	Automatique
PERRET Robert	Electrotechnique
PIAU Jean-Michel	Mécanique
PIERRARD Jean-Marie	Mécanique
POLOUJADOFF Michel	Electrotechnique
POUPOT Christian	Electronique - Automatique
RAMEAU Jean-Jacques	Chimie
ROBERT André	Chimie Appliquée et des matériaux
ROBERT François	Analyse numérique
SABONNADIÈRE Jean-Claude	Electrotechnique

.../...

PROFESSEURS DES UNIVERSITES

Mme SAUCIER Gabrielle	Informatique fondamentale et appliquée
M SOHM Jean-Claude	Chimie Physique
Mme SCHLENKER Claire	Physique du Solide - Cristallographie
MM TRAYNARD Philippe	Chimie - Physique
VEILLON Gérard	Informatique fondamentale et appliquée
ZADWORNÝ François	Electronique

CHERCHEURS DU C.N.R.S. (Directeur et Maîtres de Recherche)

M FRUCHART Robert	Directeur de Recherche
MM ANSARA Ibrahim	Maître de Recherche
BRONOEL Guy	Maître de Recherche
CARRE René	Maître de Recherche
DAVID René	Maître de Recherche
DRIOLE Jean	Maître de Recherche
KAMARINOS Georges	Maître de Recherche
KLEITZ Michel	Maître de Recherche
LANDAU Ioan-Doré	Maître de Recherche
MERMET Jean	Maître de Recherche
MUNIER Jacques	Maître de Recherche

Personnalités habilitées à diriger des travaux de recherche (Décision du Conseil Scientifique)

E.N.S.E.E.G.

MM ALLIBERT Michel
BERNARD Claude
CAILLET Marcel
Mme CHATILLON Catherine
COULON Michel
HAMMOU Abdelkader
JOUD Jean-Charles
RAVAINE Denis
SAINFORT
SARRAZIN Pierre
SOUQUET Jean-Louis
TOUZAIN Philippe
URBAIN Georges

C.E.N.G.

Laboratoire des Ultra-Réfractaires  
ODEILLO

E.N.S.M.S.E.

MM BISCONDI Michel
BOOS Jean-Yves
GUILHOT Bernard
KOBILANSKI André
LALAUZE René
LANCELOT Francis
LE COZE Jean
LESBATS Pierre
SOUSTELLE Michel
THEVENOT François

.../...

THOMAS Gérard  
TRAN MINH Canh  
DRIVER Julian  
RIEU Jean

E.N.S.E.R.G.

MM BOREL Joseph  
CHEHIKIAN Alain  
VIKTOROVITCH Pierre

E.N.S.I.E.G.

MM BORNARD Guy  
DESCHIZEAUX Pierre  
GLANGEAUD François  
JAUSSAUD Pierre  
Mme JOURDAIN Geneviève  
MM LEJEUNE Gérard  
PERARD Jacques

E.N.S.H.G.

M DELHAYE Jean-Marc

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

MM COURTIN Jacques  
LATOMBE Jean-Claude  
LUCAS Michel  
VERDILLON André

\*  
\* \*  
\*



ETUDE ET REALISATION D'UN FEMTOVOLTMETRE  
A HACHEUR SUPRACONDUCTEUR



## REMERCIEMENTS

*Ce travail a été effectué au Centre de Recherches sur les Très Basses Températures de Grenoble et je suis reconnaissant à Messieurs les Directeurs A. LACAZE et R. TOURNIER de m'y avoir accueilli.*

*Je remercie Monsieur le Professeur A. LACAZE de l'honneur qu'il me fait en présidant le jury de cette thèse.*

*Messieurs les Professeurs M. RENARD et G. CHARTIER, Monsieur G. ALON, Directeur Général Technique à la Société Tekelec Airtronic et Monsieur Y. PICHOF, Ingénieur à l'ANVAR se sont intéressés à ce travail et ont bien voulu participer à ce jury. Je les en remercie vivement.*

*Je tiens à témoigner particulièrement ma reconnaissance à Messieurs J. CHAUSSY et J.L. BRET qui m'ont guidé dans ce travail et qui par leur concours et leurs nombreux conseils ont largement contribué à sa réalisation. Je voudrais aussi remercier Monsieur B. PICOT qui a réalisé les différents montages avec patience et efficacité et avec qui j'ai eu grand plaisir à travailler.*

*Mes remerciements vont aussi à Monsieur J. GENESTE qui m'a aidé à élaborer les couches, à Mademoiselle F. MAHIEUX et Mesdames A. MAZET et E. PEYTAVIN qui ont assuré la dactylographie de ce mémoire.*

*Je remercie enfin l'ensemble du personnel du laboratoire pour l'accueil amical et l'aide efficace qui m'ont été apportés en toutes occasions.*

---

*Cette étude a bénéficié du soutien financier de l'Agence Nationale pour la Valorisation de la Recherche.*

---



## SOMMAIRE

	<u>Pages</u>
<u>INTRODUCTION</u>	1
<u>CHAPITRE I : GENERALITES ET PRINCIPE DU HACHEUR ETUDIE</u>	3
I.1. Mesure de très faibles tensions continues	3
I.2. Techniques utilisées et performances atteintes	3
I.3. Hacheurs supraconducteurs	8
I.4. Limites des hacheurs existants	10
I.5. Hacheur étudié	11
I.6. Constitution de l'amplificateur à hacheur	14
<u>CHAPITRE II : ETUDE THEORIQUE ET DETERMINATION DES CONDITIONS OPTIMALES DE FONCTIONNEMENT</u>	16
II.1. Schéma équivalent du circuit	16
II.2. Représentation schématique des sources de bruit	20
II.3. Simplification du schéma équivalent	25
II.4. Mise en équation	27
II.5. Source résistive, $Z_s = r_s$	28
II.6. Source inductive, $Z_s = j\omega$	38
II.7. Source résistive et inductive, $Z_s = r_s + j\omega$	49
II.8. Système avec boucle de contre-réaction	51
<u>CHAPITRE III : CONSTRUCTION DE L'AMPLIFICATEUR A HACHEUR</u>	54
III.1. Généralités	54
III.2. Choix du substrat	54
III.3. Choix du matériau supraconducteur	55
III.4. Elaboration et propriétés des couches minces de NbN <sub>x</sub>	55
III.5. Couche du hacheur	59
III.6. Elaboration de la couche du hacheur	60
III.7. Caractéristiques de la couche du hacheur	66
III.8. Gravure de la couche	67
III.9. Liaisons électriques avec la couche	69
III.10. Choix des diodes électroluminescentes	70
III.11. Guides de lumière	76
III.12. Montage mécanique du hacheur	76
III.13. Blindages	81

III.14. Cryostat	81
III.15. Transformateur d'adaptation	81
III.16. Résistance d'étalonnage, de comparaison ou de contre-réaction	89
III.17. Mutuelle d'étalonnage	90
III.18. Préamplificateur	91
III.19. Alimentation des diodes	97
III.20. Détection synchrone	97

CHAPITRE IV : FONCTIONNEMENT ET PERFORMANCES DE L'AMPLIFICATEUR A HACHEUR 98

IV.1. Introduction	98
IV.2. Commutation de la couche	98
IV.3. Réglage des courants diodes	103
IV.4. Impédance du hacheur	106
IV.5. Courant de décalage	108
IV.6. Mesures avec l'entrée en court-circuit	108
IV.7. Mesures avec une source résistive	115
IV.8. Performances de l'amplificateur à hacheur	123

CONCLUSION 126

BIBLIOGRAPHIE

CHAPITRE II

---

ETUDE THEORIQUE  
ET DETERMINATION DES CONDITIONS  
OPTIMALES DE FONCTIONNEMENT



CHAPITRE II

ETUDE THEORIQUE ET DETERMINATION DES CONDITIONS  
OPTIMALES DE FONCTIONNEMENT

II.1. Schéma équivalent du circuit

On rappelle que le circuit de l'amplificateur à hacheur est le suivant :

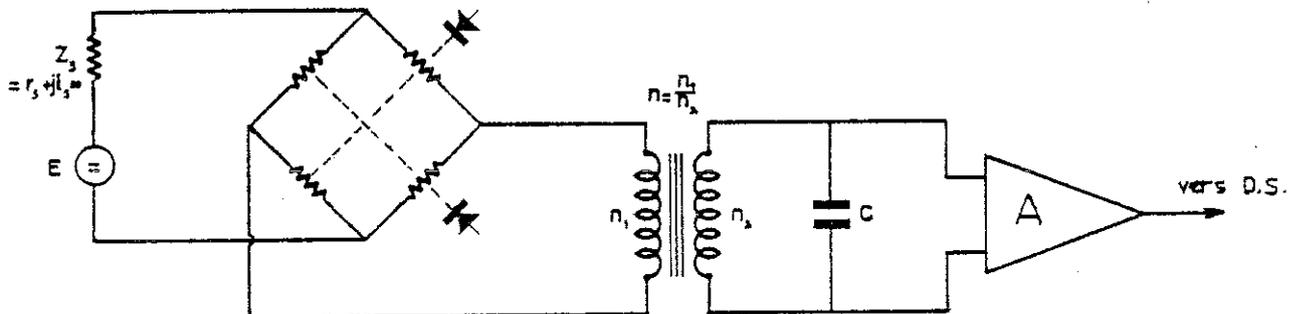


Fig. II.1. : Circuit de l'amplificateur à hacheur

Pour étudier le comportement du hacheur et en déduire les conditions optimales de fonctionnement, il faut représenter les différents éléments par un schéma équivalent.

II.1.1. Schéma équivalent du hacheur

Un hacheur idéal est celui où :

- La commutation est instantanée ;
- La résistance à l'état normal est infinie.

En conséquence, une tension continue  $E$  à l'entrée du hacheur est convertie en un signal rectangulaire symétrique d'amplitude crête-crête  $2E$  et de fréquence égale à la fréquence du "hachage".



Mais en pratique, le temps de commutation n'est pas nul (il dépend surtout des constantes thermiques) et la résistance à l'état normal est finie. Pour tenir compte de ces imperfections, le hacheur peut être représenté approximativement par le schéma suivant :

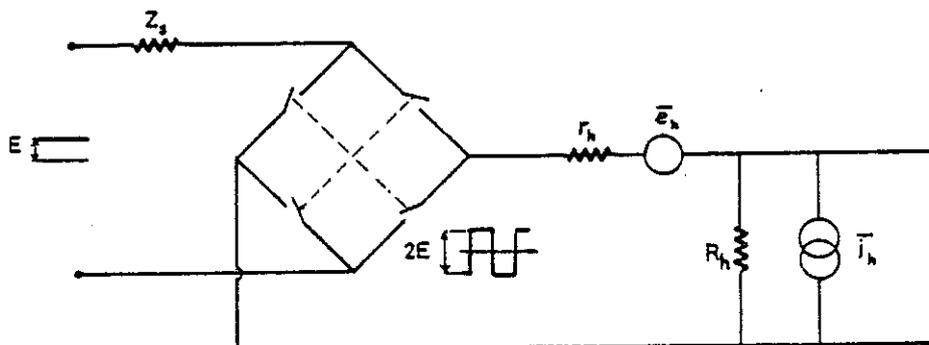


Fig. II.2 : Schéma équivalent du hacheur

$R_h$  : résistance des deux branches du hacheur à l'état normal, ces deux branches étant en parallèle.

$r_h$  : résistance série du hacheur.

$\bar{e}_h, \bar{i}_h$  : générateurs de bruit du hacheur.

L'inductance des branches du hacheur est négligeable. La résistance  $r_h$  tient compte des pertes à la commutation. Celle-ci peut se faire avec un léger recouvrement, c'est-à-dire qu'au moment de la commutation, les quatre branches sont résistives pendant un instant très bref. Ce mode de fonctionnement peut être obtenu en réglant convenablement les courants des diodes et permet de dissiper un éventuel courant continu stocké dans le circuit si celui-ci reste entièrement supraconducteur. Nous avons constaté lors de différents essais que la présence de ce courant produit une tension de décalage.

La valeur de  $r_h$  est très faible (la commutation doit être réglée correctement), voire nulle dans le cas où la commutation se fait sans recouvrement. Il est évident que l'atténuation du signal par le hacheur est d'autant plus faible que  $r_h$  est petite et  $R_h$  élevée. On supposera dans la suite que la commutation est réglée de telle façon que  $r_h = 0$  pour ne pas alourdir les expressions (on pourra à la rigueur en tenir compte en l'incluant dans la résistance de source).

### II.1.2. Schéma équivalent du transformateur

Le transformateur n'est pas parfait. Le schéma suivant constitue une bonne représentation de son fonctionnement :

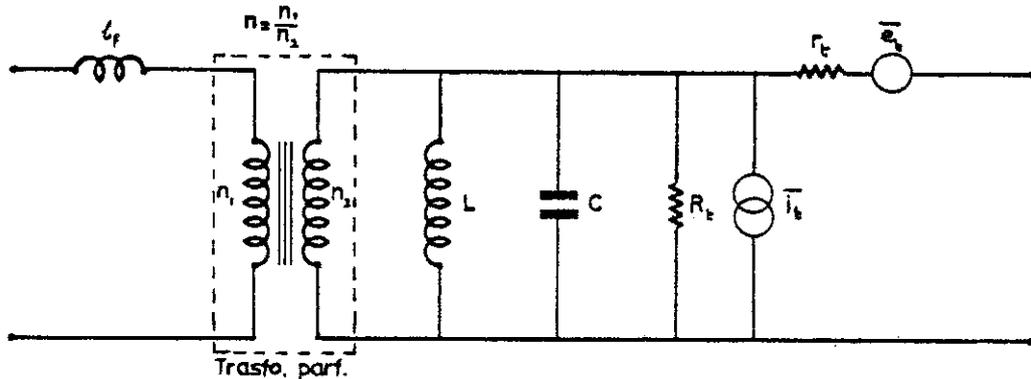


Fig. II.3 : Schéma équivalent du transformateur

$L$  : inductance de l'enroulement secondaire.

$\ell_f$  : inductance de fuite ramenée au primaire.

$C$  : capacité des enroulements, du câble et éventuellement d'une capacité complémentaire.

$r_t$  : résistance ohmique du secondaire et du câble (le primaire est supraconducteur).

$R_t$  : résistance qui représente les diverses pertes du transformateur (hystérésis, courants de Foucault, ...).

$\bar{e}_t, \bar{i}_t$  : générateurs de bruit du transformateur.

$L, C$  et  $R_t$  peuvent être mesurées en relevant la courbe d'impédance du transformateur, mesurée au secondaire avec le primaire en circuit ouvert. L'inductance de fuite  $\ell_f$  peut être déduite de la mesure de l'inductance du secondaire avec le primaire en court-circuit. La résistance de l'enroulement secondaire  $r_t$  est en général faible ( $\approx 50$  ohms) car le transformateur est placé dans l'hélium liquide. On supposera dans la suite que  $r_t$  est négligeable.

### II.1.3. Préamplificateur

Le préamplificateur a une fréquence de coupure de quelques dizaines de kilo-hertz, ce qui est nettement supérieure à la gamme de fréquence à laquelle on sera amené à travailler (quelques dizaines, voire centaines d'Hertz).

On peut donc considérer que le gain  $A$  de l'amplificateur est constant. L'impédance d'entrée  $Z_e$  du préamplificateur est très élevée, de l'ordre de quelques dizaines de gigohms ( $10^9 \Omega$ ). Le préamplificateur ne constitue pratiquement pas une charge pour le circuit. On considérera donc que l'impédance d'entrée est infinie ( $Z_e = \infty$ ).

#### II.1.4. Détection synchrone

La détection synchrone est une technique bien connue qui permet de détecter un signal alternatif noyé dans du bruit. Le principe de son fonctionnement peut être schématisé ainsi :

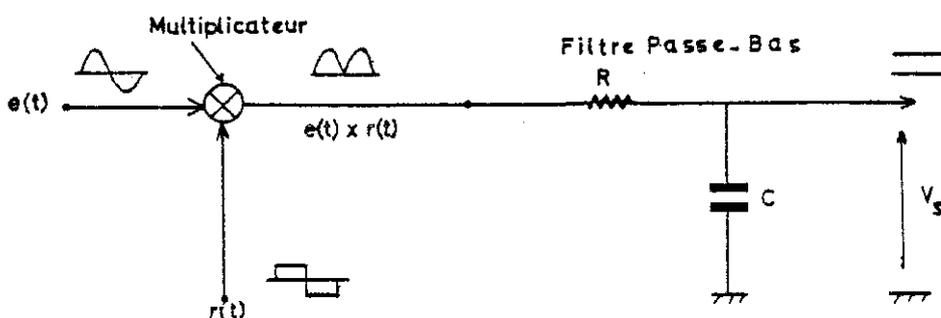


Fig. II.4. : Principe de la détection synchrone

Le signal d'entrée  $e(t)$  est multiplié par un signal de référence  $r(t)$  de forme rectangulaire ayant exactement la même fréquence que  $e(t)$ . Le signal est ensuite filtré par un filtre passe-bas dont le rôle est d'éliminer les fréquences élevées et de moyenner le signal. Les harmoniques pairs sont éliminés car après multiplication par  $r(t)$ , ils ont une valeur moyenne nulle tandis que les harmoniques impairs 3, 5, 7, ... sont affaiblis respectivement de  $\frac{1}{3}$ ,  $\frac{1}{5}$ ,  $\frac{1}{7}$ , ... par rapport à l'amplitude du signal fondamental. Certains appareils sont équipés d'un filtre sélectif centré à la fréquence du signal. Dans ce cas, les harmoniques sont pratiquement éliminés et il ne subsiste que le terme fondamental du signal. La détection synchrone se comporte donc comme un filtre passe-bande centré autour de la fréquence de référence ayant une largeur de bande déterminée par la constante de temps du filtre RC.

Le signal moyen à la sortie de la détection synchrone dépend du déphasage  $\psi$  du signal d'entrée par rapport au signal de référence ( $V_{DS} \propto \cos \psi$ ). Le signal est maximum lorsque  $e(t)$  et  $r(t)$  sont en phase ( $\psi = 0$ ).

La phase du signal à l'entrée ne doit donc pas varier au cours de la mesure car cela entraînerait une variation du gain. En pratique, le signal est amplifié avant et après la détection. Lorsque la phase est bien réglée, le signal à la sortie  $V_s$  peut être exprimé par :

$$V_s = A_{DS} \cdot \frac{2}{T} \int_0^{T/2} e(t) dt$$

où  $A_{DS}$  = gain de la détection synchrone.

$T = \frac{1}{f}$  (f : fréquence du signal de référence.)

## II.2. Représentation schématique des sources de bruit

Pour le calcul du bruit, donc pour la détermination théorique de la sensibilité du dispositif, il faut représenter les différentes sources de bruit sur le schéma équivalent du circuit. Les sources de bruit peuvent être représentées par un générateur de tension ou de courant de bruit. Pour simplifier l'écriture, on utilisera les notations  $\bar{e}$  et  $\bar{i}$  pour désigner les valeurs efficaces (ou RMS),

$$\sqrt{\bar{e}^2} \text{ et } \sqrt{\bar{i}^2}$$

$\bar{e}^2$  et  $\bar{i}^2$  sont les valeurs quadratiques moyennes de la tension et du courant de bruit définies par

$$\bar{e}^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T e^2(t) dt$$

$$\bar{i}^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt$$

$e(t)$ ,  $i(t)$  : valeur instantanée de la tension et du courant de bruit.

T : Temps d'observation ou d'intégration. En pratique, il suffit que T soit nettement plus grand que le temps de réponse du circuit.

Ces valeurs seront exprimées pour une largeur de bande de fréquence  $\Delta f = 1$  Hz. Donc,  $\bar{e}$  et  $\bar{i}$  seront exprimés respectivement en volt/ $\sqrt{\text{Hz}}$  et ampère/ $\sqrt{\text{Hz}}$ .

Remarque : Pour mesurer la valeur efficace de tension, il faut utiliser un "Voltmètre efficace vrai".

### II.2.1. Bruit du hacheur

Les sources de bruit du hacheur sont le bruit thermique (bruit Johnson ou bruit de Nyquist) des résistances  $r_h$  et  $R_h$ . Elles peuvent être représentées schématiquement par un générateur de tension  $\bar{e}_h$  et un générateur de courant  $\bar{i}_h$  (Fig. II.2.) avec :

$$\overline{e_h^2} = 4 kT_c r_h \quad (\text{V}^2/\text{Hz}) \quad (\text{II.1.})$$

$$\overline{i_h^2} = \frac{4 kT_c}{R_h} \quad (\text{A}^2/\text{Hz}) \quad (\text{II.2.})$$

où  $k$  = coefficient de Boltzmann =  $1,374 \cdot 10^{-23}$  Joule  $\text{K}^{-1}$   
 $T_c$  = température critique de la couche = 6,4 K

On constate que  $\bar{e}_h$  et  $\bar{i}_h$  sont d'autant plus faibles que  $r_h$  est petite et que  $R_h$  est élevée. On a vu que c'est aussi dans ces conditions que l'atténuation du signal par le hacheur est négligeable. Comme on considère qu'il n'y a pas de recouvrement à la commutation ( $r_h = 0$ ), on a  $\bar{e}_h = 0$ .

### II.2.2. Bruit du transformateur

Les sources de bruit du transformateur peuvent être représentées par un générateur de tension  $\bar{e}_t$  et par un générateur de courant  $\bar{i}_t$  (Fig. II.3.).  $\bar{e}_t$  représente le bruit thermique de  $r_t$  et s'exprime par

$$\overline{e_t^2} = 4 kT r_t \quad (\text{V}^2/\text{Hz}) \quad (\text{II.3.})$$

où  $T$  = température de l'hélium liquide = 4,2 K.  $r_t$  est typiquement de l'ordre de 50 ohms et donc, on a  $\bar{e}_t \approx 0,1$  nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ . Comme la tension de bruit du préamplificateur est, on le verra, supérieure à 1 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ,  $\bar{e}_t$  est tout à fait négligeable.

En principe, le bruit du transformateur n'est pas uniquement d'origine thermique (dû aux diverses pertes). Il y a aussi du bruit d'origine parasite (couplage, vibrations et fluctuations thermiques) et du bruit Barkhausen. Ce dernier résulte du fait que le processus d'aimantation d'un matériau ferromagnétique (le noyau) se produit par sauts brusques. Ces discontinuités se traduisent par des impulsions de tension aux bornes des enroulements du transformateur [33]. Pour caractériser le bruit du transformateur, on peut considérer que c'est le bruit thermique de la résistance  $R_t$  à la température  $T_b$ .  $T_b$  est la température équivalente de bruit du transformateur et elle est au moins égale à 4,2 K. On verra que dans certaines conditions, cette valeur peut être atteinte. On représentera donc le bruit du transformateur par une source de courant  $\bar{i}_t$  en parallèle avec  $R_t$  et donnée par :

$$\overline{i_t^2} = \frac{4 kT_b}{R_t} \quad (\text{A}^2/\text{Hz}) \quad (\text{II.4.})$$

### II.2.3. Bruit du préamplificateur

Le préamplificateur, on le verra, a un très faible niveau de bruit, mais non négligeable. Son bruit est dû essentiellement au transistor à effet de champ de l'étage d'entrée. On distingue généralement trois sources de bruit dans un JFET :

- Un bruit de grenaille (Shotky noise) dû au courant de fuite de la jonction grille-canal polarisée en inverse et qui est représenté par un générateur de courant à l'entrée donné par [34] :

$$\overline{i_a^2} = 2 q I_G \quad (\text{A}^2/\text{Hz}) \quad (\text{II.5.})$$

$I_G$  = Courant traversant la jonction.

- Un bruit thermique engendré par le canal du FET et qu'on peut représenter à l'entrée par un générateur de tension donné par [35] :

$$\overline{e_c^2} = \frac{4 kT}{g_m} \quad (\text{V}^2/\text{Hz}) \quad (\text{II.6.})$$

$g_m$  = transconductance du transistor.

- Un bruit de scintillation (Flicker noise) ou bruit en  $1/f$  qui module l'épaisseur de la région de charge d'espace par création et recombinaison de porteur et qui peut être représenté par un facteur correctif de la tension précédente. On a alors :

$$\overline{e_a^2} = \overline{e_c^2} \left(1 + \frac{f_{sc}}{f}\right) \quad (V^2/Hz) \quad (II.7.)$$

où  $f_{sc}$  est la fréquence en-dessous de laquelle le bruit en  $1/f$  devient prépondérant.

Le préamplificateur peut donc être représenté comme un quadripôle parfait sans bruit possédant une résistance d'entrée infinie associé à deux générateurs de bruit à l'entrée, l'un de tension  $\overline{e_a}$  et l'autre de courant  $\overline{i_a}$  (Fig. II.5). Aux fréquences élevées, les deux générateurs sont corrélés, principalement à cause de la transmission des deux sources de bruit à travers la capacité grille-source [34]. Mais, aux basses fréquences, il n'y a pratiquement aucune corrélation entre  $\overline{e_a}$  et  $\overline{i_a}$ . Comme nous travaillerons dans le domaine des basses fréquences, nous considérerons donc que le coefficient de corrélation est nul.

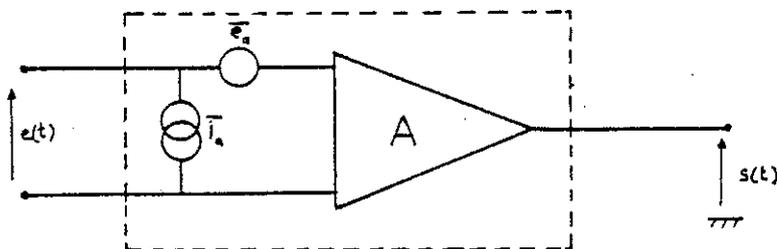


Fig. II.5. : Schéma équivalent du préamplificateur.

#### II.2.4. Bruit de la détection synchrone

Le bruit de la détection synchrone ramené à l'entrée du préamplificateur est tout à fait négligeable et n'intervient pas dans notre dispositif. Comme en pratique, le temps de réponse de l'amplificateur à hacheur sera déterminé par le filtre RC à la sortie, c'est celui-ci qui définira la bande passante de bruit équivalente de notre système.

#### II.2.5. Bande passante de bruit équivalente

Le bruit est normalement défini dans une bande de fréquence  $\Delta f$  très étroite autour d'une fréquence donnée. En pratique, les filtres réels n'ont pas

une sélectivité infinie, c'est-à-dire leur pente n'est pas infinie. On définit alors une bande passante de bruit équivalente  $\Delta f$  comme étant la bande passante d'un filtre rectangulaire donnant la même puissance de bruit à la sortie que le filtre réel. Soit :

$$\Delta f = \frac{1}{G_0^2} \int_0^{\infty} |G(j\omega)|^2 df$$

où  $G(j\omega)$  = fonction de transfert de l'amplificateur

$G_0$  = gain en tension au milieu de la bande passante.

#### Cas d'un filtre passe-bas

C'est le cas classique d'un amplificateur dont la constante de temps est déterminée par le filtre RC (- 6db/oct) à la sortie de la détection synchrone. La fonction de transfert est alors de la forme :

$$G(j\omega) = \frac{G_0}{(1 + j\zeta\omega)}$$

$G_0$  = gain de l'amplificateur

$\zeta$  = cte de temps = RC

On a alors :

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{(1 + \zeta^2 \omega^2)} d\omega$$

$$= \frac{1}{2\pi} \left[ \frac{1}{\zeta} \text{Arc tg } \zeta\omega \right]_0^{\infty}$$

$\Delta f = \frac{1}{4\zeta}$
-------------------------------

(II.8.)

Cas d'un système à 2 constantes de temps

C'est le cas où la constante de temps du circuit n'est pas négligeable par rapport à celle du filtre RC. La fonction de transfert est dans ce cas :

$$G(j\omega) = \frac{G_0}{(1 + j\zeta_c \omega) (1 + j\zeta \omega)}$$

$\zeta_c$  = cte de temps du circuit.

La bande passante de bruit équivalente est alors :

$$\begin{aligned} \Delta f &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{(1 + \zeta_c^2 \omega^2) (1 + \zeta^2 \omega^2)} d\omega \\ &= \frac{1}{2} \left[ \frac{\zeta^2}{(\zeta^2 - \zeta_c^2)} \int_0^{\infty} \frac{d\omega}{(1 + \zeta^2 \omega^2)} - \frac{\zeta_c^2}{(\zeta^2 - \zeta_c^2)} \int_0^{\infty} \frac{d\omega}{(1 + \zeta_c^2 \omega^2)} \right] \end{aligned}$$

d'où :

$\Delta f = \frac{1}{4 (\zeta + \zeta_c)}$	(II.9.)
--	---------

Dans le cas particulier d'un filtre passe-bas - 12 db/oct,

$$\zeta = \zeta_c = RC \quad \text{et} \quad \Delta f = \frac{1}{8\zeta}$$

II.3. Simplification du schéma équivalent

L'inductance de source se trouve du côté continu du circuit et les calculs concernant le fonctionnement du hacheur sont fastidieux et complexes. Pour simplifier le problème, on peut, en première approximation, reporter l'impédance de source au côté alternatif. Ceci est justifié car en pratique, on fait fonctionner le hacheur avec un léger recouvrement, ce qui a pour effet d'annuler le courant dans la source à chaque commutation. D'autre part, on verra qu'on peut faire fonctionner le hacheur de telle façon que la commutation se fait au moment où le courant dans la source est nulle. Ce mode de fonctionnement correspond à un optimum car dans le cas contraire, l'énergie emmagasinée

dans l'inductance de source et l'inductance de fuite du transformateur serait perdue à chaque commutation.

En reportant l'impédance de source  $z_s$  à la sortie du hacheur (ou à l'entrée du transformateur) et en ramenant tous les éléments au secondaire du transformateur, on a le schéma équivalent suivant :

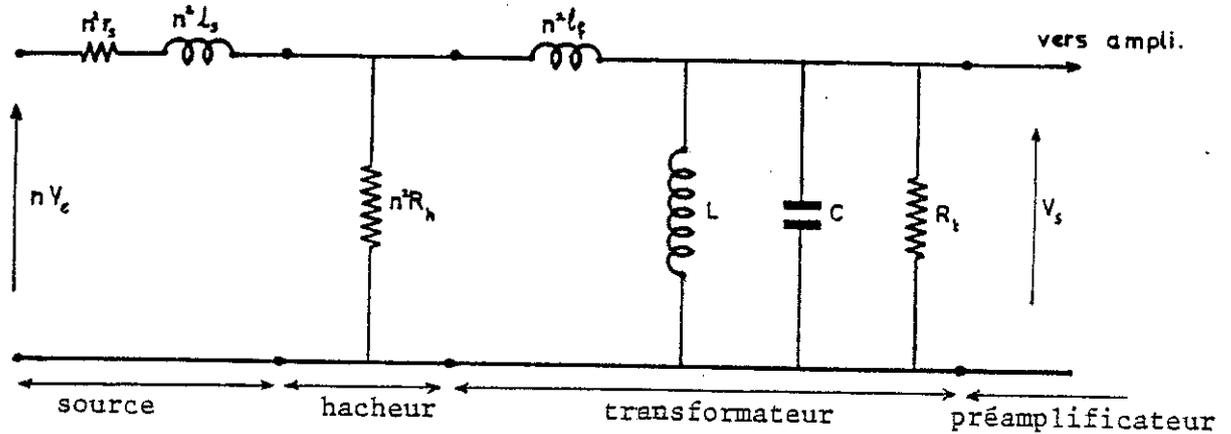


Fig. II.6. : Schéma équivalent du circuit

En pratique, on a  $\omega l_f \ll R_h$ . On peut donc modifier ce schéma et obtenir le schéma simplifié de la figure II.7. qui constitue une bonne approximation. C'est ce schéma, dans lequel on a regroupé certains termes, qui sera adopté pour les différents calculs.

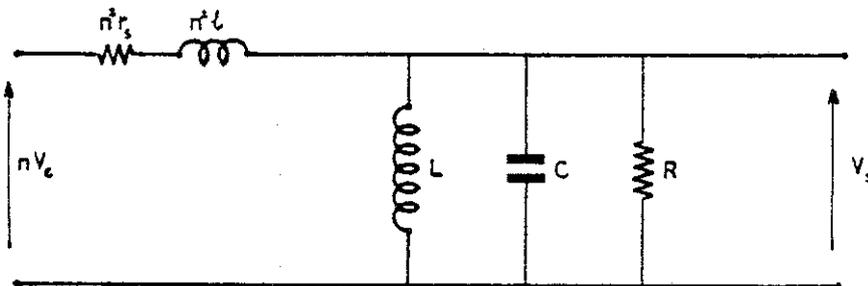


Fig. II.7. : Schéma simplifié

On a posé :

$$l = l_s + l_f$$

$$R = n^2 R_h // R_t = \frac{n^2 R_h \cdot R_t}{(n^2 R_h + R_t)}$$

Pour étudier la réponse du hacheur quand on applique une tension continue  $E$  à l'entrée de celui-ci, il suffit de calculer la réponse du circuit équivalent en considérant qu'on a, à l'entrée de ce dernier, une tension  $V_e(t)$  de forme rectangulaire d'amplitude  $2E$  et de fréquence égale à la fréquence de hachage,  $f = \frac{\omega}{2\pi}$ .

Il est commode de décomposer  $V_e(t)$  en série de Fourier (le système étant linéaire, on peut appliquer le théorème de superposition).  $V_e(t)$  s'écrit alors :

$$V_e(t) = \frac{4E}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin [(2n+1)\omega t]}{(2n+1)} \quad (\text{II.10.})$$

#### II.4. Mise en équation

L'équation différentielle qui décrit le fonctionnement du circuit s'écrit :

$$\begin{aligned} \frac{\ell LC}{r_s} \frac{d^3 V_s}{dt^3} + (LC + \frac{\ell L}{r_s R}) \frac{d^2 V_s}{dt^2} + (\frac{1}{R} + \frac{1}{n^2 r_s}) L + \frac{\ell}{r_s} \frac{dV_s}{dt} + V_s(t) \\ = \frac{L}{n^2 r_s} \frac{d(nV_e)}{dt} \end{aligned} \quad (\text{II.11.})$$

C'est une équation de 3ème degré, donc difficile à analyser. Pour apporter des simplifications, on considérera tout particulièrement les deux cas suivants qu'on trouve souvent en pratique :

- Impédance de source résistive,

$$r_s \gg \ell \omega$$

dans ce cas,  $r_s + j\ell\omega \approx r_s$

- Impédance de source inductive,

$$r_s \ll \ell \omega$$

dans ce cas,  $r_s + j\ell\omega \approx j\ell\omega$

On verra aussi comment on peut traiter le problème quand on a une impédance de source résistive et inductive,  $z_s = r_s + j\ell\omega$ .

II.5. Source résistive,  $z_s = r_s$

Ce cas se présente par exemple, lorsque le hacheur est utilisé pour des mesures de résistivité, du pouvoir thermoélectrique ou de très basses températures avec un thermocouple.

L'équation différentielle se réduit alors à :

$$LC \frac{d^2 V_s}{dt^2} + L \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{n^2 r_s} \right) \frac{dV_s}{dt} + V_s(t) = \frac{L}{n^2 r_s} \frac{d(nV_e)}{dt} \quad (\text{II.12.})$$

et la fonction de transfert,

$$G(p) = \frac{V_s(p)}{V_e(p)} = \frac{nLp/n^2 r_s}{[1 + L \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{n^2 r_s} \right) p + LC p^2]} \quad (\text{II.13.})$$

La résistance de source amortit la réponse du circuit et en général, l'équation caractéristique possède deux racines réelles,  $-\alpha$  et  $-\beta$ .

$$\alpha = \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{n^2 r_s} \right) / 2C - \sqrt{\Delta}$$

$$\beta = \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{n^2 r_s} \right) / 2C + \sqrt{\Delta}$$

avec  $\Delta = \left[ \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{n^2 r_s} \right) / 2C \right]^2 - 1/LC > 0$

Pour que le déterminant  $\Delta$  soit positif, il faut que :

$$L\omega_0 > 2 n^2 r_s$$

où  $\omega_0 = (LC)^{-1/2}$

II.5.1. Réponse harmonique

La fonction de transfert peut se mettre sous la forme :

$$G(p) = \frac{nLp/n^2 r_s}{(1 + \zeta_1 p) (1 + \zeta_2 p)} \quad (\text{II.13 bis})$$

avec  $\zeta_1 = \alpha^{-1}$  et  $\zeta_2 = \beta^{-1}$

La figure II.8. montre l'allure des courbes de gain et de phase. Le gain  $|G(\omega)|$  est maximum lorsque :

$$\omega = \omega_0 = 2\pi f_0 = (LC)^{-1/2}$$

soit à la fréquence de résonance propre du transformateur.

Le gain et la phase sont alors ;

$$|G(\omega_0)| = \frac{n}{\left(1 + \frac{n^2 r_s^2}{R}\right)} \quad (\text{II.14.})$$

$$\varphi(\omega_0) = \text{Arg} [G(\omega_0)] = 0$$

La figure II.9. montre la variation de  $G(\omega_0)$  en fonction du rapport  $\frac{n^2 r_s^2}{R}$ . On voit que la perte du gain est négligeable si  $n^2 r_s^2 \ll R$ . En pratique, il suffit que  $\frac{R}{n^2 r_s^2}$  soit supérieur à 10. Dans ce cas, on a  $G(\omega_0) \approx n$ , le rapport de transformation.

On a intérêt à régler la fréquence du hacheur à la fréquence de résonance propre du transformateur pour bénéficier du gain maximum. La bande passante, centrée sur  $f_0$ , est relativement large, d'autant plus large que  $L$  est grande et  $C$  est faible. Le transformateur d'adaptation sera calculé de façon à satisfaire ces conditions. Le réglage de la fréquence de fonctionnement du hacheur n'est pas critique ; il suffit que la fréquence soit au voisinage de  $f_0$ .

En pratique,  $R \gg n^2 r_s^2$  et  $L\omega \gg n^2 r_s^2$  et on a

$$\zeta_1 \approx \frac{L}{n^2 r_s^2} \quad \text{et} \quad \zeta_2 \approx n^2 r_s^2 C$$

D'autre part, on verra que le rapport signal sur bruit est maximum lorsque  $n^2 r_s^2 = Z_a$  ;  $Z_a$  étant une grandeur caractéristique du préamplificateur, de l'ordre de 400 K $\Omega$ . Le domaine de fréquence de fonctionnement du hacheur est donc délimité par  $\frac{Z_a}{L}$  vers les basses fréquences et par  $\frac{1}{Z_a C}$  vers les fréquences élevées. On ne peut descendre en-dessous de quelques hertz car l'inductance ne peut guère dépasser  $10^4$  H pour un transformateur de volume acceptable. Vers les fréquences élevées, les diverses capacités parasites (cable, enroulement du transformateur, amplificateur, ...) constituent une limitation vers quelques Kilo-Hertz. La plage de fonctionnement reste donc assez étendue.

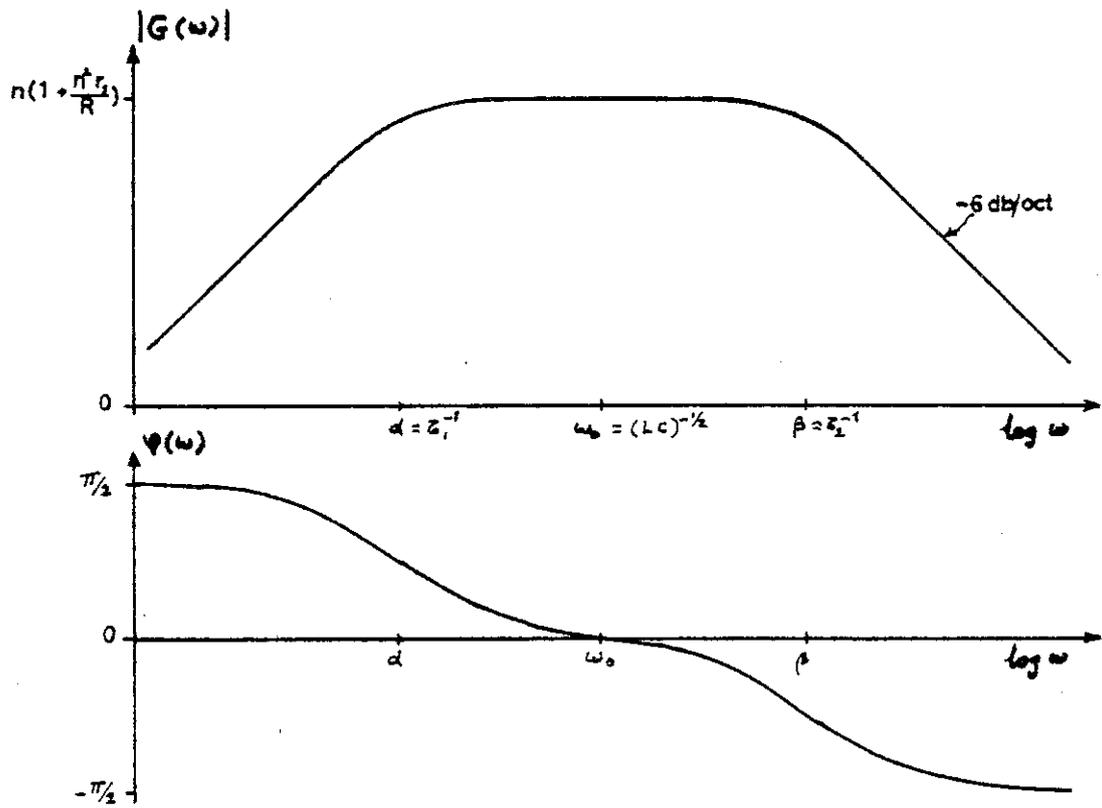


Fig. II.8. : Courbes de gain et de phase de  $G(p)$

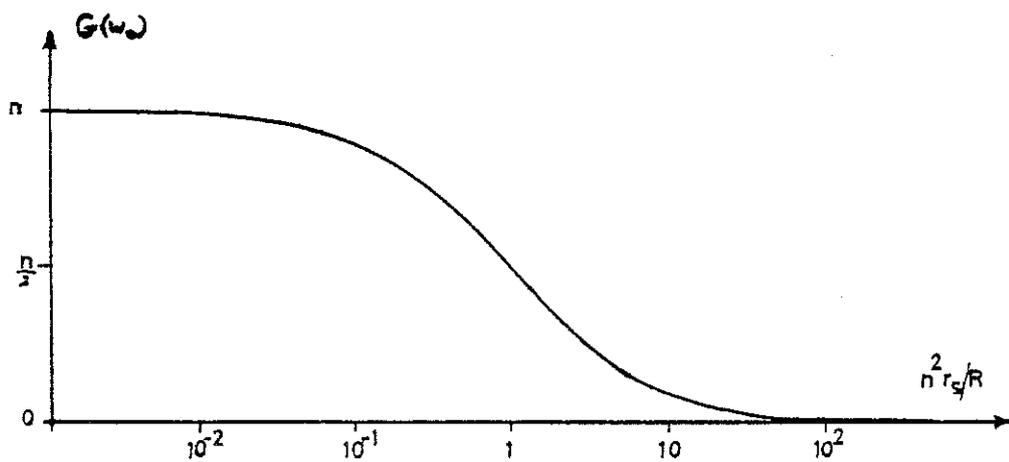


Fig. II.9. :  $G(\omega_0)$  en fonction de  $\frac{n^2 r_s^2}{R}$

### II.5.2. Réponse du circuit

En résolvant l'équation (II.12.) avec  $V_e(t)$  donné par l'expression (II.10.), on obtient la réponse du circuit qui se met sous la forme :

$$V_s(t) = A e^{-\alpha t} + B e^{-\beta t} + \frac{4E}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{|G[(2n+1)\omega]|}{(2n+1)} \sin [(2n+1)\omega t + \psi] \quad (\text{II.15})$$

$$\text{avec } |G[(2n+1)\omega]| = \frac{n(2n+1) L\omega/n^2 r_s}{\{ [1 - (2n+1)^2 LC \omega^2]^2 + [(2n+1) (\frac{1}{R} + \frac{1}{n^2 r_s}) L\omega]^2 \}^{1/2}}$$

$$\psi = \frac{\pi}{2} - \text{Arc tg} \frac{(2n+1) (\frac{1}{R} + \frac{1}{n^2 r_s}) L\omega}{1 - (2n+1)^2 LC \omega^2}$$

### Réponse transitoire et temps de réponse

Les deux premiers termes de l'expression (II.15.) représentent la réponse transitoire,

$$V_{st}(t) = A e^{-\alpha t} + B e^{-\beta t} \quad (\text{II.16.})$$

La réponse contient donc deux constantes de temps,  $\zeta_1$  et  $\zeta_2$ . Le temps de réponse est déterminé surtout par la plus grande, soit par  $\zeta_1 \approx \frac{L}{2n^2 r_s}$ . En pratique,  $n^2 r_s = Z_a \approx 400 \text{ K}\Omega$  et  $L < 10^4 \text{ H}$ .  $\zeta_1$  est donc inférieur à 25 ms.

En fait, le temps de réponse de l'amplificateur à hacheur sera donné par le filtre passe-bas placé à la sortie de la détection synchrone. La valeur de cette constante de temps ( $\zeta = RC$ ) est un compromis entre la vitesse de réponse et la sensibilité désirée, mais doit toujours être supérieur à la période de commutation du hacheur.

### Réponse en régime permanent

Le signal à la sortie du circuit contient les harmoniques 3, 5, 7 ... car ceux-ci (les premiers, en tout cas) ne sont pratiquement pas atténués par le circuit qui, comme on l'a vu, a en général une bande passante assez large. Quand le régime s'est établi et lorsque  $\omega = \omega_0$ , on a :

$$V_{sp}(t) = \frac{4E}{\pi} \cdot n \left( \sin \omega_0 t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_0 t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_0 t + \dots \right) \quad (\text{II.17.})$$

en considérant qu'on a  $n^2 r_s^2 \ll R$  et que la bande passante est très large et donc, les harmoniques sont pratiquement en phase avec le fondamental.

Signal à la sortie de la D.S.

Si la détection synchrone est équipée d'un filtre sélectif accordé sur la fréquence du hacheur, les harmoniques sont affaiblis et on peut ne tenir compte que du terme fondamental. Le signal à la sortie est alors donné par :

$$V_s = \frac{4E}{\pi} \cdot n AA_{DS} \frac{2}{T} \int_0^{T/2} \sin \omega_0 t dt \quad (T = \frac{2\pi}{\omega_0})$$

d'où

$$V_s = \frac{8}{\pi^2} AA_{DS} n E \quad (\text{II.18.})$$

Comme prévu, la détection synchrone restitue un signal proportionnel au signal injecté à l'entrée du hacheur.

Dans le cas contraire, il faut tenir compte des harmoniques.

On a alors :

$$V_s = \frac{8}{\pi^2} AA_{DS} n E \left( 1 + \frac{1}{3^2} + \frac{1}{5^2} + \dots \right)$$

$$V_s = 1,22 \cdot \frac{8}{\pi^2} AA_{DS} n E \quad (\text{II.18 bis})$$

soit 22 % plus de gain. En réalité, le gain est plus faible car le signal contient moins d'harmoniques du fait que la commutation n'est pas instantanée et les harmoniques sont plus ou moins déphasés par rapport au fondamental.

Mais le bruit à la sortie est aussi plus élevé si la détection synchrone n'est pas équipée d'un filtre sélectif à cause de la présence des harmoniques. Si  $b_0$  est le bruit en tension à la fréquence  $f_0$ , le bruit total à la sortie en considérant qu'on a un bruit blanc est donné par :

$$b = b_0 \left( 1 + \frac{1}{3^2} + \frac{1}{5^2} + \dots \right)^{1/2} \\ = 1,11 b_0 \quad (\text{II.19})$$

soit 11 % plus de bruit. Le rapport signal sur bruit est un peu meilleur dans ce cas. Malgré cela, en pratique, il est souhaitable d'avoir un filtre sélectif à l'entrée de la détection synchrone pour éliminer le bruit du réseau d'environnement et d'éventuels battements avec des harmoniques du réseau.

### II.5.3. Impédance d'entrée et de sortie

L'expression de l'impédance d'entrée de l'amplificateur à hacheur est

$$Z_e(p) = \frac{1}{n^2} \frac{Lp}{\left(1 + \frac{L}{R} p + LCp^2\right)} \quad (\text{II.20})$$

A la fréquence de fonctionnement du hacheur,  $\omega = \omega_0$ , on a

$$Z_e(\omega_0) = \frac{R}{n^2} \approx \frac{R_t}{n^2}$$

car en général,  $n^2 R_h \gg R_t$ . L'impédance d'entrée est dans ce cas l'impédance du transformateur à la résonance ramenée au primaire.

L'impédance de sortie est :

$$Z_s(p) = \frac{Lp}{\left(1 + \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{n^2 r_s}\right) Lp + LCp^2\right)} \quad (\text{II.21})$$

et quand  $\omega = \omega_0$ ,

$$Z_s(\omega_0) = \frac{n^2 r_s}{\left(1 + \frac{n^2 r_s}{R}\right)} \approx n^2 r_s$$

donc, tout simplement, la résistance de source ramenée au secondaire.

### II.5.4. Sensibilité et condition d'adaptation d'optimale

Le schéma équivalent avec les sources de bruit, avec les approximations que nous avons citées plus haut, est le suivant :

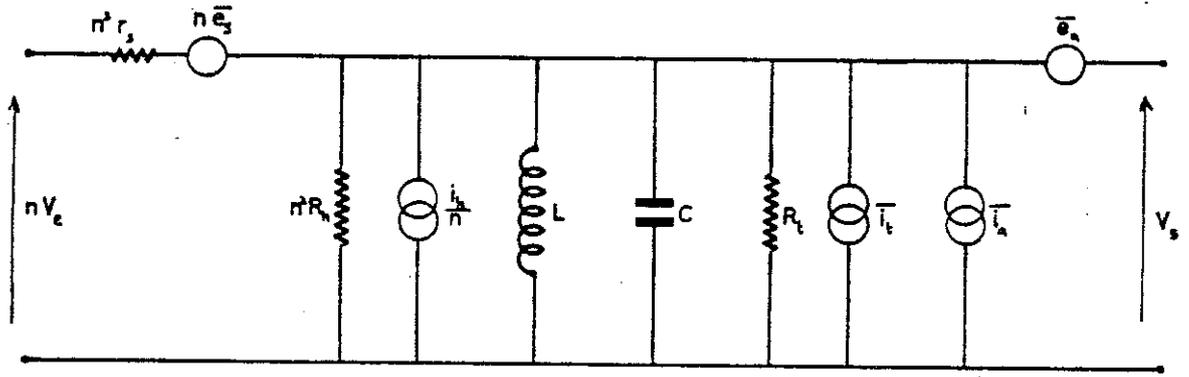


Fig. II.10 : Schéma avec les sources de bruit.

Le bruit de la résistance de source est représenté par un générateur de tension  $e_s$  avec

$$\overline{e_s^2} = 4 k T r_s \quad (\text{V}^2/\text{Hz}) \quad (\text{II.22})$$

où  $T$  = température de la résistance de source.

Les sources de bruit proviennent d'éléments différents du circuit et ne sont pas corrélées. Dans ce cas, les valeurs quadratiques moyennes de tension s'ajoutent. L'expression du bruit à l'entrée du préamplificateur  $B_s(\omega)$  est donc :

$$B_s^2(\omega) = \overline{e_a^2} + n^2 \overline{e_s^2} + |Z_s(\omega)|^2 (\overline{i_a^2} + \overline{i_t^2} + \frac{\overline{i_h^2}}{n^2}) \quad (\text{II.23})$$

On peut exprimer la sensibilité de l'amplificateur à hacheur par une tension de bruit à l'entrée du hacheur. Le bruit ramené à l'entrée  $B_e(\omega)$  est donné par

$$B_e(\omega) = \frac{B_s(\omega)}{|G(\omega)|} \quad (\text{II.24})$$

A partir des expressions (II.13) et (II.21), on a :

$$G(\omega) = n \cdot \frac{Z_s(\omega)}{n^2 r_s} \quad (\text{II.25})$$

En reportant les équations (II.24) et (II.25) dans (II.23), on obtient :

$$B_e^2(\omega) = \frac{1}{|G(\omega)|^2} (\overline{e_a^2} + n^2 \overline{e_s^2}) + n^2 r_s^2 (\overline{i_a^2} + \overline{i_t^2} + \frac{\overline{i_h^2}}{n^2})$$

A la fréquence de résonance  $\omega = \omega_0$ , on a  $G(\omega_0) = n(1 + \frac{n^2 r_s}{R}) \approx n$  et le bruit est

$$B_{eo}^2 = \frac{\overline{e_a^2}}{n^2} + n^2 r_s^2 (\overline{i_a^2} + \overline{i_t^2}) + r_s^2 \overline{i_h^2} + \overline{e_s^2} \quad (\text{II.26})$$

Le rapport signal sur bruit à l'entrée est maximum lorsque  $B_{eo}$  est minimum, soit lorsque  $\frac{\partial B_{eo}}{\partial n} = 0$ . La condition d'adaptation optimale est donc

$$n_o^2 r_s = \sqrt{\frac{\overline{e_a^2}}{(\overline{i_a^2} + \overline{i_t^2})}} \quad (\text{II.27})$$

$n_o$  = rapport de transformation optimum.

Si le bruit du transformateur est négligeable devant le courant de bruit du préampli ( $i_t \ll i_a$ ), on a :

$$n_o^2 r_s \approx \frac{\overline{e_a}}{\overline{i_a}} = Z_a \quad (\text{II.27 bis})$$

$Z_a$  est une caractéristique du préampli et est une fonction de la fréquence.

### Sensibilité

Le bruit minimum qui définit la sensibilité de l'amplificateur à hacheur, en considérant que  $(\overline{i_t^2} + \frac{\overline{i_h^2}}{2}) \ll \overline{i_a^2}$ , est

$$B_{eo)min} = \left( 2 \frac{\overline{e_a^2} n^2}{n_o^2} + \overline{e_s^2} \right)^{1/2} \quad (\text{II.28})$$

En reportant (II.22) et (II.27 bis) dans (II.28), on trouve :

$$B_{eo)min} = \left[ r_s (2\overline{e_a} \cdot \overline{i_a} + 4 kT) \right]^{1/2} \quad (\text{II.29})$$

On a  $4 kT (T=4,2 \text{ K}) = 2,3 \cdot 10^{-22}$  Joule et typiquement,  $2\overline{e_a} \cdot \overline{i_a} \approx 2 \cdot 10^{-23}$  Joule.

On a donc :

$$B_{eo)min} \approx (4 kT r_s)^{1/2} V_{eff} / \sqrt{\text{Hz}} \quad (\text{II.29 bis})$$

La sensibilité n'est limitée pratiquement que par le bruit thermique de la résistance de source lorsque sa température est supérieure à 0,36 K, valeur minimale de la température équivalente de bruit du préamplificateur.

### II.5.5. Conditions optimales

Pour résumer, on rappelle les différentes conditions, qu'on vient de voir, pour le bon fonctionnement de l'amplificateur à hacheur dans le cas d'une source résistive :

1°) La fréquence de fonctionnement du hacheur doit être égale à la fréquence de résonance propre du transformateur.

2°) Pour que l'atténuation du signal par le hacheur et le transformateur soit négligeable, il faut que

$$R = n^2 R_h // R_t \gg n^2 r_s \quad (\text{II.30})$$

Soit en pratique,

$$R_t \gg n^2 r_s \quad \text{et} \quad R_h \gg r_s$$

3°) Le bruit du transformateur et du hacheur est négligeable si  $(\overline{i_t^2} + \frac{\overline{i_h^2}}{n^2}) \ll \overline{i_a^2}$ , soit :

$$\frac{T_b}{R_t} + \frac{T_c}{n^2 R_h} \ll \frac{\overline{i_a^2}}{4k} \quad (\text{II.31})$$

4°) Le rapport signal sur bruit est maximum si

$$n^2 r_s = \sqrt{\frac{\overline{e_a^2}}{\overline{i_a^2} + \overline{i_t^2}}} \approx \frac{\overline{e_a}}{\overline{i_a}} = Z_a$$

### II.5.6. Impédance du transformateur

$T_b$  et  $T_c$  sont très voisins de 4,2 K et en conséquence, la condition (II.31) peut s'écrire approximativement

$$\frac{1}{R_t} + \frac{1}{n^2 R_h} \ll \frac{1}{\alpha} \frac{\overline{i_a^2}}{4kT}$$

Ou encore,

$$R_t // n^2 R_h \gg \alpha \cdot \frac{4kT}{i_a^2} \quad (\text{II.32})$$

avec  $T = 4,2 \text{ K}$ ,  $\alpha$  étant un facteur correctif  $> 1$ .

On a typiquement  $\overline{e_a} \approx 2.10^{-9} \text{ V}/\sqrt{\text{Hz}}$  et  $\overline{i_a} \approx 5.10^{-15} \text{ A}/\sqrt{\text{Hz}}$  donc  $Z_a \approx 400 \text{ K}\Omega$  et  $\frac{4kT}{i_a^2} \approx 9,2 \text{ M}\Omega$ . C'est donc la condition (II.32) qui est la plus forte. En général, on a  $R_t \ll n^2 R_h$  et donc,  $R_t$  doit être nettement supérieure à  $9,2 \text{ M}\Omega$ . En pratique, un facteur 3 est suffisant et donc, l'impédance du transformateur à la résonance doit être au moins de  $30 \text{ M}\Omega$ .

### II.5.7. Limite d'utilisation du hacheur

Avec une source de grande résistance interne, le rapport de transformation,  $n = \sqrt{\frac{Z_a}{r_s}}$  devient faible et on n'aura plus  $n^2 R_h \gg R_t$ . La limite est donnée par la condition

$$\frac{1}{R_t} + \frac{1}{n^2 R_h} \ll \frac{1}{\alpha} \cdot \frac{i_a^2}{4kT} \quad \text{avec } n^2 r_s = Z_a.$$

On déduit l'inégalité suivante :

$$r_s \ll \left( \frac{i_a^2}{4kT} - \frac{1}{R_t} \right) Z_a \cdot R_h$$

et avec un "bon transformateur" ( $R_t > 30 \text{ M}\Omega$  et  $\alpha \approx 1$ ), on a :

$$r_s \ll \frac{\overline{e_a} \cdot \overline{i_a}}{4 kT} \cdot R_h \quad (\text{II.33})$$

Si on a  $R_h = 10 \text{ k}\Omega$ , le hacheur peut fonctionner parfaitement (c'est-à-dire, sans atténuer le signal et sans apporter du bruit) avec une résistance de source pouvant atteindre  $300 \Omega$ . Avec une résistance de source de  $1 \text{ K}\Omega$ , le hacheur peut encore fonctionner sans que la perte de gain soit excessive, mais le bruit propre du hacheur n'est plus négligeable.

II.6. Source Inductive,  $Z_s = j\ell\omega$

C'est le cas où on effectue des mesures par l'intermédiaire d'une bobine de détection (en matériau supraconducteur), par exemple pour la mesure d'aimantation par extraction, ou quand la résistance à mesurer est extrêmement faible ( $r \ll \ell\omega$ ).

L'équation différentielle est alors :

$$LC \frac{d^2 V_s}{dt^2} + \frac{L}{R} \frac{dV_s}{dt} + V_s(t) = \frac{L}{(L + n^2 \ell)} \cdot nV_e(t) \quad (\text{II.34})$$

ou  $\mathcal{L} = n^2 \ell // L = \frac{n^2 \ell L}{(L + n^2 \ell)}$

et la fonction de transfert

$$G(p) = \frac{V_s(p)}{V_e(p)} = \frac{nL/(L + n^2 \ell)}{(1 + \mathcal{L} p + \mathcal{L} C p^2)} \quad (\text{II.35})$$

Le coefficient d'amortissement est faible et le déterminant de l'équation caractéristique est négatif ( $< 0$ ). On a donc un circuit oscillant.

II.6.1. Réponse harmonique

La fonction de transfert peut se mettre sous la forme

$$G(p) = \frac{nL/(L + n^2 \ell)}{\left[ 1 + \frac{1}{Q} \cdot \frac{P}{\omega_n} + \left(\frac{P}{\omega_n}\right)^2 \right]} \quad (\text{II.35 bis})$$

En posant :

$$G_0 = \frac{n}{\left(1 + \frac{n^2 \ell}{L}\right)}$$

$$\omega_n^2 = \frac{1}{\mathcal{L} C} = \left(\frac{1}{L} + \frac{1}{n^2 \ell}\right) \frac{1}{C}$$

$$Q = \frac{R}{\mathcal{L} \omega_n} = R C \omega_n$$

Q est le coefficient de surtension du circuit ( $Q \gg 1$ ).

La figure II.11. montre l'allure des courbes de gain et de phase. Vers les très basses fréquences,  $r_s$  n'est plus négligeable par rapport à  $\ell\omega$  (courbes en pointillé).

Le gain  $|G(\omega)|$  est maximum quand

$$\omega = \omega_r = \omega_n \left(1 - \frac{1}{4Q^2}\right)^{1/2}$$

$\omega_r$  = pulsation de résonance du circuit  $\approx \omega_n$

Le gain est alors :

$$\begin{aligned} |G(\omega_r)| &= \frac{nL}{(L + n^2\ell)} \cdot Q \\ &= n \frac{R}{(n^2\ell\omega_r)} = \frac{RC^{1/2}}{\ell^{1/2} \left(1 + \frac{n^2\ell}{L}\right)^{1/2}} \end{aligned} \quad (\text{II.36})$$

La figure II.12. montre la variation  $|G(\omega_r)|$  en fonction de  $n^2\ell/L$ . Pour obtenir le plus grand gain possible, il faut que  $n^2\ell \ll L$ , condition qu'il est possible de satisfaire en pratique.

Pour les pulsations  $\omega \ll \omega_r$ , le gain est constant et égal à  $G_o$ .

$$G_o = \frac{n}{\left(1 + \frac{n^2\ell}{L}\right)} \quad (\text{II.37})$$

La perte du signal est négligeable lorsque  $n^2\ell \ll L$  ; en pratique, un facteur 10 est suffisant. Dans ce cas, on a  $G_o \approx n$ , le rapport de transformation.

Remarque : les courbes de réponse peuvent être obtenues en pratique en injectant un signal sinusoïdal à l'entrée du hacheur en ayant deux branches du hacheur à l'état supraconducteur (courant diode = 0) et les deux autres à l'état normal (courant diode important).

### II.6.2. Fréquence de fonctionnement du hacheur

On s'intéressera à deux valeurs particulières de la fréquence (ou pulsation),

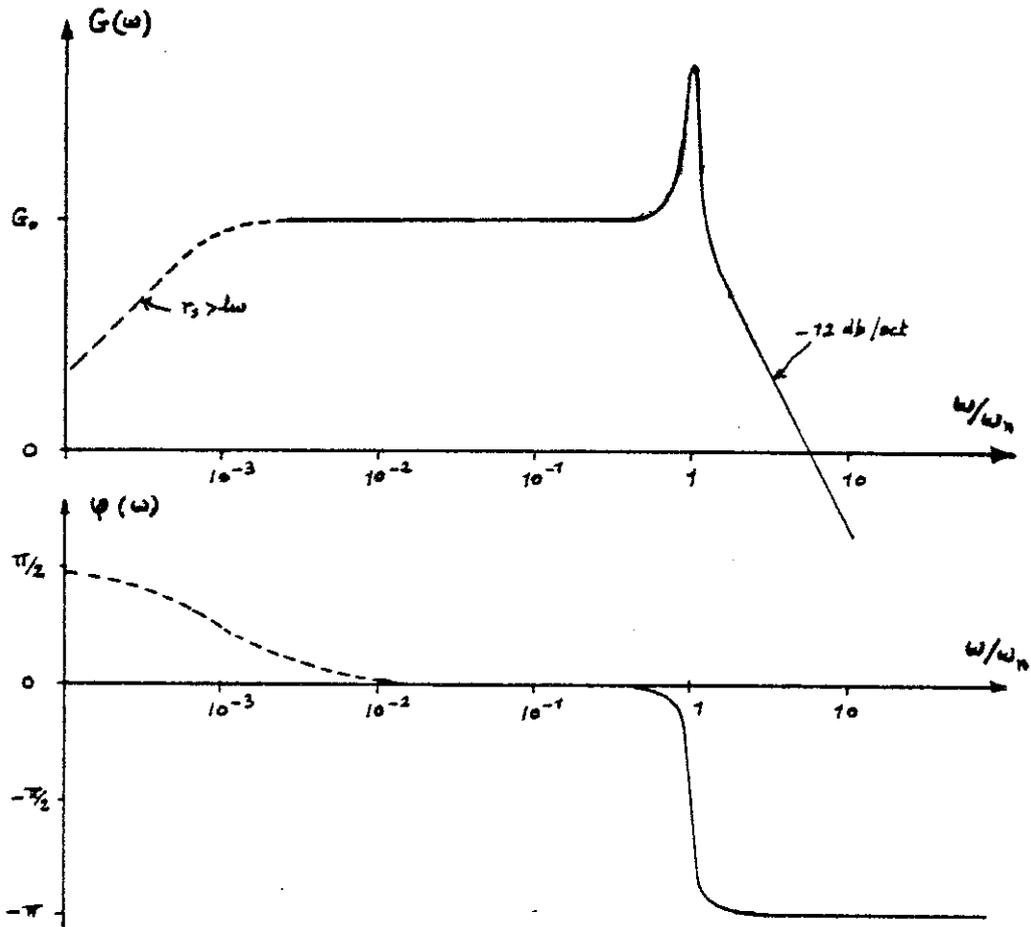


Fig. II.16. : Courbes de gain et de phase de  $G(p)$

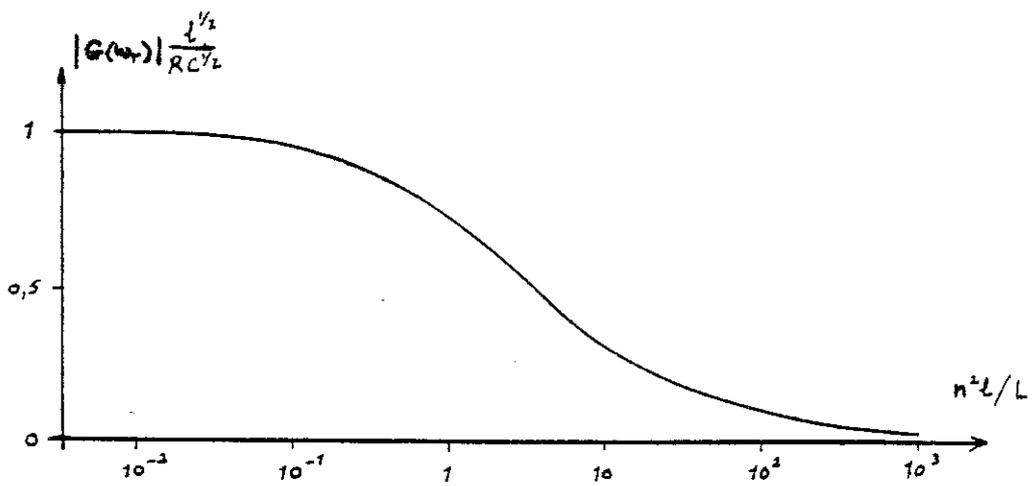


Fig. II.12. :  $|G(\omega_r)|$  en fonction de  $\frac{n^2 l}{L}$

$$1^\circ) \underline{\omega = \omega_0 = (LC)^{-1/2}}$$

$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$  : fréquence de résonance propre du transformateur ou "résonance parallèle".

Si on a  $\omega_0 \approx \frac{\omega_r}{(2n+1)}$  ( $n \neq 0$ ), l'harmonique correspondant sera amplifié par l'effet de la résonance. Ceci n'est pas gênant, mais c'est cet harmonique qui risque d'être prédominant et qui sera détecté par la détection synchrone. Si celle-ci est équipée d'un filtre sélectif, on détectera le fondamental du signal. Dans ce cas, si  $n^2 l \ll L$ , on a :

$$G(\omega_0) \approx G_0 \approx n.$$

$$2^\circ) \underline{\omega = \omega_r = (LC)^{-1/2}}$$

$f_r = \frac{\omega_r}{2\pi}$  : fréquence de résonance du circuit ou "résonance série".

On bénéficie de la résonance, donc du gain maximum. D'autre part, le circuit se comporte comme un filtre sélectif : le fondamental est amplifié alors que les harmoniques sont très atténués.

Au voisinage de  $\omega_r$ , le gain diminue très vite (Fig.II.11.) le réglage de la fréquence de fonctionnement est donc critique. La variation de la phase est aussi très importante, d'autant plus que le coefficient de surtension  $Q$  est élevé. Il faut se limiter à une valeur raisonnable pour  $Q$  sinon le réglage de la fréquence devient difficile et le circuit devient très sensible aux fluctuations de la fréquence et de la commutation. Une petite variation de fréquence entraînerait un déphasage important, donc une diminution du gain de la détection synchrone qui est sensible au déphasage du signal par rapport au signal de référence.

On verra que ces deux fréquences correspondent aux cas où la commutation se fait au moment où le courant dans le hacheur et l'inductance de source est pratiquement nul. Il y a donc très peu de perte d'énergie à chaque commutation (énergie stockée dans l'inductance). En principe, c'est dans ce cas que l'analyse harmonique est valable.

### II.6.3. Réponse du circuit

La réponse du circuit quand l'entrée est soumise à une tension de forme rectangulaire est :

$$V_s(t) = A.e^{-\alpha t} \cos(\omega_r t + \phi) + \frac{4E}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{|G[(2n+1)\omega]|}{(2n+1)} \sin[(2n+1)\omega t + \psi]$$

avec  $\alpha = \frac{\omega_n}{2Q}$  (II.38.)

$$|G[(2n+1)\omega]| = \frac{G_0}{\left\{ [1 - (2n+1)^2 \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2]^2 + \left[\frac{(2n+1)}{Q} \frac{\omega}{\omega_n}\right]^2 \right\}^{1/2}}$$

$$\psi = - \text{Arc tg} \frac{\frac{(2n+1)}{Q} \cdot \frac{\omega}{\omega_n}}{1 - [(2n+1) \frac{\omega}{\omega_n}]^2}$$

Réponse transitoire et temps de réponse

Le premier terme de l'expression (II.38.) représente la réponse transitoire du circuit,

$$V_{st}(t) = A.e^{-\alpha t} \cos(\omega_r t + \phi) \quad (II.39)$$

La constante de temps du circuit oscillant,  $\zeta_c = \alpha^{-1}$  est donc

$$\zeta_c = \frac{2Q}{\omega_n} = 2 RC \approx 2 R_t C$$

On constate qu'il ne faut pas que le coefficient de surtension Q soit trop élevé car le temps de réponse peut devenir excessif.

Réponse en régime permanent

\*  $\omega = \omega_0$

Le terme fondamental du signal à la sortie est

$$V_{sf}(t) = \frac{4E}{\pi} G(\omega_0) \cdot \sin(\omega_0 t + \psi)$$

avec 
$$\psi = - \text{Arc tg} \frac{\frac{1}{Q} \cdot \frac{\omega_0}{\omega_n}}{[1 - (\frac{\omega_0}{\omega_n})^2]}$$

On a vu qu'en pratique,  $n^2 \ell \ll L$ ; dans ce cas,  $|G(\omega_0)| \approx n$  et  $\psi \approx 0$ , et on a alors :

$$V_{sf}(t) = \frac{4E}{\pi} n \cdot \sin \omega_0 t \quad (\text{II.41.})$$

Le signal à la sortie de la détection synchrone équipée d'un filtre sélectif est donc :

$$V_s = \frac{8}{\pi^2} \cdot AA_{DS} nE \quad (\text{II.42.})$$

$$\ast \underline{\omega = \omega_r}$$

Les harmoniques sont négligeables et on peut considérer que le terme fondamental du signal.

$$V_{sr}(t) = \frac{4E}{\pi} \cdot \frac{n}{(1 + \frac{n^2 \ell}{L})} \cdot Q \sin(\omega_r t + \psi)$$

avec

$$\psi = - \text{Arc tg} \frac{\frac{1}{Q} \cdot \frac{\omega_r}{\omega_n}}{[1 - (\frac{\omega_r}{\omega_n})^2]}$$

Comme

$$\omega_r = \omega_n (1 - \frac{1}{4Q^2})^{1/2}, \text{ on a}$$

$$\psi = - \text{Arc tg } 4 Q$$

Si on a  $Q = 50$ ,  $\psi = - 89,7^\circ$ . La tension est pratiquement en quadrature avec la tension à la sortie du hacheur.

Avec  $n^2 \ell \ll L$ , on a :

$$V_{sr}(t) \approx - \frac{4E}{\pi} n Q \cos \omega_r t \quad (\text{II.43.})$$

Le signal à la sortie de la détection synchrone, quand la phase est correctement réglée est :

$$V_s = \frac{8}{\pi} A A_{DS} n Q E \quad (\text{II.44.})$$

II.6.4. Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée du circuit est :

$$Z_e(p) = \frac{1}{n^2} \cdot \frac{Lp}{(1 + \frac{L}{R}p + LCp^2)} \quad (\text{II.45.})$$

En ajoutant l'impédance de source à  $Z_e(p)$ , on obtient l'impédance vue par le générateur de tension de la source,

$$\begin{aligned} Z_e'(p) &= Z_e(p) + \ell p \\ &= \frac{1}{n^2} \cdot \frac{(1 + \frac{\ell}{R}p + \ell C p^2) (L + n^2 \ell) p}{(1 + \frac{L}{R}p + LCp^2)} \end{aligned} \quad (\text{II.46.})$$

\*  $\omega = \omega_o$   
 Si  $n^2 \ell \ll L$ , on a  $\frac{\ell \omega_o}{R} \ll 1$  et  $\ell C \omega_o^2 \ll 1$ ,

$$Z_e'(\omega_o) \approx \frac{R}{n^2} \approx \frac{R_t}{n^2}$$

soit l'impédance du transformateur à la résonance ramenée au primaire.

\*  $\omega = \omega_r$   
 Si  $n^2 \ell \ll L$ ,  $LC \omega_r^2 \gg 1$  et  $\frac{L \omega_r}{R} \ll 1$

$$Z_e'(\omega_r) \approx \frac{\ell}{RC} = \frac{\ell \omega_r}{Q}$$

Dans les deux cas, l'impédance vue par la source est une grandeur réelle. Le courant est donc en phase avec la tension à la sortie du hacheur. En d'autres termes, la commutation s'effectue lorsque le courant dans l'inductance de source et le hacheur est nul.

II.6.5. Impédance de sortie

L'expression de l'impédance de sortie est

$$Z_s(p) = \frac{Lp}{(1 + \frac{L}{R}p + LCp^2)} \quad (II.47)$$

\*  $\omega = \omega_0$

$$Z_s(\omega_0) \approx jn^2 \ell \omega_0$$

L'impédance de sortie est l'inductance de source ramenée au secondaire.

\*  $\omega = \frac{\omega}{r}$

$$Z_s(\frac{\omega}{r}) \approx R \approx R_t$$

Soit l'impédance à la résonance du transformateur.

II.6.6. Sensibilité et condition optimale

On considère que  $\frac{i_h^2}{n^2} \gg R_t$  et  $\frac{i_h^2}{n^2} \ll i_t^2$

- L'inductance de source  $\ell$  est pure, ce qui est réalisable avec du fil supraconducteur, et donc, n'a pas de bruit. On a alors le schéma suivant :

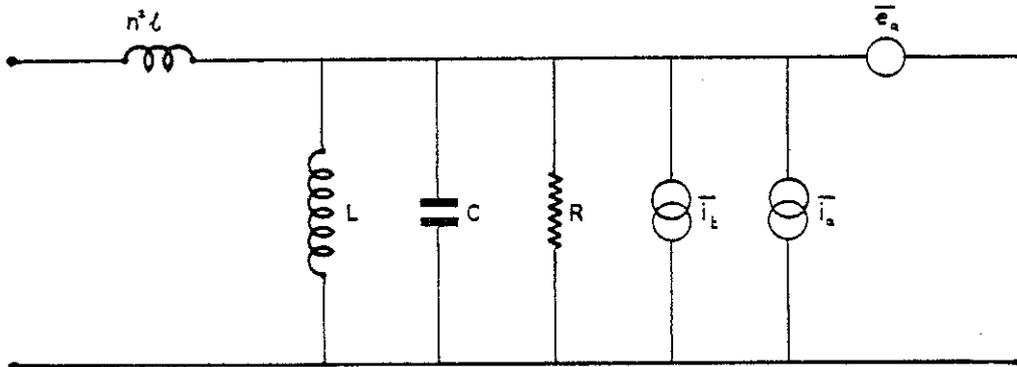


Fig. II.13 : Schéma avec sources de bruit

L'expression du bruit en tension à l'entrée du préamplificateur est :

$$B_s^2(\omega) = e_a^2 + |Z_s(\omega)|^2 (\overline{i_a^2} + \overline{i_t^2}) \quad (\text{II.48})$$

A partir des expressions (II.35) et (II.47), on trouve

$$G(\omega) = n \cdot \frac{Z_s(\omega)}{jn^2 \ell \omega} \quad (\text{II.49})$$

Le bruit en tension ramené à l'entrée du hacheur est donc :

$$\begin{aligned} B_e^2(\omega) &= \frac{B_s^2(\omega)}{|G(\omega)|^2} \\ &= \frac{e_a^2}{|G(\omega)|^2} + n^2 (\ell \omega)^2 (\overline{i_a^2} + \overline{i_t^2}) \end{aligned} \quad (\text{II.50})$$

$$\omega = \omega_0$$

Dans ce cas,  $G(\omega_0) \approx n (n^2 \ell \ll L)$  et on a alors

$$B_{e0}^2 = B_e^2(\omega_0) = \frac{e_a^2}{n^2} + n^2 (\ell \omega_0)^2 (\overline{i_a^2} + \overline{i_t^2}) \quad (\text{II.51})$$

Le rapport signal sur bruit est maximum lorsque  $B_{e0}$  est minimum  
soit  $\frac{\partial B_{e0}^2}{\partial n} = 0$ . On obtient

$$n_0^2 (\ell \omega_0) = \left( \frac{e_a^2}{\overline{i_a^2} + \overline{i_t^2}} \right)^{1/2} \approx Z_a \quad (\text{II.52})$$

La valeur minimale de  $B_{e0}$  est alors

$$B_{e0} \text{ min} = 2 \cdot \frac{e_a}{n_0} = 2 n_0 (\ell \omega_0) (\overline{i_a^2} + \overline{i_t^2})^{1/2} \quad (\text{II.53})$$

$$\omega = \omega_r$$

Comme on a  $G(\omega_r) = n \frac{R_t}{n^2 \ell \omega_r}$ , l'expression (II.50) devient :

$$B_{er}^2 = B_e^2(\omega_r) = n^2 (\ell \omega_r)^2 \left( \frac{e_a^2}{R_t^2} + \overline{i_a^2} + \overline{i_t^2} \right) \quad (\text{II.54})$$

avec  $\omega_r^2 = \left(\frac{1}{L} + \frac{1}{n^2 \ell}\right) \frac{1}{C}$ . Cette expression peut encore s'écrire :

$$B_{er}^2 = \left(1 + \frac{n^2 \ell}{L}\right) \frac{\ell}{C} \left(\frac{\overline{e_a^2}}{R_t^2} + \overline{i_a^2} + \overline{i_t^2}\right) \quad (\text{II.54 bis})$$

En pratique,  $\frac{\overline{e_a^2}}{R_t} \ll i_a$ .

L'expression (II.54 bis) nécessite quelques remarques. Avec une inductance de source  $\ell$  donnée, la sensibilité est d'autant meilleure :

- que  $n$  est faible ou  $n^2 \ell \ll L$ . On a alors  $Q \approx \frac{R}{n} \sqrt{\frac{C}{\ell}}$  donc le coefficient de surtension croît quand  $n$  décroît. En pratique, on se contentera d'avoir  $L = 10 n^2 \ell$ .
- que  $C$  est élevée. On augmente ainsi  $Q$  ( $\propto \sqrt{C}$ ). On ne peut pas augmenter  $C$  indéfiniment car le temps de réponse du circuit  $\tau_c = 2 RC$  devient trop long. En pratique, on fixera  $\tau_c$  le plus grand possible (en général  $< 1$  s) et on en déduira la valeur de  $C$ .

Dans ces conditions, on obtient :

$$B_{er)min} \approx \left(\frac{\ell}{C}\right)^{1/2} (\overline{i_a^2} + \overline{i_t^2})^{1/2} \quad (\text{II.55})$$

#### Comparaison de $B_{eo}$ et $B_{er}$

Comparons la sensibilité dans les deux cas. En faisant le rapport de (II.53) et (II.55), on trouve

$$\frac{B_{er)min}}{B_{eo)min}} = \left(\frac{R_t}{2Q_t Z_a}\right)^{1/2}$$

Typiquement,  $Q_t \approx 20$ ,  $R_t \approx 70 \text{ M}\Omega$  et  $Z_a \approx 400 \text{ K}\Omega$ , donc :

$$\frac{B_{er)min}}{B_{eo)min}} > 1$$

En général, la sensibilité est donc meilleure quand le hacheur fonctionne à la fréquence de résonance du circuit (résonance série). Seul le signal (et pas le bruit) est amplifié par la résonance.

Ordre de grandeur

$$L \approx 10^{-7} \text{ H, } C \approx 1 \text{ nF}$$

$$i_a \approx 5.10^{-15} \text{ A}/\sqrt{\text{Hz}} \quad , \quad i_t \approx 1,8.10^{-15} \text{ A}/\sqrt{\text{Hz}}$$

Dans ce cas, on a

$$B_{er} \approx 5.10^{-14} \text{ V}/\sqrt{\text{Hz}}$$

Ce bruit correspond au bruit thermique d'une résistance de  $0,9 \mu\Omega$  à  $4,2 \text{ K}$ . Les calculs que nous avons effectués en considérant une source purement inductive restent valables si l'impédance de source comprend aussi une résistance  $r_s$  ( $\ll \omega_r L$ )  $< 10^{-7} \Omega$ .

II.6.7. Détermination pratique des éléments du circuit

En pratique, avec une impédance de source inductive  $L$  il faut calculer le rapport de transformation  $n$  et la valeur du condensateur qu'il faut placer aux bornes du transformateur pour utiliser l'amplificateur à hacheur dans les meilleures conditions.

- Le rapport de transformation est donné par la relation suivante :

$$n^2 = \frac{L}{10L} \tag{II.56}$$

- On fixe la constante de temps du circuit  $\tau_c$  (en général,  $< 1 \text{ s}$ ) et on en déduit  $C$  par

$$C = \frac{\tau_c}{2 R_t} \tag{II.57}$$

La fréquence de fonctionnement est alors donnée par la relation

$$\omega_r^2 = \left( \frac{1}{L} + \frac{1}{n^2 L} \right) \frac{1}{C} \approx \frac{1}{n^2 L C}$$

Soit

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{n^2 L C} \tag{II.58}$$

II.7. Source Résistive et Inductive,  $z_s = r_s + j\ell\omega$

On a vu que la réponse du circuit est donnée par une équation différentielle de la forme

$$\frac{\ell LC}{r_s} \frac{d^3 V_s}{dt^3} + \alpha \frac{d^2 V_s}{dt^2} + \beta \frac{dV_s}{dt} = \gamma V_s(t) = \frac{L}{n^2 r_s} \frac{d(nV_e)}{dt} \quad (\text{II.59})$$

avec  $\alpha = \frac{r_s}{\ell} + \frac{1}{RC}$

$$\beta = \frac{1 + \frac{n^2 r_s}{R}}{n^2 \ell C} + \frac{1}{LC}$$

$$\gamma = \frac{r_s}{\ell LC}$$

On ne considèrera que le terme fondamental de la réponse, soit

$$V_e(t) = \frac{4E}{\pi} \sin \omega t$$

Pour résoudre cette équation de 3e degré, il faut chercher les racines de l'équation caractéristique

$$r^3 + \alpha r^2 + \beta r + \gamma = 0$$

Les solutions analytiques peuvent être obtenues par la formule de Cardan.

En posant,

$$a = \frac{1}{3} (3 \beta - \alpha^2)$$

$$b = \frac{1}{27} (2 \alpha^3 - 9 \alpha \beta + 27 \gamma)$$

$$\Delta = \frac{b^2}{4} + \frac{a^3}{27}$$

les trois racines sont :

$$\begin{aligned} & \left(-\frac{b}{2} + \sqrt{\Delta}\right)^{1/3} + \left(-\frac{b}{2} - \sqrt{\Delta}\right)^{1/3} - \frac{\alpha}{3}, \\ & \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \left(-\frac{b}{2} + \sqrt{\Delta}\right)^{1/3} - \left(\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \left(-\frac{b}{2} - \sqrt{\Delta}\right)^{1/3} - \frac{\alpha}{3}, \\ & \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \left(-\frac{b}{2} + \sqrt{\Delta}\right)^{1/3} + \left(\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \left(-\frac{b}{2} - \sqrt{\Delta}\right)^{1/3} - \frac{\alpha}{3}. \end{aligned}$$

1er cas :  $\Delta \leq 0$

Les 3 racines sont réelles et la fonction de transfert peut se mettre sous la forme

$$G(p) = \frac{n \frac{L}{2} p}{n^2 r_s (1 + \tau_1 p) (1 + \tau_2 p) (1 + \tau_3 p)} \quad (\text{II.60})$$

L'expression générale de la réponse du circuit est alors

$$V_s(t) = A e^{-t/\tau_1} + B e^{-t/\tau_2} + C e^{-t/\tau_3} + \frac{4E}{\pi} n \sin(\omega t + \psi) \quad (\text{II.61})$$

2e cas :  $\Delta > 0$

Les 2 dernières racines sont des complexes conjuguées et la fonction de transfert prend la forme

$$G(p) = \frac{n \frac{L}{2} p}{n^2 r_s (1 + \tau p) \left(1 + \frac{1}{Q} \frac{P}{\omega_n} + \frac{P^2}{\omega_n^2}\right)} \quad (\text{II.62})$$

La réponse est dans ce cas :

$$V_s(t) = A e^{-t/\tau} + B.e^{-t/\tau_c} \cos(\omega_r t + \phi) + \frac{4E}{\pi} nQ \sin(\omega t + \psi) \quad (\text{II.63})$$

Les réponses du circuit sont donc pratiquement de la même forme que dans les cas avec une impédance résistive ( $z_s = r_s$ ) et inductive ( $z_s = j\ell\omega$ ) respectivement. La principale différence est la présence d'une constante de temps supplémentaire. Selon le cas, le comportement du circuit est semblable aux

cas étudiés dans les précédents paragraphes et les conclusions sont pratiquement les mêmes.

### II.8. Système avec boucle de contre-réaction

Dans ce mode de fonctionnement, la détection synchrone est suivie d'un intégrateur et une fraction du signal à la sortie de celui-ci est ré-injecté à l'entrée du hacheur au moyen d'un diviseur résistif, constitué de deux résistances,  $r$  placée à basse température et  $R$  (fig. II.14). Comme c'est bien connu en théorie des asservissements, le système bouclé permet de réduire l'effet des variations du gain et de la phase et des non-linéarités sur la réponse du système. Il n'y a pas d'erreur statique (ou en régime permanent) quand l'entrée est soumise à un échelon de tension à cause de la présence d'un intégrateur dans la chaîne.

En pratique, les différentes constantes de temps du circuit sont négligeables devant la constante de temps de l'intégrateur. La fonction de transfert de l'amplificateur à hacheur en boucle ouverte est de la forme

$$F(p) = \frac{A_o}{\tau_o p} \quad (\text{II.64})$$

où  $A_o$  = gain de l'amplificateur

$\tau_o$  =  $RC$  = cte de temps de l'intégrateur.

La figure II.15 montre le schéma fonctionnel du système en boucle fermée. Comme on a  $r \ll R$ ,

$$\beta = \frac{r}{R + r} \approx \frac{r}{R}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est alors

$$H(p) = \frac{\frac{1}{\beta}}{\left(1 + \frac{\tau_o}{\beta A_o} p\right)} \quad (\text{II.65})$$

Le gain et la constante de temps en boucle fermée sont donc :

$$A_f = \frac{1}{\beta} = \frac{R}{r}$$
$$\tau_f = \frac{\tau_o}{\beta A_o}$$

Si  $\beta A_0 \approx 1$ , condition réalisée en pratique :

$$A_f = \frac{R}{r} \approx A_0$$

$$\tau_f \approx \tau_0$$

Le gain du système avec contre-réaction ne dépend plus du gain en boucle ouverte et n'est défini que par le rapport  $\frac{R}{r}$ . Le gain de l'amplificateur est donc bien défini et stable. Il n'est plus affecté par les fluctuations du gain  $A_0$  et permet d'effectuer des mesures de tension précises.

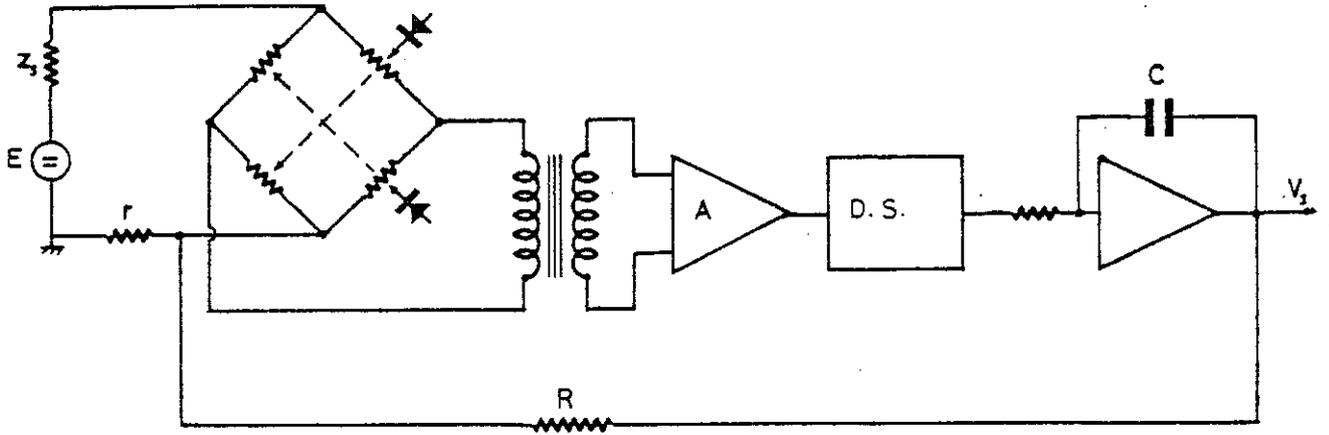


Fig. II.14. : Circuit avec contre-réaction

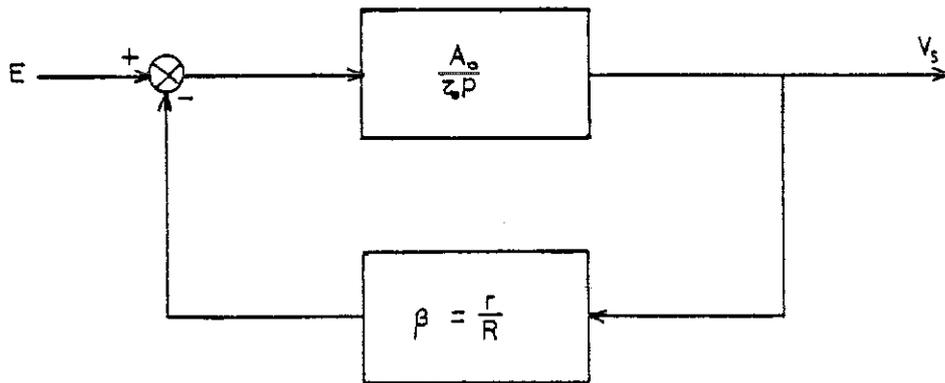


Fig. II.15. : Schéma fonctionnel



CHAPITRE III

CONSTRUCTION DE L'AMPLIFICATEUR A HACHEUR



## C H A P I T R E    I I I

### CONSTRUCTION DE L'AMPLIFICATEUR A HACHEUR

#### III.1. Généralités

Le hacheur est l'élément le plus important de l'amplificateur. Son rôle est de transformer la tension continue à mesurer en un signal alternatif - en principe, sans affaiblir le signal et sans apporter des signaux parasites (bruit, f.e.m., parasites,...). Pour cela, nous avons vu qu'on a intérêt à ce que la résistance de chaque branche du hacheur soit la plus élevée possible.

Des soins particuliers sont nécessaires quant au choix de différents éléments du hacheur. Pour sa conception, nous nous sommes attachés à trouver des solutions simples et fiables sans chercher à miniaturiser l'appareil à tout prix. Le hacheur proprement dit est constitué essentiellement d'une couche mince supraconductrice, de diodes électroluminescentes et de guides de lumière. Les autres éléments de l'amplificateur sont le transformateur, la résistance de contre-réaction, le préamplificateur et la détection synchrone.

#### III.2. Choix du substrat

Le support de la couche mince doit être un bon isolant électrique. Il est choisi en fonction de ses caractéristiques thermiques. Les échanges thermiques entre la couche et le bain d'hélium se font essentiellement à travers le substrat. La conductibilité thermique  $k$  de celui-ci doit être faible pour qu'on puisse faire transiter la couche avec une puissance pas trop élevée afin que la consommation d'hélium liquide reste dans les limites acceptables. D'autre part, il faut que sa diffusivité thermique  $D = \frac{k}{\rho C}$  soit élevée pour que la vitesse de commutation (transition supraconductrice  $\rightarrow$  normale) ne soit pas trop faible. En conséquence, la chaleur spécifique  $C$  du matériau doit être petite.

L'alumine  $Al_2O_3$  polycristallin est le matériau qui répond le mieux à ces critères. Mais, il n'est pas très pur et son état de



surface n'est pas excellent. On a finalement choisi le verre qui est peu coûteux et se trouve aisément sous forme de lamelles. Les plaquettes que nous avons utilisées sont optiquement planes et ont pour dimensions 18 x 12 x 0,7 mm. Elles sont donc facilement manipulables sans conduire à un encombrement exagéré.

### III.3. Choix du matériau supraconducteur

Pour notre application, le matériau supraconducteur doit avoir une résistivité à l'état normal très élevée. La largeur de transition doit être étroite pour que le temps de commutation soit court. Eventuellement, son champ critique doit être élevé dans le cas où le hacheur est soumis à un important champ magnétique. Le hacheur étant conçu pour fonctionner dans un bain d'hélium liquide à la pression atmosphérique, la température critique  $T_c$  du matériau doit être supérieure à 4,2 K.

L'écart ( $T_c - 4,2$ ) doit être assez grand par rapport à la largeur de transition sinon, compte tenu de la diffusivité du verre, le temps de commutation serait trop long. Cet écart ne doit pas non plus être trop grand car la puissance nécessaire pour faire transiter la couche serait trop élevée. Une température de l'ordre de 6 K semble être un bon compromis. D'autre part, dans ces conditions, les fluctuations de température du bain d'hélium ( $\sim 10$  mK) auront des effets négligeables.

Compte tenu de ces considérations et des travaux effectués antérieurement au laboratoire, le nitrure de niobium semble bien adapté pour le hacheur. Suivant les conditions d'élaboration, ce matériau peut avoir une résistivité très élevée et un  $T_c$  de l'ordre de 6 K.

### III.4. Elaboration et propriétés des couches minces de $NbN_x$

La méthode la plus employée pour l'élaboration des couches minces du nitrure de niobium est la pulvérisation cathodique réactive ; c'est-à-dire, la pulvérisation d'une cible de niobium en atmosphère argon + azote [36]. Les propriétés supraconductrices et électriques de  $NbN_x$  ont été abondamment étudiées et ont donné lieu à un nombre important de publications [37-40]. Une étude importante a aussi été effectuée par le Laboratoire d'Etudes des Matériaux Minces du Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble [41]. Les essais préliminaires pour la

réalisation du hacheur ont été effectués avec des couches fournies par ce laboratoire.

Ces nombreuses études ont montré que les propriétés des dépôts obtenus dépendent essentiellement de leur composition et de leur structure (paramètre de maille, taille des grains, concentration en défauts cristallins, etc) qui diffèrent suivant les conditions d'élaboration. Nous rappelons brièvement l'influence des divers paramètres, intervenant dans l'élaboration du nitrure de niobium par pulvérisation réactive, sur ses propriétés électriques et supraconductrices.

#### III.4.1. Composition

La composition chimique (et donc, le paramètre de maille) des dépôts varie suivant la pression partielle d'azote existant dans l'enceinte pendant la pulvérisation. Aubert [41] a déterminé par analyse chimique la composition des couches obtenues avec des différentes pressions d'azote. Ces couches ont un rapport d'azote sur niobium (N/Nb) qui varie de 0 à 1,5.

#### III.4.2. Propriétés électriques et supraconductrices

La température critique  $T_c$  varie en fonction de la pression d'azote, donc du rapport N/Nb (figure III.1). On voit que  $T_c$  est maximum pour le nitrure stoechiométrique (N/Nb = 1). Deis et al [37] ont aussi trouvé une variation semblable de  $T_c$  en fonction de la pression d'azote.

La figure III.2 montre la variation de la résistivité à l'ambiante et du coefficient de température TCR en fonction de N/Nb. Le coefficient de température est défini par

$$TCR = \frac{1}{R(293 \text{ K})} \frac{R(293 \text{ K}) - R(77 \text{ K})}{(293 - 77)}$$

La résistivité du nitrure stoechiométrique en couche mince ( $\sim 170 \mu\Omega\text{cm}$ ) est nettement plus élevée que le matériau massif ( $50 \mu\Omega\text{cm}$ ). La résistivité augmente très rapidement avec N/Nb pour les nitrures lacunaires en niobium (N/Nb > 1). Le coefficient de température devient fortement négatif quand le rapport N/Nb est supérieur à 1,3. La densité de courant

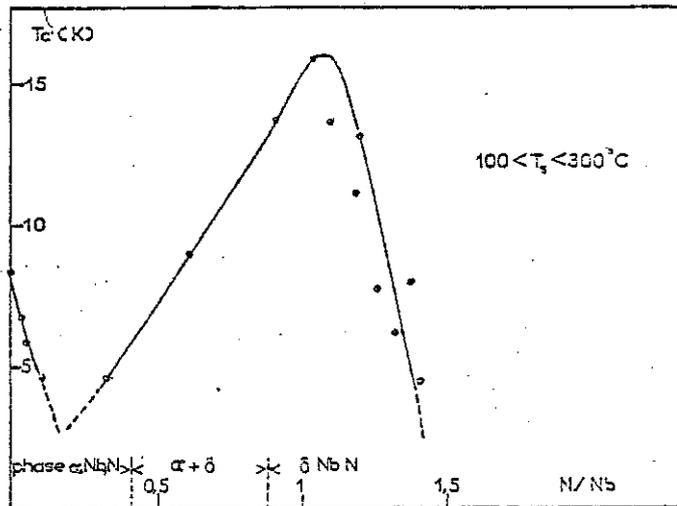


Fig. III.1 : Variation de  $T_c$  en fonction du rapport N/Nb [41]

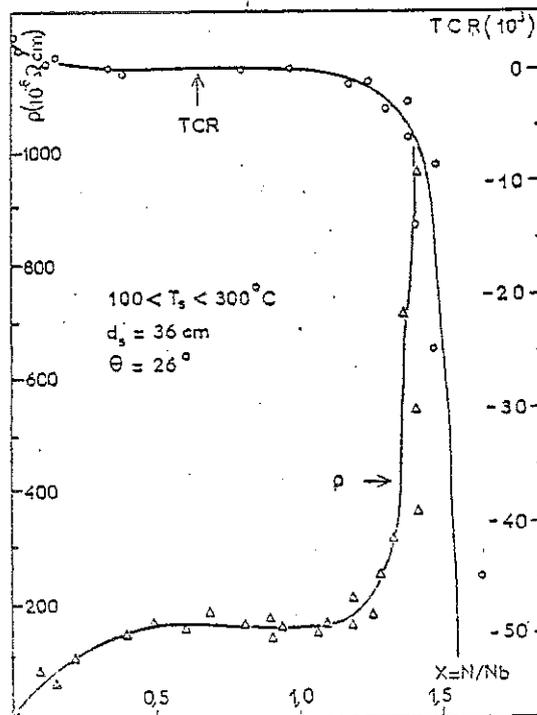


Fig. III.2 = Résistivité et coefficient de température (ppm/K) en fonction du rapport N/Nb [41]

critique dans les films de NbN est très élevée, de l'ordre de  $5 \cdot 10^5$  A/cm<sup>2</sup>, deux ordres de grandeur supérieurs à celle du matériau massif.

Des études de microscopie et de diffraction électronique ont mis en évidence une structure colonnaire dans les films de NbN, résultant de la croissance des cristallites nucléées sur le substrat. La taille des grains est d'environ 100 Å. Les cristallites seraient séparés par des lacunes non conductrices qui seraient responsables de la résistivité et de la densité de courant élevées [42].

#### III.4.3. Vitesse de dépôt

A une pression d'azote donnée, le rapport N/Nb est plus élevé quand la vitesse de dépôt décroît car la teneur en niobium du dépôt est plus faible. D'autre part, le degré de contamination (essentiellement l'oxide de niobium) est plus élevé. Ces impuretés tendent à réduire la température critique tout en augmentant la résistivité.

#### III.4.4. Température du substrat

En général la température critique  $T_c$  ne dépend pas de la nature du substrat. Par contre, on a constaté une augmentation de  $T_c$  lorsque le substrat est chauffé en cours de dépôt. Mais, ce gain sur  $T_c$  s'accompagne d'une diminution de la densité de courant critique et de la résistivité des couches [41]. Ces diminutions ont été attribuées à la modification de structure des films déposés à haute température.

Les mêmes effets ont été constatés quand les films sont recuits sous vide à haute température. Leur résistivité diminue et leur coefficient de température devient moins négatif. Ici encore, il y a changement de structure des couches sans variation de leur composition chimique [39].

#### III.4.5. Epaisseur de la couche

Les couches très minces ont des propriétés supraconductrices qui varient en fonction de leur épaisseur. Gavalier et al [40] ont observé une décroissance de la température critique accompagnée d'une augmentation notable de la densité de courant critique lorsque l'épaisseur diminue. Ce comportement est lié à la présence d'impuretés (plus important dans

les premières couches atomiques), à la taille des grains (plus grande dans les couches épaisses) et à la concentration des défauts cristallins (moins élevée dans les couches épaisses).

La figure III.3 montre l'allure des courbes de transition résistive des films déposés entre 25 et 2 500 Å.

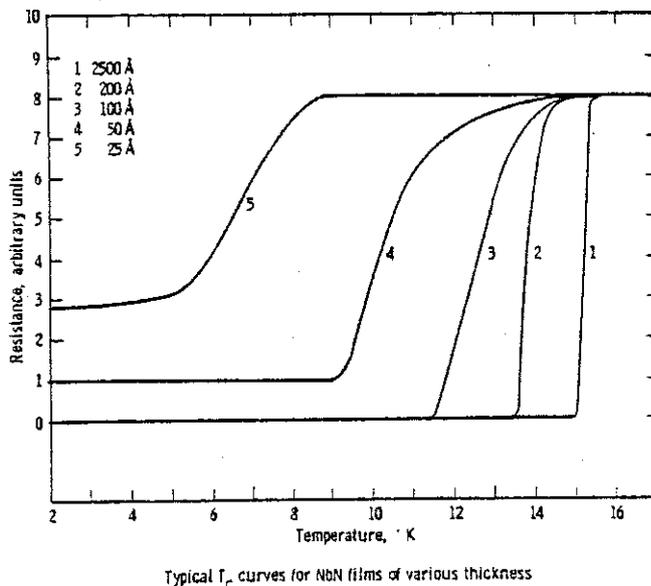


Fig. III.3 : Courbes de transition en fonction de l'épaisseur [40]

On voit que la transition est plus large pour les couches de faible épaisseur. Les couches ne sont pas continues lorsque leur épaisseur est inférieure à 100 Å ; elles ont une résistance résiduelle après transition.

### III.5. Couche du hacheur

Compte tenu de ces différentes propriétés et les critères qu'on a défini dans le paragraphe III.3, on peut déterminer certaines conditions pour l'élaboration de la couche du hacheur. La composition du dépôt doit être telle que le rapport N/Nb soit d'environ 1,4. On obtiendrait alors une température critique de l'ordre de 6 K, une faible largeur de transition et une résistivité élevée.

L'épaisseur de la couche doit être faible pour obtenir des résistances élevées. Mais, elle ne peut être inférieure à 100 Å, valeur en dessous de laquelle la couche n'est pas continue. D'autre part, pour que la largeur de transition soit suffisamment étroite, l'épaisseur doit être supérieure à 200 Å. Une valeur de l'ordre de 500 - 1 000 Å nous semble raisonnable.

### III.6. Elaboration de la couche du hacheur

Nous avons utilisé l'installation de pulvérisation cathodique du Service de Métallurgie du laboratoire pour élaborer les couches du hacheur. Des essais préliminaires sont nécessaires pour déterminer les conditions permettant d'obtenir un matériau ayant les caractéristiques définies plus haut.

#### III.6.1. Appareillage

Le dispositif de pulvérisation est constitué pour l'essentiel par une enceinte à vide, un groupe de pompage, un ensemble d'alimentation électrique et de contrôle de la décharge et un ensemble de mesure du vide et de la pression des gaz. Le groupe de pompage est constitué par une pompe primaire de 32 m<sup>3</sup>/hr et d'une pompe à diffusion de 1 800 l/s équipée d'un baffle à eau et d'un piège à azote liquide. Le vide résiduel après dégazage de l'enceinte est de l'ordre de  $2 \cdot 10^{-7}$  torr.

La mesure de la pression s'effectue dans la zone du vide primaire par un manomètre thermocouple PIRANI et dans la zone du vide secondaire par une jauge du type PENNING (jauge à ionisation à cathode froide). L'argon et l'azote sont introduits directement dans l'enceinte par l'intermédiaire de vannes à aiguille permettant un réglage précis de débits très faibles. Les gaz utilisés sont spectroscopiquement purs (99,995 %).

Le plasma est produit par une cathode MAGNETRON. La cible (cathode) est constituée d'un disque de niobium de 62 mm de diamètre et de 1 mm d'épaisseur. Le niobium a été laminé à froid et recuit par le fournisseur. Un porte-substrat rotatif permet de soumettre ou soustraire les substrats au flux d'atomes pulvérisés et d'effectuer une dizaine de dépôts dans des conditions différentes ou identiques sans casser le vide dans l'enceinte.

### III.6.2. Chauffage des substrats

On s'est aperçu que les couches déposées sur des substrats non chauffés au préalable ont une mauvaise adhérence, probablement à cause du dégazage des substrats pendant le dépôt et de la présence d'humidité à leur surface. Cette mauvaise adhérence se traduit par de nombreuses piqûres dans les couches. Il s'est donc avéré indispensable de mettre en place un dispositif de chauffage. Celui-ci est constitué d'une lampe halogène de 150 W et d'un réflecteur, et il est placé au-dessus des substrats. Le dégazage des substrats est effectué en les chauffant sous vide à une température d'environ 400°C pendant une heure. Les substrats sont tour à tour exposés au rayonnement de la lampe. Les dépôts sont effectués après que les substrats soient refroidis. Les couches obtenues de cette façon ont une bonne adhérence et sont d'excellente qualité.

### III.6.3. Mesure de la vitesse de dépôt et de l'épaisseur

La vitesse de dépôt dépend d'une façon complexe d'un grand nombre de paramètres : courant ionique, tension cathodique, pressions argon et azote, état de surface de la cible, etc. Nous avons utilisé un appareil de mesure d'épaisseur des couches minces permettant de contrôler l'épaisseur et la vitesse de dépôt pendant la pulvérisation. Cet appareil est en principe un microbalance à quartz oscillant. Un quartz piézoélectrique a une fréquence de vibration propre (ici, 6 MHz) et cette fréquence varie lorsqu'une couche est déposée sur le quartz, cette variation étant fonction de la masse du dépôt.

L'épaisseur de la couche est inversement proportionnelle à la densité du dépôt. La détermination de l'épaisseur nécessite donc la connaissance de la densité du matériau déposé. Cette valeur est introduite dans l'appareil comme une donnée et l'appareil, muni d'un micro-ordinateur, calcule et affiche l'épaisseur ainsi que la vitesse de dépôt sur le quartz. Il permet une résolution sur la vitesse de dépôt de 0,1 Å/s.

La sonde de mesure est placée à la même hauteur que les substrats, mais à une distance de 38mm de l'axe de pulvérisation. Les épaisseurs des dépôts sur les substrats et sur le quartz sont donc légèrement différentes. D'autre part, comme on ne connaît pas la

composition du nitrure de niobium déposé avec précision, on ne connaît pas sa densité. On peut donc choisir une valeur arbitraire pour la densité. Les valeurs de l'épaisseur et de la vitesse de dépôt que nous donnerons par la suite sont celles indiquées par le mesureur d'épaisseur en considérant une densité de  $0,84 \text{ gm.cm}^{-3}$  (1/10 de la densité du niobium massif). Les valeurs affichées sont donc environ 10 fois supérieures aux valeurs réelles. L'intérêt est que cela permet d'améliorer la résolution sur la vitesse de dépôt d'un ordre de grandeur.

#### III.6.4. Mesure de la température critique

Les couches sont caractérisées par leur température critique  $T_c$ . Celle-ci est déterminée par la mesure de la transition résistive en utilisant la méthode 4 fils. Les échantillons sont parcourus par un courant de  $10^{-4}$  A. Pour effectuer ces mesures, on a utilisé un cryostat équipé d'un calorimètre à double enceinte permettant de travailler de 1,2 K à 30 K. La température de l'enceinte est réglée à l'aide d'un dispositif de régulation agissant sur le courant d'une résistance de chauffage en constantan. L'homogénéité de la température à l'intérieur de cette enceinte est assurée par de l'hélium gazeux et la stabilité de température est de  $10^{-4}$  K. La mesure de la température elle-même est effectuée à l'aide d'une résistance de germanium préalablement étalonnée.

Les mesures sont effectuées sur une portion du dépôt délimitée par gravure à l'aide d'une pointe diamant. Les dimensions de la couche étant ainsi définies, on peut déduire sa résistivité.  $T_c$  est définie comme la température à la mi-transition (résistance égale à la moitié de la résistance en fin de transition).

#### III.6.5. Détermination des paramètres de pulvérisation

Nous avons effectué plusieurs séries de dépôts afin de déterminer les bonnes conditions pour l'élaboration des couches du hacheur.

#### Conditions opératoires

Avant chaque cycle de dépôts, les substrats sont soigneusement nettoyés et dégazés. On procède à une prépulvérisation de la cible (substrats non exposés) d'une part pour la nettoyer et améliorer le vide

résiduel (effet getter du niobium et d'autre part pour revêtir les différentes parties de l'enceinte et limiter les pulvérisations parasites d'impuretés.

Les paramètres suivants sont fixés :

Pression argon :  $10^{-3}$  torr (indiquée par la jauge PIRANI),

Distance cible-substrats : 16 cm,

Température des substrats :  $\sim 300$  K.

La pression partielle d'azote est mesurée par la jauge PENNING avant l'introduction de l'argon dans l'enceinte. On arrête le dépôt lorsque l'épaisseur indiquée par le mesureur est de 5 000 Å (épaisseur réelle de l'ordre de 500 Å).

### Résultats des essais

Une première série de dépôts a été effectuée avec une vitesse de dépôt constante (valeur affichée = 15 Å/s), mais avec de différentes pressions d'azote. La figure III.4 montre la variation de  $T_c$  en fonction de la pression d'azote. Ces dépôts ont été effectués sur des substrats non dégazés (c'est alors qu'on a constaté la mauvaise qualité des couches). La valeur maximum de  $T_c$  obtenue est peu élevée, 12 K au lieu de 15,5 K obtenue ailleurs. Ceci s'explique du fait que le substrat n'a pas été chauffée ni avant ni en cours de dépôt et que l'épaisseur et la vitesse de dépôt sont relativement faibles.

Une deuxième série de dépôts a été réalisée en maintenant la pression d'azote à  $10^{-3}$  torr et en faisant varier la vitesse de dépôt. La température critique décroît avec la vitesse de dépôt. Un  $T_c$  de l'ordre de 6 K est obtenu dans les conditions suivantes :

Pression azote :  $10^{-3}$  torr,

Vitesse de dépôt affichée : 5 Å/s.

Les couches du hacheur ont été élaborées dans ces conditions. La figure III.5 montre l'allure de transition de ces couches. La largeur de transition est d'environ 0,1 K, ce qui est satisfaisant pour notre utilisation.

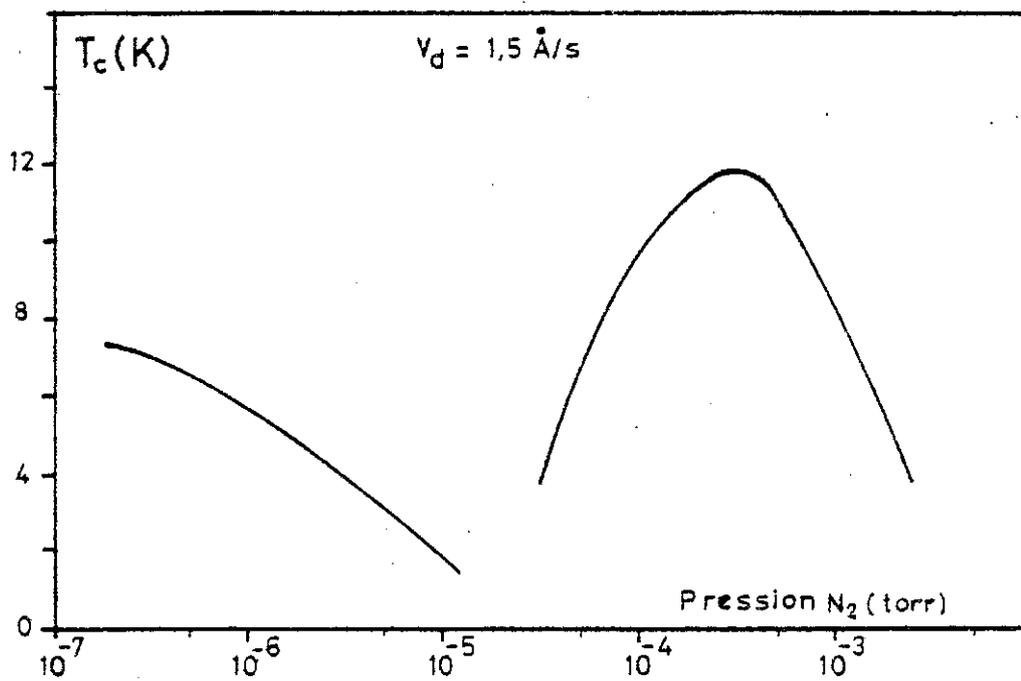


Fig.III.4 : Température critique en fonction de la pression partielle d'azote

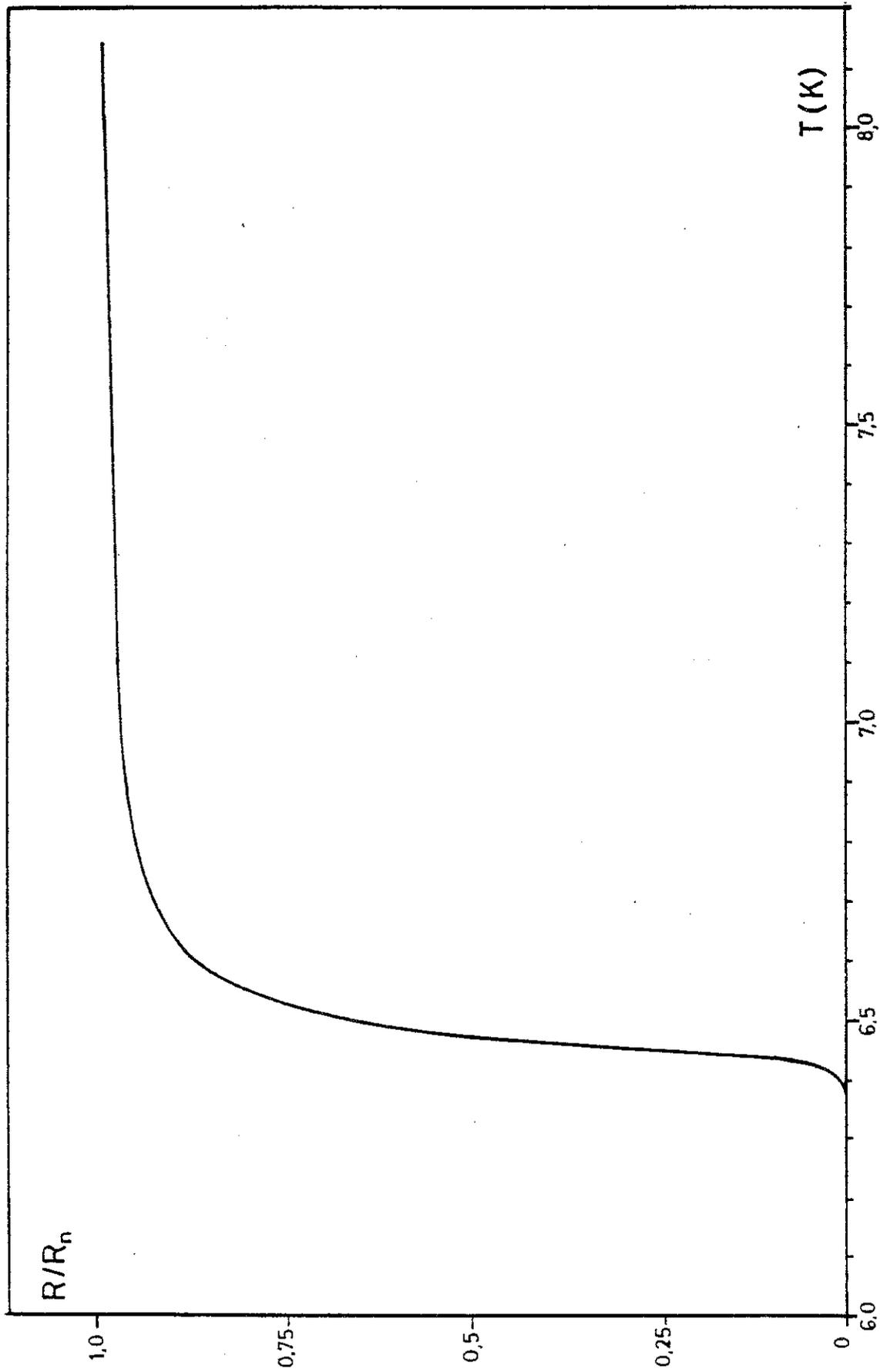


Fig. III.5 : Courbe de transition de la couche du hacheur

### III.7. Caractéristiques de la couche du hacheur

#### III.7.1. Uniformité d'épaisseur

La distribution de l'épaisseur des dépôts est donnée par l'expression [43] :

$$\frac{e}{e_0} = \frac{(h^2 + r^2)^2 (h^2 + r^2 + d^2)}{[h^2 + (r+d)^2]^{3/2} [h^2 + (r-d)^2]^{3/2}}$$

h : distance cible-substrats ;

r : rayon de la source ;

d : distance d'un point sur le substrat de l'axe de pulvérisation ;

e : épaisseur du dépôt à ce point ;

e<sub>0</sub> : épaisseur du dépôt au centre (d = 0) ;

en considérant que la source de pulvérisation est plane, annulaire et mince, parallèle à la surface de condensation.

Avec h = 160 mm, r = 15 mm (zone errondée) et d = 9 mm (les couches ont pour dimensions 18 x 12 mm), on obtient e = 0,994 e<sub>0</sub>.

La variation d'épaisseur des couches est inférieure à 1 % ; l'épaisseur est donc pratiquement uniforme et n'entraîne pas d'élargissement de la largeur de transition.

#### III.7.2. Epaisseur

Comme la sonde de mesure d'épaisseur est placée à 38 mm du centre des substrats, la valeur indiquée par le quartz doit être corrigée. Ce facteur de géométrie est calculé à partir de l'expression ci-dessus avec d = 38 mm. On a :

$$e_0 = 1,1 e_q$$

e<sub>0</sub> : épaisseur de la couche

e<sub>q</sub> : épaisseur indiquée par le quartz.

Selon Aubert [41], la valeur calculée, à partir de la formule  $Nb_{1-x}N$ , de la densité du nitrure de niobium ayant un rapport N/Nb de 1,4 est de 6,3 gm.cm<sup>-3</sup> et la valeur mesurée est de 6,5 gm.cm<sup>-3</sup>. On peut donc considérer que la densité du dépôt est de 6,4 gm.cm<sup>-3</sup>. Une deuxième correction est donc nécessaire pour tenir compte de cela.

La valeur de l'épaisseur des couches du hacheur après ces corrections est de l'ordre de 700 Å.

### III.7.3. Résistivité

La résistance caractéristique de la couche (résistance d'un ruban de longueur égale à la largeur) est de 50 ohms  $\square$  à température ambiante, valeur obtenue par une mesure en 4 fils. En considérant que l'épaisseur est de 700 Å, on en déduit que la résistivité est de 350  $\mu\Omega\text{cm}$ . Cette valeur est du même ordre que celle donnée par Aubert (voir figure III.3). Le coefficient de température du dépôt est négatif. La résistance caractéristique après la transition est de 75 ohms  $\square$ , donc le rapport résistivité après transition/résistivité à l'ambiante est de l'ordre de 1,5.

### III.8. Gravure de la couche

La couche est gravée pour faire apparaître le circuit du hacheur. La technique utilisée est la photogravure, procédé analogue à celui utilisé dans la fabrication des circuits intégrés.

#### III.8.1. Masque

La figure III.6 montre le dessin à partir duquel le masque a été réalisé. Ce dessin est réduit d'un facteur 10 par technique photographique. Le masque se présente sous la forme d'une diapositive. Afin d'obtenir des résistances élevées, les conducteurs ont une forme en zig-zag pour augmenter leur longueur. Les deux branches qui transitent en même temps sont interdigitées pour que la commutation se produise quasi-simultanément. Les bornes d'entrée et de sortie sont ramenées côte à côte.

Nous nous sommes contentés d'une gravure assez simple avec des conducteurs de 0,1 mm de large. L'installation qui a été mise au point pour la gravure des couches est très rudimentaire et l'obtention des conducteurs ayant une largeur inférieure à 0,1 mm devient aléatoire. Une gravure avec des conducteurs plus fins (0,01 mm) aurait permis d'obtenir une résistance parallèle supérieure à  $10^6$  ohms. Mais, ceci nécessiterait une salle blanche et infiniment plus de précautions pour la réalisation car la moindre poussière entraînerait une coupure du circuit.

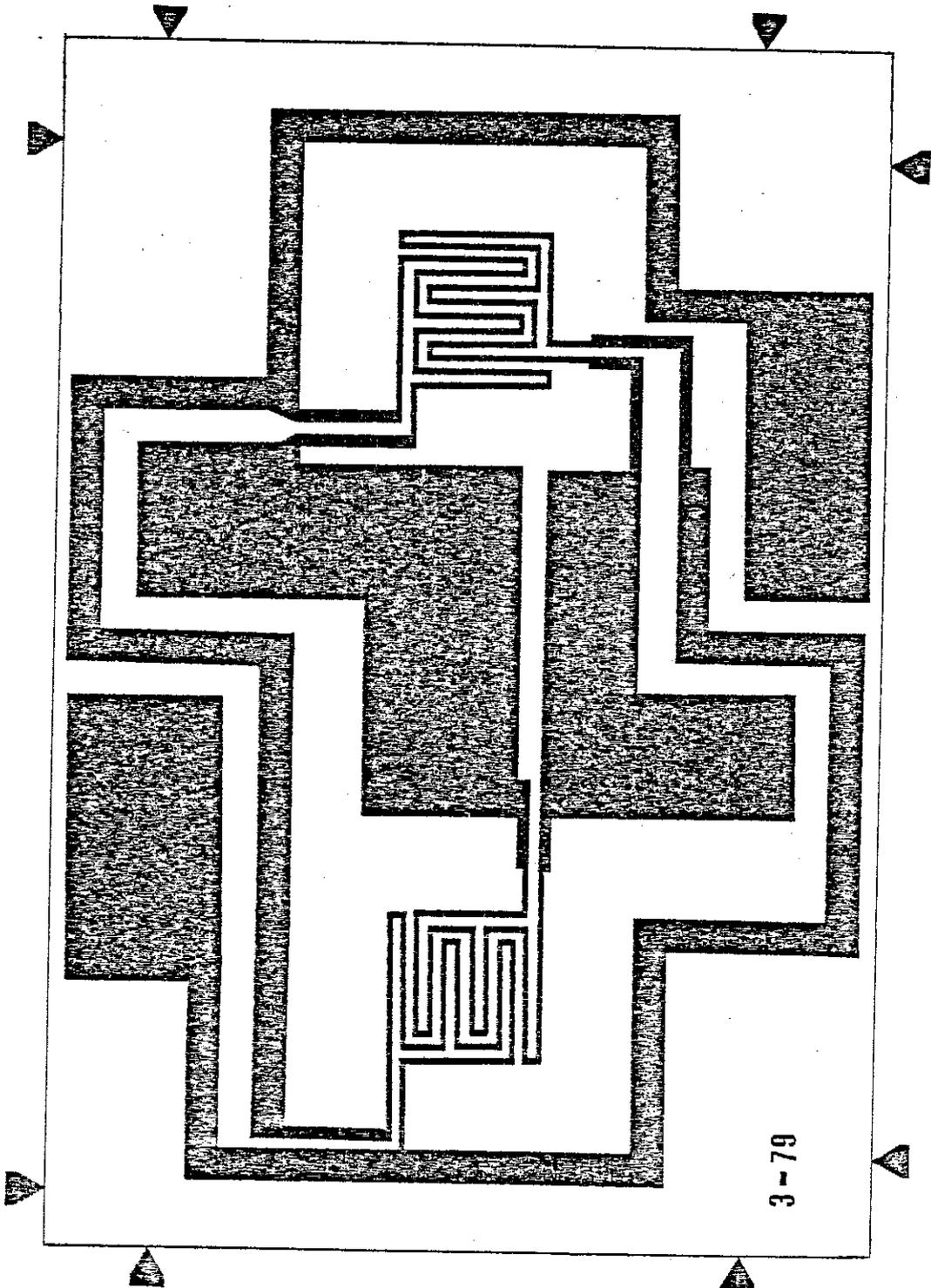


Fig. ILL.6 : Circuit du hacheur (Echelle x 10)

3-79

Avec le masque qu'on a utilisé, la résistance de chaque branche du hacheur est d'environ 20 K $\Omega$  après la transition ; ce qui donne une résistance parallèle de 10 K $\Omega$ . Cela est largement suffisant dans la plupart des applications. Les zones utiles ont pour dimensions 2,5 x 2,5 mm. Elles sont recouvertes d'une couche très fine de peinture noire (quelques microns) pour assurer une bonne absorption du rayonnement.

### III.8.2. Gravure

Le processus est le suivant :

- 1) Nettoyage et séchage de la couche par cuisson à 120°C pendant 30 minutes ;
- 2) Enduction de la résine photosensible à action positive Shipley AZ 1 350 (diluée avec AZ Thinner) par centrifugation en utilisant une tournette (3 000 tours/minute) ;
- 3) Séchage de la résine en étuvant à 60°C pendant environ 10 minutes ;
- 4) Insolation par contact. Une lampe à iode de 1 000 Watts est utilisée à cet effet et le temps d'exposition est de l'ordre d'une minute avec la lampe à une distance de 50 cm ;
- 5) Développement et étuvage à 120°C pendant 1 heure pour améliorer la résistance chimique du photo-resist ;
- 6) Gravure en attaquant chimiquement avec une solution contenant des volumes égaux d'acide sulphurique, d'acide nitrique, d'acide fluohydrique et d'eau ;
- 7) Elimination de la résine résiduelle avec de l'acétone.

### III.9. Liaisons électriques avec la couche

Les liaisons électriques avec la couche doivent être entièrement supraconductrices si on ne veut pas avoir des résistances parasites et des f.e.m. thermoélectriques dans le circuit.

Les contacts avec la couche sont réalisés en soudant au moyen d'un fer à ultrasons. La soudure utilisée est un alliage In (42 % en poids), Sn (32 %), Pb (21 %) et Ag (5 %) supraconducteur à 4,2 K [44]. Les soudures réalisées en utilisant un fer à souder thermostaté se décollent après quelques cycles thermiques. Les contacts réalisés avec le fer à ultrasons ont bien supporté une cinquantaine de cycles thermiques et n'ont pas causé de problème jusqu'à maintenant.

Les fils de liaison sont aussi supraconducteurs. L'utilisation du fil Niomax CN est à éviter. Ce fil, qui est constitué de plusieurs filaments de Nb-Ti (supraconducteur à 4,2 K) enrobés avec un alliage Cu-Ni, a deux inconvénients : la résistance de contact est non négligeable à cause de la résistivité élevée du Cu-Ni et d'autre part, celui-ci a un pouvoir thermoélectrique élevé (de l'ordre de  $10^{-6}$  V.K<sup>-1</sup> à 4,2 K). Les fils que nous avons utilisé sont constitués de trois fils de constantan de 5/100 torsadés et recouverts d'une couche de plomb au moyen d'un fer à souder. On aurait aussi pu utiliser un alliage étain-plomb (soudure commerciale).

Nous avons essayé de mesurer ultérieurement à l'aide du hacheur la résistance des contacts ainsi réalisés. Celle-ci est inférieure à  $10^{-11}$  ohm, ce qui signifie que le circuit est probablement entièrement supraconducteur.

### III.10. Choix des diodes électroluminescentes

Les diodes électroluminescentes doivent satisfaire les trois critères suivants :

- fonctionner à basse température,
- supporter de nombreux cycles thermiques,
- avoir un bon rendement.

Ce dernier critère conduit à prendre des diodes émettrices d'infra-rouge ( $\lambda = 940$  nm) dont le rendement est nettement supérieur à celui des diodes émettant dans le visible. Dans cette catégorie, les diodes laser sont susceptibles d'être intéressantes ; mais compte tenu de leur coût élevé, la sélection a porté sur des diodes de type ordinaire.

Ces diodes ne sont pas prévues pour fonctionner dans l'hélium liquide. Nous avons testé un grand nombre de diodes de marques et de types différents en vue de tester leur tenue mécanique et leur fonctionnement à 4,2 K.

#### III.10.1 Tenue mécanique

Les diodes enrobées dans une résine sont à exclure. On constate qu'elles se fracturent lors du refroidissement, ce qui entraîne la

coupure des fils, voire l'arrachement de la puce. Seuls sont donc utilisables, les modèles en boîtier métallique. La puce est souvent noyée dans de la résine ; toutefois certains modèles résistent quand même aux cyclages thermiques.

### III.10.2. Caractéristiques électriques à 4,2 K

Un montage simple a été réalisé pour relever rapidement la caractéristique  $I(V)$  des diodes à 4,2 K et pour comparer leur puissance rayonnée. Les diodes sont montées au bout d'une canne qui est plongée dans un vase d'hélium liquide. Le rayonnement émis est transmis vers l'extérieur du vase par un guide de lumière en silice et détecté par une photopile à température ambiante. La puissance émise par les diodes est ainsi convertie en une puissance électrique. Le courant débité par la photopile dans une résistance est donc l'image de la puissance rayonnée.

La figure III.7 montre la caractéristique  $I(V)$  à 4,2 K de différentes marques de diodes qui fonctionnent dans l'hélium liquide. On constate une augmentation de la tension de fonctionnement, vraisemblablement due à une perte de conduction du semiconducteur. Dans certains cas, il faut appliquer une tension élevée pour amorcer la conduction ( $\sim 6V$  pour les ASEA-HAFO 1A83) et il apparaît un hystérésis pour les faibles courants. La tension diode est plus faible pour les courants élevés, par suite de l'échauffement interne de la puce. L'impédance dynamique est dans ce cas négative. Cependant, aucune oscillation n'est à craindre, compte tenu de l'inertie thermique du semiconducteur. Ce résultat indique d'ailleurs que le générateur d'alimentation des diodes doit être du type source de courant.

A noter aussi que certains types de diodes ne fonctionnent pas à 4,2 K (NEC SE 301 A), d'autres ont une tension de fonctionnement plus faible et d'autres encore ne présentent pas de résistance négative (IRE 10 P). Mais, comme on le verra, leur puissance rayonnée est très faible.

### III.10.3. Caractéristiques optiques et rendement

La figure III.8 montre la puissance rayonnée par les différents types de diodes en fonction du courant dans les diodes. On constate que les diodes ASEA-HAFO 1A83 ont un meilleur rendement. La puissance émise par ces diodes est 2 fois plus grande que celle émise par les TIL 31 et 10 fois (!) celle émise par les IRE 10 P. Ce sont donc les diodes ASEA-HAFO 1A83 qui ont été choisies pour le hacheur. Celles-ci sont des diodes GaAs à infra-rouge. La puce est dans un cône de résine qui constitue un dispositif optique canalisant tout le rayonnement émis vers la sortie.

Le rendement de ces diodes à 4,2 K a aussi été mesuré par une méthode de double pesée. Un corps noir, relié à une source froide par une résistance thermique, est chauffé successivement par le rayonnement de la diode et par effet Joule. En cherchant la puissance qu'il faut appliquer pour obtenir la même élévation de température, on obtient la puissance rayonnée par la diode. Le rendement des ASEA-HAFO 1A83 à 4,2 K est de l'ordre de 6 % quand la puissance émise est de 10 mW.

La figure III.9 montre les changements typiques des caractéristiques électriques et optiques de ces diodes à 300 K, 77 K et 4,2 K. On constate une augmentation de la tension et de l'énergie rayonnée avec l'abaissement de la température. Il y a un facteur 4 sur la puissance rayonnée à 4,2 K et à 300 K. L'augmentation de la tension diode est du même ordre pour les courants élevés.

Une soixantaine de diodes ASEA-HAFO 1A83 ont été testées à basse température. Pour cinq d'entre elles, il faut appliquer une tension supérieure à 9 V pour amorcer la conduction. A l'exception de celles-ci, les caractéristiques électriques et optiques de ces diodes sont semblables. La dispersion de ces caractéristiques est d'environ  $\pm 15 \%$ , ce qui est satisfaisant. Les lentilles des diodes montées sur le hacheur doivent être enlevées. Dans certains cas, ces lentilles se sont fracturées suite aux contraintes thermiques au cours du refroidissement. Les deux diodes montées le hacheur ont subi plus que 50 cycles thermiques et ont été soumises à des surcharges de 100 %. On n'a pas constaté de détérioration dans leur fonctionnement. Les diodes ASEA-HAFO 1A83 conviennent donc parfaitement à notre usage.

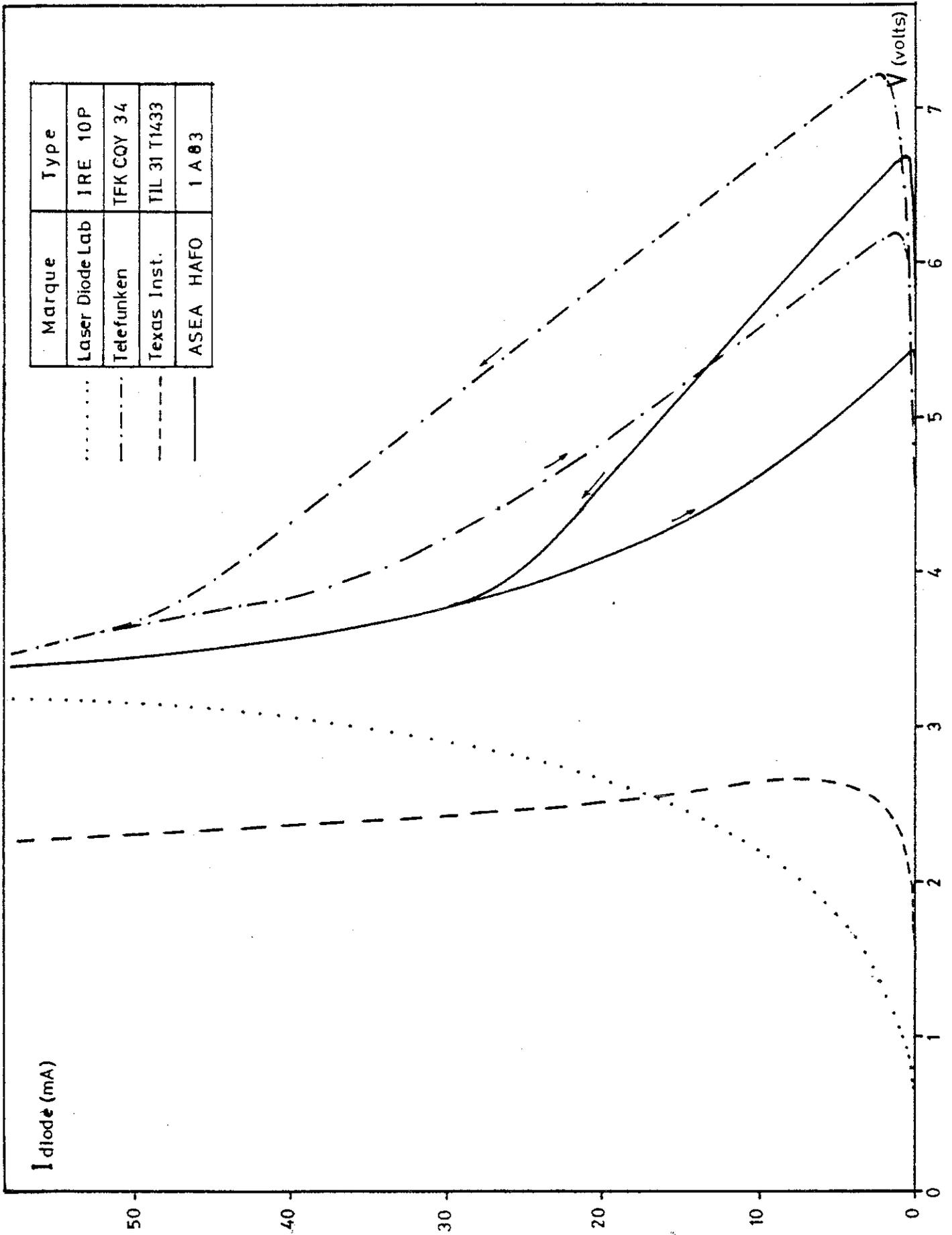


Fig. III.7 : Caractéristiques électriques des diodes à 4,2 K

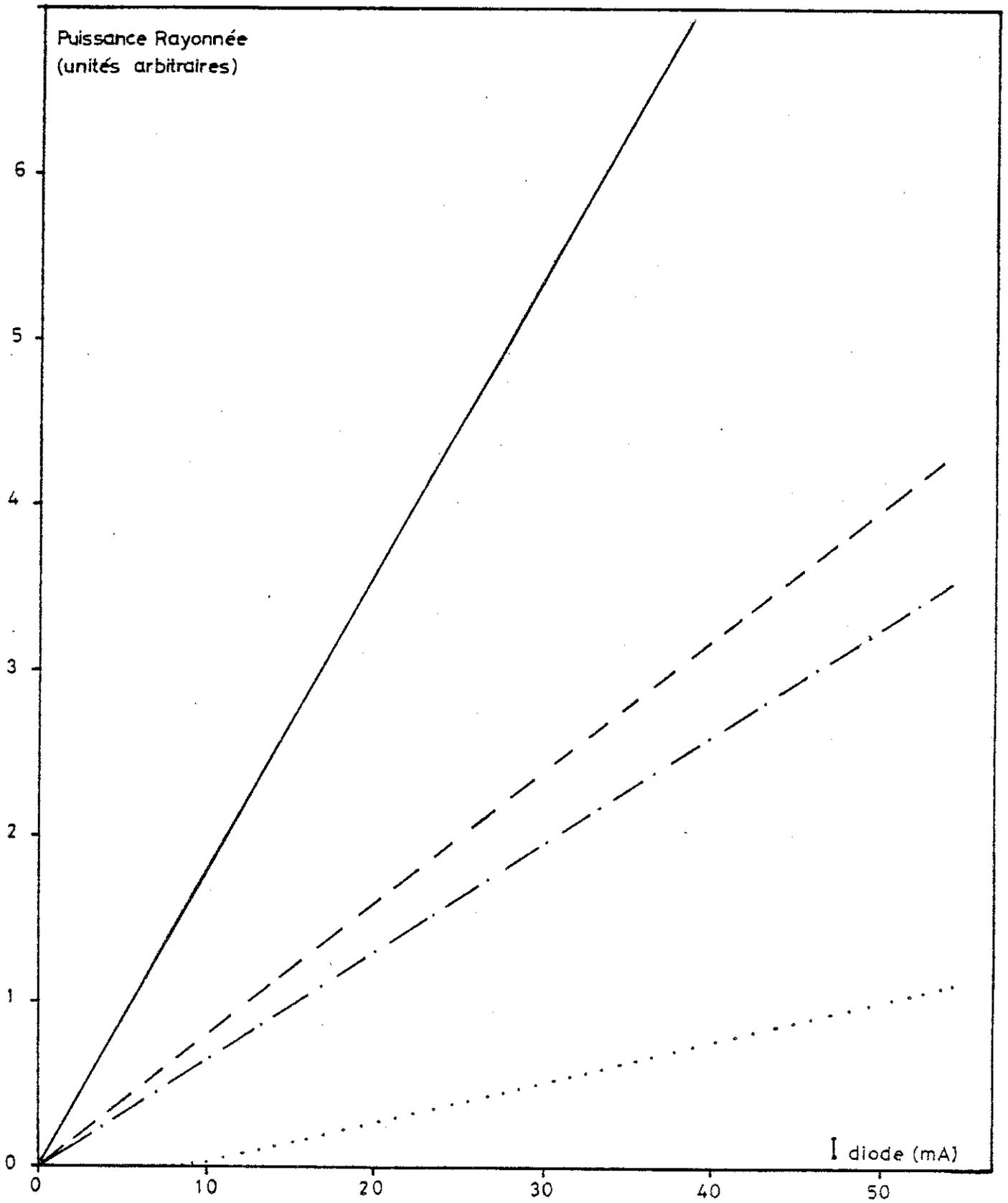


Fig. III.8 : Puissance rayonnée par différentes diodes à 4,2 K

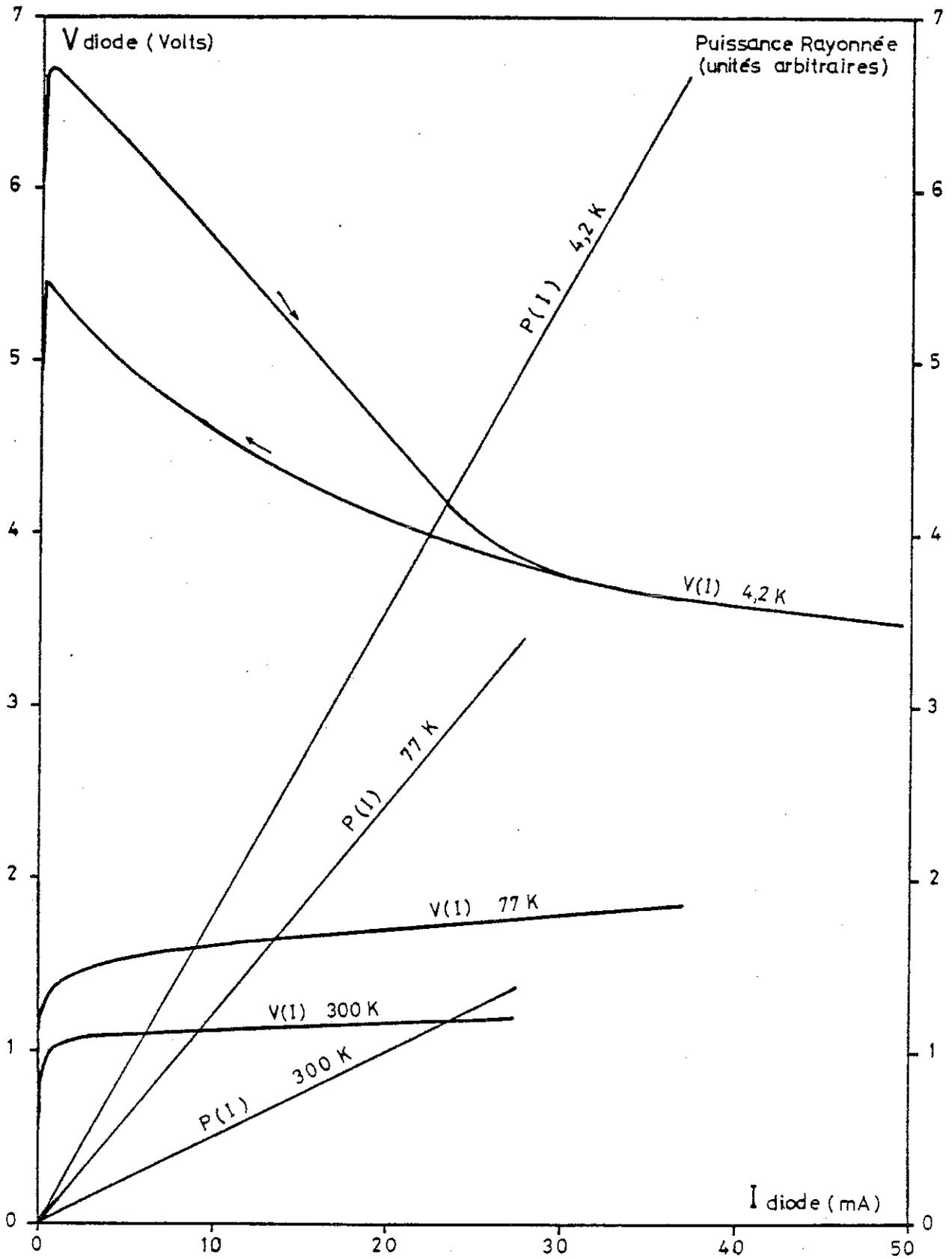


Fig. III.9 : Caractéristiques des diodes ASEA HAFO 1A 83 à 300 K, 77 K et 4,2 K

### III.11. Guides de lumière

Les guides de lumière ont trois fonctions :

- canaliser le rayonnement des diodes vers les zones à chauffer,
- assurer une bonne répartition du flux lumineux,
- éloigner les diodes de la couche pour réduire le couplage parasite.

Ils sont simplement constitués par des barreaux de verre à section carrée de 2,5 x 2,5 mm et de 35 mm de longueur (la répartition du flux lumineux est meilleure qu'avec des barreaux de section circulaire). Ils fonctionnent d'une façon analogue à une fibre optique. Le rayonnement entrant par une extrémité subit des réflexions totales sur les faces du barreau et ressort par la face opposée. Par suite des réflexions multiples, chaque point de la couche voit une multitude de diodes (le barreau se comporte comme un kaleidoscope) et tout se passe comme si la couche était éclairée par un réseau de diodes. Si leur diagramme de rayonnement n'est pas trop directif, l'uniformité de l'éclairage est excellente.

La capacité parasite entre les diodes et la couche doit être extrêmement faible. A cause de cela, on ne peut donc pas réduire la longueur des barreaux de verre. De plus, ceux-ci sont entourés par des blindages d'une longueur d'environ 15 mm pour réduire la capacité parasite.

### III.12. Montage mécanique du hacheur

#### III.12.1. Montage en enceinte étanche

Les premiers prototypes du hacheur ont été montés dans une enceinte hermétique vidée. La figure III.10 montre le principe de ce montage (la couche utilisée ici a pour dimensions 25 x 15 mm).

Il est indispensable que le refroidissement de la couche soit bien assuré. Des masses thermiques sont placées sur la face arrière de la couche. Le contact thermique avec le verre a été réalisé de deux manières : soit par soudure après avoir métallisé le verre avec de l'indium au moyen d'un fer à ultra-sons, soit plus simplement, par une couche de graisse silicone. Dans ce dernier cas, le contact est nettement moins bon. Le refroidissement peut être amélioré par de l'hélium gazeux

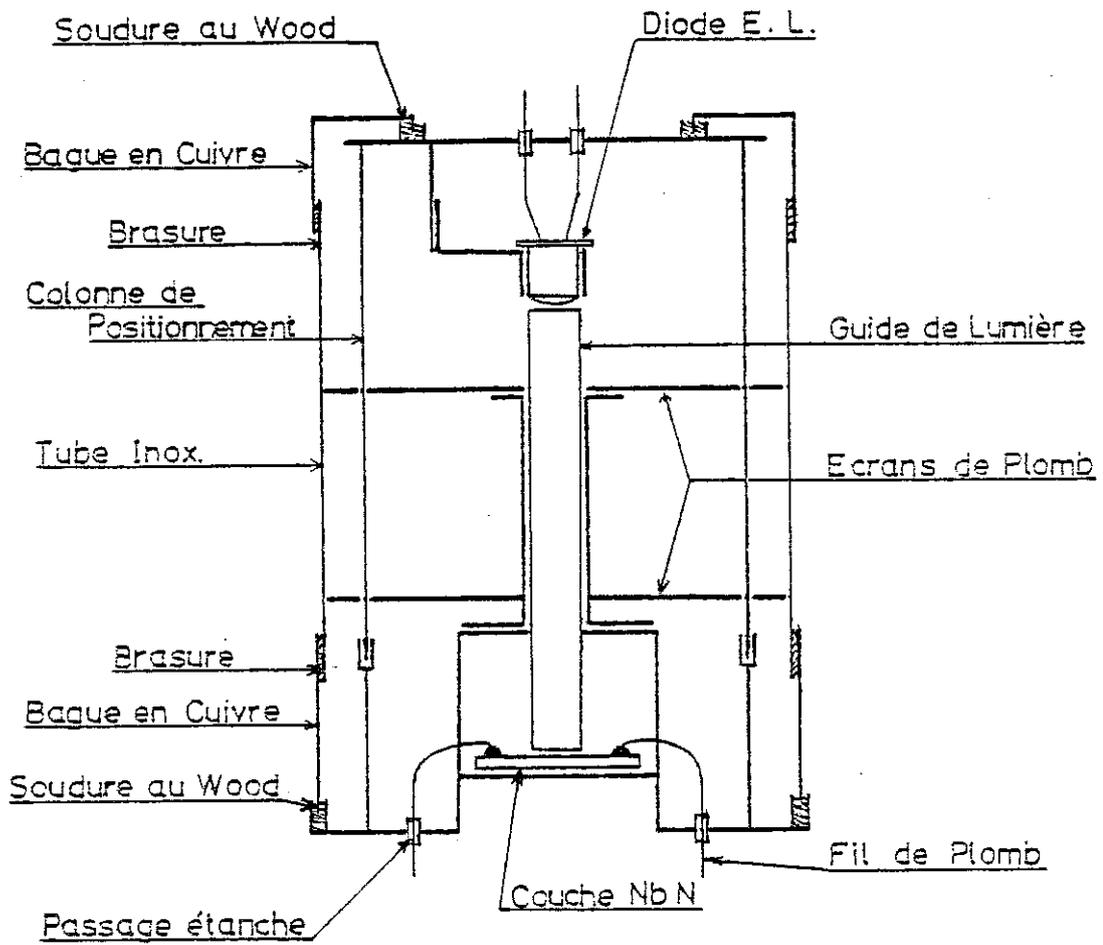


Fig. III.10 : Montage en enceinte étanche

sous faible pression dans l'enceinte. On peut régler les échanges thermiques et par conséquent, faire varier la vitesse de commutation.

L'enceinte du hacheur est constituée de deux flasques en cuivre ; sur l'un est fixé la couche et les guides de lumière et sur l'autre, les diodes. Le positionnement de ces flasques entre eux s'effectue au moyen de trois colonnes. Sur cet ensemble vient s'emboîter un capot de forme tubulaire, soudé aux flasques avec de l'alliage de Wood. Il comporte dans la partie centrale une portion en acier inoxydable pour assurer le découplage thermique entre le support de la couche et les diodes. Deux écrans de plomb sont placés à l'intérieur pour atténuer le couplage électromagnétique parasite.

Ce montage nécessite des traversées électriques étanches et bien isolées électriquement pour sortir les fils. On a eu de nombreux problèmes avec des traversées en verre. Celles-ci ont une médiocre fiabilité ; des fuites apparaissent soit à cause du choc thermique au moment de leur soudure, soit au bout de quelques cycles thermiques. Seuls les condensateurs de traversée en céramique ont donné satisfaction et ont donc été utilisés pour le hacheur.

### III.12.2. Montage sans enceinte étanche

A cause de ces problèmes d'étanchéité, un autre montage dans lequel le hacheur est plongé directement dans le bain d'hélium a été construit. Cette version est nettement plus simple à réaliser et il n'est pas nécessaire d'avoir des traversées électriques étanches. Le problème de refroidissement de la couche ne se pose pas non plus car le substrat est en contact avec l'hélium liquide. Il faut plutôt essayer de limiter le refroidissement de la couche.

La figure III.11 montre schématiquement le montage de ce hacheur qui a été finalement adopté pour sa simplicité et fiabilité. La couche est positionnée par des vis car les parties utiles doivent être bien en face des barreaux de verre. Ceux-ci sont ensuite collés sur la couche avec du "silastène" (Rhodosil CAF 538, fabriqué par Rhône-Poulenc, 75350 Paris Cédex 08). Les diodes sont montées sur les barreaux par l'intermédiaire de support en téflon et sont enfermées dans une boîte en plomb pour réduire au minimum tout couplage parasite entre le circuit de commande et le circuit du hacheur. Les fils d'amenés des

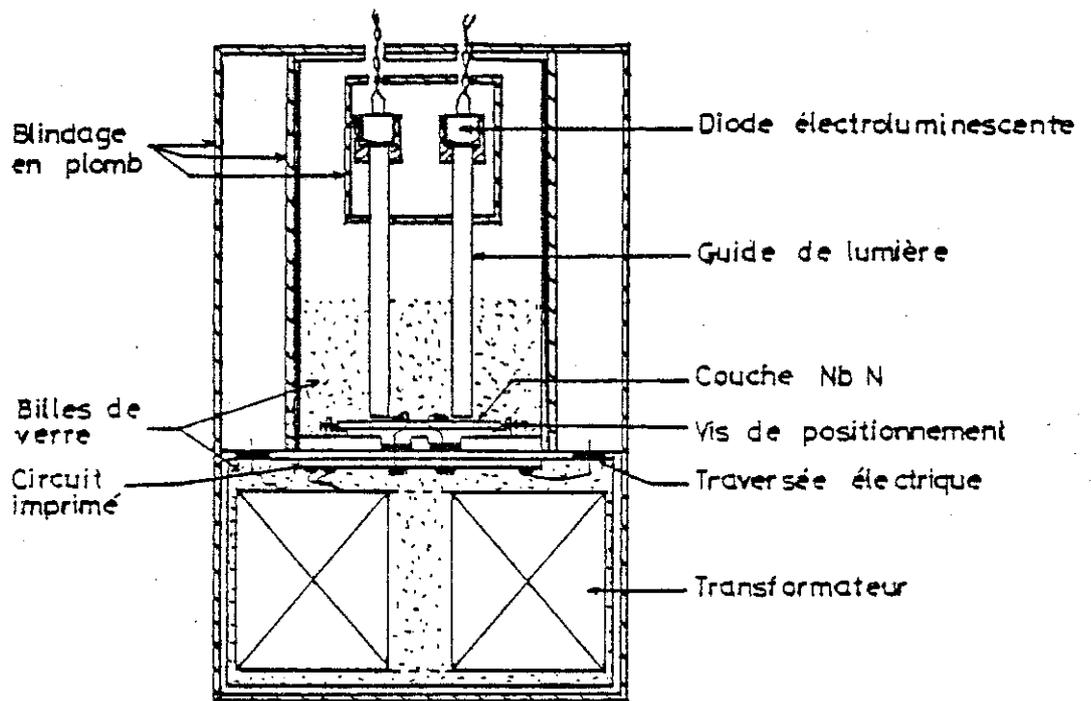
courants diodes doivent être des fils blindés, tout au moins sur les derniers 20 cm environ. On s'est aperçu que l'utilisation des fils torsadés et non blindés donne lieu à une tension de décalage de l'ordre de quelques picovolts.

Le fait que le hacheur soit directement en contact avec le bain d'hélium donne lieu à un bruit parasite. Il a déjà été rapporté qu'une source de bruit supplémentaire et appréciable est la fluctuation de température dans l'hélium liquide [45,46]. Ces fluctuations thermiques résultent de la présence des bulles d'hélium gazeux remontant à la surface dans le liquide en ébullition. La formation de ces bulles est due aux pertes du cryostat et aux pertes par effet joule du hacheur, des diodes et du transformateur. D'autre part, ces bulles peuvent faire vibrer les fils. Les vibrations de ces fils engendrent des tensions parasites car, malgré les blindages, il existe toujours un champ magnétique résiduel.

Pour résoudre ce problème, la couche est noyée dans des billes de verre (utilisées normalement pour le sablage). Celles-ci sont très fines (diamètre moyen de l'ordre de 30  $\mu\text{m}$ ) et très "fluide", et donc se tassent bien. Les fils sont ainsi bien immobilisés et il ne peut y avoir formation de bulles d'hélium sur les surfaces et au voisinage immédiat de la couche. Ceci a aussi pour effet d'augmenter l'inertie thermique de l'ensemble. Les fluctuations de température au voisinage du circuit sont donc considérablement réduites. Cette solution s'est avérée très efficace et le bruit parasite est pratiquement éliminé.

Le transformateur d'adaptation est monté dans une deuxième enceinte en dessous de l'enceinte du hacheur. Cette enceinte est aussi remplie de billes de verre pour les mêmes raisons. Les parois des deux enceintes sont munies d'ouvertures poreuses (en poral) pour assurer une bonne circulation de l'hélium liquide.

Une plaquette de circuit imprimé, fixée sous l'enceinte du hacheur, sert de support à la résistance de contre-réaction et de la mutuelle d'étalonnage. Les entrées et sorties du hacheur ainsi que le primaire du transformateur sont reliées à ce circuit. La partie cuivrée de celui-ci est recouverte d'une couche de plomb au moyen d'un fer à souder pour rendre les conducteurs supraconducteurs. L'utilisation d'un tel circuit permet d'obtenir des connections rigides et de réduire les inductances parasites.



Echelle 1

Fig. III.11 : Montage du hacheur sans enceinte étanche

Les fils sortent de (ou entrent dans) l'enceinte du hacheur par l'intermédiaire de condensateurs de traversée de faible valeur (10 pF). Ces condensateurs ont un fil de traversée étamé et donc, supraconducteur à 4,2 K. Ils sont en céramique et possèdent un excellent isolement électrique ( $> 10^{11} \Omega$ ), indispensable pour limiter les courants de fuite.

Les photographies des pages suivantes montrent la réalisation de ce hacheur.

### III.13. Blindages

Le montage doit être blindé avec soin pour diminuer les inductions parasites. L'enceinte du hacheur est entourée d'un grillage en cuivre étamé et le blindage de l'ensemble du montage est constitué par un cylindre en plomb de 2 mm d'épaisseur fermée à sa partie inférieure. Il y a aussi un blindage en  $\mu$ -métal placé autour du hacheur, à l'extérieur du cryostat, pour réduire le champ magnétique terrestre.

### III.14. Cryostat

Il n'y a rien de particulier à signaler concernant le montage cryogénique. Le hacheur est conçu pour fonctionner dans un bain d'hélium à la pression atmosphérique. Il n'est pas nécessaire de réguler la température du bain. Mais, il est important de bien fixer le cryostat. Celui-ci est monté sur une dalle en béton qui est posée sur quatre amortisseurs pneumatiques. Les vibrations mécaniques transmises par le sol sont ainsi amorties.

### III.15. Transformateur d'adaptation

La température de bruit équivalente des amplificateurs alternatifs à faible niveau de bruit peut atteindre une valeur inférieure à 1 K. Une telle performance ne peut être obtenue toutefois qu'avec une impédance de source élevée, de l'ordre de  $10^5$  à  $10^6$  ohms. Pour obtenir la même performance avec une faible impédance, il faudra élever celle-ci en utilisant un transformateur d'adaptation. Nous avons vu dans le chapitre précédent la condition sur le rapport de transformation pour obtenir un rapport signal sur bruit optimum.



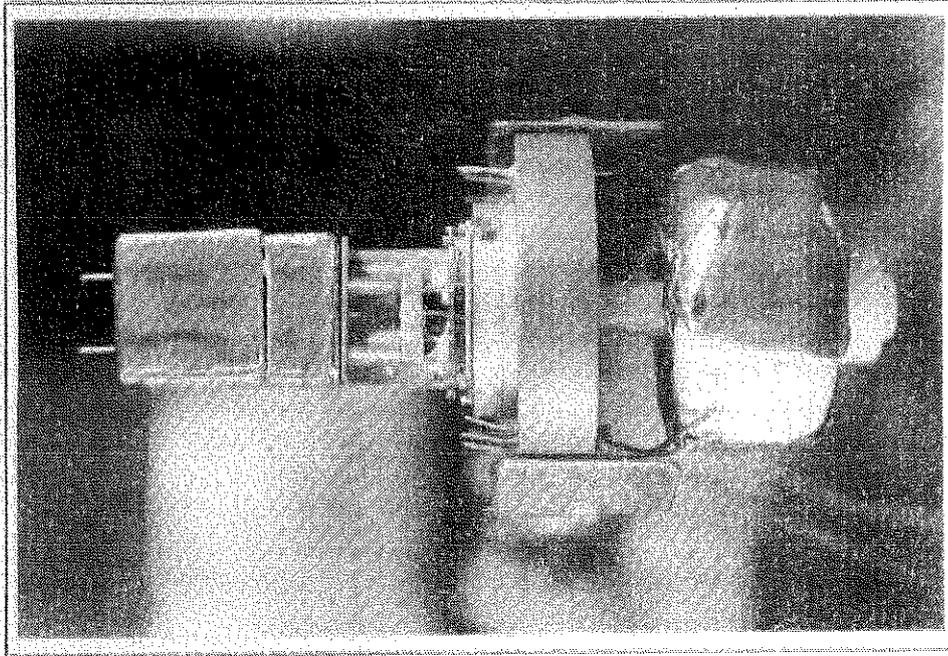


Photo 2 : Montage de l'ensemble sans capot

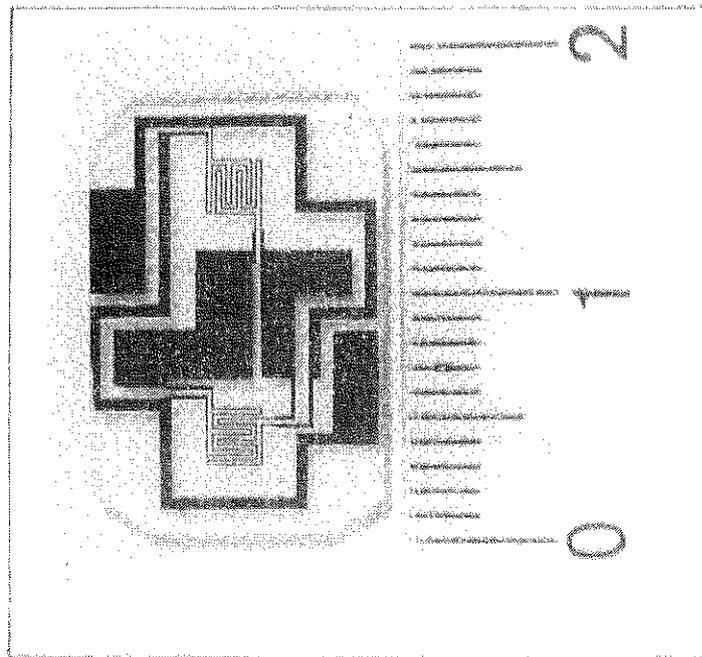
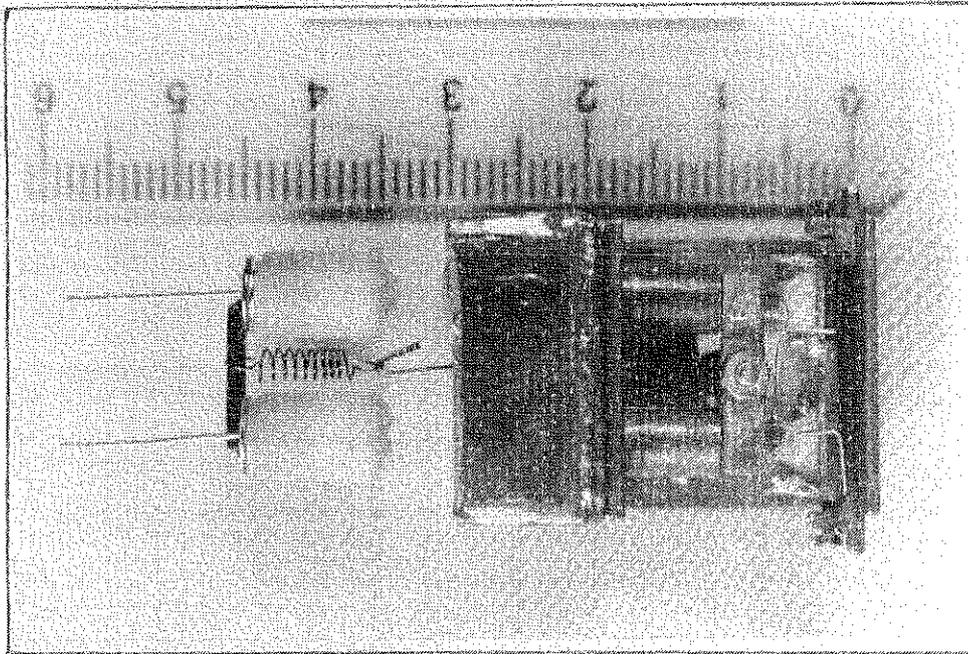
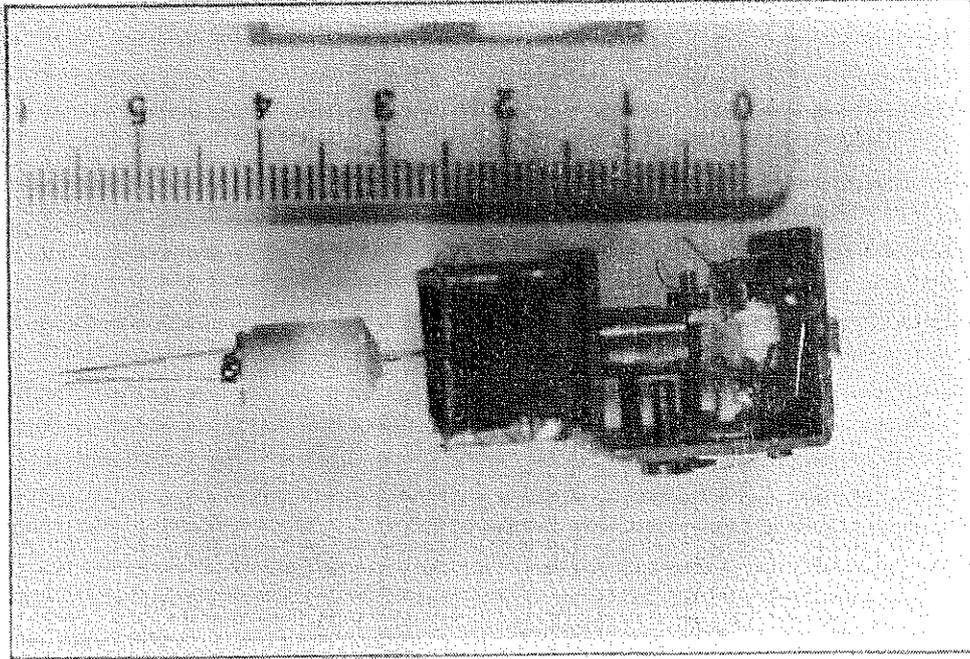


Photo 1 : Couche du hacheur





Photos 3 et 4: Vues du hacheur.



Dans notre cas, il est indispensable que le transformateur soit placé dans l'hélium liquide. On peut alors obtenir un enroulement primaire supraconducteur et ainsi éliminer toute f.e.m. thermoélectrique parasite au primaire qui, par suite d'une légère dissymétrie de commutation du hacheur produirait une tension de décalage à la sortie. Le fait de placer le transformateur à basse température présente en outre d'autres avantages : cela évite d'avoir à transporter des tensions très faibles, donc facilement perturbables, du bain d'hélium à l'ambiante et le bruit du transformateur est réduit considérablement. Le bruit thermique de la résistance du secondaire est pratiquement négligeable dans l'hélium liquide. La résistivité du cuivre (matériau avec lequel est réalisé le secondaire) est divisée par un facteur 100 à 4,2 K et comme le bruit thermique est proportionnel à la racine carrée de la résistance et de la température absolue, il est divisé par 10 par rapport à sa valeur à 300 K. Un inconvénient cependant : la plupart des noyaux voient leur perméabilité diminuer à basse température. Toutefois, la bande passante du transformateur à 4,2 K est peu modifiée [47].

#### III.15.1. Impédance des transformateurs à 4,2 K

Nous avons testé plusieurs transformateurs possédant différents types de noyau à basse température. La figure III.12 montre les courbes d'impédance à 300 K et 4,2 K d'un transformateur de fabrication commerciale du type Triad G22H. Ce transformateur a un noyau en  $\mu$ -métal. Il a dû être modifié pour pouvoir fonctionner convenablement à 4,2 K : on a enlevé les blindages extérieurs ainsi que la cire dans laquelle est noyé le transformateur (la cire "craque" au refroidissement) [47]. Les enroulements primaire et secondaire ont été mis en série pour obtenir la plus grande impédance possible ; on obtient alors 32 000 spires. On constate que l'impédance vers les basses fréquences (donc, l'inductance) est réduite d'un facteur 10 à 4,2 K à cause de la diminution de la perméabilité du noyau.

On a d'autre part effectué des essais avec des transformateurs que nous avons faits bobiner par la Société Sogam. Leur noyau, de forme torique, est constitué d'un alliage ayant une haute perméabilité à 4,2 K, le Cryoperm 10 fabriqué par Vacuumschmelze [48]. La figure III.13 montre les courbes d'impédance du transformateur S 5996 ( $n = 29\ 600$  spires) à 300, 77 et 4,2 K. La perméabilité est augmentée d'un facteur 3,3 quand



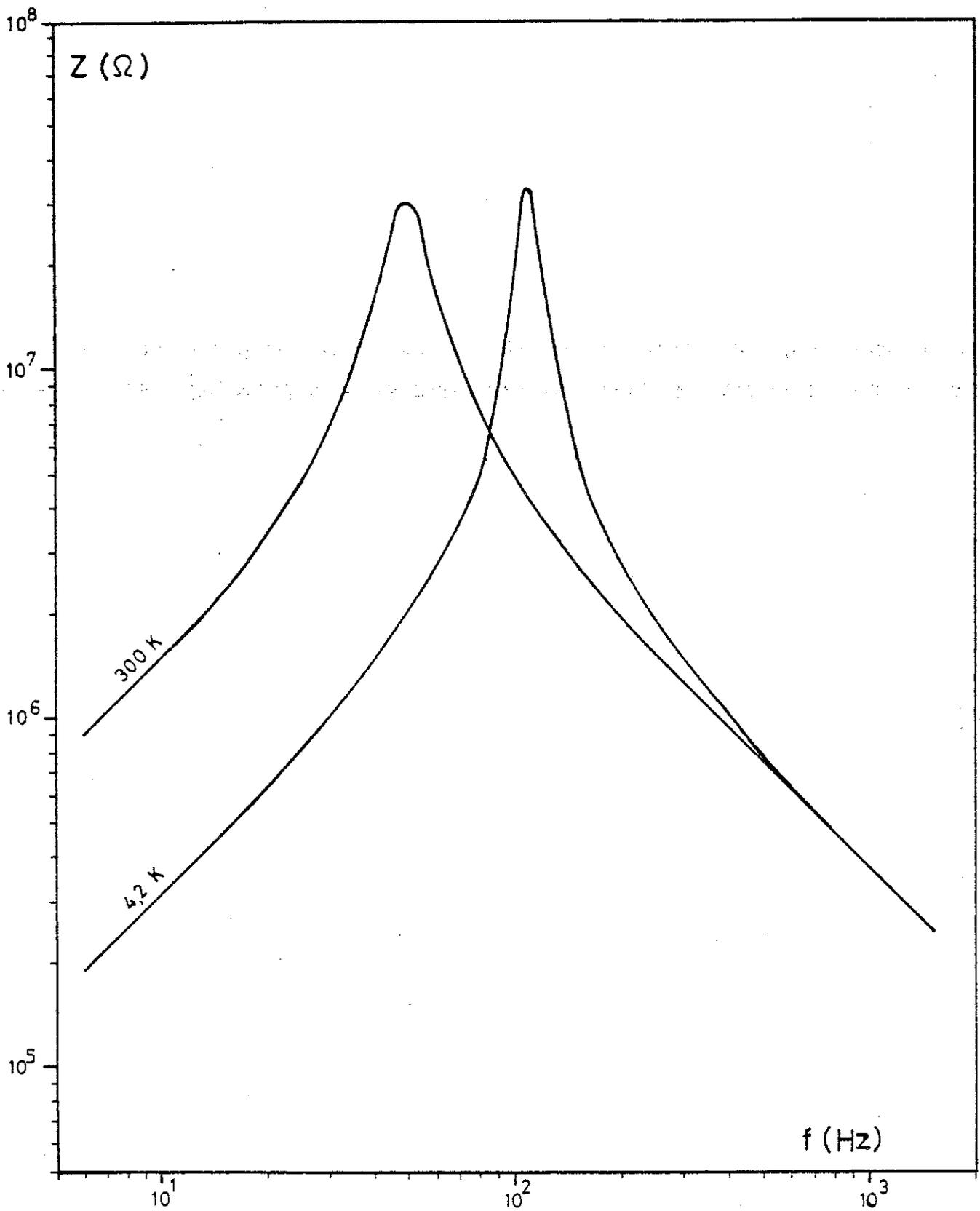


Fig. III.12 : Courbes d'impédance d'un transformateur avec noyau en  $\mu$ -métal (G 22 H) à 300 et 4,2 K

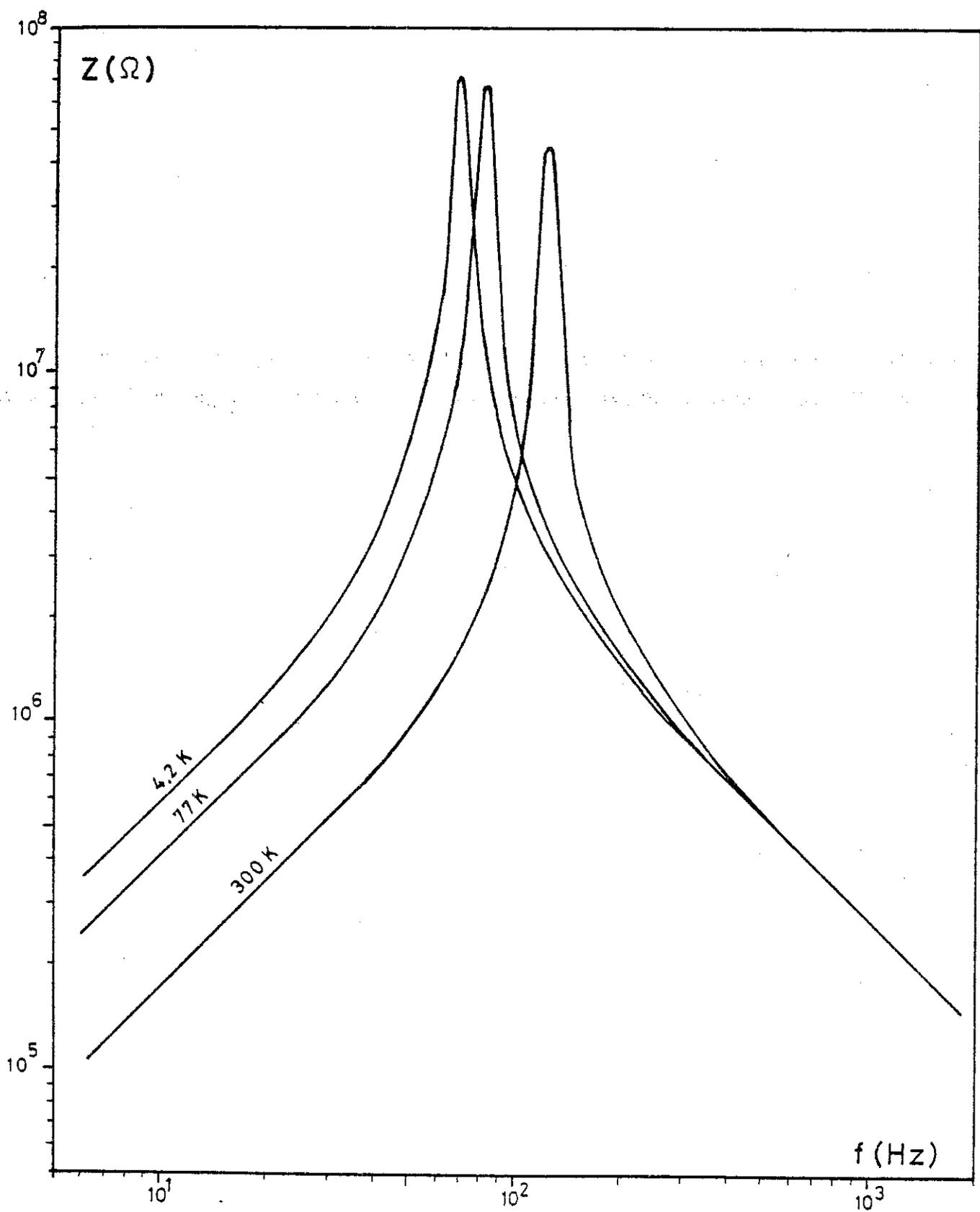


Fig. III.13 : Courbes d'impédance d'un transformateur avec noyau en Cryoperm 10 (S5996) à 300, 77 et 4,2 K

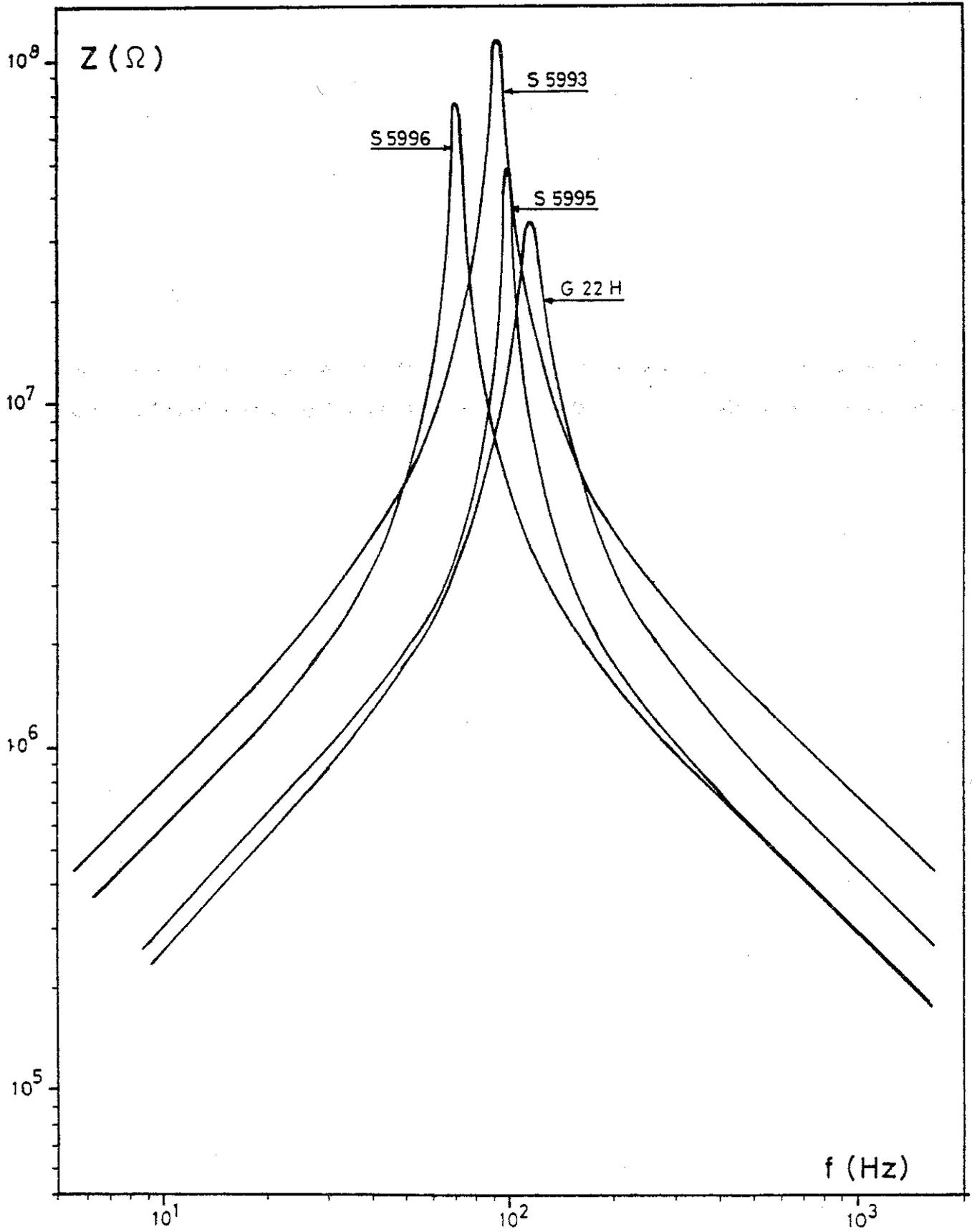


Fig. III.14 : Courbes d'impédance de quelques transformateurs à 4,2 K

il est refroidi dans l'hélium liquide.

On a aussi essayé un transformateur ayant un noyau en matériau amorphe (Metalglass). La perméabilité de ce matériau varie très peu quand il est refroidi à 4,2 K, mais sa valeur est peu élevée.

Le tableau ci-dessous donne les principales caractéristiques de quelques transformateurs de volume comparable mesurées à 4,2 K.

Marque	Type n°	Dimensions extérieures (mm)	Nombre de spires au secondaire	Inductance (H)	Fréquence de résonance (Hz)	Impédance à la résonance (MΩ)
TRIAD	G 4	26 x 30 x 47	20 000	800	350	3
TRIAD	G 224	29 x 35 x 50	32 000	5 200	110	33
SOGAM	5993	∅ 53, H 26	18 049	12 500	88	110
SOGAM	5994	∅ 40, H 21	25 254	11 700	68	88
SOGAM	5995	∅ 42, H 20	12 224	4 160	95	47
SOGAM	5996	∅ 42, H 24	29 600	8 910	69	71

On a vu au paragraphe II.5.b. que le transformateur doit avoir une impédance à la résonance au moins égale à 30 MΩ pour que son bruit soit négligeable par rapport au courant de bruit du préamplificateur. Les transformateurs toriques avec un noyau en Cryoperm 10 ont une impédance à la résonance supérieure à cette valeur. C'est donc ces transformateurs qui ont été retenus pour le hacheur.

La figure III.14 montre les courbes d'impédance de quelques transformateurs relevées à 4,2 K. Les mesures ont été faites avec environ un mètre de câble coaxial dont la capacité est de l'ordre de 500 pF. Le coefficient de surtension de ces transformateurs est d'environ 20.

### III.5.2. Température de bruit équivalente

On a vu au paragraphe II.2.2. que le bruit du transformateur peut être caractérisé par une température de bruit équivalente. Nous avons mesuré la température de bruit équivalente d'un transformateur plongé directement dans l'hélium liquide et nous avons trouvé une valeur d'environ 20 K, ce qui montre que le bruit n'est pas que d'origine

thermique. Comme nous l'avons noté plus haut, les bulles d'hélium donnent lieu à un important bruit parasite. Quand le transformateur est noyé dans des billes de verre, le bruit du transformateur est considérablement réduit et on trouve alors une température équivalente  $T_b$  pratiquement égale à 4,2 K, la température du bain.

Il faut aussi ajouter qu'il est nécessaire de bien bloquer le noyau dans son enveloppe de protection afin de diminuer l'effet des vibrations mécaniques et le bruit microphonique

### III.15.3. Enroulement primaire

L'enroulement primaire du transformateur est, comme on l'a vu, supraconducteur. Pour un rapport de transformation élevé, le primaire est constitué de quatre secteurs en plomb enveloppant l'enroulement secondaire pour assurer un bon couplage. Les quatre secteurs peuvent être mis en parallèle pour constituer une spire ou en série pour obtenir quatre spires si nécessaire. Dans le cas d'un rapport de transformation moins important, le primaire peut être réalisé avec du fil Niomax (Nb-Ti-Cu-Ni) ou du fil de constantan recouvert d'une couche de plomb ou d'étain commercial à l'aide d'un fer à souder.

### III.16. Résistance d'étalonnage, de comparaison ou de contre-réaction

Il est souvent utile d'avoir une résistance de valeur connue placée à basse température dans le circuit d'entrée du hacheur. Cette résistance peut être utilisée

- pour l'étalonnage du gain de la chaîne d'amplification, ceci en lui injectant un courant ;
- comme résistance de comparaison dans le cas où on veut effectuer des mesures par comparaison, le hacheur étant alors utilisé comme détecteur de zéro ;
- ou comme résistance de contre-réaction dans le cas où l'amplificateur à hacheur est utilisé avec une boucle de contre-réaction, celle-ci étant obtenue au moyen d'un diviseur résistif.

Cette résistance est choisie en fonction des critères suivants :

- 1) elle doit être de faible valeur (donc avoir une résistivité peu élevée) ; en pratique, inférieure à la résistance de source pour que

- son bruit thermique ne détériore pas la sensibilité de l'amplificateur ;
- 2) elle doit être peu sensible aux fluctuations de température, c'est-à-dire, le coefficient de température  $\frac{1}{R} \cdot \frac{dR}{dT}$  à 4,2 K doit être très faible;
  - 3) son pouvoir thermoélectrique doit être négligeable pour ne pas introduire une tension de décalage (ou tension offset) ;
  - 4) sa magnéto-résistance doit être faible et sa valeur ne doit pas dépendre de l'amplitude du courant qui la traverse.

Nous avons utilisé un alliage palladium-platine, Pd-24 % at.Pt, qui a été recuit sous vide à 1 100°C pendant 24 heures. Cette composition correspond à un alliage dont le pouvoir thermoélectrique  $S_d$  est proche de zéro [49] ;  $\left| \frac{S_d}{T} \right| < 0,001 \mu\text{V.K}^{-2}$  à 4,2 K. Sa résistivité résiduelle est de  $18 \mu\Omega.\text{cm}$ .

Le coefficient  $\frac{1}{R} \frac{dR}{dT}$  est de  $-8,5 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$  à 4,2 K pour un alliage Pd-30 % Pt [50]. Des fluctuations de température de 10 mK produiraient donc une variation de résistance inférieure à 0,1 ppm. En conséquence, les fluctuations de la tension aux bornes d'une résistance de 1 m $\Omega$  seraient inférieures à 0,1 pV avec un courant de 1 mA. La magnéto-résistance des alliages Pd-Pt est très faible ; la variation d'une résistance Pd-43 % Pt a été trouvée inférieure à 0,1 ppm, même en lui appliquant un champ de plusieurs centaines de gauss. Ces alliages sont aussi très stables : après 3 mois de conservation à température ambiante, la variation de la résistance n'est que de 16 ppm [50].

### III.17. Mutuelle d'étalonnage

Il est préférable, surtout quand la résistance de source est très faible, d'utiliser une petite mutuelle inductance pour l'étalonnage du gain. Ceci évite d'introduire une résistance supplémentaire dans le circuit d'entrée du hacheur. Si on injecte un courant  $i(t)$  de forme triangulaire à très basse fréquence ( $f \approx 0,05 \text{ Hz}$ ) et d'amplitude crête-crête  $I$  dans le primaire, on a au secondaire une tension  $e(t)$  de forme rectangulaire et d'amplitude  $4MI_f$ ,  $M$  étant la valeur de la mutuelle (figure III.15).

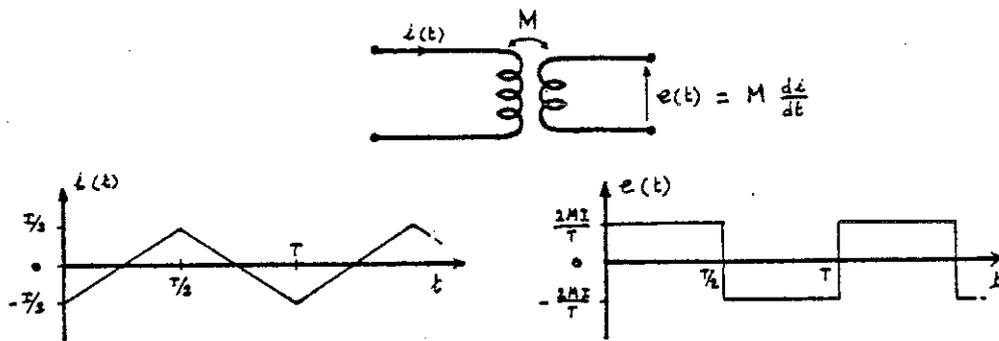


Fig. III.15 : Etalonnage avec mutuelle inductance

Comme la fréquence de ce signal est nettement inférieure à la fréquence du hacheur, tout se passe comme si on a une tension continue  $2MI_f$  pendant un temps  $T/2$  et une tension  $-2MI_f$  pendant l'autre demi-période.

Nous avons réalisé et utilisé une mutuelle inductance ayant un millier de spires au primaire et 5 spires au secondaire, celui-ci étant réalisé avec du constantan plombé. La mutuelle est blindée dans un boîtier en plomb. Sa valeur à 4,2 K est mesurée avec un pont de mutuelle couramment utilisé dans le laboratoire. Celle que nous avons utilisée a une valeur égale à 4,67  $\mu\text{H}$ .

### III.18. Préamplificateur

#### III.18.1. Réalisation

Il est nécessaire de soigner particulièrement les caractéristiques du préamplificateur. Celui-ci a été étudié et construit spécialement par le Service Electronique du Laboratoire. Le schéma est donné dans la figure III.16.

Le transistor de l'étage d'entrée a été sélectionné pour sa très faible énergie de bruit. C'est un JFET (transistor à effet de champ à jonction) à canal n du type 2N 6550/CM 860 (Teledyne Crystalonics). Le gain de l'amplificateur est stabilisé par une boucle de contre-réaction. L'impédance d'entrée est très élevée, de l'ordre de quelques  $10^9 \Omega$ . Les circuits sont alimentés par des batteries CdNi rechargeables. Un circuit permettant l'alimentation par le secteur a aussi été mis au point ; ce système utilise un convertisseur continu-continu pour éliminer toute boucle de masse par le secteur.

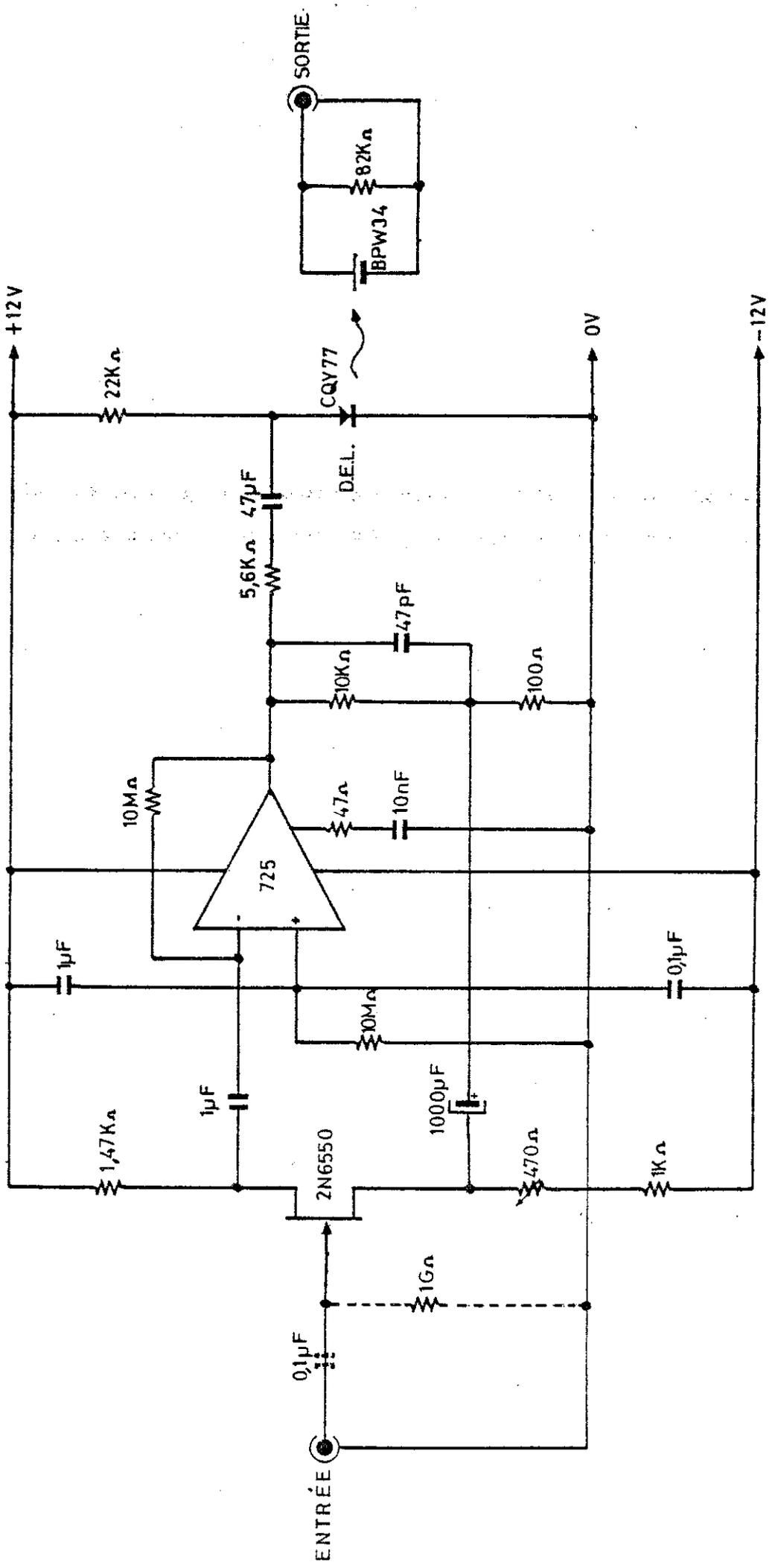


Fig. III.16 : Schéma du préamplificateur

Il est aussi indispensable, pour notre utilisation, que la sortie de préamplificateur soit isolée afin d'éliminer toute boucle de masse susceptible d'introduire des signaux parasites. Ceci est réalisé au moyen d'un coupleur optique à la sortie.

### III.18.2. Caractéristiques de bruit

La tension  $\overline{e}_a$  et courant de bruit  $\overline{i}_a$  du préampli ont été mesurés. La figure III.17(a) montre les variations de  $\overline{e}_a$  et  $\overline{i}_a$  en fonction de la fréquence. La résistance de 1 G $\Omega$  de polarisation sur la grille du transistor a un courant de bruit non négligeable par rapport au courant de bruit du FET. La courbe  $\overline{i}_a$  montre le courant de bruit de l'amplificateur quand cette résistance est en place. Pour notre utilisation, le secondaire du transformateur est relié directement sur la grille (sans résistance de polarisation ni condensateur de découplage). Dans ce cas, c'est la résistance de l'enroulement qui polarise le transistor. Les valeurs mesurées de  $\overline{e}_a$  et  $\overline{i}_a$  sont du même ordre que celles données par le constructeur du transistor qui donne les valeurs typiques suivantes :

$$\overline{e}_a = 1,4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \text{ (f = 1 KHz)} \text{ et } 6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \text{ (f = 10 Hz)}$$

$$\overline{i}_a = 0,01 \text{ p.A.}/\sqrt{\text{Hz}} \text{ (f = 1 KHz)}$$

La tension de bruit est plus importante vers les fréquences les plus basses à cause du bruit en 1/f et qui est prépondérant en dessous d'environ 100 Hz. Le courant de bruit croît vers les fréquences élevées principalement parce que les deux sources de bruit deviennent corrélées à cause du couplage capacitive grille-source [34]. L'énergie de bruit  $W_a$  (fig. III.17) varie peu et passe par un minimum vers 150 Hz. On a donc intérêt à travailler à une fréquence du même ordre.

### III.18.3. Température équivalente de bruit

Pour caractériser le bruit du préamplificateur, il est préférable d'utiliser la notion de température équivalente de bruit  $T_a$ . Celle-ci est une température fictive qui peut être définie ainsi : c'est la température à laquelle devrait se trouver la résistance de

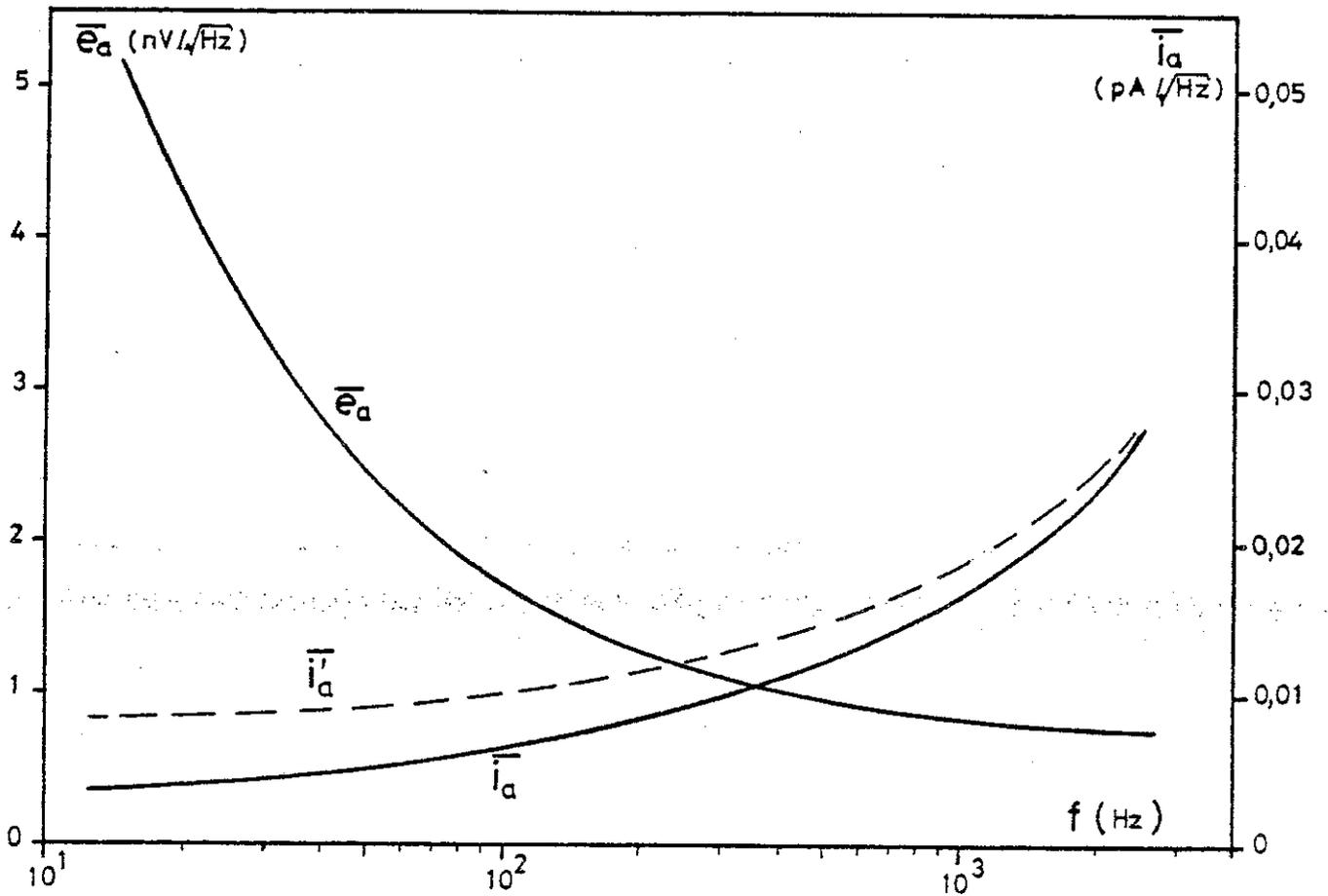


Fig. III.7(a) : Tension et courant de bruit du préamplificateur

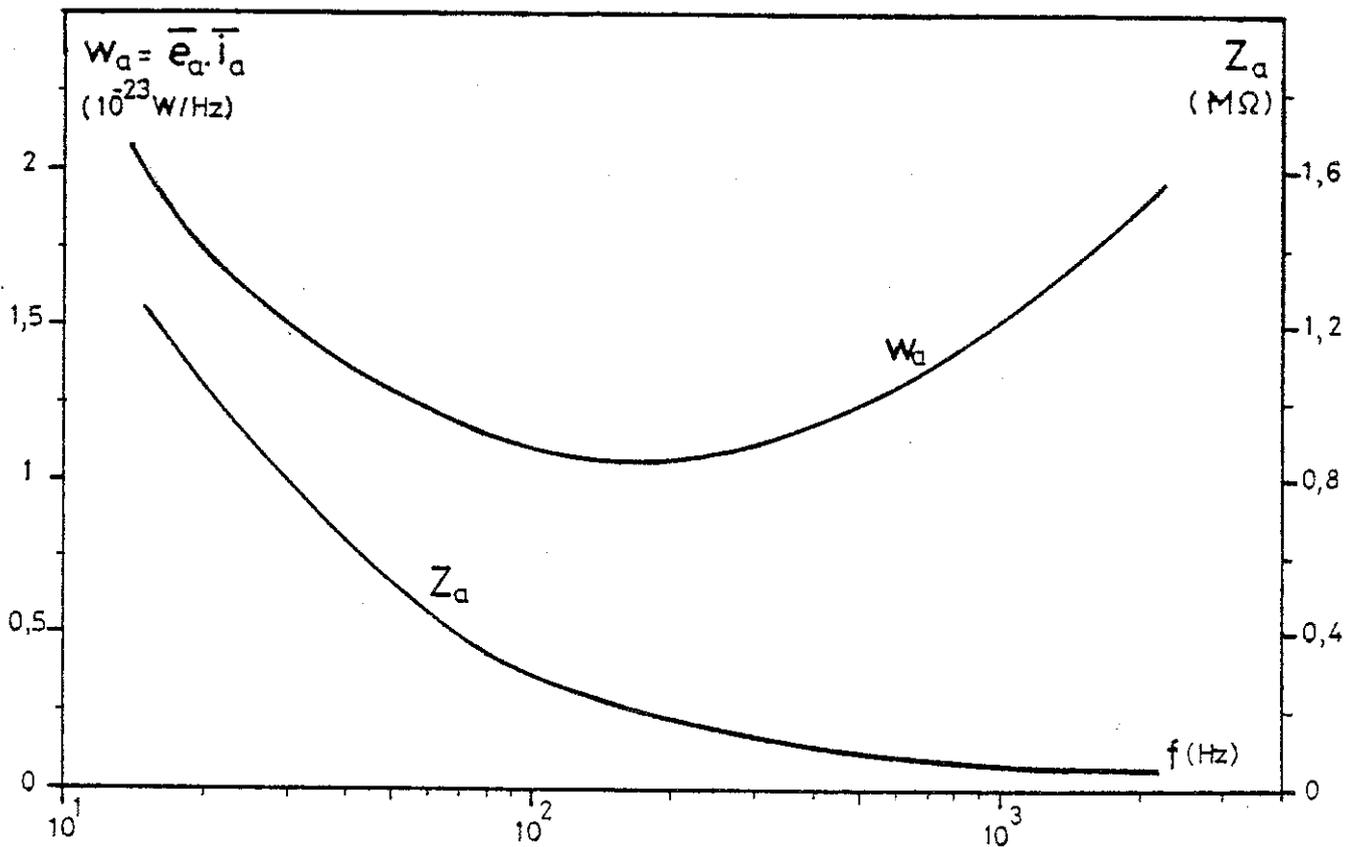


Fig. III.7(b) : Energie et impédance caractéristique de bruit

source pour que son bruit thermique soit égal au bruit propre du préamplificateur [51].

Considérons une source ayant une résistance interne  $R_s$  à la température  $T_s$  branchée à l'entrée d'un ampli dont les sources de bruit sont représentées par  $\overline{e_a}$  et  $\overline{i_a}$  et dont l'impédance d'entrée est infinie (fig. III.18). La tension de bruit  $\overline{e_i}$  à l'entrée du préamplificateur pour une largeur de bande  $\Delta f = 1$  Hz est

$$\overline{e_i} = [ \overline{e_a^2} + R_s^2 \overline{i_a^2} + 4kT_s R_s ]^{1/2}$$

Les deux premiers termes représentent le bruit propre du préampli et le dernier terme, le bruit thermique de la résistance de source. La température équivalente de bruit est donnée par

$$4kT_a R_s = \overline{e_a^2} + R_s^2 \overline{i_a^2}$$

d'où l'expression de  $T_a$

$$T_a = \frac{\overline{e_a^2} + R_s^2 \overline{i_a^2}}{4kR_s}$$

et celle de la tension de bruit qui devient

$$\overline{e_i} = [ 4kR_s (T_a + T_s) ]^{1/2}$$

$T_a$  ne dépend pas de la température de  $R_s$ . La notion de température de bruit prend tout son sens lorsque la résistance de source et le préamplificateur ne sont pas à la même température, ce qui est notre cas car l'impédance de source se trouve dans l'hélium liquide.  $T_a$  est fonction de la fréquence et de la résistance de source. La figure III.19 montre la variation de  $T_a$  du préamplificateur en fonction de  $R_s$  pour  $f = 80$  Hz ( $\overline{e_a} = 2\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  et  $\overline{i_a} = 5 \cdot 10^{-15} \text{ A}/\sqrt{\text{Hz}}$ ).

$T_a$  est minimum lorsque  $R_s = \frac{\overline{e_a}}{\overline{i_a}} = 4 \cdot 10^5 \Omega$  et la valeur minimale est de 0,36 K, ce qui indique l'excellente qualité du préamplificateur. Le bruit propre de l'amplificateur est inférieur au bruit thermique de la source de signal à 4,2 K sur au moins deux décades de la résistance interne de cette source, de  $4 \cdot 10^4$  à  $4 \cdot 10^6 \Omega$ . Quand on a une faible impédance de source, il faut utiliser un transformateur pour élever

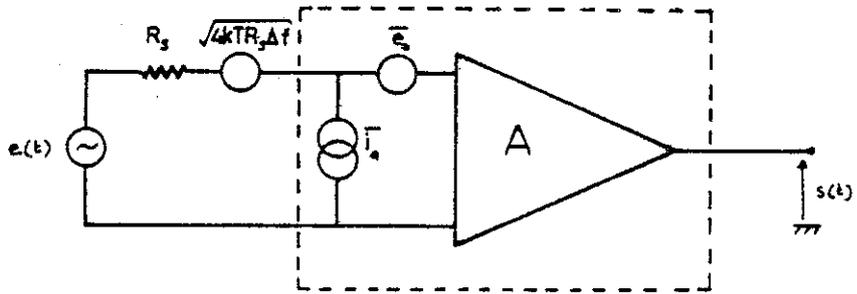


Fig. III.18 : Préamplificateur avec sources de bruit

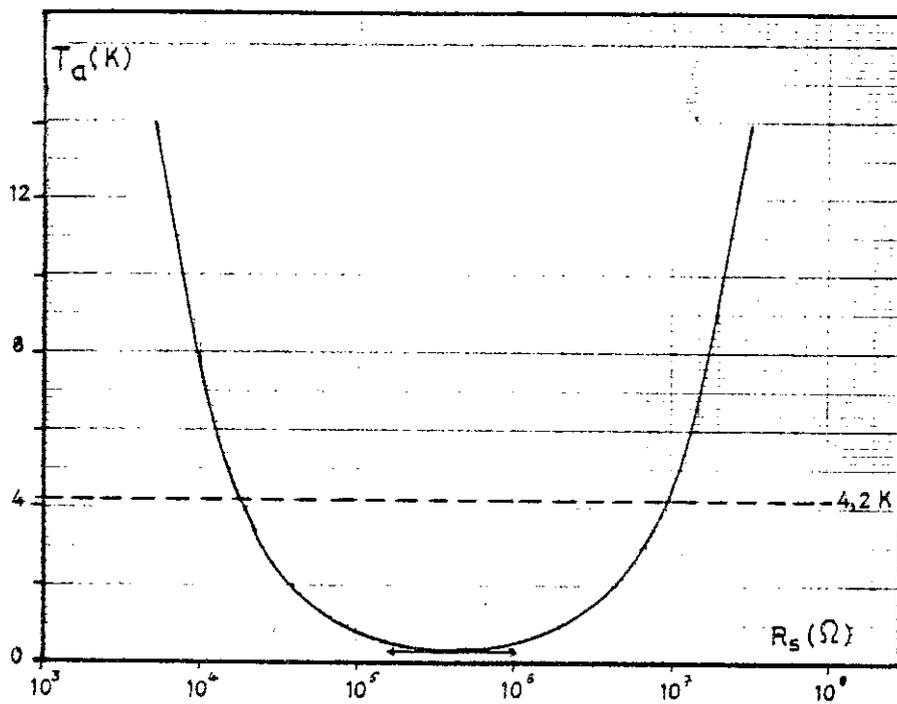


Fig. III.19 : Température de bruit en fonction de  $R_s$  ( $f = 80$  Hz)

cette impédance pour l'amener dans cette zone d'adaptation qui est donc relativement large.

### III.19. Alimentation des diodes

Une double source de créneaux de courant a été réalisée à partir d'un générateur basse fréquence pour alimenter les diodes. Les créneaux peuvent être déformés pour obtenir des formes de courant non rectangulaires. Nous ne la décrivons pas car sa réalisation ne présente pas de problèmes particuliers. Le même générateur B.F. fournit le signal de référence de la détection synchrone.

### III.20. Détection synchrone

La détection synchrone que nous avons utilisé, pour la plupart de nos essais, est du type Tekelec TE 9700 qui a un filtre passe-bande à l'entrée. Nous avons aussi utilisé un Tekelec TE 9000 et un PAR 124A qui sont équipés d'un filtre sélectif. Les résultats obtenus sont sensiblement les mêmes dans les trois cas.



CHAPITRE IV

FONCTIONNEMENT ET PERFORMANCES DE L'AMPLIFICATEUR A HACHEUR



## C H A P I T R E    I V

### FONCTIONNEMENT ET PERFORMANCES DE L'AMPLIFICATEUR A HACHEUR

#### IV.1. Introduction

Nous avons effectué de nombreux essais pour la mise au point du hacheur, pour étudier son fonctionnement et pour déterminer ses performances et la meilleure sensibilité qui peut être obtenue. Nous présentons ici les principaux résultats obtenus au cours de différents essais effectués avec un prototype et leur exploitation en vue de déterminer les performances de l'amplificateur dans le cas d'une utilisation concrète.

#### IV.2. Commutation de la couche

Le hacheur ne fonctionne pas comme un interrupteur parfait car le passage de l'état supraconducteur à l'état normal et inversement ne peuvent être instantanés. Mais, en pratique, on peut s'en approcher de façon très sensible, tout au moins dans certaines conditions de fonctionnement. Il est donc utile de connaître le comportement dynamique de la commutation afin de déterminer les limites de fonctionnement du hacheur.

La commutation de la couche est mise en évidence en mesurant sa résistance en fonction du temps lorsqu'elle reçoit le rayonnement infrarouge modulé en créneaux. Ceci se fait tout simplement en appliquant un courant continu  $I$  à l'entrée du hacheur et en observant l'allure de la tension à sa sortie quand une des diodes est alimentée par un courant modulé en créneaux de rapport cyclique  $1/2$ , l'autre diode n'étant pas alimentée. On obtient ainsi  $R(t)$ , la résistance parallèle du hacheur (résistance de deux branches en parallèle).

##### IV.2.1. Commutation en fonction de l'amplitude du courant diode

La figure IV.1. montre l'allure de  $R(t)$  avec différentes amplitudes du courant diode  $I_d$  à 40 Hz.



a)  $I_d = 40 \text{ mA}$  : la transition n'est que partielle car la température maximum atteinte n'est pas suffisante. La couche est résistive pendant 25 % de la période ;

b)  $I_d = 60 \text{ mA}$  : la forme de  $R(t)$  est satisfaisante. La transition est pratiquement complète et la couche est résistive pendant environ 50 % de la période ;

c)  $I_d = 80 \text{ mA}$  : le courant diode et donc, la température atteinte, est trop élevée. Le refroidissement de la couche est trop long et la couche est à l'état normal pendant 60 % de la période.

En principe, chaque branche du hacheur doit conduire pendant une demi-période.  $I_d = 60 \text{ mA}$  est donc proche du bon réglage du courant diode. On constate qu'il y a un "temps de retard" à la commutation - temps entre l'instant où le créneau de courant est appliqué et l'instant où débute la commutation. Ceci correspond au temps nécessaire pour élever la température de la couche à la température à laquelle commence la transition. A  $f = 40 \text{ Hz}$  et avec  $I_d = 60 \text{ mA}$ , ce temps est de l'ordre de 1,2 ms. Ce temps de retard a pour conséquence d'introduire un déphasage entre la tension alternative à la sortie du hacheur et le courant dans les diodes. Ceci n'est pas gênant car le réglage de la phase de la détection synchrone permet de compenser ce déphasage.

Le temps de montée ou de commutation (10 % à 90 % de la valeur crête de  $R$ ) est de l'ordre de 3 ms. Ceci permet d'envisager un fonctionnement correct pour des fréquences allant jusqu'à 100 Hz. Le temps de descente est plus faible, de l'ordre de 1 ms.

#### IV.2.2. Commutation en fonction de la fréquence

La figure IV.2 montre l'allure de  $R(t)$  à 10, 100 et 1 000 Hz. La valeur crête de la résistance décroît quand on augmente la fréquence de commutation car la température maximum atteinte est moins élevée. La forme de  $R(t)$  est satisfaisante jusqu'à  $f = 100 \text{ Hz}$ . Au-delà de cette fréquence,  $R(t)$  prend une forme triangulaire car la transition n'est pas complète. Mais la résistance reste relativement élevée et tant que la résistance de la source du signal est faible devant la résistance du hacheur, le hacheur peut fonctionner correctement à 1 Kilo-Hertz.

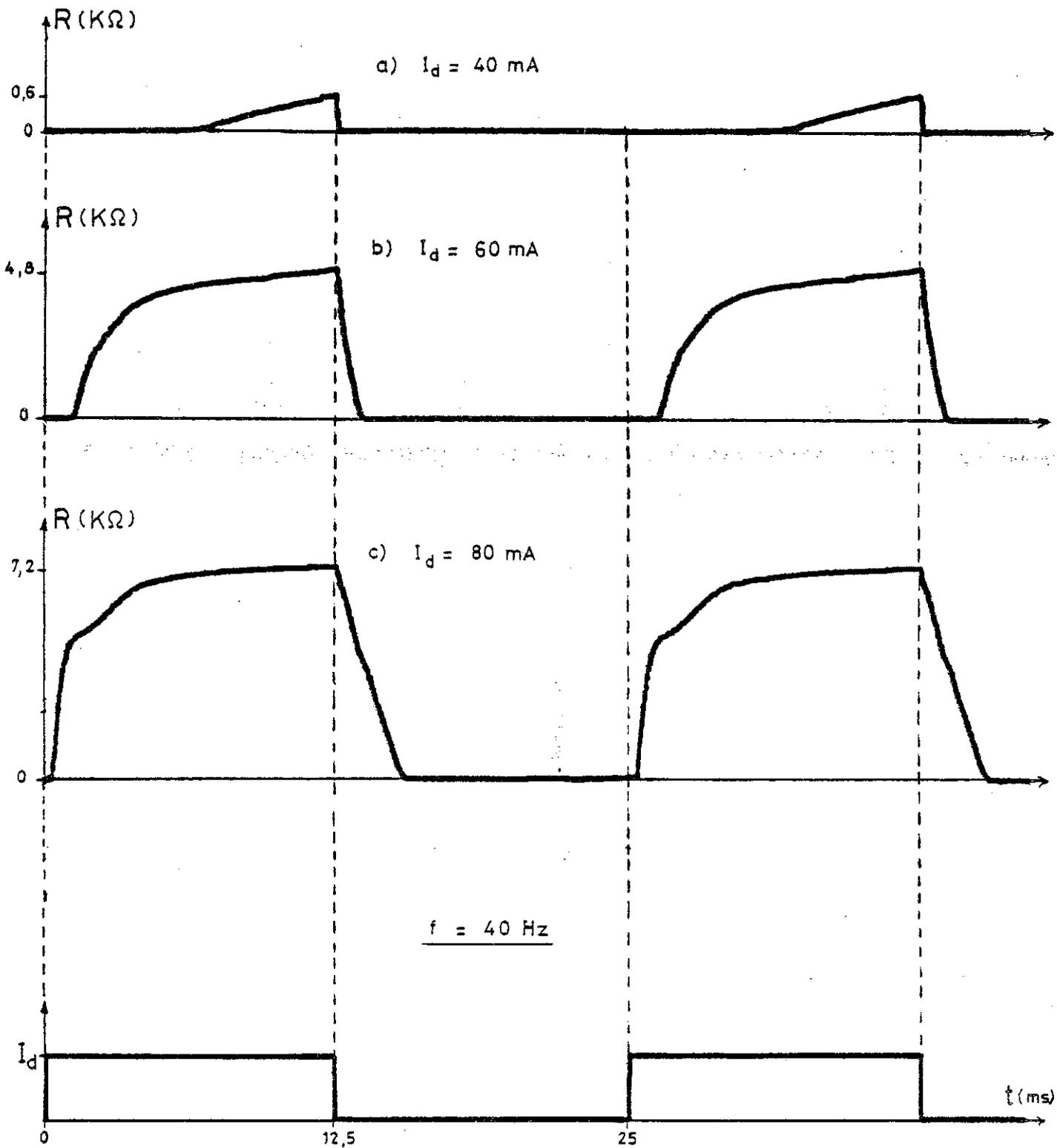


Fig. IV.1 : Commutation en fonction du courant diode (40 Hz)

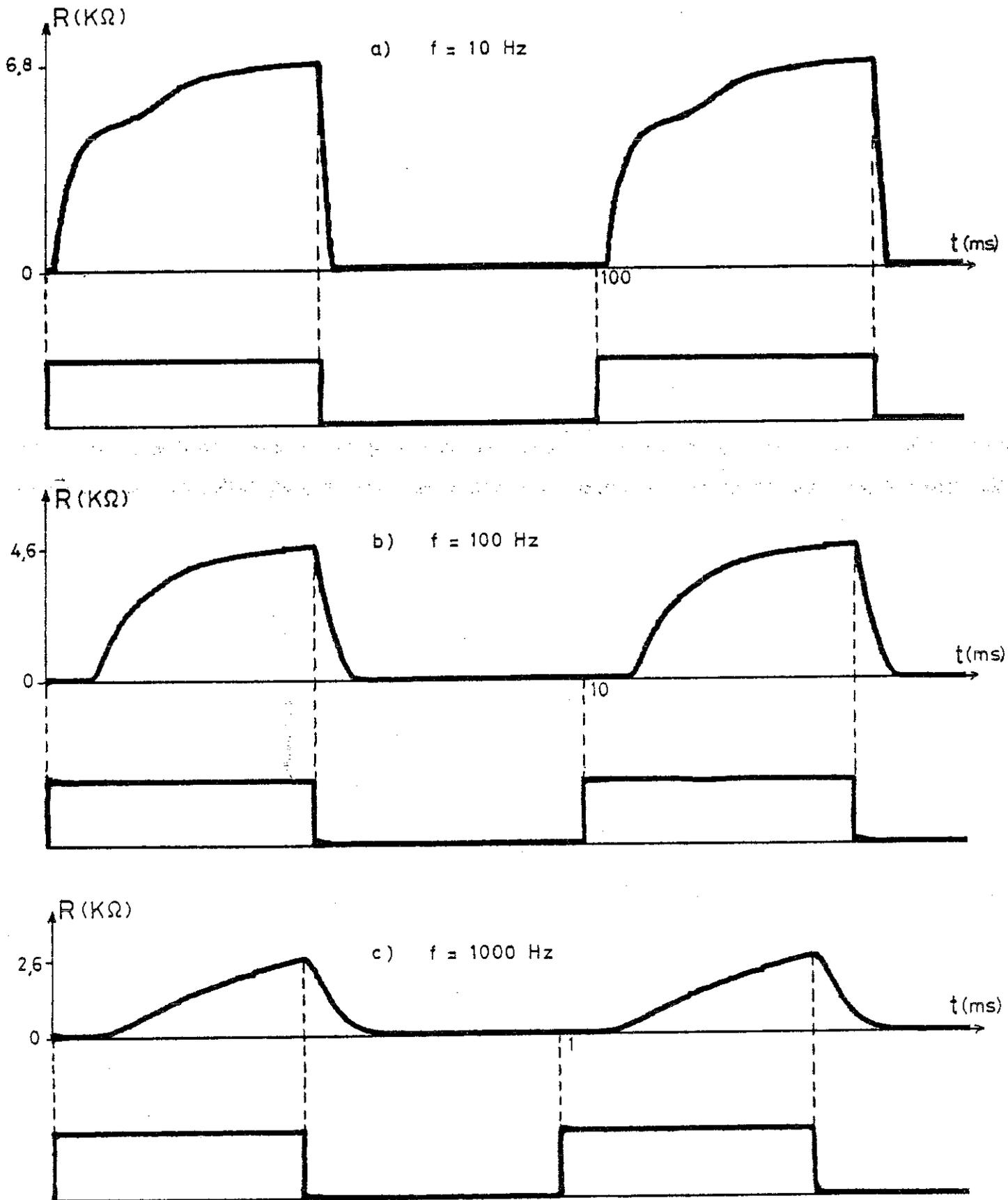


Fig. IV.2 : Commutation à différentes fréquences

f = 200 Hz

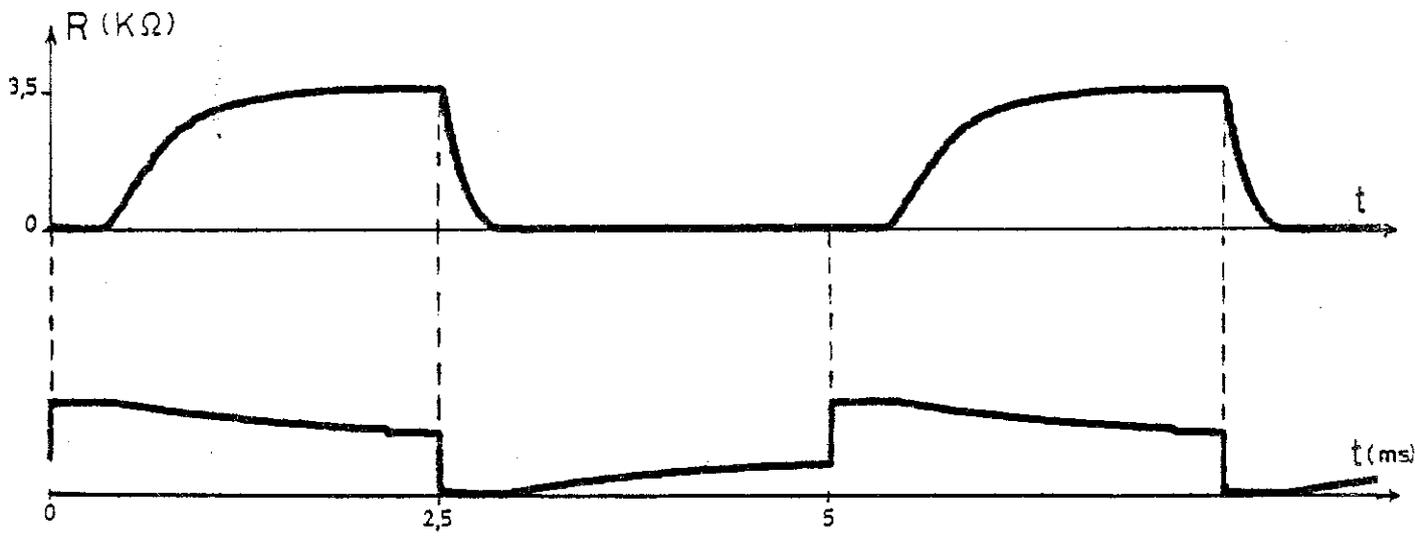
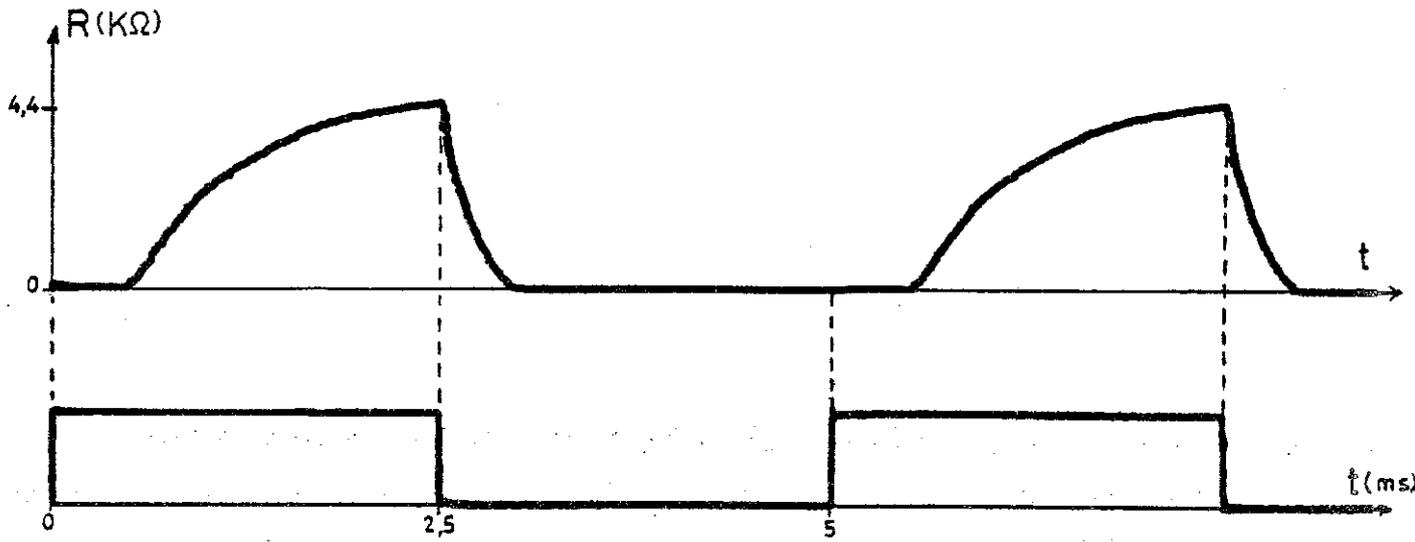


Fig. IV.3 : Commutation avec différentes formes du courant diode (f = 200 Hz)

#### IV.2.3. Commutation en fonction de la forme du courant diode

On peut réduire le temps de commutation en injectant dans les diodes des créneaux déformés, ce qui permet de repousser la limite supérieure de la fréquence de fonctionnement du hacheur. La figure IV.3. montre l'allure de  $R(t)$  à 200 Hz quand la diode est alimentée par un courant modulé en créneaux rectangulaires et déformés. La valeur crête de  $R$  dans ce dernier cas est plus faible, mais le temps de commutation est réduit d'un facteur 2 environ.

#### IV.3. Réglage des courants diodes

La largeur des créneaux de  $R(t)$  du hacheur doit, en principe, être égale à la demi-période. Mais, il ne faut pas que les quatre branches du hacheur soient toutes à l'état supraconducteur au moment de la commutation car une boucle supraconductrice est alors formée par le primaire du transformateur et le hacheur qui est en court-circuit. Un courant peut être piégé dans cette boucle donnant lieu à une tension de décalage à la sortie. Pour ne pas avoir ce problème, la commutation doit s'effectuer avec un léger recouvrement, c'est-à-dire que les quatre branches sont résistives durant un instant très bref au moment de la commutation.

En pratique, pour le réglage des amplitudes des courants diode du hacheur, on peut procéder de la façon suivante : on injecte à l'entrée du hacheur sous une impédance de source correspondant à l'adaptation du transformateur une tension suffisamment élevée pour qu'on puisse observer à l'oscilloscope la tension alternative à la sortie du préamplificateur. La figure IV.4. montre l'allure de ce signal ( $f = 100$  Hz) avec les courants diodes :

- a) correctement réglés,
- b) trop faibles,
- c) trop élevés.

Lorsque les courants sont insuffisants, les quatre branches du hacheur sont supraconductrices au moment de la commutation. Le primaire du transformateur est court-circuité et il apparaît des oscillations à une fréquence de quelques Kilo-Hertz, correspondant à la fréquence de résonance du circuit. Quand les courants sont trop importants, le recouvrement est trop long. Les quatre branches sont résistives pendant une durée non négligeable par rapport à la période et le transformateur

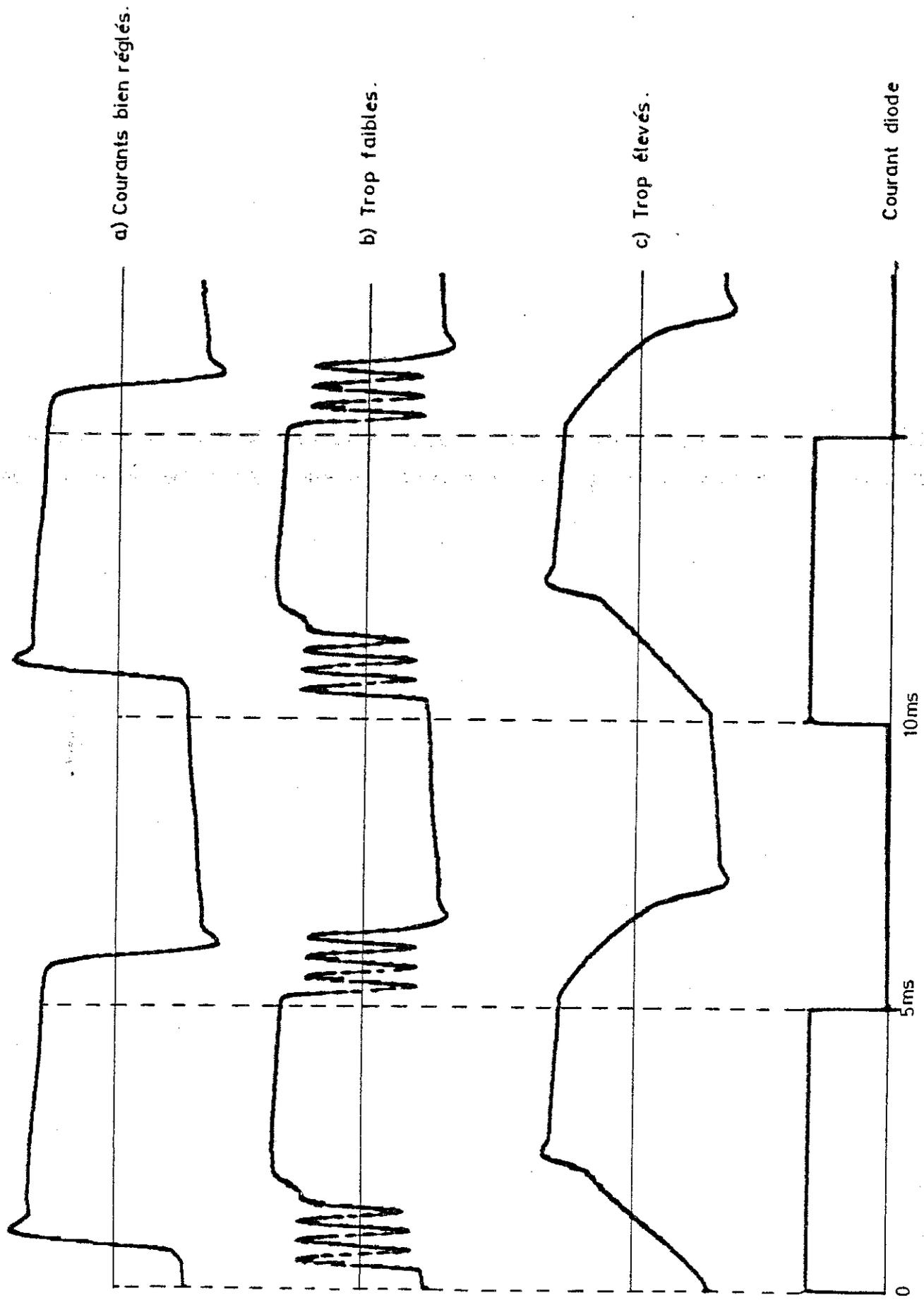


Fig. IV.4 : Signal en fonction du réglage des courants diodes ( $f = 100 \text{ Hz}$ )

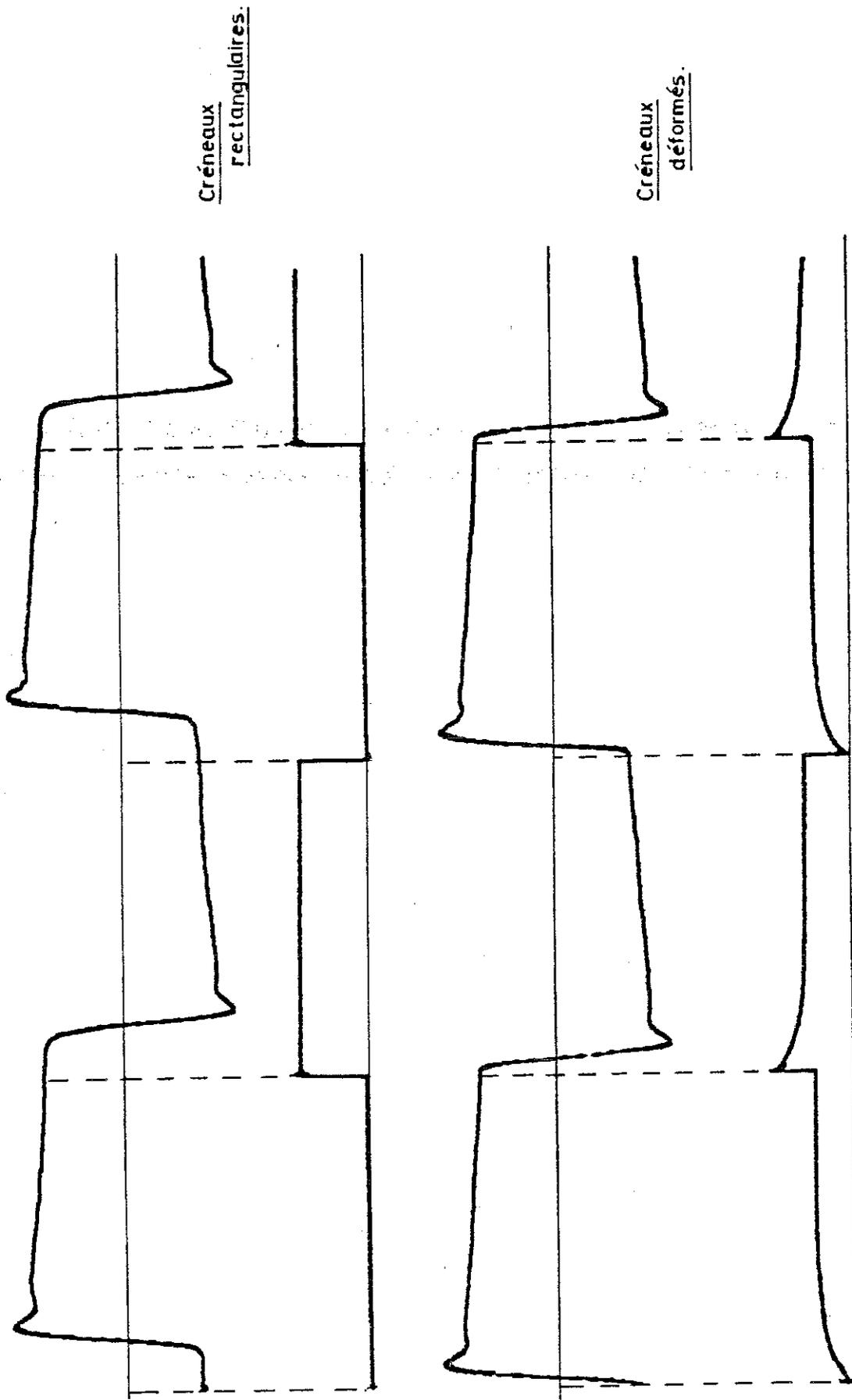


Fig. IV.5 : Signal avec différentes formes des courants diodes ( $f = 100 \text{ Hz}$ )

se trouve pratiquement en circuit ouvert. Le signal est déformé et atténué par le hacheur, et il y a une dégradation sensible du rapport signal sur bruit.

Lorsque les courants diodes sont correctement réglés, la forme du signal est très satisfaisante ; pas d'oscillation car il y a un léger recouvrement et pas de distorsion car la durée de recouvrement est faible. Les courants diodes sont aussi réglés de façon à obtenir un signal symétrique (les deux alternances sensiblement de même durée).

La figure IV.5. montre le signal lorsque les diodes sont alimentées par des créneaux déformés. La forme du signal est pratiquement la même qu'avec des créneaux rectangulaires. Mais, le déphasage entre la tension du hacheur et le courant dans les diodes dû, comme on l'a vu plus haut, au retard à la commutation, est plus faible quand les créneaux sont déformés.

#### IV.4. Impédance du hacheur

L'impédance du hacheur  $R_h$  peut être définie comme étant la valeur moyenne de  $R(t)$  lorsque le hacheur est en fonctionnement, soit

$$R_h = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} R(t) dt$$

En pratique, elle peut être mesurée ainsi : quand un courant continu  $I$  est appliqué à l'entrée du hacheur, il apparaît une tension alternative  $v(t)$  à sa sortie. L'impédance du hacheur est alors donnée par :

$$R_h = \frac{\text{valeur moyenne de } |v(t)|}{I}$$

$R_h$  est fonction de la fréquence de commutation. La figure IV.6. montre cette variation. En dessous de 100 Hz, la transition est pratiquement complète.  $R_h$  diminue quand la fréquence croît car la température atteinte par la couche est moins élevée. En dessus de 100 Hz,  $R_h$  décroît plus vite car la transition n'est que partielle et la résistance varie très rapidement avec la température.

Il en résulte que lorsque l'impédance de source est élevée, il est préférable de travailler à basse fréquence. La valeur de  $R_h$  ne

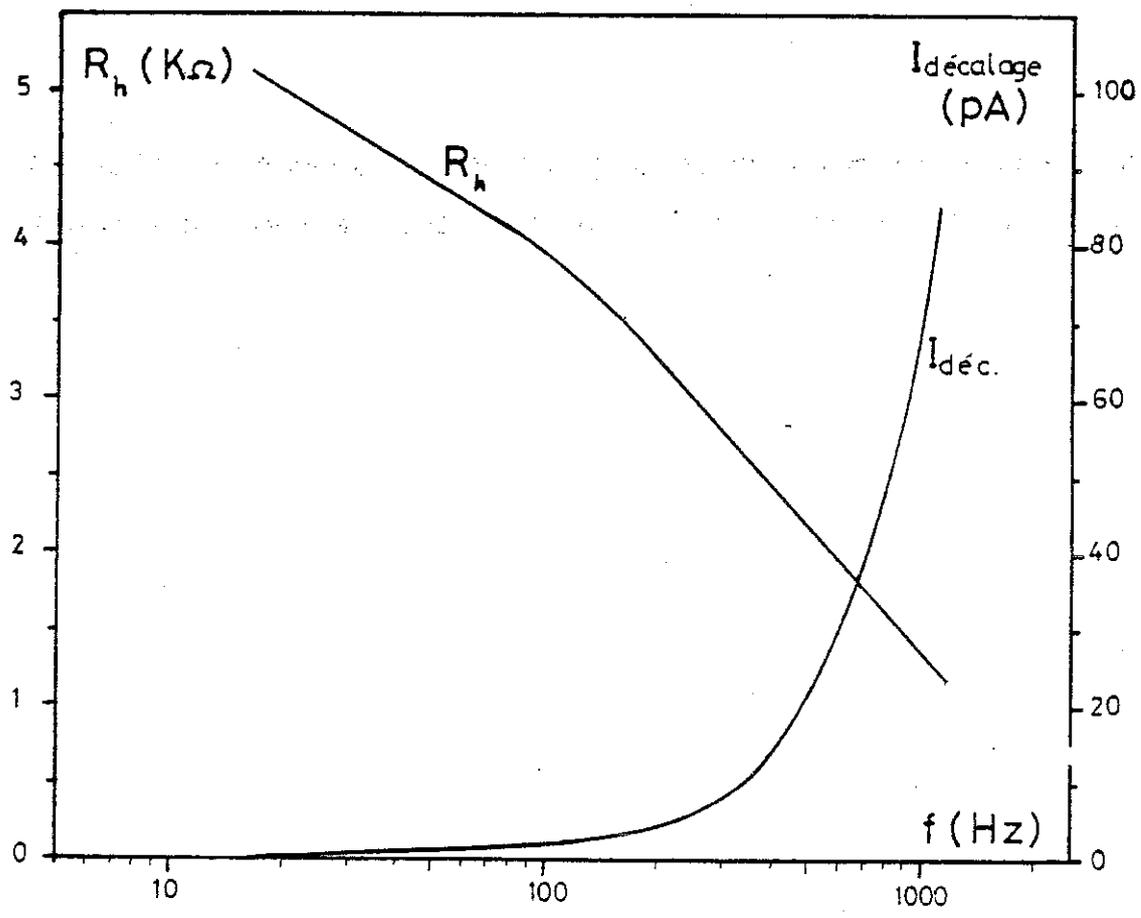


Fig. IV.6 : Impédance et courant de décalage du hacheur

dépasse guère  $5 \text{ K}\Omega$ . A  $1 \text{ KHz}$  l'impédance du hacheur est encore assez élevée, environ  $1,3 \text{ K}\Omega$ . On pourrait obtenir des valeurs de  $R_h$  plus élevées par une gravure plus fine.

#### IV.5. Courant de décalage

Lorsque l'entrée du hacheur est en circuit ouvert, il apparaît une tension à la sortie. Cette tension peut être annulée en injectant un courant à l'entrée du hacheur. C'est ce courant que nous appelons courant de décalage ou courant d'entrée. Il fait apparaître une tension d'erreur lorsque l'impédance de source du signal n'est pas nulle.

L'origine de ce courant de décalage est vraisemblablement due aux f.e.m. thermoélectriques qui prennent naissance dans les zones de la couche qui ont transité et entre les zones supraconductrices et non supraconductrices. Il en résulte que ce courant est d'autant plus faible que la résistance des branches du hacheur à l'état normal est élevée. On pourrait donc le réduire en augmentant le rapport longueur sur largeur des conducteurs qui transitent. D'autre part, le courant de décalage est plus faible à basse fréquence. La figure IV.6. montre la variation de ce courant en fonction de la fréquence.

Compte tenu des variations de l'impédance du hacheur et du courant de décalage, on a intérêt à faire fonctionner le hacheur en dessous de  $100 \text{ Hz}$ . La transition de la couche est pratiquement complète et le courant de décalage est peu élevé.

#### IV.6. Mesures avec l'entrée en court-circuit

Les mesures avec l'entrée du hacheur court-circuitée permettent d'évaluer le bruit du hacheur et la tension de décalage, et de déterminer la meilleure sensibilité qui peut être atteinte par l'amplificateur à hacheur. Il n'y a pas de bruit dû à l'impédance de source, le circuit d'entrée étant entièrement supraconducteur ( $r_s = 0$ ).

L'étalonnage du gain de la chaîne est effectué dans ce cas avec une mutuelle d'inductance de  $4,67 \mu\text{H}$ . L'impédance de source est purement inductive - elle est constituée de l'inductance du secondaire de la mutuelle, de l'inductance parasite des connections et du hacheur, etc. L'inductance de source est de l'ordre de  $10^{-7} \text{ H}$  dans notre montage,

valeur obtenue par des mesures.

Comme nous l'avons vu dans le chapitre II (paragraphe II.6.) on a un circuit résonnant et le gain en tension passe par un maximum à la fréquence de résonance. On a intérêt à travailler à cette fréquence pour bénéficier du gain maximum et ainsi réduire la tension de bruit du préamplificateur ramenée à l'entrée à un très faible niveau. Nous avons utilisé pour ces essais deux transformateurs en cascade, le premier ayant un rapport 10 et le second, 29 600 (transformateur SOGAM 5996). Le rapport de transformation est théoriquement de  $2,96 \cdot 10^5$ .

Remarque : Pour un transformateur de volume acceptable ( $\emptyset$  extérieur  $\approx 50$  mm), l'inductance de l'enroulement secondaire ne dépasse guère  $10^4$  H. Avec  $n = 2,96 \cdot 10^5$ , l'inductance du transformateur ramenée au primaire est d'environ  $10^{-7}$  H, soit du même ordre que l'inductance du circuit d'entrée. On ne peut donc pas utiliser un rapport de transformation supérieur.

#### IV.6.1. Réglage de la fréquence du hacheur

Le coefficient de surtension du circuit est élevé ( $Q > 20$ ) et donc, le gain en tension décroît très vite au voisinage de la fréquence de résonance. En conséquence, le réglage de la fréquence de fonctionnement du hacheur doit être effectué avec soin. En pratique, on règle la fréquence de l'alimentation des diodes et l'amplitude des courants de façon à obtenir le maximum de signal à la sortie du préamplificateur.

#### IV.6.2. Signal à la sortie

La figure IV.7. montre l'allure du signal à la sortie. Seul le fondamental de la tension du hacheur est amplifié par la résonance alors que les harmoniques sont atténués. Le signal est donc pratiquement sinusoïdal.

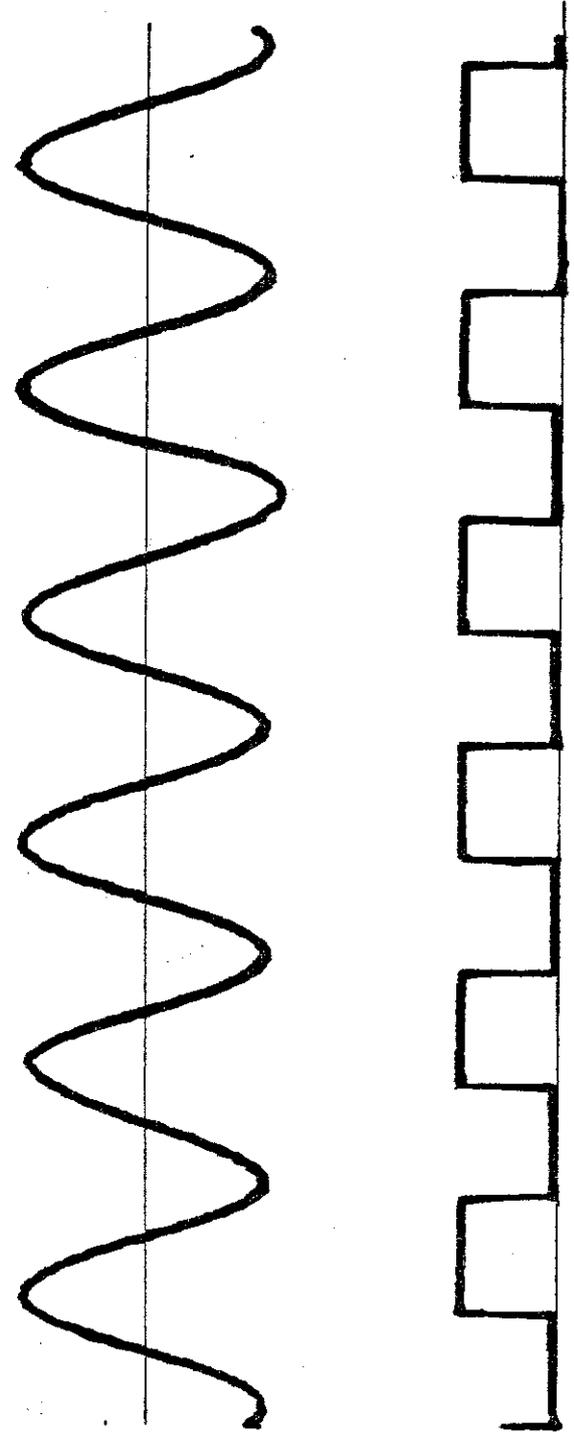


Fig. IV.7 : Signal à la sortie ( $r_s = 0$ )

#### IV.6.3. Mesure de bruit

Pour déterminer la sensibilité qui peut être atteinte par l'amplificateur à hacheur utilisé comme voltmètre, il faut connaître le bruit en tension ramené à l'entrée. Les mesures de bruit ont été effectuées au moyen d'un voltmètre donnant la valeur efficace, spécialement construit pour cet usage. Les valeurs de bruit ont été relevées avec une constante de temps de 1 s (filtre RC de la détection synchrone). En général, le bruit est exprimé pour une largeur de bande de fréquence de 1 Hz ; dans ce cas, on divise la valeur de bruit mesurée par la racine carrée de  $\Delta f$ , bande passante de bruit équivalente (voir paragraphe II.2.5.).

Nous avons récapitulé au tableau IV.1. quelques résultats obtenus dans différentes conditions. L'origine du bruit limitant la sensibilité n'est pas due au hacheur. Ceci est mis en évidence en effectuant des mesures de bruit quand le hacheur n'est pas en fonctionnement et dans les mêmes conditions, c'est-à-dire avec deux branches du hacheur supraconductrices et les deux autres résistives en permanence. On trouve que le bruit à la sortie est pratiquement le même que dans le cas où le hacheur est en fonctionnement.

Le gain en tension à la fréquence de résonance du transformateur étant de l'ordre de  $10^7$ , la tension de bruit du préamplificateur ramenée à l'entrée est de quelques  $10^{-16} \text{ V}/\sqrt{\text{Hz}}$ , ce qui est nettement inférieur au bruit mesuré. Ce bruit est dû essentiellement au courant de bruit du préamplificateur  $\overline{i_a}$  et du transformateur  $\overline{i_t}$ . On a

$$\begin{aligned} \overline{i_a} &\approx 5 \cdot 10^{-15} \text{ A}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (\text{à l'ambiante}) \\ \overline{i_t} &\approx 1,8 \cdot 10^{-15} \text{ A}/\sqrt{\text{Hz}} \end{aligned}$$

Quand le transistor à effet de champ de l'étage d'entrée du préampli est refroidi dans l'hélium liquide\*, le bruit est réduit d'un

---

\* Nous sommes parvenus à faire fonctionner le JFET à 4,2 K en élevant sa température pour amorcer la conduction. Pour cela, nous avons injecté un courant de 70 mA pendant quelques secondes dans une résistance en constantan de 100  $\Omega$  bobinée autour du transistor.

Fréquence Hz	C	Tension de décalage V	Bruit à l'entrée ( $\tau=1S$ ) V	Constante de temps du circuit $\xi_c$ (s)	Bruit pour $\Delta f = 1$ Hz $V/\sqrt{Hz}$	Température du FET
100	cable	$3,3 \cdot 10^{-13}$	$4,4 \cdot 10^{-14}$	0,1	$8,8 \cdot 10^{-14}$	ambiante
98	470 pF	$3,8 \cdot 10^{-13}$	$1,3 \cdot 10^{-14}$	0,1	$2,6 \cdot 10^{-14}$	4,2 K
37	4,7 nF	$4,6 \cdot 10^{-14}$	$3,8 \cdot 10^{-15}$	0,7	$10^{-14}$	4,2 K

TABLEAU IV.1.

Performances avec  $r_s = 0$

facteur 3 dans les mêmes conditions de fonctionnement (un condensateur de 470 pF remplace la capacité du câble pour obtenir une fréquence de résonance de même ordre). Ceci indique que le courant de bruit du préampli est plus faible à 4,2 K. C'est le bruit du transformateur qui devient prépondérant et qui limite la sensibilité de l'amplificateur à hacheur. Les valeurs de bruit calculées à partir de l'expression II.54 sont proches des valeurs mesurées (on considère que  $\bar{i}_a$  est négligeable quand le FET est à 4,2 K).

Le bruit du hacheur étant négligeable, il est possible de réduire le bruit ramené à l'entrée en augmentant le gain du circuit. Pour cela, on augmente le coefficient de surtension en plaçant un condensateur de 4,7 nF au secondaire du transformateur. Comme nous l'avons déjà vu, on ne peut augmenter indéfiniment le gain car le temps de réponse du circuit oscillant devient excessif. La fréquence de fonctionnement du hacheur est de 37 Hz et la constante de temps du circuit oscillant est de 0,7 s. La sensibilité atteinte dans ces conditions est de  $3,8 \cdot 10^{-15}$  V.

La figure IV.8. montre la réponse de l'amplificateur à des signaux d'amplitude  $2 \cdot 10^{-13}$  V et  $7 \cdot 10^{-14}$  V.

#### IV.6.4. Bruit du hacheur

Comme nous venons de voir, la tension et le courant de bruit du hacheur sont faibles par rapport aux autres sources de bruit, en particulier celles du préamplificateur.

Tension de bruit : elle est inférieure à  $10^{-14}$  V/ $\sqrt{\text{Hz}}$ .

Courant de bruit : il est inférieur au courant de bruit du transformateur ramené au primaire ( $\bar{n}_t \approx 5 \cdot 10^{-10}$  A/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ). Le courant de bruit calculé à partir de l'impédance du hacheur ( $R_h = 4 \text{ K}\Omega$  à 100 Hz et  $T = T_c$ ) est de l'ordre de  $3 \cdot 10^{-13}$  A/ $\sqrt{\text{Hz}}$ .

#### IV.6.5. Tension de décalage

En l'absence de signal à l'entrée, la tension à la sortie n'est pas nulle, il existe une tension de décalage. Celle-ci est de l'ordre de  $3 \cdot 10^{-13}$  V à 100 Hz et elle est plus faible à 37 Hz. Cette tension est due probablement à un couplage résiduel entre le circuit

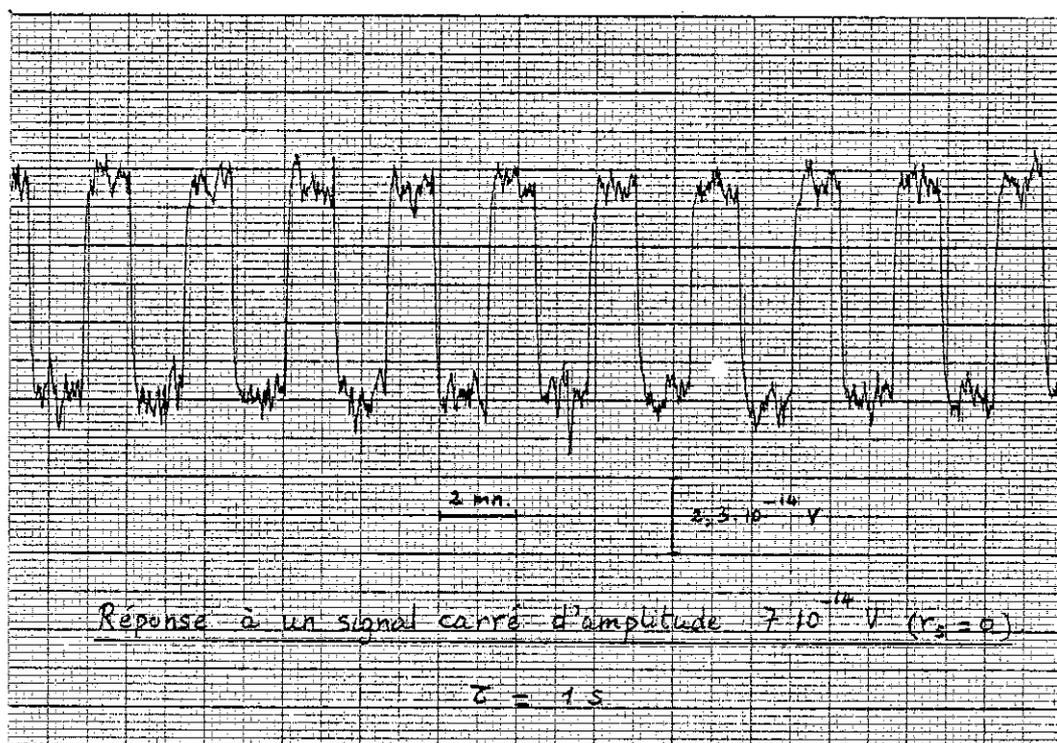
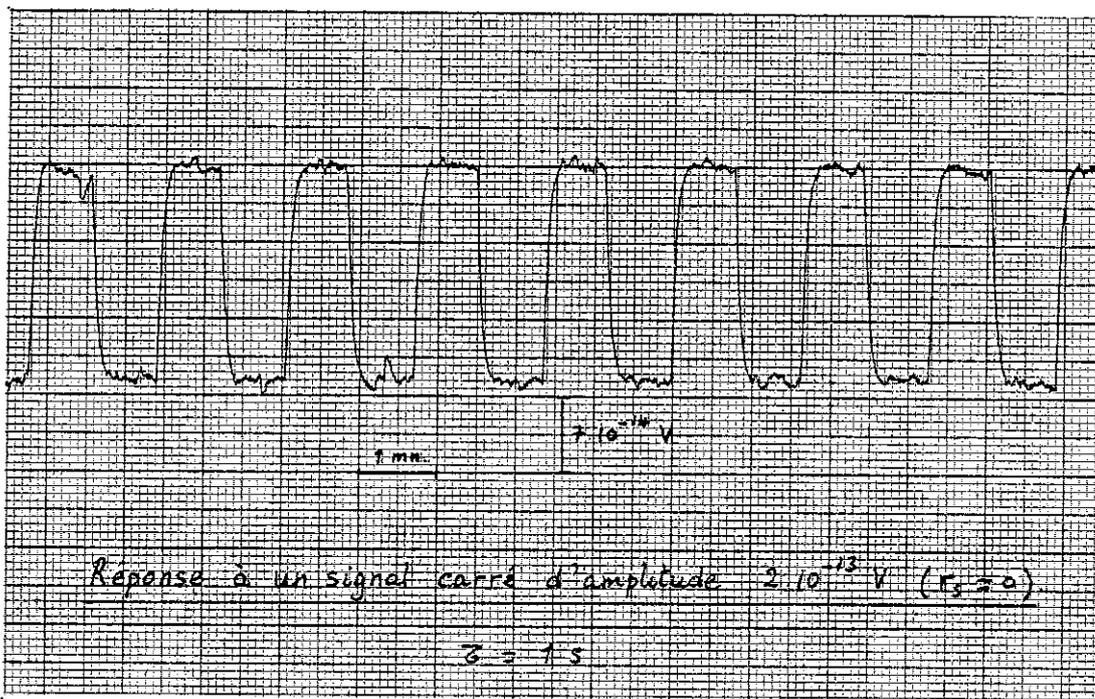


Fig. IV.8 : Réponse de l'amplificateur ( $r_s = 0$ )

d'entrée et le circuit de commande. Elle est stable dans le temps et permet donc une compensation.

#### IV.7. Mesures avec une source résistive

Pour vérifier le fonctionnement et les performances du hacheur, nous avons effectué des essais avec différentes valeurs de résistance de source.

##### IV.7.1. Signal à la sortie

Le fonctionnement du hacheur peut être mis en évidence en observant l'allure de la tension à la sortie du préamplificateur lorsqu'on applique à l'entrée une tension continue. Les figures IV.9 montrent l'allure du signal avec des fréquences de commutation différentes. Les enregistrements ont été réalisés à l'aide d'un enregistreur de régime transitoire du type DATA-LAB. Ils ont été effectués dans le cas où on a  $r_s = 3,3 \text{ m}\Omega$ . Le transformateur utilisé est le SOGAM 5995 ( $L \approx 4000 \text{ H}$  et  $C \approx 600 \text{ pF}$ ) et le rapport du transformateur est de 6112.

Les fréquences de coupures inférieure et supérieure du circuit sont de l'ordre de 5 Hz et de 2,5 KHz respectivement. On constate que les formes d'onde obtenues sont tout à fait conformes à ces valeurs. Le signal à 100 Hz, fréquence proche du milieu de la bande passante, est peu déformé (pratiquement rectangulaire) par le transformateur. Aux fréquences élevées, le signal est déformé car on est proche de la fréquence de coupure et les harmoniques sont atténués.

##### IV.7.2. Mesure de bruit

Nous avons mesuré le bruit en tension ramené à l'entrée avec différentes valeurs de résistance de source, le rapport du transformateur étant calculé pour obtenir une bonne adaptation. Les valeurs de bruit ont été relevées avec une constante de temps de 1s.

Le tableau IV.2. montre les valeurs de bruit obtenues. A titre de comparaison, le bruit thermique de la résistance de source à 4,2 K est porté dans la dernière colonne. Les résistances de 3,3 et de 36  $\text{m}\Omega$  sont en alliage Pd-Pt (24 %) et celles de 11 et 300  $\Omega$  sont des résistances à couche métallique. On constate que le bruit mesuré est du même ordre

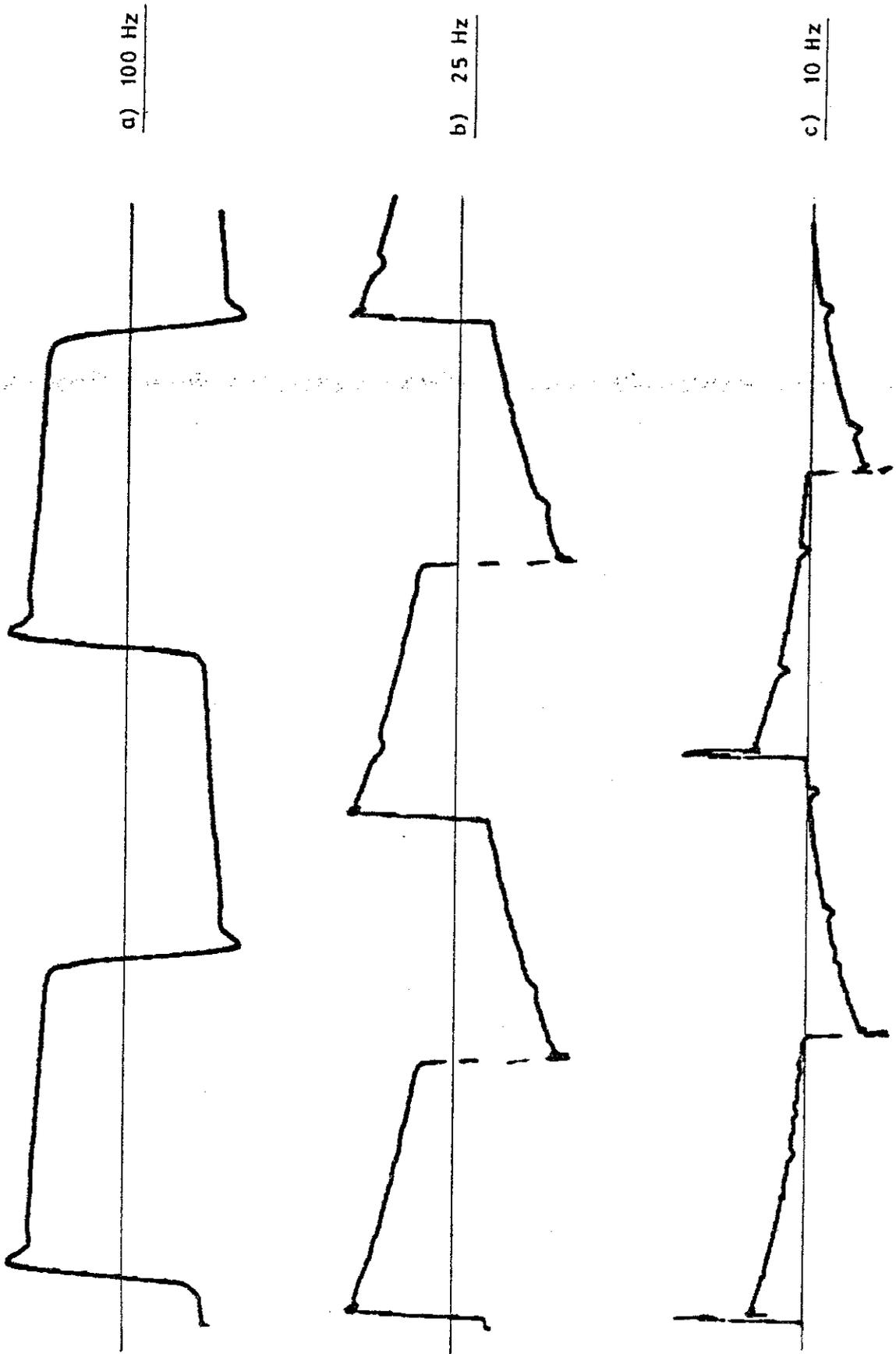


Fig. IV.9 : Signal à la sortie à 100, 25 et 10 Hz

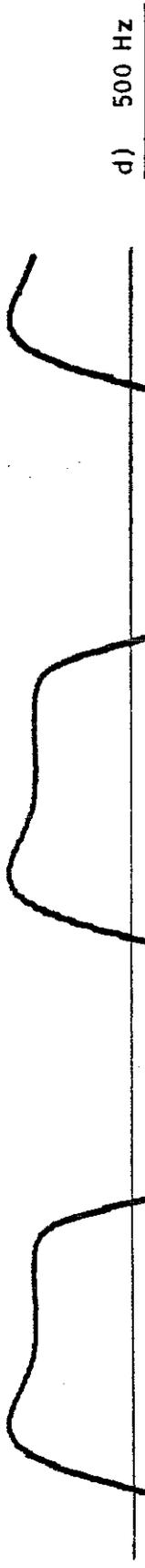


Fig. IV.9 (suite) : Signal à la sortie à 500, 800 et 1000 Hz

que le bruit thermique.

Le tableau IV.3. montre le bruit mesuré en fonction de la fréquence du hacheur ( $r_s = 3,3 \text{ m}\Omega$ ). Le bruit ramené à l'entrée et donc, le rapport signal sur bruit, ne varie pas de façon significative avec la fréquence.

Les figures IV.10 et IV.11 montrent les réponses de l'amplificateur à hacheur à des tensions de quelques dizaines de picovolts avec  $r_s = 3,3 \text{ m}\Omega$  et  $36 \text{ m}\Omega$ .

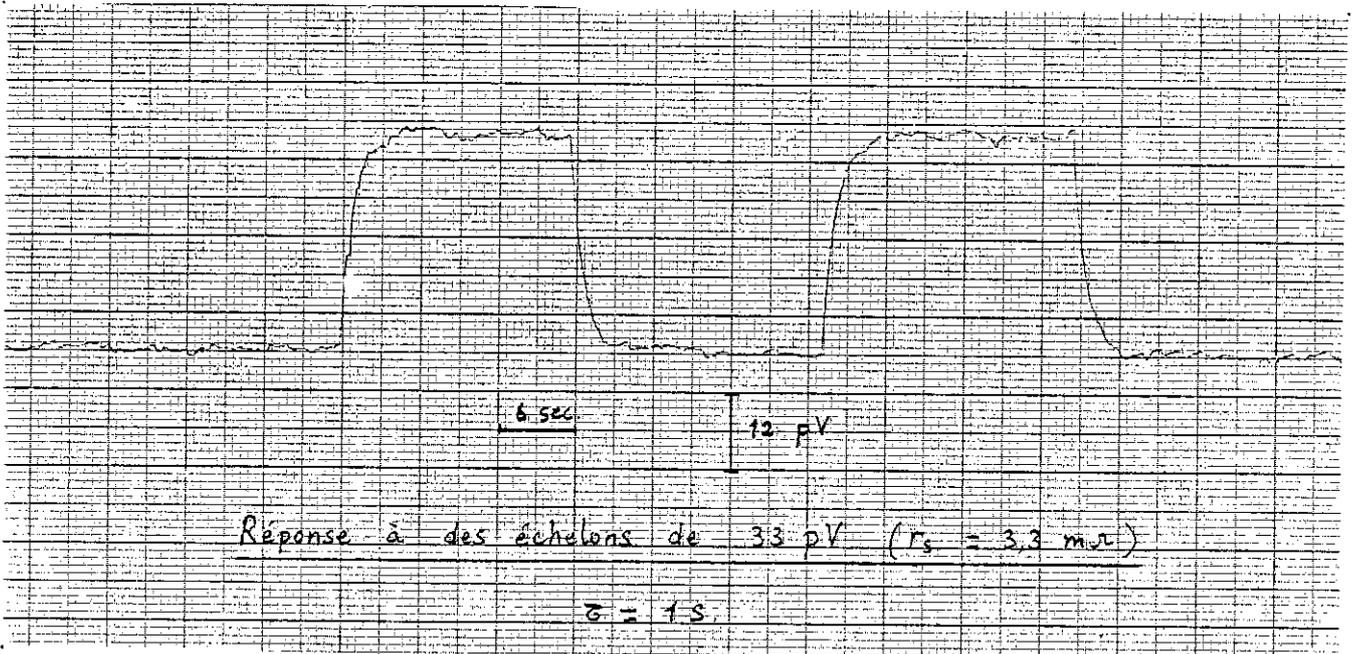
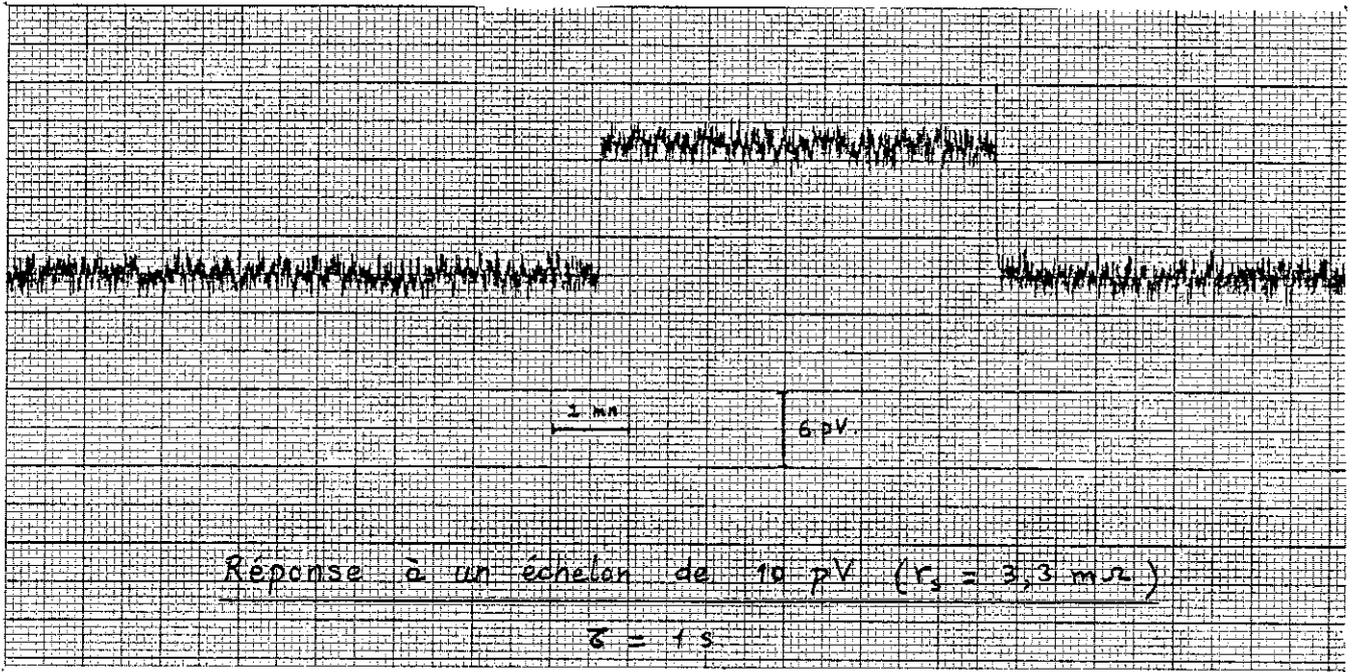


Fig. IV.10 : Réponse de l'amplificateur ( $r_s = 3,3 \text{ m}\Omega$ )

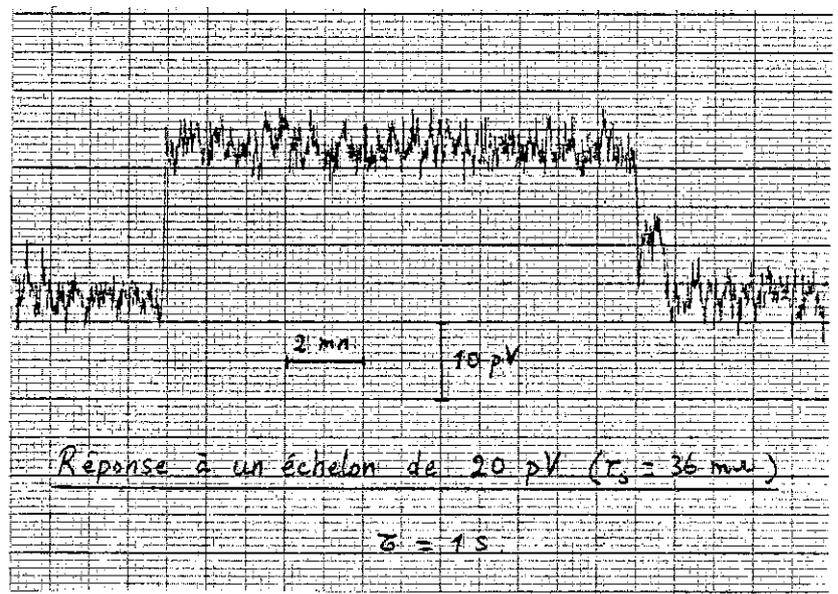
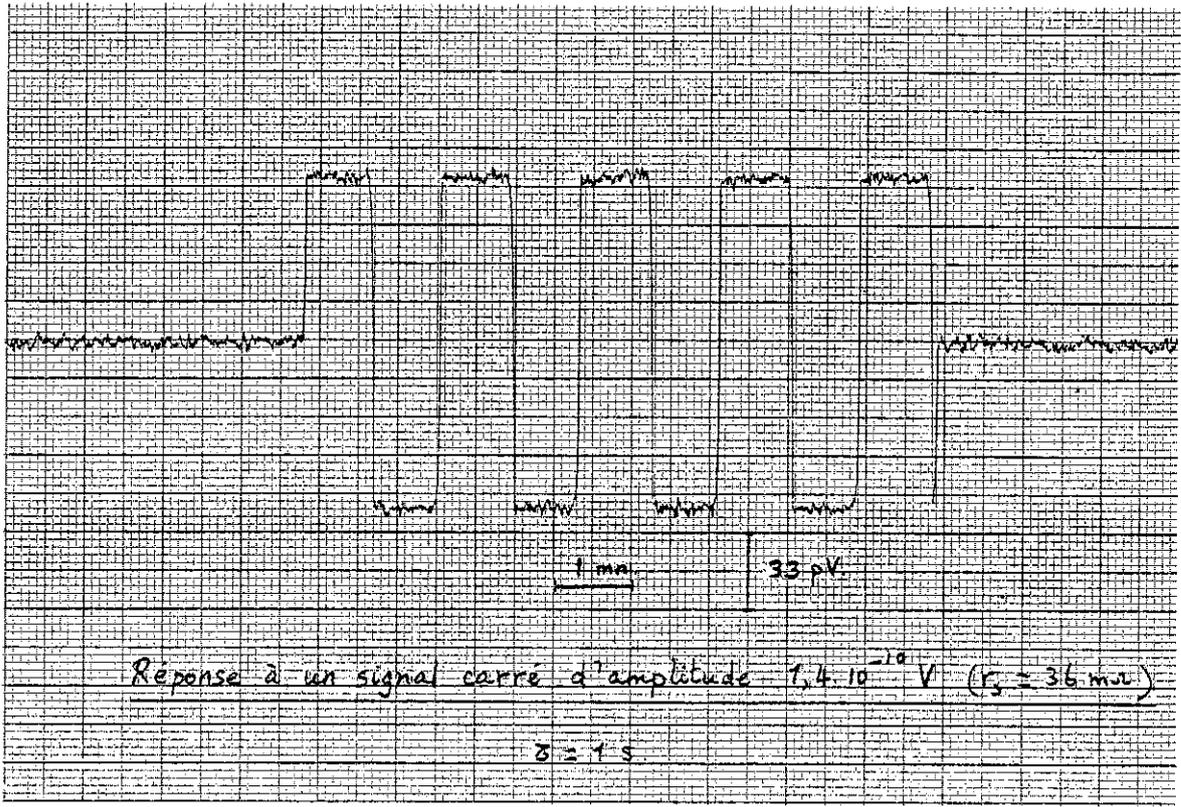


Fig. IV.11 : Réponse de l'amplificateur ( $r_s = 36$  ms)

Résistance de source, $r_s$	Rapport du transformateur	Tension de décalage	Bruit à l'entrée ( $\tau = 1s$ )	Bruit pour $\Delta f = 1 Hz$	Bruit thermique de $R_s, \sqrt{4KTr_s}$
$\Omega$	n	pV	pV	pV/ $\sqrt{Hz}$	pV/ $\sqrt{Hz}$
$3,3 \cdot 10^{-3}$	6 112	< 0,1	0,52	1,04	0,87
$36 \cdot 10^{-3}$	3 056	< 0,7	1,7	3,4	2,9
11	204	< 20	38	76	50
300	41	< 60	170	340	264

Tableau IV.2. : Bruit en tension en fonction de  $r_s$  ( $f = 90 Hz$ )

Fréquence Hz	Tension de décalage pV	Bruit à l'entrée ( $\tau = 1s$ ) pV	Bruit pour $\Delta f = 1 \text{ Hz}$ $pV/\sqrt{\text{Hz}}$
15	< 0,1	0,58	1,16
40	< 0,1	0,54	1,08
90	< 0,1	0,52	1,04
400	< 0,1	0,68	1,36
750	0,3	0,64	1,28
1 070	5,2	0,60	1,20

Tableau IV.3. : Tension de bruit et de décalage en fonction de la fréquence,  $r_s = 3,3 \text{ m}\Omega$

#### IV.7.3. Tension de décalage

A 90 Hz, la tension de décalage est inférieure au niveau de bruit avec les différentes résistances de source et donc, négligeable. Comme on le constate sur le tableau IV.3, elle croît avec la fréquence et elle est de l'ordre de 5 pV à 1 kHz.

#### IV.7.4. Temps de réponse

Comme nous l'avons déjà indiqué, le temps de réponse de l'amplificateur à hacheur est donné par le filtre RC placé à la sortie de la détection synchrone. La valeur de la constante de temps est un compromis entre la vitesse de réponse et la sensibilité désirée.

#### IV.8. Performances de l'amplificateur à hacheur

Dans le cas concret d'utilisation, le bruit de l'amplificateur à hacheur peut s'exprimer par une tension ramenée à l'entrée. La tension et le courant de bruit propre du hacheur sont négligeables. Le bruit de l'amplificateur  $V_{\text{bruit}}$  est donné par :

$$V_{\text{bruit}} = \sqrt{\frac{e_a^2}{n^2} + n^2 |Z_s|^2 (i_a^2 + i_t^2)}$$

où  $n$  est le rapport du transformateur ;

$$\begin{aligned} \overline{e_a} &\approx 2 \cdot 10^{-9} \text{ V}/\sqrt{\text{Hz}} \\ \overline{i_a} &\approx 5 \cdot 10^{-15} \text{ A}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (\text{T ambiante}) \\ \overline{i_t} &\approx 1,8 \cdot 10^{-15} \text{ A}/\sqrt{\text{Hz}} \end{aligned}$$

$$Z_s = r_s + j\omega \ell \quad (\text{impédance de source})$$

$r_s$  est la résistance de source et  $\ell$  représente l'inductance du circuit d'entrée. Celle-ci n'est plus négligeable lorsque  $r_s$  devient très faible. On a typiquement  $\ell \approx 10^{-7}$  H et donc,  $\omega\ell \approx 2 \cdot 10^{-5} \Omega$  à  $f = 30$  Hz.

A titre d'exemple, la figure IV.12 donne la valeur du bruit de l'amplificateur à hacheur en fonction de la résistance de source  $r_s$  pour quelques valeurs du rapport du transformateur.

Lorsque  $r_s$  est inférieur à  $4 \cdot 10^{-6} \Omega$ , on peut améliorer la sensibilité en plaçant le FET de l'étage d'entrée du préamplificateur dans l'hélium liquide. Le bruit est alors de  $10^{-14} \text{ V}/\sqrt{\text{Hz}}$ .

Lorsque  $r_s > 4 \cdot 10^{-7} \Omega$ , il apparait clairement que, dans la zone d'adaptation optimale, le bruit propre de l'amplificateur est inférieur au bruit thermique de  $r_s$  à 4,2 K sur plus de deux décades de la résistance interne de la source du signal. La sensibilité n'est donc limitée que par le bruit de l'impédance de source.

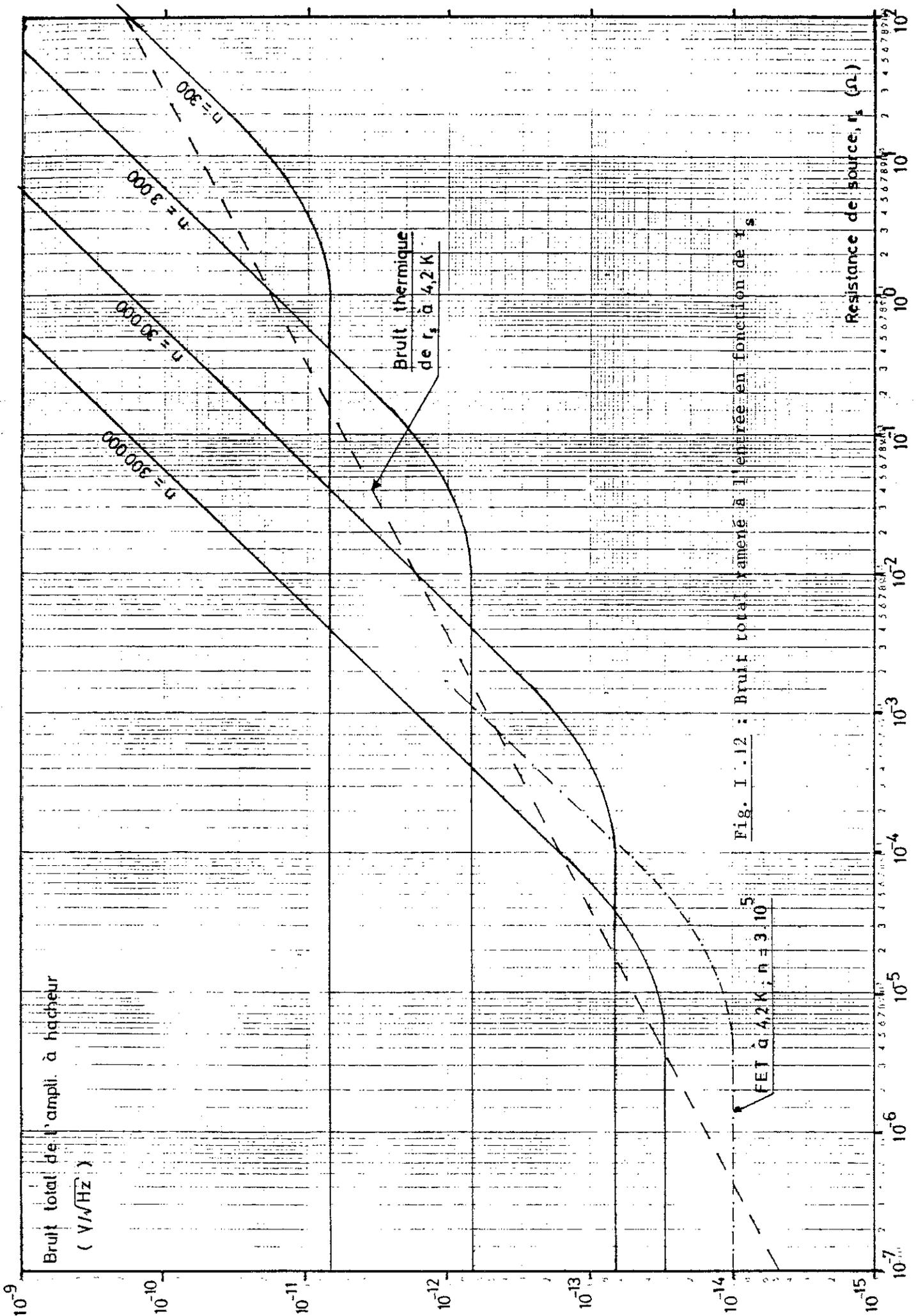


Fig. I .12 : Bruit total ramené à l'entrée en fonction de  $r_s$

FET à 4,2 K,  $n = 3 \cdot 10^5$

### CONCLUSION

L'amplificateur que nous avons construit montre que de très hautes performances peuvent être obtenues au moyen d'un nouveau type de hacheur supraconducteur. Nos essais ont montré que le bruit propre du hacheur est négligeable et que la sensibilité de notre dispositif n'est limitée que par le bruit du transformateur d'adaptation et du préamplificateur. Une sensibilité de  $3,8 \cdot 10^{-15}$  V a été obtenue avec une constante de temps de 1,7 s, soit  $10^{-14}$  V/ $\sqrt{\text{Hz}}$ . Ceci correspond à une amélioration de trois ordres de grandeurs environ par rapport aux performances atteintes par les hacheurs supraconducteurs existants.

Gravé dans une couche mince supraconductrice de nitrure de niobium, le circuit de ce hacheur présente une résistance parallèle élevée et un faible temps de commutation. L'amplificateur peut donc être utilisé sur une large gamme d'impédance ; le domaine d'utilisation peut être étendu à des sources de signaux dont l'impédance interne atteint le Kilo-ohm. D'autre part, le hacheur peut fonctionner jusqu'à une fréquence de 1 Kilo-Hertz.

La commande optique de la transition de la couche au moyen de diodes électroluminescentes placées directement à basse température permet d'éliminer le problème du couplage parasite entre les circuits de mesure et de commande et de réaliser une construction simple et fiable. Un inconvénient cependant, la puissance dissipée par le hacheur est relativement élevée, de l'ordre de 100 mW, du fait que le rendement des diodes est faible ( $\sim 6\%$ ). Toutefois, ceci n'est pas très gênant. Ajoutons encore que cet appareil est d'un emploi assez simple, d'un fonctionnement sûr et ne demande aucun entretien.

Cet amplificateur à hacheur supraconducteur permet donc d'effectuer des mesures de très faible tension continue en cryogénie avec une très haute sensibilité. Il peut être utilisé avantageusement, par exemple, pour des mesures de résistivité, d'aimantation, du pouvoir thermoélectrique, de températures par thermocouple, de tension Josephson, etc.

BIBLIOGRAPHIE

1. I.M. TEMPLETON, J. Sci. Instrum. 32, 172 (1955).
2. R.P. HUEBENER and R.E. GOVEDNIK, Rev. Sci. Instrum. 37, 1675 (1966).
3. A.B. PIPPARD and G.T. PULLAN, Proc. Cambridge Phil. Soc. 48, 188 (1952).
4. C.L. FOILES, Rev. Sci. Instrum. 38, 731 (1967).
5. R. POERSCHKE and H. WOLLENBERGER, Cryogenics 10, 383 (1970).
6. F. CHONAVEC, Cryogenics 9, 475 (1969).
7. R.P. RIES and C.B. SATTERTHWAITTE, Rev. Sci. Instrum. 38, 1203 (1967).
8. R.J. ERDMAN, J. Appl. Phys. 40, 2086 (1969).
9. J. CLARKE, Phil. Mag. 13, 115 (1966).
10. J.W. Mc WANE, T.E. NEIGHBOR and R.S. NEWBOWER, Rev. Sci. Instrum. 37, 1602 (1966).
11. J. CLARKE, W.M. GOUBAU and M.B. KETCHEN, J. Low Temp. Phys. 25, 99 (1976).
12. J.E. MERCEREAU, Rev. Phys. Appl. 5, 13 (1970).
13. J.E. ZIMMERMAN and A.H. SILVER, J. Appl. Phys. 39, 2679 (1968).
14. J.E. LUKENS, R.J. WARBURTON and W.W. WEBB, J. Appl. Phys. 42, 27 (1971).
15. R.P. GIFFARD, R.A. WEBB and J.C. WHEATLEY, J. Low Temp. Phys. 6, 533 (1972).
16. V.L. NEWHOUSE and H.H. EDWARDS, Proc. IEEE 52, 1191 (1964).
17. M.H. JERICO and R.H. MARCH, Rev. Sci. Instrum. 38, 428 (1967).
18. N.S. HO, R.H. MUNNINGS and R. FLETCHER, Cryogenics 9, 380 (1969).
19. J.R. ANDERSON and D.R. ZRUDSKY, Rev. Sci. Instrum. 44, 316 (1973).
20. I.M. TEMPLETON, J. Sci. Instrum. 32, 314 (1955).
21. A.R. de VROOMEN and C. Van BAARLE, Physica 23, 785 (1957).
22. V.N. KACHINSKI, Cryogenics 5, 34 (1965).
23. L. WALCKIERS and J.P. ISSI, Cryogenics 15, 228 (1975).
24. C.B. FRIEDBERG and C.H. GALFO, Rev. Sci. Instrum. 47, 1457 (1976).
25. S. GYGAX, Zamp. 13, 519 (1962).
26. P.E. GREGERS-HANSEN, J. Phys. Chem. Solids 32, 1881 (1971).
27. G.J. EDWARDS, J. Phys. E: Sci. Instrum. 4, 299 (1971).
28. J.G. ALLNUT and A.J. WALTON, J. Phys. E : Sci. Instrum. 5, 131 (1972).
29. M. HAUSCHULTZ, N.H. ANDERSEN and F.B. RASMUSSEN, J. Phys. E : Sci. Instrum. 12, 15 (1975).
30. R.D. BARNARD, J. Phys. E : Sci. Instrum. 12, 953 (1979).
31. R. FLETCHER and M.R. STINSON, J. Phys. E : Sci. Instrum. 12, 92 (1979).
32. E.P. VTOROV and A.M. DMITRENKO, Cryogenics 7, 207 (1967).

33. G. MONTALENTI, Rev. Phys. Appl. 5, 87 (1970).
34. A. Van der ZIEL, Proc. IEEE 51, 461 (1963).
35. A. Van der ZIEL, Proc. IRE 50, 1808 (1962).
36. J.R. GAVALER, J.K. HULM, M.A. JANOCKO and C.K. JONES, J. Vacuum Sci. Tech. 6, 177 (1969).
37. D.W. DEIS, J.R. GAVALER, J.K. HULM and C.K. JONES, J. Appl. Phys. 40, 2153 (1969).
38. J.R. GAVALER, M.A. JANOCKO, A. PATTERSON and C.K. JONES, J. Appl. Phys. 42, 54 (1971).
39. Y.M. SHY, L.E. TOTH and R. SOMASUNDARAM, J. Appl. Phys. 44, 5539 (1973).
40. J.R. GAVALER, M.A. JANOCKO, J.K. HULM and C.K. JONES, Physica 55, 585 (1971).
41. A. AUBERT, Mémoire C.N.A.M., Centre Régional Associé de Grenoble, 8 octobre 1975.
42. W. WAGNER, D. AST and J.R. GAVALER, J. Appl. Phys. 45, 465 (1974).
43. L.I. MAISSEL and R. GLANG, Handbook of Thin Film Technology, Mc Graw Hill (1970).
44. T.F. FINNEGAN and L.B. HOLDEMAN, Rev. Sci. Instrum. 48, 1212 (1977).
45. G.J. Van GURP, Phys. Rev. 166, 436 (1968).
46. N.A. PANKRATOV, G.A. ZAITSEV and I.A. KHREBOV, Cryogenics 11, 138 (1971).
47. D.E. PROBER, Rev. Sci. Instrum. 45, 849 (1975).
48. Vacuumschmelze G.M.B.H., Hanau, West Germany.
49. P. BLOOD and D. GREIG, J. Phys. F 2, 79 (1972).
50. J.A. ROWLANDS and S.B. WOODS, Rev. Sci. Instrum. 47, 795 (1976).
51. S. LETZBER and N. WEBSTER, IEEE Spectrum 7, n° 8, 67 (1970).

Dernière page d'une thèse

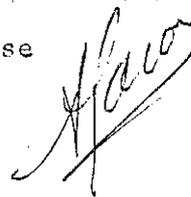
---

VU

Grenoble, le

29-7-80

Le Président de la thèse

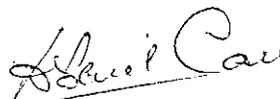


Vu, et permis d'imprimer,

Grenoble, le

1.9.80.

Le Président de l'Université Scientifique et Médicale



G. CAU



