

CONSERVATOIRE NATIONAL DES ARTS ET METIERS
CENTRE AGREE
DE GRENOBLE (C.U.E.F.A.)

MEMOIRE

présenté en vue d'obtenir

LE DIPLOME D'INGENIEUR C.N.A.M.

en

ELECTRONIQUE

par

GUY FREMONT

MAGNETOMETRE A RESONANCE NUCLEAIRE

SOUTENU LE : 16 Mars 1979

JURY

Président : M. A. COUMES

Membres : MM. E. PICASSO
J.-B. MOREAU
K. BORER

Thesis-1979-Fremont

CERN LIBRARIES, GENEVA



CM-P00101107

CERN LIBRARIES, GENEVA

CONSERVATOIRE NATIONAL DES ARTS ET METIERS
CENTRE AGREE
DE GRENOBLE (C.U.E.F.A.)

MEMOIRE

présenté en vue d'obtenir

LE DIPLOME D'INGENIEUR C.N.A.M.

en

ELECTRONIQUE

par

GUY FREMONT

MAGNETOMETRE A RESONANCE NUCLEAIRE

SOUTENU LE : 16 Mars 1979

JURY

Président : M. A. COUMES

Membres : MM. E. PICASSO
J.-B. MOREAU
K. BORER

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au sein du groupe G-2, Experimental Physics Division du Centre Européen de Recherche Nucléaire.

Je tiens à remercier tout particulièrement Monsieur le Professeur PICASSO qui dirigeait le groupe G-2 pour toute la compréhension qu'il a manifestée durant ma période d'étude à Grenoble et également pour les larges facilités qu'il m'a accordées pour réaliser ce travail au sein de son groupe. Je suis aussi très touché qu'il ait accepté de faire partie du Jury.

Que Monsieur le Professeur COUMES trouve ici l'expression de ma profonde gratitude pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider le Jury.

Je sais gré à Monsieur le Professeur MOREAU, Président du département E.E.A. du C.N.A.M. d'avoir accepté de faire partie du Jury.

Je ne saurais suffisamment exprimer ici ma reconnaissance au Dr. Kurt BORER pour tout ce qu'il m'a apporté durant ce travail tant sur le plan humain que professionnel.

Mes remerciements vont également aux membres du groupe G-2 pour leur aide amicale et en particulier à Mr. Kaspar MUHLEMANN à qui je dois la parfaite réalisation du prototype; travail incluant le dessin des circuits imprimés et l'exécution des pièces mécaniques si délicates au niveau des sondes.

MAGNETOMETRE A RESONANCE NUCLEAIRE

Le magnétomètre à résonance nucléaire RMN décrit ici mesure les champs magnétiques homogènes avec une précision de l'ordre du ppm. Il permet le calage automatique de la fréquence sur le champ dont la valeur peut être lue directement sur un affichage digital. Il est d'un emploi simple et son prix de revient est nettement inférieur à ceux des appareils commerciaux ayant des performances similaires. Cet appareil comprend un tiroir NIM de 2 unités, une boîte amplificatrice et un jeu de sondes.

Les champs compris entre 1 kG et 68 kG sont mesurés à l'aide de 6 sondes (4 sondes protons: 1 kG à 21 kG et 2 sondes deutérons: 20 kG à 68 kG) dont les gammes de fréquence correspondantes se recouvrent confortablement. La plage de recherche et de poursuite du signal RMN est de quelques % de la valeur maximum du champ dans la gamme utilisée. Le réglage grossier de la fréquence est manuel.

S O M M A I R E

I	INTRODUCTION
II	DESCRIPTION DU MAGNETOMETRE RMN TYPE CERN 9298
III	EXPLICATIONS SUR LA TECHNIQUE DE RESONANCE NUCLEAIRE UTILISEE
IV	PRINCIPE DU FONCTIONNEMENT DU MAGNETOMETRE RMN TYPE 9298
V	LES SONDES ET LES CIRCUITS ASSOCIES : ACCORD AUTOMATIQUE, AMPLIFICATION DES SIGNAUX DE SONDE
	V.1 Les sondes
	V.2 Accord automatique de sonde
	V.3 Amplification du signal RMN et de l'onde RF
VI	ETUDE DES CIRCUITS DE L'UNITE PRINCIPALE
	VI.1 Circuit de seuil automatique de déclenchement et de retard automatique
	VI.2 Boucle de calage automatique de la fréquence
VII	COMPTEUR DE FREQUENCE
VIII	SPECIFICATIONS
	CONCLUSION
	REFERENCES
	APPENDICE

Chapitre I

INTRODUCTION

La physique des hautes énergies met en oeuvre des faisceaux de particules dont les physiciens souhaitent modifier la trajectoire. Ceci est réalisé principalement à l'aide d'aimants de différentes formes et tailles, dont il est indispensable de connaître la performance en mesurant le champ magnétique existant entre leurs pôles.

Différents procédés sont utilisés pour effectuer ces mesures. Leur choix dépend des paramètres que l'on veut connaître et de leur précision. Dans le cas où une précision $< 10^{-4}$ est désirée, et si l'uniformité et la stabilité à court terme du champ le permettent, l'emploi de la résonance magnétique nucléaire (RMN) s'impose.

Une expérience de physique effectuée au CERN, consistant dans la mesure de l'anomalie du moment magnétique du muon, $g-2$, a été le terrain propice pour une large utilisation de la RMN. La partie principale de cette expérience était un anneau de stockage qui avait un diamètre de 14 m et était composé de 40 blocs d'aimants. Le champ de ces aimants devait être stabilisé et mesuré avec une précision de l'ordre du ppm.

Huit ensembles RMN exploitant 80 sondes devaient fonctionner simultanément dans cet anneau de stockage. L'utilisation de magnétomètres commerciaux était exclue pour des raisons économiques et aussi techniques puisque l'adaptation aurait été difficile. Un appareil a donc été conçu pour ce besoin.

Ce magnétomètre RMN consistait en un tiroir NIM de 2 unités de large (unité principale), d'une boîte amplificatrice et d'une sonde.

Vingt-cinq cm seulement séparaient la boîte amplificatrice de la sonde, mais la position des points de mesures prévus dans ces aimants donnait la possibilité de placer la boîte amplificatrice à l'extérieur de l'entrefer. Cela était d'ailleurs nécessaire pour éviter une perturbation du champ dû aux éléments ferromagnétiques contenus dans la boîte. La sonde pouvait être éloignée de plusieurs dizaines de mètres de l'unité principale; cette dernière avait alors la possibilité d'être placée à l'extérieur de la zone de rayonnement radioactif.

Cet appareil existait en deux versions.

Dans l'une, l'oscillateur était asservi au champ; il fonctionnait donc en magnétomètre. Il suffisait alors de mesurer la fréquence de l'oscillateur pour connaître la valeur du champ.

L'autre ne possédait pas d'oscillateur. Le signal RF appliqué sur la sonde provenait d'un oscillateur extérieur à quartz. L'appareil fournissait une tension d'erreur proportionnelle à l'écart entre la fréquence de résonance des protons correspondant au champ vu par la sonde et la fréquence RF appliquée sur cette sonde. Cette tension d'erreur, après amplification, agissait sur des bobines de compensation enroulées autour des pôles de chaque aimant créant ainsi un champ de correction annulant la tension d'erreur. L'appareil fonctionnait donc en stabilisateur de champ magnétique.

Ces deux versions étaient automatiques (niveau RF, accord électrique de la sonde), mais ne fonctionnaient que dans une plage de champ assez étroite; quelques % autour de 14.7 KG, soit environ 63 MHz pour l'oscillateur (résonance protonique). En considérant

la maniabilité de cet appareil, sa fiabilité et surtout son faible prix de revient (5 à 10 fois inférieur à celui d'un appareil commercial), il nous a paru intéressant d'étendre le fonctionnement de ce magnétomètre à une large gamme de mesure de champs, d'éloigner la tête de mesure de la boîte amplificatrice et enfin d'incorporer dans l'unité principale un compteur de fréquence donnant une lecture directe du champ en gauss.

Chapitre II

DESCRIPTION DU MAGNETOMETRE TYPE 9298 CERN

Ce nouveau magnétomètre comprend :

- 1 unité principale; tiroir NIM 2 unités
- 1 boîte amplificatrice (10,5 x 7 x 4 cm)
- 4 sondes H₂O, couvrant la gamme de 1 à 21 KG
- 2 sondes D₂O, couvrant la gamme de 20 à 68 KG.

Chaque sonde est constituée d'une tête de mesure reliée par 29 cm de câble à une petite boîte (5 x 3 x 2 cm) contenant le circuit de détection du signal RMN. Quelques mètres de câble séparent la sonde de la boîte amplificatrice dont la distance à l'unité principale n'est limitée que par l'atténuation du câble RF qui ne doit pas excéder 3 dB.

Une vue du magnétomètre complet : unité principale, boîte amplificatrice, sonde RMN, est donnée dans les figures 1 & 2. Le schéma synoptique de cet ensemble est présenté dans la figure 3.

La gamme couverte par l'oscillateur RF situé dans l'unité principale est de 30 à 90 MHz, ce qui correspond à la plus haute gamme de champ magnétique utilisant la résonance des protons : soit 7 à 21 KG. Les autres gammes de champ sont obtenues en divisant la fréquence par 2, 4 ou 8, $F : 2$ et $F : 4$ étant utilisées par les 2 sondes D₂O. On obtient ainsi un recouvrement confortable des six gammes de champ (sauf en dessous de 20 KG où le signal RMN fourni par la sonde D₂O devient trop faible.

Un compteur de fréquence interne mesure la fréquence du signal RF qui est envoyé sur les sondes, le résultat est affiché en gauss avec une résolution de 0,01 Gauss.

Le réglage grossier (COARSE) de la fréquence est obtenu manuellement avec un potentiomètre de précision à 10 tours. Un deuxième potentiomètre identique permet un réglage fin (FINE) de la fréquence de 1 à 10% de la valeur de la fréquence en haut de gamme, dépendant du réglage grossier de la fréquence et du type de sonde utilisée (H_2O ou D_2O).

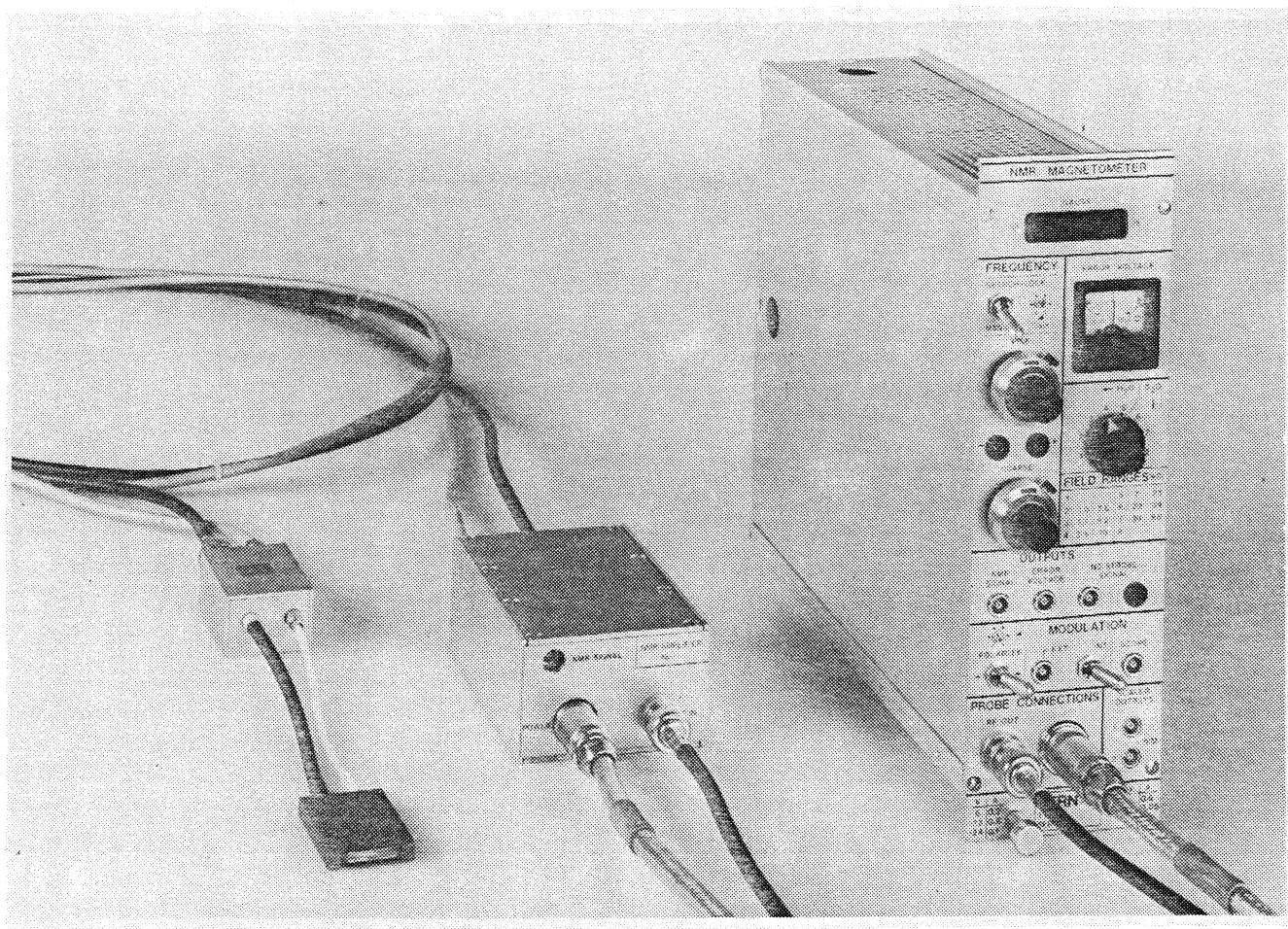


Fig. 1 - Vue du magnétomètre RMN 9298 montrant l'unité principale NIM et la boîte amplificatrice connectée à une sonde

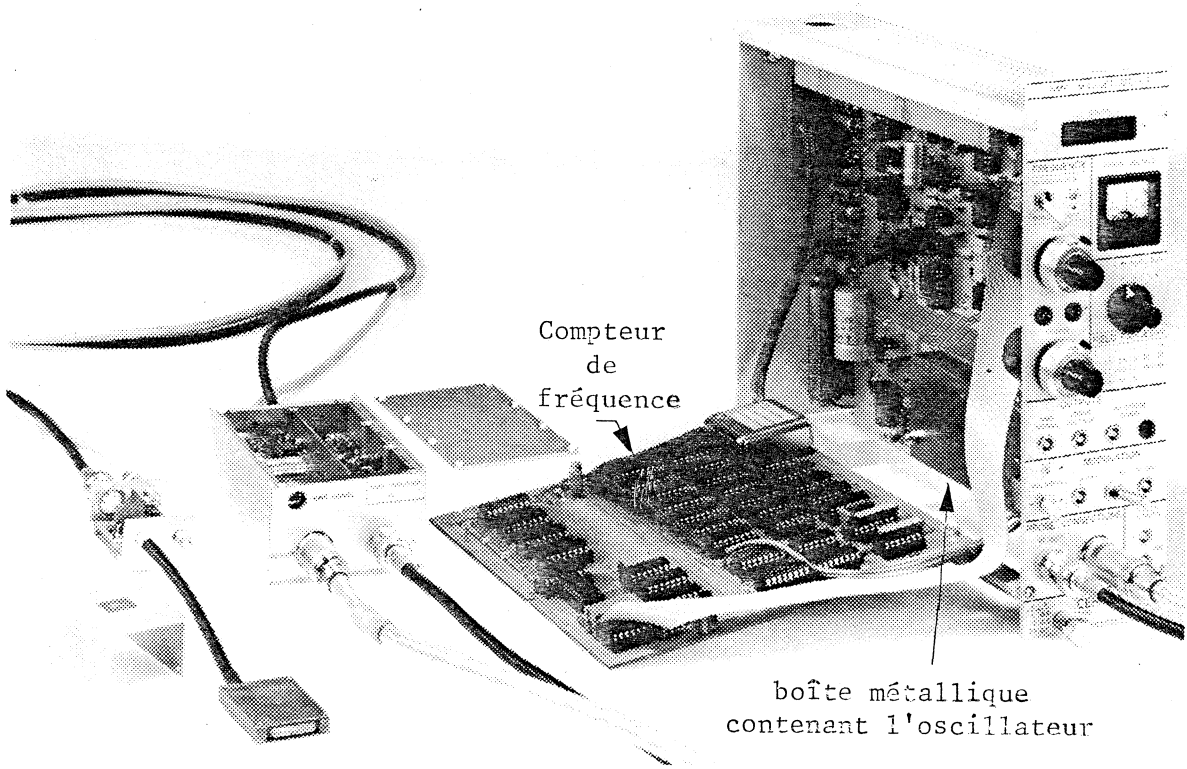


Fig. 2 - Vues internes du magnétomètre

SCHEMA SYNOPTIQUE DU MAGNETOMETRE RMN

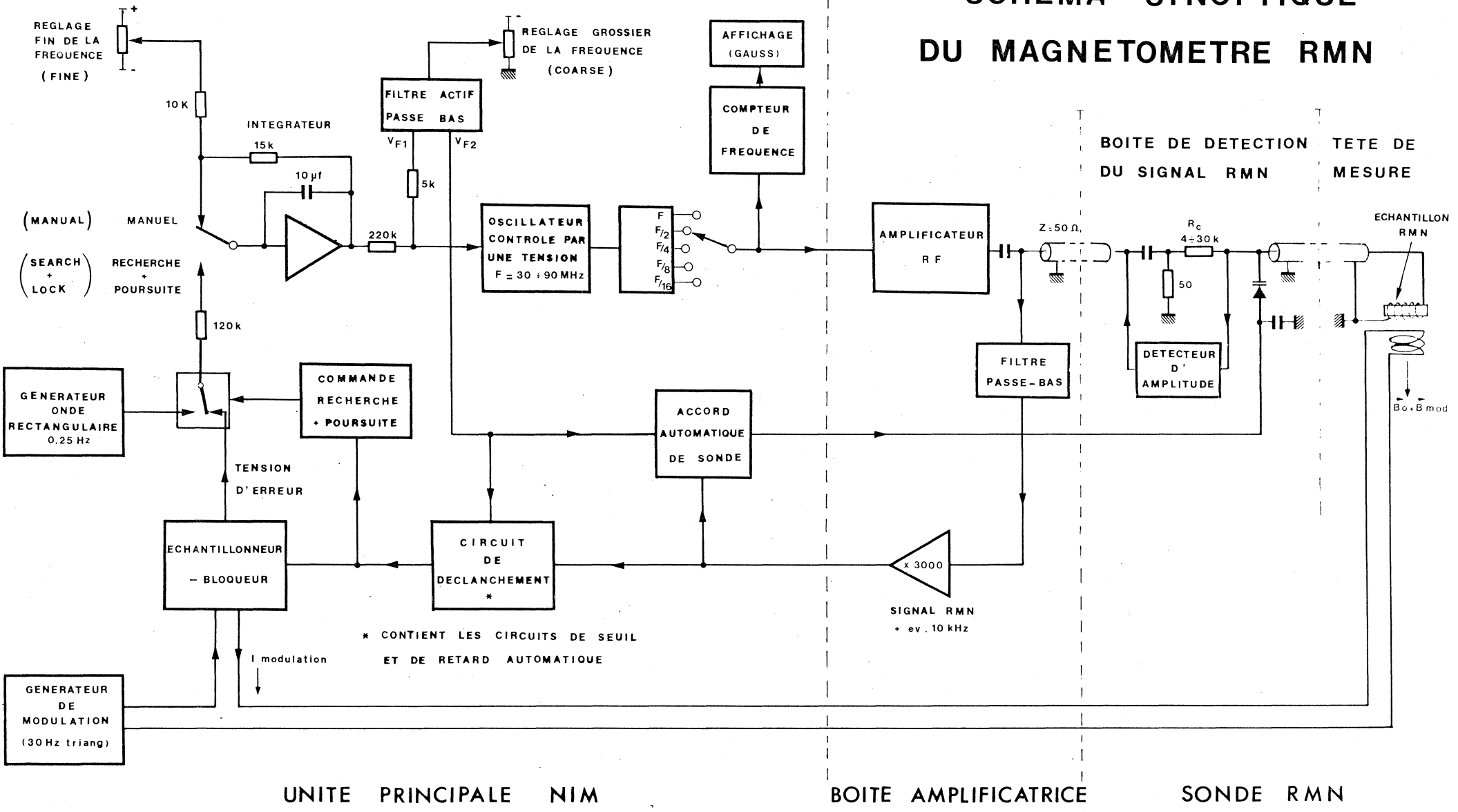


Fig. 3

En mode de fonctionnement "Recherche-poursuite" (Search-lock), la fréquence de l'oscillateur balaye lentement dans les deux sens (0,2 Hz) la plage couverte par le réglage fin de la fréquence jusqu'à ce que le signal RMN apparaisse. A cet instant la boucle d'asservissement se referme, ce qui provoque un alignement de la fréquence de l'oscillateur sur la fréquence RMN de la sonde connectée. Le magnétomètre fonctionne alors en mode "poursuite" (lock) et l'oscillateur suit toutes les variations de champ magnétique vues par la sonde à l'intérieur de la plage couverte par le réglage fin de la fréquence.

Différents réglages sont automatiques, ce qui simplifie l'utilisation du magnétomètre. Ce sont : l'accord électrique de la sonde, l'amplitude du signal RF appliqué sur cette sonde, le seuil de déclenchement du circuit d'entrée qui reçoit le signal RMN et le temps précis par rapport aux signaux RMN de l'échantillonnage du champ de modulation. Le détail de ces circuits sera donné dans les chapitres V et VI.

Une "tension d'erreur", qui est proportionnelle à la différence, entre la fréquence appliquée sur la sonde et la fréquence RMN de la sonde, est disponible sur le panneau avant de l'unité principale. Ce magnétomètre peut donc être utilisé pour stabiliser un aimant en connectant la sonde à un oscillateur extérieur à quartz, la tension d'erreur servant à corriger le courant de l'aimant.

Chapitre III

EXPLICATIONS SUR LA TECHNIQUE DE RESONANCE NUCLEAIRE UTILISEE

Tout noyau ayant un spin non nul possède un moment magnétique $\vec{\mu}$ et un moment cinétique \vec{J} qui sont colinéaires. Lorsque ce noyau est placé dans un champ magnétique dont la direction fait un angle θ avec $\vec{\mu}$, on peut décrire le phénomène de deux manières différentes.

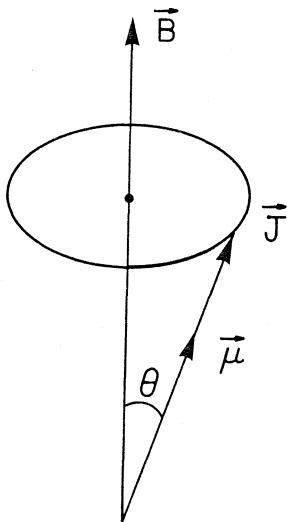


Fig. 4

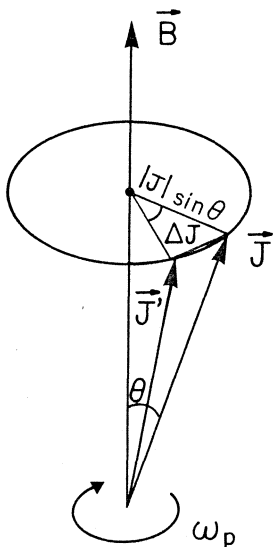


Fig. 5

par la mécanique classique

Il se crée alors un couple $\vec{\mu} \wedge \vec{B}$ qui va tenter d'aligner le moment magnétique $\vec{\mu}$ sur \vec{B} , mais $\vec{\mu}$ et \vec{J} étant colinéaires conservent le même angle par rapport à \vec{B} (Fig. 4). Le système va donc prendre un mouvement de précession autour de \vec{B} à la manière d'un petit gyroscope dont on peut déterminer la vitesse de précession :

Pendant un temps Δt , l'angle de précession sera $\omega_p \cdot \Delta t$ et le moment cinétique \vec{J} passe de \vec{J} en \vec{J}' . D'après la Fig. 5, nous déduisons que la variation du moment cinétique pendant le temps est :

$$\Delta J = (J \sin \theta) \cdot (\omega_p \cdot \Delta t)$$

et la vitesse de variation du moment cinétique :

$$\frac{dJ}{dt} = \omega_p \cdot J \sin \theta$$

doit être égale au couple

$$\tau = \mu B \sin \theta$$

Il résulte donc que : $\omega_p = \frac{\mu}{J} B$

et $F_p = \frac{1}{2\pi} \frac{\mu}{J} B$ connue sous le nom de FREQUENCE DE LARMOR.

$\frac{\mu}{J} = \gamma$ est appelé RAPPORT GYROMAGNETIQUE.

Sa valeur est connue avec une précision d'environ 3 ppm.

Pour les protons

$$\Gamma_{p, H_2O} = \frac{\gamma}{2\pi} = 4257,608(12) \text{ Hz/G } (4)$$

Pour les deutérons

$$\Gamma_{d, D_2O} = \frac{\gamma}{2\pi} = 653,569 (2) \text{ Hz/G } (5)$$

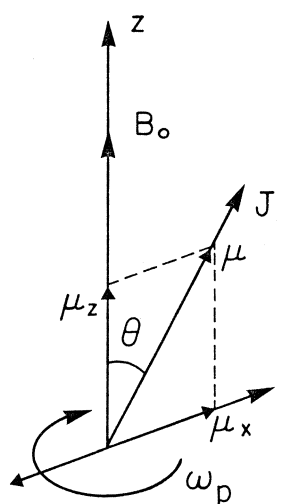


Fig. 6

Ainsi, lorsque les noyaux sont soumis à un champ magnétique \vec{B}_0 , la résultante des moments magnétiques nucléaires a une composante sur la direction de \vec{B}_0 , $\vec{\mu}_z$, et une composante orthogonale à \vec{B}_0 , $\vec{\mu}_x$, tournant à la fréquence de Larmor F_p . En appliquant à ce système un vecteur magnétique tournant en phase avec $\vec{\mu}_x$, Fig. 6, il est possible de modifier l'angle θ et de parvenir ainsi à un phénomène de résonance. Il se produira alors un échange d'énergie entre le champ d'excitation et les noyaux.

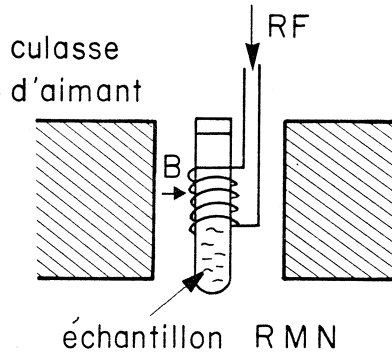


Fig. 7

Ce champ tournant d'excitation est obtenu pratiquement à partir d'une bobine radiofréquence disposée perpendiculairement au champ \vec{B}_0 et excitée à la fréquence de Larmor, Fig. 7.

Cette bobine RF établit un champ alternatif unidirectionnel $A \cos \omega t$ qui est équivalent à deux champs de rotation opposés en direction et d'amplitude $A/2$.

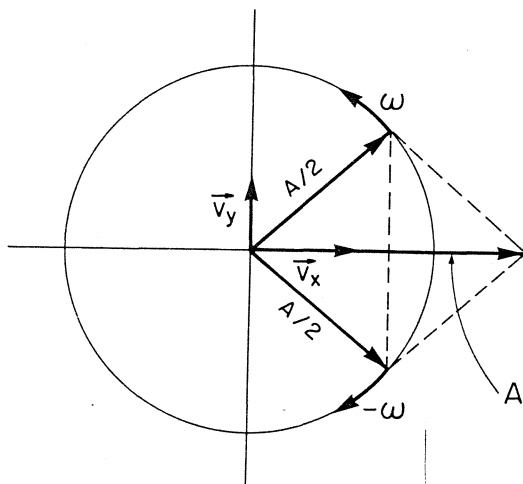


Fig. 8

$$A \cos \omega t \vec{V}_x = A/2 (\cos \omega t \vec{V}_x + \sin \omega t \vec{V}_y) + A/2 (\cos(-\omega t) \vec{V}_x + \sin(-\omega t) \vec{V}_y)$$

\vec{V}_x et \vec{V}_y étant les vecteurs unitaires dans les directions respectives x et y. Fig. 8.

La composante tournant dans la même direction que la précession sera en résonance. L'autre, tournant en sens contraire aura une action négligeable.

Par la mécanique quantique

Le niveau d'énergie du noyau, en présence d'un champ magnétique, se trouve décomposé en $2I+1$ niveaux équidistants, I étant appelé le nombre quantique de spin. La différence entre ces niveaux est $\Delta E = \mu B_0/I$ et le passage d'un niveau d'énergie à un autre se manifeste par l'émission ou l'absorption d'une radiation de fréquence :

$$\nu = \frac{\Delta E}{h} = \frac{\mu B_0}{Ih}$$

on démontre que

$$\nu = \Gamma \cdot B_0 \quad \text{avec} \quad \Gamma = \frac{\mu}{Ih} = \frac{\gamma}{2\pi}$$

h = constante de Planck.

Nous retrouvons donc l'expression de la fréquence de Larmor définie plus haut, fréquence de résonance à laquelle des transitions peuvent être induites entre les niveaux d'énergie du noyau dans le champ.

Considérons le cas où l'échantillon est de l'eau. Les moments magnétiques des protons dans la molécule d'eau peuvent avoir deux états quantifiés (nombre de spin = $1/2$) parallèle (+) et antiparallèle (-) à la direction du champ B_0 , ce qui correspond à deux états d'énergie magnétique, respectivement bas et haut. En dehors de la résonance, le champ alternatif RF induit des transitions entre les niveaux qui seront plus fréquents dans le sens bas-haut que dans le sens contraire, c'est-à-dire que les protons absorberont plus d'énergie au champ magnétique qu'ils en fourniront et la différence entre les populations dans chaque état d'énergie sera réduite.

L'influence du milieu environnant (interaction spin-milieu) tend à rétablir l'équilibre thermique des populations à une vitesse définie par le temps de relaxation T_1 . Les protons vont donc absorber continuellement de l'énergie RF d'autant plus fortement que T_1 sera court, réduisant ainsi le facteur Q de la bobine.

Dans la méthode de détection adoptée pour ce magnétomètre, on utilise une bobine contenant l'échantillon (H_2O ou D_2O) comme inductance d'un circuit LC accordé sur la fréquence de Larmor (Fig. 9).

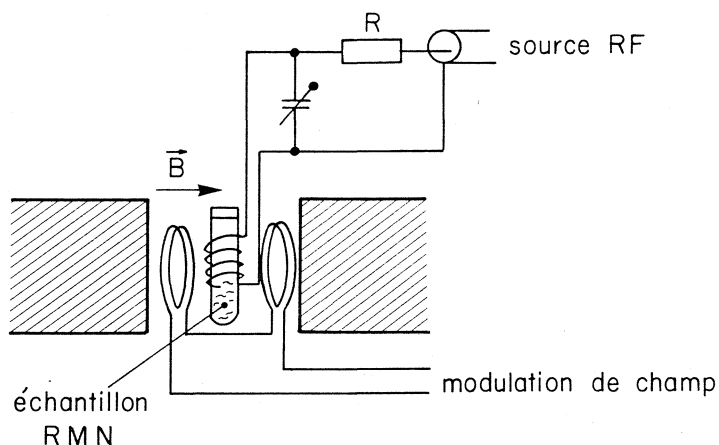


Fig. 9

Sur ce circuit est appliquée une onde sinusoïdale RF très stable à travers une résistance R dont la valeur doit être grande comparée à l'impédance parallèle du circuit LC. On évite ainsi son amortissement.

En modulant la fréquence de résonance des protons par un champ alternatif additionnel parallèle au champ statique B_0 , il est alors possible de détecter commodément la diminution du facteur Q due à la résonance des protons; ce qui se concrétisera par une variation de tension aux bornes du circuit LC.

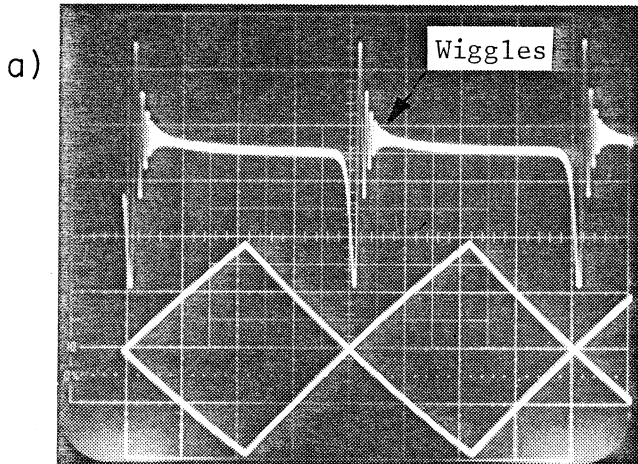
L'adjonction d'un sel paramagnétique à l'échantillon accroît le contact thermique des noyaux avec le milieu environnant, réduisant ainsi le temps de relaxation T_1 . La variation du facteur Q sera alors plus forte et ainsi que, par conséquent, l'amplitude du signal RMN détecté. Les sondes de cet appareil contiennent soit une solution de 0.1 mole de NiSO_4 par litre ou du deutéron dopé avec du GdCl_3 .

Le champ de modulation est produit par une petite bobine plate placée dans la sonde RMN. Le courant de modulation est triangulaire avec une fréquence de 30 Hz et fournit une amplitude de 100 à 1000 ppm de la valeur du champ statique B_0 .

Il est à remarquer que la variation du champ de modulation dans les sondes RMN à travers la résonance est trop rapide pour obtenir les conditions adiabatiques. Aussi la largeur et la forme des signaux observés sont assez éloignées de la courbe réelle des résonances des protons ou des deutérons, c'est-à-dire celle obtenue en traversant lentement la résonance. La largeur est plusieurs fois la longueur de la raie naturelle et des effets transitoirs (tels les "Wiggles") apparaissent (Fig. 10). Cependant cette modulation rapide convient pour des raisons pratiques et une précision supérieure à 1 ppm peut être néanmoins obtenue. Ceci sera exposé avec plus de détails au chapitre suivant.

Représentation simultanée à l'oscilloscope du signal RMN et du champ de modulation $\vec{B} = 15 \text{ kG}$

L'oscilloscope est déclenché par l'impulsion RMN alternativement pendant les parties montante et descendante du champ de modulation

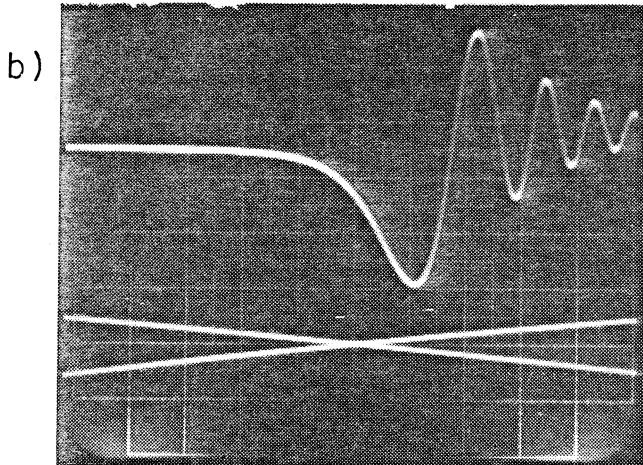


1 V/div.

Vitesse balayage: $\sim 4 \text{ msec / div.}$

2 G/div.

Alignement des impulsions RMN en mode "Poursuite"

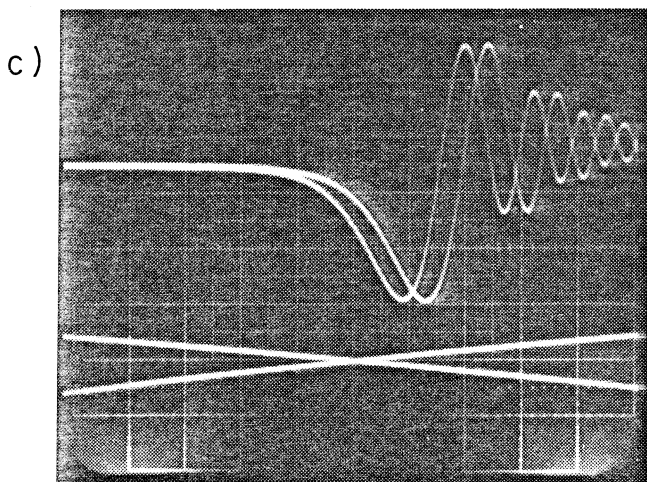


1 V/div.

Vitesse balayage: $\sim 0.4 \text{ msec / div.}$

2 G/div.

Image dilatée de la partie centrale



1 V/div

Vitesse balayage $\sim 0.4 \text{ msec / div.}$

2 G/div.

Désalignement résultant d'une erreur de fréquence de 1 ppm

Fig. 10

Chapitre IV

PRINCIPE DU FONCTIONNEMENT DU MAGNETOMETRE RMN Type 9298

L'explication sera faite à partir du schéma synoptique (Fig. 3) en commençant par la sonde.

La bobine RF entourant l'échantillon, la diode à capacité variable et le câble coaxial reliant la boîte de détection à la tête de mesure constituent un circuit résonnant LC parallèle. Ce circuit résonnant est couplé faiblement au moyen d'une résistance à la sortie d'un amplificateur RF stabilisé en amplitude et accordé automatiquement sur la fréquence appliquée. Si la fréquence est choisie assez proche de la fréquence de résonance des noyaux correspondant au champ B_0 , un signal d'absorption, c'est-à-dire une légère variation d'amplitude apparaît aux bornes du circuit LC résonnant à chaque fois que la résonance est traversée par le champ de modulation. Ce signal est amplifié dans la boîte amplificatrice et transmis dans l'unité principale.

Un circuit échantillonneur-bloqueur crée une "tension d'erreur" qui est proportionnelle à l'amplitude du champ de modulation à l'instant où se produit la résonance nucléaire. Cette tension d'erreur ajuste la fréquence de l'oscillateur RF jusqu'à ce que l'instant où se produit la résonance coïncide avec le passage à zéro du champ de modulation. La fréquence est alors égale à la fréquence de résonance des protons ou des deutérons de l'échantillon correspondant au champ B_0 en l'absence de modulation et la tension d'erreur s'annule. La fréquence de l'oscillateur suivra automatiquement toute variation de B_0 à l'intérieur de la plage couverte par le réglage fin de la fréquence.

La valeur du champ est alors connue soit par la lecture directe (en gauss) de l'affichage du contenu du compteur interne, soit par les indications données par un système de comptage externe (unité CAMAC, compteur) connecté à l'une des sorties SCALER OUTPUTS.

Comme cela a déjà été mentionné au chapitre précédent, le type de modulation de champ utilisé influence la forme du signal RMN et augmente la largeur de raie de résonance. Les raisons de ce choix sont les suivantes :

- i) l'amplitude de la modulation (quelques centaines de ppm) permet un accrochage plus aisé de la boucle d'asservissement de la fréquence sur le champ.
- ii) la fréquence de la modulation, 30 Hz, semble un compromis raisonnable entre la vitesse de variation de la fréquence en mode "poursuite" (lorsque le champ varie) et l'augmentation de la raie de résonance.
- iii) la vitesse de passage à zéro est plus lente dans le cas d'une onde triangulaire que dans celui d'une sinusoïde, la largeur de raie sera donc plus faible. En outre une onde triangulaire est plus facile à obtenir symétrique ce qui est favorable à la précision du magnétomètre.

La largeur de raie obtenue peut être exprimée en variation du champ de modulation durant le signal de résonance par rapport au champ B_0 . Elle se situe entre 10 et 100 ppm, dépendant de la valeur du champ mesuré B_0 et de l'amplitude de la modulation utilisée. Une précision meilleure que 1 ppm peut être néanmoins obtenue à condition que le circuit résonnant LC de la sonde soit correctement accordé et que le champ de modulation soit symétrique par rapport

à zéro, c'est-à-dire $B_{\text{mod}}(t+T) = -B_{\text{mod}}(t)$, $2T$ étant la période de la modulation. Si ces conditions sont réunies, les signaux RMN apparaissent identiques en forme et en amplitude et également espacés dans le temps si la résonance se produit lors du passage à zéro de la modulation (Fig. 10). Dans le cas où le circuit résonnant est légèrement désaccordé, le signal d'absorption n'est plus pur et se trouve mélangé à un signal de dispersion. On obtient alors un signal de forme différente à la montée de la modulation par rapport à la descente. Cet effet est supprimé par l'accord automatique de la sonde.

Il n'est pas nécessaire de connaître à priori à quel point précis des 10 ou 100 ppm de la largeur du signal RMN la fréquence appliquée à la sonde est égale à la fréquence de résonance des noyaux. La précision est justifiée par le critère suivant : la différence en temps entre chaque point du signal RMN et le point de passage à zéro de la modulation est le même pour le signal apparaissant à la montée du champ de modulation que celui apparaissant à la descente. Ainsi, la fréquence RF appliquée à la sonde est égale à la fréquence de résonance des noyaux soumis au champ B_0 avec $B_{\text{mod}} = 0$, et ceci est aussi le critère du fonctionnement correct de la boucle d'asservissement de la fréquence.

L'accord automatique de la sonde et la parfaite symétrie sont les fondements de la haute précision du magnétomètre. Pour obtenir une réponse rapide de la boucle d'asservissement de la fréquence, le circuit échantillonneur-bloqueur déjà mentionné plus haut, produit une tension d'erreur qui indique après chaque impulsion RMN le degré d'éloignement de la résonance par rapport au passage à zéro de la modulation. Sa sensibilité est de 8V/G pour la plus

basse gamme de champ et de 0.3 V/G pour la plus haute. Cette tension d'erreur est intégrée et envoyée sur la diode varicap contrôlant la fréquence de l'oscillateur RF. En choisissant judicieusement la gain de boucle et la constante d'intégration, la tension d'erreur peut être annulée entre deux signaux RMN consécutifs. Ainsi pour ce réglage optimum du gain de boucle, le temps de traînage dans l'asservissement en "poursuite" est égal à l'intervalle entre les signaux RMN qui est environ 17 ms. Le gain de boucle en continu est de l'ordre de 10^6 .

Chapitre V

LES SONDES ET LES CIRCUITS ASSOCIES : ACCORD AUTOMATIQUE, AMPLIFICATION DES SIGNAUX DE SONDE

V.1 Les Sondes

Six sondes sont nécessaires pour couvrir la plage de 1 à 68 kG. Chaque sonde comprend une tête de mesure reliée à une boîte de détection du signal RMN par un câble coaxial assez court de 100 Ω , faisant partie du circuit résonnant LC, et un câble blindé à deux conducteurs pour la modulation (Fig. 11). L'interconnexion de la sonde avec la boîte amplificatrice est réalisée par un câble à quatre conducteurs (deux pour la modulation, un pour la tension négative), et un câble coaxial 50 Ω double-blindage qui transmet ensemble le signal RF et le signal RMN (+ éventuellement un signal 10 kHz utilisé dans le circuit d'accord automatique de sonde).

Un dessin mécanique de la tête de mesure est donné (Fig. 12). Cette tête contient un petit tube en verre rempli avec le liquide échantillon qui peut être soit de $H_2O + O$, 1m $NiSO_4$ pour les champs compris entre 1 kG et 21 kG, ou soit du D_2O saturé avec du chlorure de gadolinium, $GdCl_3$, pour les champs supérieurs à 21 kG. Une extrémité du tube est scellée par fusion du verre tandis que l'autre extrémité est obstruée avec un petit bouchon en caoutchouc. La bobine RF est placée au milieu du tube à l'intérieur d'une échancrure de 5,5 mm de large et 0,2 mm de profondeur pratiquée dans le verre. On améliore de cette façon le "facteur de remplissage".*

* rapport entre le volume occupé par les noyaux contribuant au signal RMN et celui de la bobine.

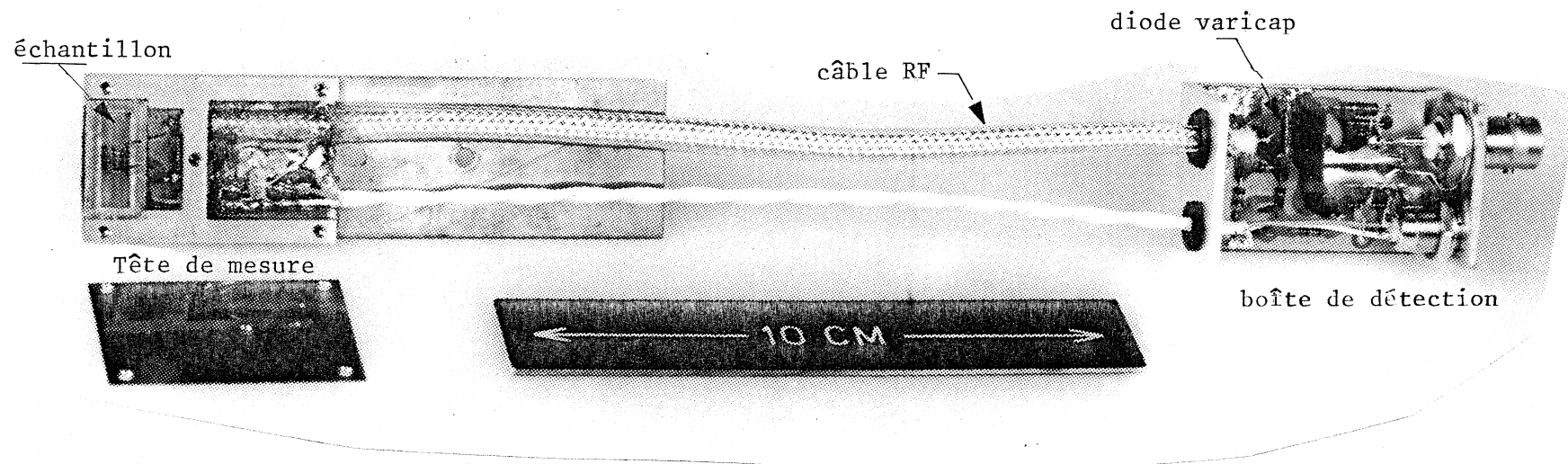
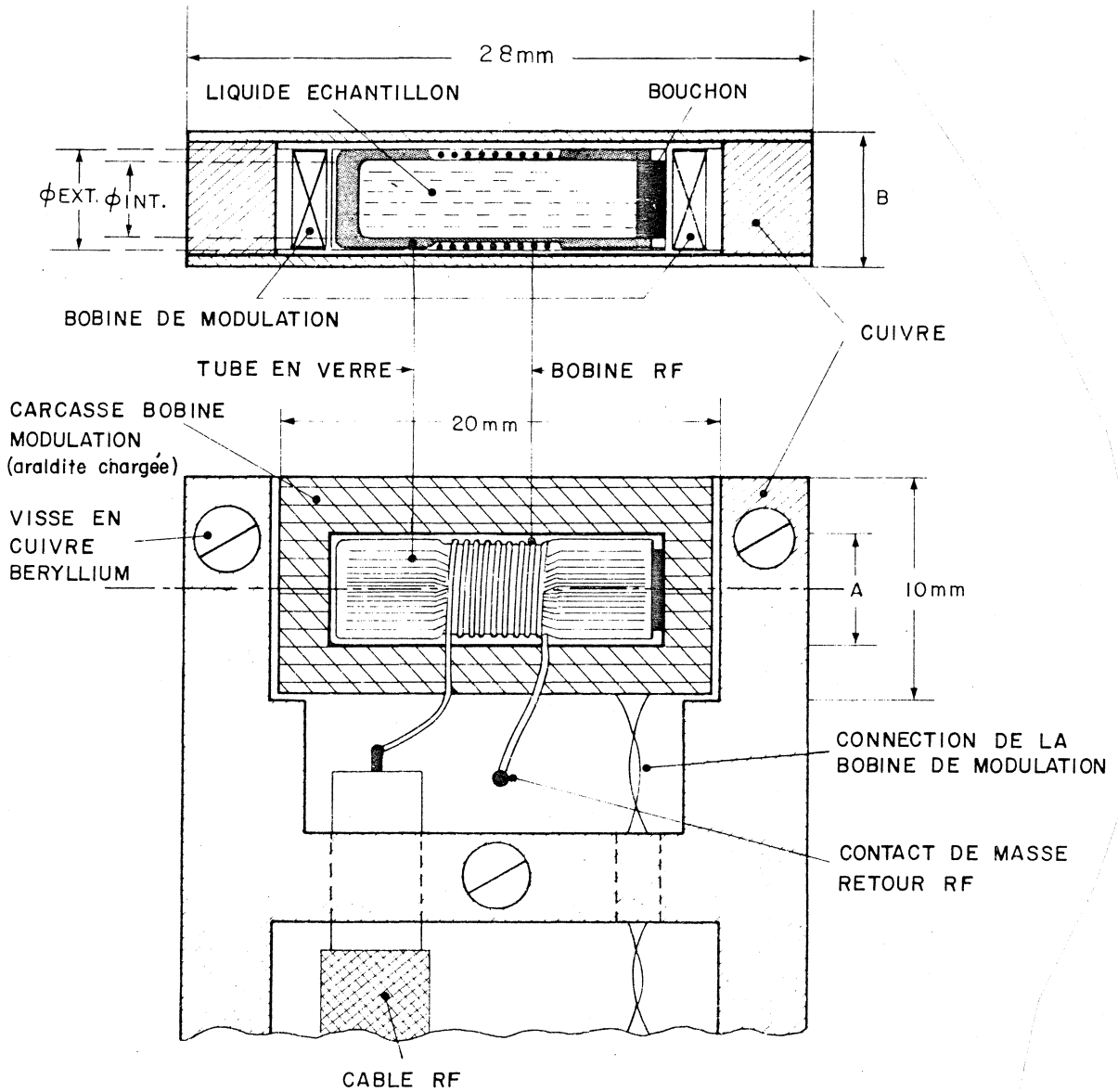


Fig. 11

Sonde RMN comprenant une tête de mesure contenant l'échantillon reliée par 2 câbles à une boîte de détection.

TETE DE MESURE



SONDE No.	TUBE VERRE		A mm	B mm	Nbre. Tours de bobine		ECHANTILLON R M N
	φ EXT. mm	φ INT. mm			RF	MODULAT.	
2	6	5	6.2	7	44	8	H ₂ O + NiSO ₄ , 0.1 m
3	5	3.2	5.1	6	32	19	"
4	"	"	"	"	15	35	"
5	"	"	"	"	5	92	"
6	"	"	"	"	32	35	D ₂ O + Gd Cl ₃ . Sat.
7	"	"	"	"	12	92	"

Fig. 12

Le nombre de spires de la bobine RF est déterminé pour chaque sonde par la plus haute fréquence de fonctionnement et la plus faible valeur de capacitance que peut atteindre le circuit LC résonnant; cette capacitance étant principalement la somme des capacitances du câble coaxial et de la diode varicap. Avec les diodes varicaps utilisées, MV1404, une plage de fréquence ayant un rapport trois entre les extrémités peut être couverte avec une capacitance de câble maximum de 16 pf, c'est-à-dire une longueur maximum de câble de 30 cm. Une exception est faite pour la sonde N° 5 fonctionnant dans la gamme de fréquence la plus élevée ($F_{max} = 90$ MHz). L'inductance du câble n'étant plus négligeable devant celle de la bobine RF (5 spires), la longueur du câble RF est limitée à 21 cm.

L'enroulement de la bobine de modulation est réalisé dans une carcasse plate en vétronite ayant une ouverture centrale rectangulaire dans laquelle se loge le tube contenant l'échantillon. Le nombre de spires de la bobine de modulation dépend de la gamme de champ dans laquelle fonctionne la sonde. Il est déterminé de manière qu'un courant de quelques dizaines de mA établisse un champ de modulation de 100 ppm. Ce nombre de spires est un facteur important du gain de boucle du circuit d'asservissement de la fréquence (voir § V.2). Le champ produit par cette bobine dans l'échantillon n'est pas homogène (il aurait alors fallu utiliser des bobines de Helmhöltz, mais cela n'affecte pas la précision de l'appareil puisque la résonance se produit lorsque le champ de modulation est nul. Cette inhomogénéité du champ a par contre un effet bienfaisant en atténuant rapidement les "wiggles"*.

* battements entre la fréquence RF appliquée sur la bobine RF de la sonde et la fréquence induite dans cette bobine par la résonance des noyaux de l'échantillon. Cette fréquence de battement évolue avec le champ de modulation et peut ainsi passer par une valeur critique, 10 kHz, qui est utilisée par le circuit d'accord automatique de sonde et perturber le fonctionnement de ce circuit.

V.2 Accord automatique de la sonde

Pour des raisons d'espace, ce circuit est situé non dans la sonde mais dans l'unité principale. Mais parce qu'il a un rôle prépondérant dans le fonctionnement de la sonde, ce circuit sera étudié dans ce chapitre.

La tension de polarisation de la diode varicap utilisée dans le circuit LC résonnant de la sonde est la combinaison de la tension V_{F_2} venant du "réglage grossier de la fréquence" et de la tension de sortie de l'intégrateur (INT. dans la figure 13). A cette tension se superpose un signal rectangulaire de 0.6 mV d'amplitude qui module très faiblement la diode varicap ($\Delta C/C \approx 10^{-4}$). Il résulte alors une modulation d'amplitude de la tension aux bornes du circuit LC résonnant, si celui-ci est légèrement désaccordé; modulation qui est soit en phase, soit en opposition de phase par rapport au signal appliqué sur la diode varicap, suivant que la capacité est trop faible ou trop grande.

La modulation d'amplitude ainsi que le signal RMN sont détectés et amplifiés avec un facteur 3000. La combinaison de ces deux signaux est envoyée sur l'entrée X d'un multiplicateur analogique MC 1494, où la partie RMN est atténuée par un circuit RC différentiateur et des diodes d'écrêtage. Ces diodes ont aussi pour rôle de réduire les perturbations occasionnées par la présence de "wiggles" de forte amplitude et de décroissance lente (voir § précédent). L'entrée Y du multiplicateur reçoit un signal rectangulaire de fréquence 10 kHz et d'amplitude $\pm 10V$ venant d'un circuit générateur. Ce même signal, atténué de 90 dB, est utilisé pour moduler la diode varicap. Cette atténuation est effectuée en deux étapes; ~ 50 dB dans l'unité principale et ~ 40 dB dans la sonde

CIRCUIT D'ACCORD AUTOMATIQUE DE SONDE

SCHEMA DE PRINCIPE

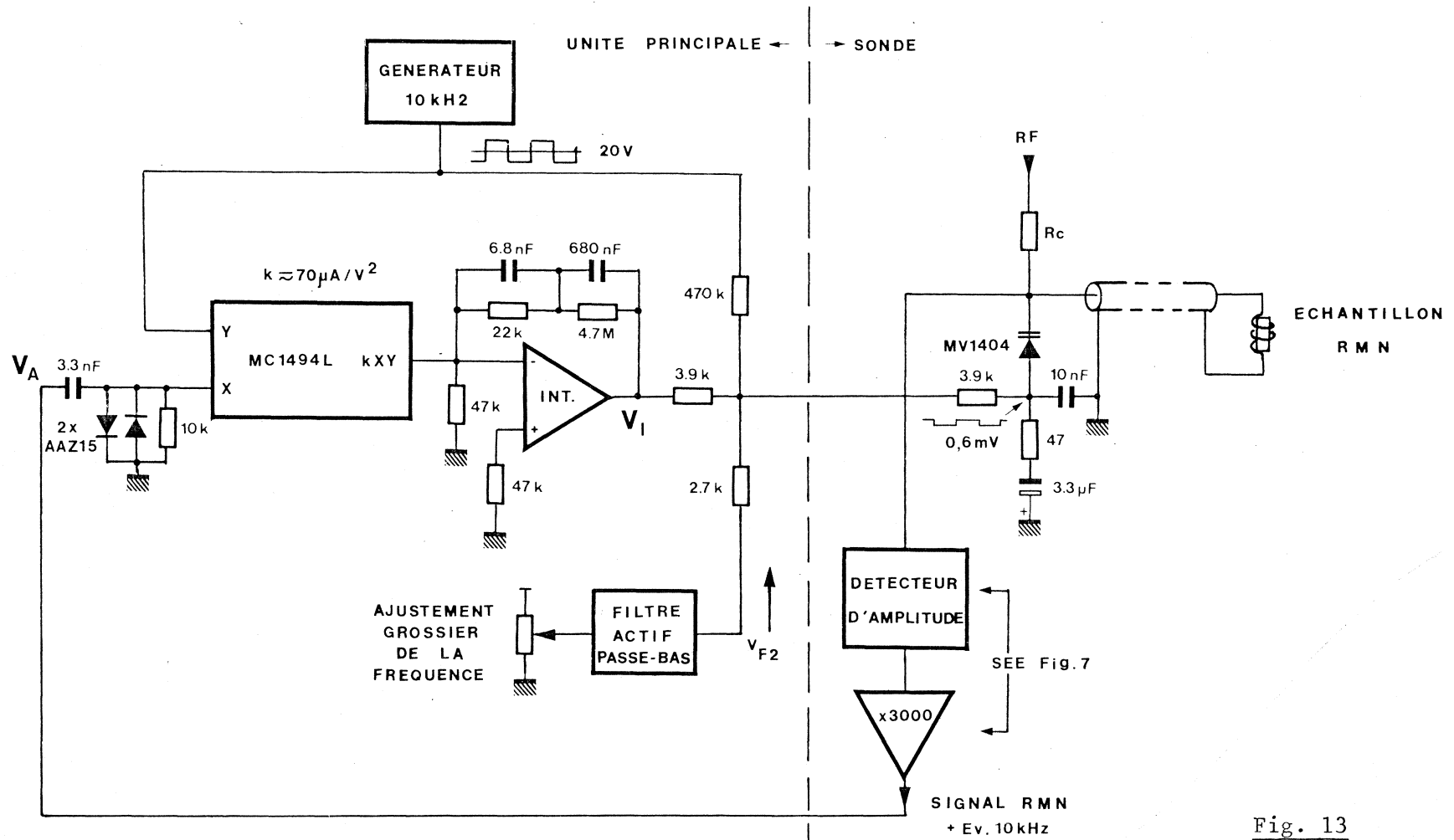


Fig. 13

où un filtre passe-bas est utilisé pour réduire le bruit ramassé le long des câbles d'interconnection.

Un courant positif ou négatif apparaît à la sortie du multiplicateur chaque fois que le circuit résonnant est désaccordé. Ce courant est envoyé dans un intégrateur qui modifie la polarisation de la diode varicap jusqu'à ce que le courant de sortie du multiplicateur tombe à zéro c'est-à-dire que le signal 10 kHz à l'entrée X du multiplicateur disparaisse.

La constante de temps a été choisie de manière que l'accord automatique suive aisément les variations de fréquence les plus rapides pendant le fonctionnement en mode "recherche".

L'effet du filtre passe-bas situé dans la sonde sur la courbe de réponse de la boucle est compensé par un circuit de contre-réaction approprié dans l'intégrateur.

Détermination de la valeur du condensateur d'intégration

Le circuit d'accord automatique de sonde doit pouvoir suivre aisément les variations rapides de la fréquence en mode "poursuite". Cette vitesse de variation de la fréquence dépend de la réponse dC/dV de la diode varicap utilisée dans l'oscillateur V.C.O., courbe non linéaire qui détermine la réponse dF/dV de cet oscillateur (voir § VI.2, fig. 26). La variation maximum dF/dt mesurée est environ 2 MHz/sec, ce qui, en tenant compte de la réponse dC/dV de la diode d'accord utilisée dans la sonde, implique une vitesse de variation dV/dt de la tension de polarisation appliquée sur cette diode de l'ordre de 0.2 V/sec. Cette valeur ramenée à la sortie de l'intégrateur (fig. 13) donne, en tenant compte de l'atténuation; $\dot{V}_I \approx 0,5$ V/sec.

Le tension de sortie de l'intégrateur INT s'exprime par la relation

$$V_I = \frac{1}{C} \int i dt$$

d'où $\dot{V}_I = \frac{i}{C}$

avec $i = kV_x V_y$

k, facteur de multiplication qui est, pour le CI utilisé MC 1494L, égal à $70 \mu A/V^2$.

V_x et V_y sont des signaux alternatifs de fréquence 10 kHz. Le multiplicateur n'opère que sur la moitié de la valeur crête-crête de ces signaux.

d'où $V_y = 10 V$

$V_x \approx 0,9 \times$ tension de sortie V_A de l'amplificateur des signaux RMN, à cause de l'atténuation due à la présence du filtre passe-haut ($\tau = 33 \mu sec$).

avec $\dot{V}_I = \frac{kV_y \cdot 0,9 \cdot V_A}{C} = 0,5 V/sec.$

et $C = 680 nF$

on obtient $V_A = \frac{C \cdot \dot{V}_I}{0,9 \cdot k \cdot V_y} \approx 0,5 mV$

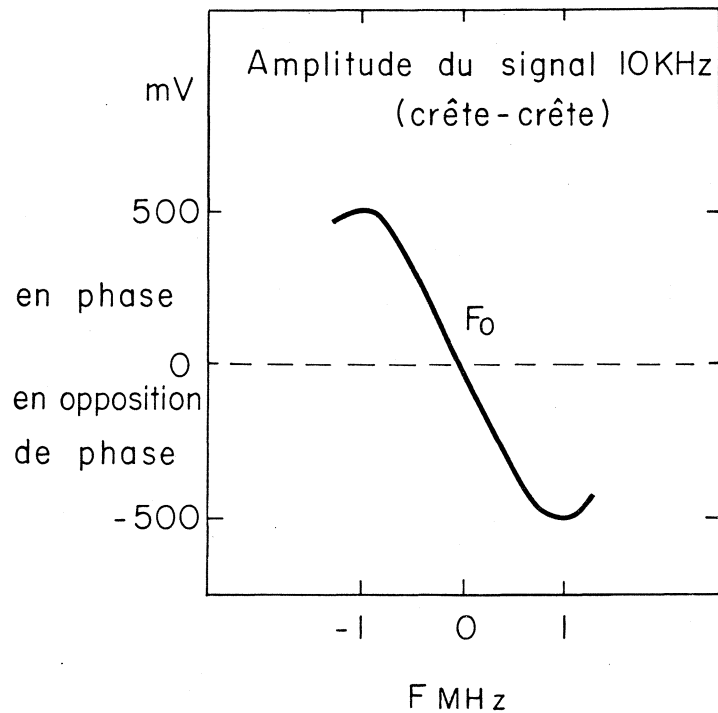
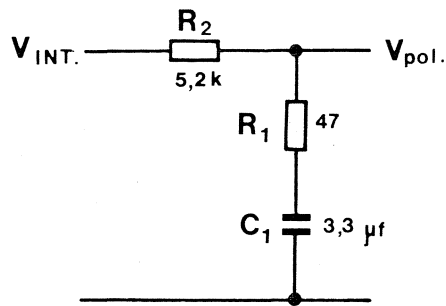


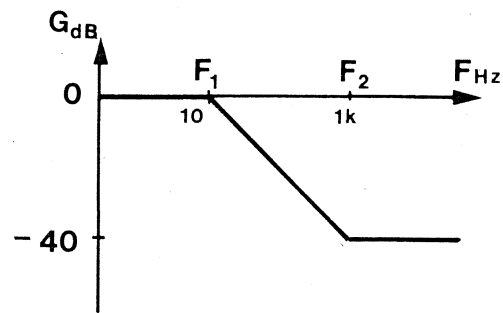
Fig. 14 - Amplitude du signal 10 kHz amplifié (3000) en fonction de la fréquence RF appliquée sur le circuit LC résonant de la sonde (cas défavorable; Q faible). L'accord sur F_0 reste fixé par la tension de polarisation de la diode varicap.

Une amplitude d'environ 1 mV crête-crête du signal 10 kHz à la sortie de l'amplificateur des signaux RMN suffit donc pour donner $\dot{V}_I = 0,5$ V/sec. Ainsi, comme on peut le déduire de la courbe représentée à la Fig. 14, la sonde reste très bien accordée sur la fréquence de l'oscillateur malgré la variation de 2 MHz/sec en mode "poursuite".

Le bruit ramassé le long des câbles d'interconnexions est atténué par un filtre passe-bas. (Fig. 15).



Filtre passe - bas



réponse asymptotique

Fig. 15

Nous avons

$$\frac{V_{pol}}{V_{INT}} = \frac{R_1 + \frac{1}{C_1 p}}{R_2 + R_1 + \frac{1}{C_1 p}} = \frac{1 + R_1 C_1 p}{1 + R_2 C_1 p} \quad (R_1 \ll R_2)$$

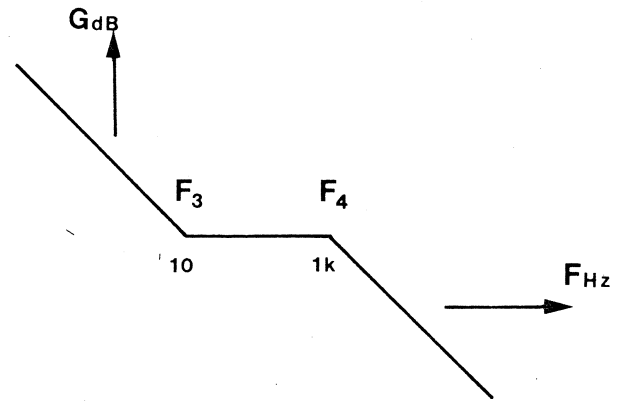
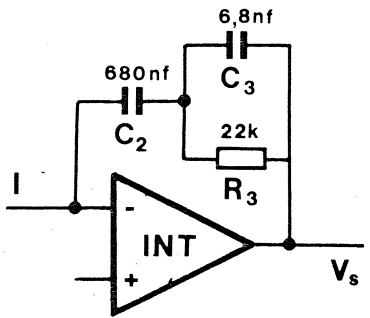
Les fréquences de coupure sont :

$$F_1 = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 5,2k\Omega \cdot 3,3\mu F} \approx 10 \text{ Hz}$$

et

$$F_2 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 47\Omega \cdot 3,3\mu F} \approx 1 \text{ kHz}$$

Pour maintenir dans l'asservissement une réponse en boucle ouverte ayant un taux de décroissance ne dépassant pas $1/f$, de manière à garantir la stabilité, un circuit de compensation est placé dans le circuit de contre-réaction de l'intégrateur (Fig. 16).



Intégrateur compensé

Réponse asymptotique

Fig. 16

Dans l'intégrateur nous avons la relation :

$$\frac{V_s}{I} = \frac{R_3 \cdot \frac{1}{C_3 p}}{R_3 + \frac{1}{C_3 p}} + \frac{1}{C_2 p} = \frac{1 + R_3 C_2 p}{C_2 p (1 + R_3 C_3 p)}$$

Les fréquences de coupure sont :

$$F_3 = \frac{1}{2\pi R_3 C_2} \quad \text{et} \quad F_4 = \frac{1}{2\pi R_3 C_3}$$

Il y aura compensation si :

$$F_1 = F_3 \rightarrow R_2 C_1 = R_3 C_2$$

$$\text{et} \quad F_2 = F_4 \rightarrow R_1 C_1 = R_3 C_3$$

D'où
$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{C_2}{C_3}$$

On en déduit les valeurs de

$$C_3 = C_2 \frac{R_1}{R_2} = 680 \cdot 10^{-9} \frac{47}{5,2 \cdot 10^3} = 6,2 \text{ nF} \rightarrow 6,8 \text{ nF}$$

$$R_3 = \frac{R_1 C_1}{C_3} = \frac{47 \cdot 3,3 \cdot 10^{-6}}{6,8 \cdot 10^{-9}} = 22 \text{ k}\Omega$$

V.3 Amplification du signal RMN et de l'onde RF

Les circuits d'amplification du signal RMN et de l'onde RF sont enfermés dans la boîte "Amplificatrice" dont l'implantation interne est montrée sur les Fig. 17 et 18.

Un circuit simplifié de la sonde RMN et de boîte amplificatrice est donné sur la Fig. 19. Les circuits complets sont respectivement représentés (Fig. 20 et 21).

Le signal d'absorption, qui se manifeste par une variation d'amplitude de la tension RF aux bornes du circuit LC, est de très faible amplitude, typiquement de l'ordre de 0.1%. Ce signal est détecté d'une manière conventionnelle par deux diodes schottky (circuit situé dans la boîte de détection : Fig. 11) et transmis par l'intermédiaire d'un émetteur-suiveur à travers un câble coaxial et un filtre passe-bas à un amplificateur situé dans la boîte amplificatrice. Cet amplificateur a un gain de 3000 pour la composante AC de ce signal détecté et un gain unité pour sa composante DC. Sa fréquence limite supérieure est environ 20 kHz, c'est-à-dire plus élevée que la fréquence 10 kHz utilisée pour le circuit d'accord automatique.

Après amplification, l'amplitude du signal RMN peut varier entre 100 mV (qui est la plus faible valeur permettant le fonctionnement du magnétomètre en mode "poursuite") et plusieurs volts. Une sortie légèrement filtrée (RC intégrateur avec 10 k Ω et 10 nF) est disponible sur le panneau avant de l'unité principale et peut être utilisée pour contrôler à l'oscilloscope le signal RMN ainsi que sa composante continue. Cette dernière, dont l'amplitude varie entre 0,1V et 1,5V suivant la fréquence et la sonde utilisée, peut être un indicateur rapide permettant de vérifier si la sonde correspond bien à la gamme de fréquence choisie ou si le circuit d'accord automatique fonctionne correctement.

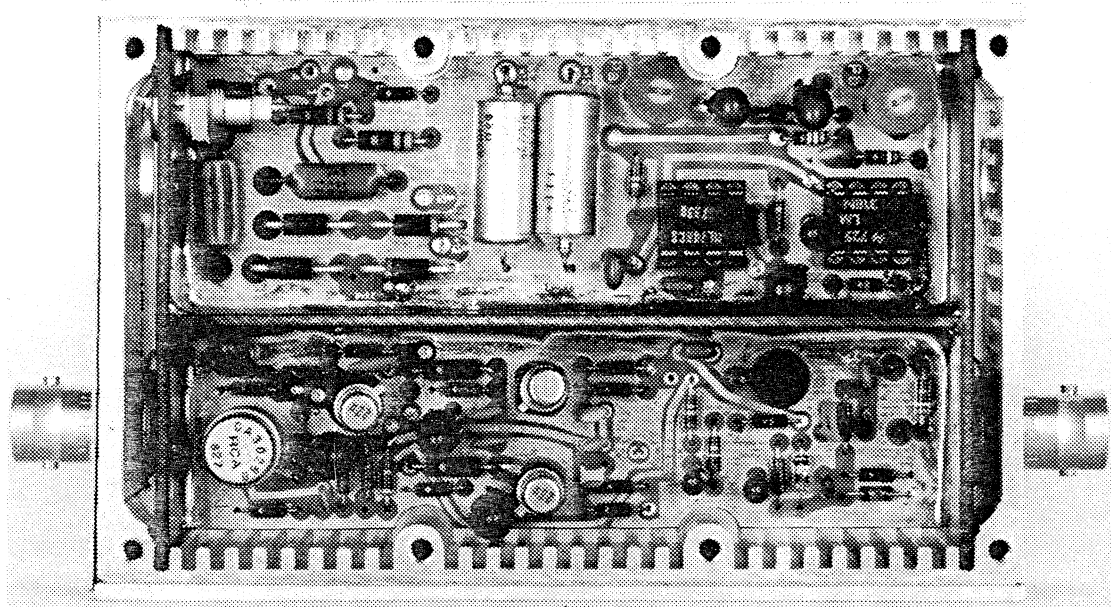


Fig. 17 - Vue interne de la boîte amplificatrice côté composants

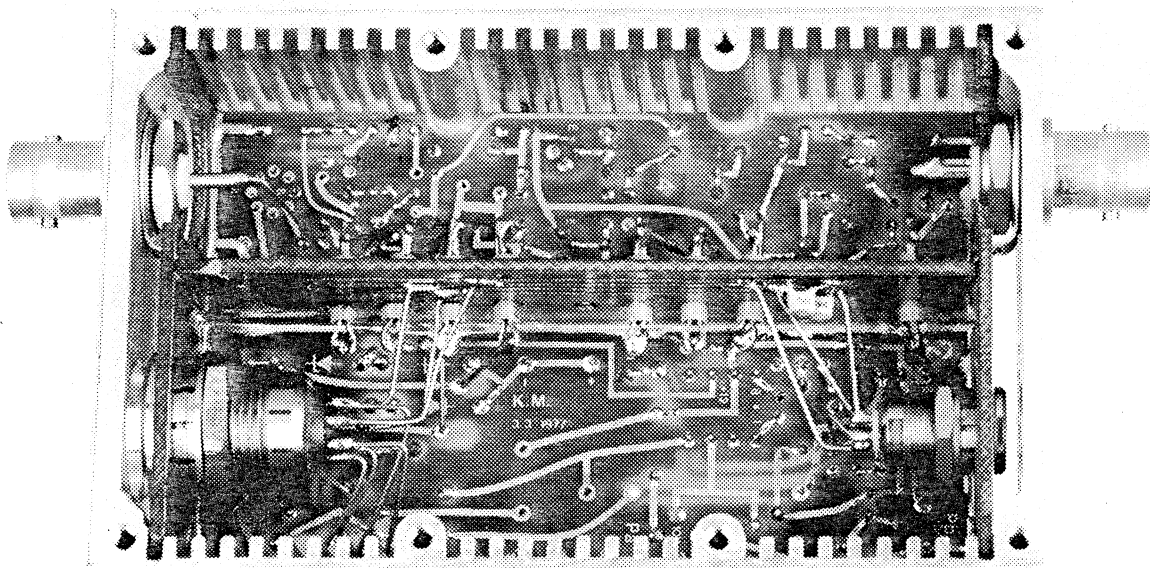
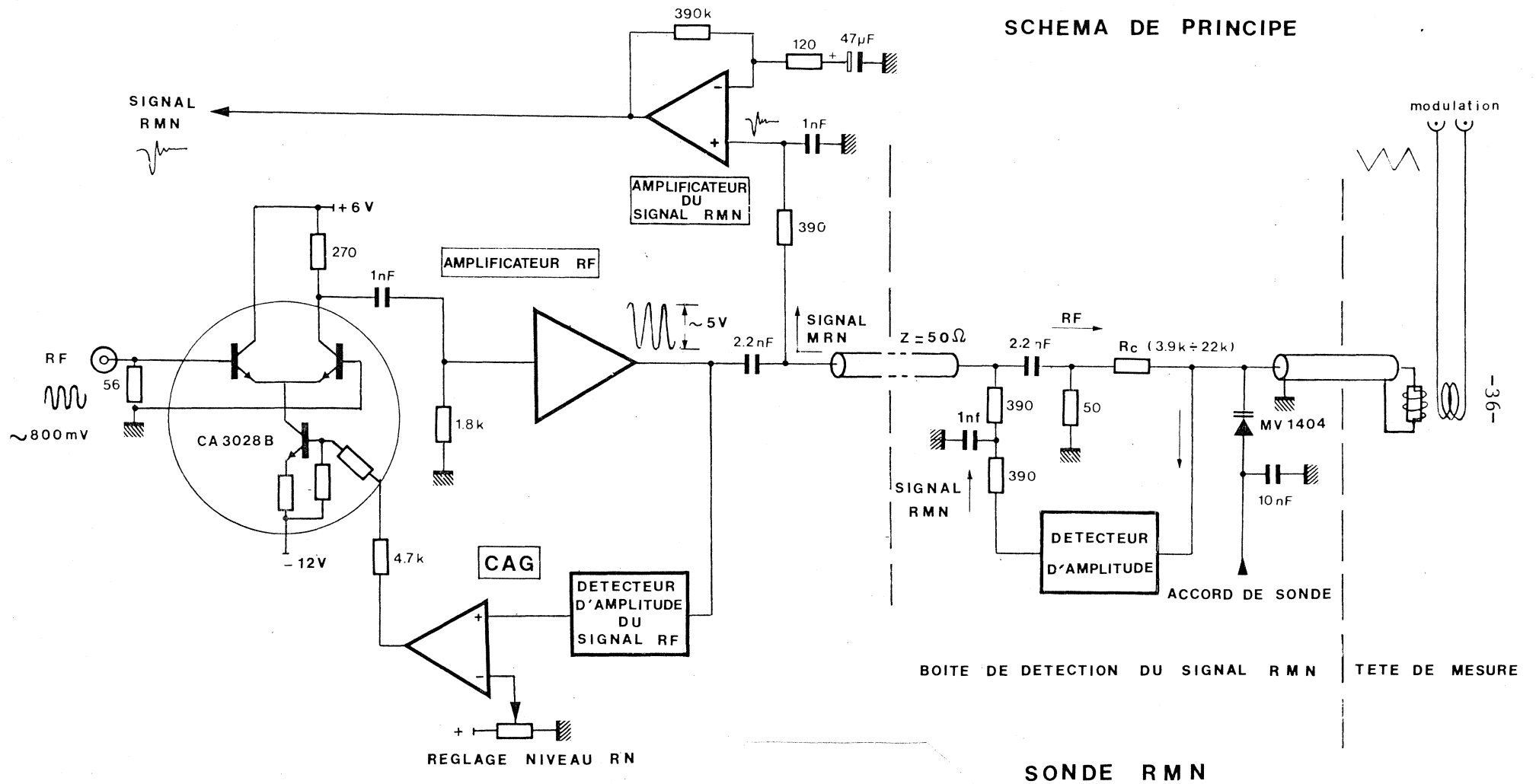


Fig. 18 - Vue interne de la boîte amplificatrice côté câblage

AMPLIFICATION DE SIGNAUX DE SONDE ET SONDE RMN

SCHEMA DE PRINCIPE



BOITE AMPLIFICATRICE

SONDE RMN

Fig. 19

Le signal d'absorption RMN étant très faible, il est important, si l'on veut obtenir le meilleur rapport signal/bruit, d'avoir une onde RF très propre c'est-à-dire exempte de modulation parasite d'amplitude ou de fréquence et de bruit. La forme d'onde du signal RF n'est cependant pas importante puisque le circuit résonnant LC et l'échantillon RMN de la sonde sont insensibles aux harmoniques. Les précautions prises dans la conception de l'oscillateur RF seront décrites dans le chapitre V.2.

Le signal RF est amplifié dans la boîte amplificatrice à un niveau requis par la sonde, qui est environ 5V crête-crête. L'amplificateur RF comprend un amplificateur différentiel rapide (CA 3028B) ayant un gain en tension contrôlé, un étage émetteur commun et un étage de sortie push-pull qui est capable de fournir le niveau demandé dans 50Ω .

Avec un signal d'entrée moyen de 0,5V crête-crête, l'amplificateur différentiel travaille en commutation plutôt que linéairement. Sa sensibilité aux variations d'amplitude de l'onde RF d'entrée est ainsi réduite. De plus, le signal de sortie de l'amplificateur RF est mesuré avec un circuit détecteur à diodes et comparé à une tension ajustable de référence soigneusement filtrée. Toute différence entre ces deux tensions est amplifiée et appliquée sur la commande du gain de l'amplificateur différentiel.

L'action combinée de la boucle de régulation de l'amplitude et du fonctionnement en commutation du circuit d'entrée réduit les variations d'amplitude dans un rapport 50 à 100. Ce système facilite l'utilisation simultanée de plusieurs magnétomètres mesurant des champs de grandeur très voisine en atténuant très fortement les effets d'interférence (battements) entre les câbles d'interconnection.

La forme du signal de sortie est plus rectangulaire que sinusoïdale, mais, comme cela a déjà été mentionné, ceci n'est pas un inconvénient puisque la sonde est insensible à la forme d'onde. Le niveau RF est pratiquement le même pour toutes les fréquences. Le meilleur rapport signal/bruit sera cependant obtenu en optimisant pour les différentes sondes l'amplitude du signal RF appliqué sur le circuit LC résonnant de la sonde. Cette optimisation est réalisée en choisissant la valeur de la résistance de couplage R_C de la sonde à l'amplificateur.

SONDE RMN

SONDE No.	R_c	L_{cm}
2	22k	30
3	22k	30
4	10k	30
5	3.9k	21
6	22k	30
7	22k	30

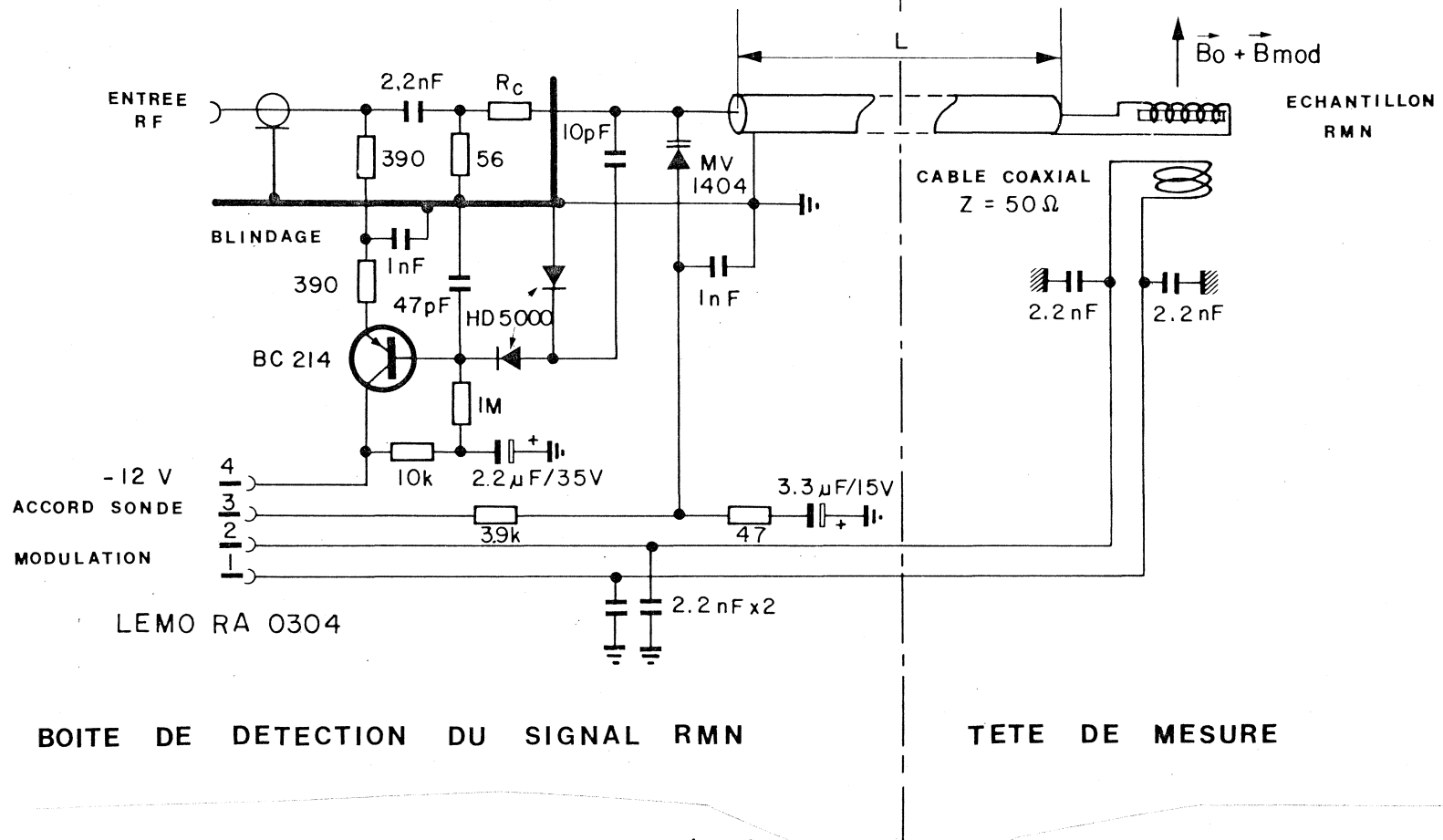
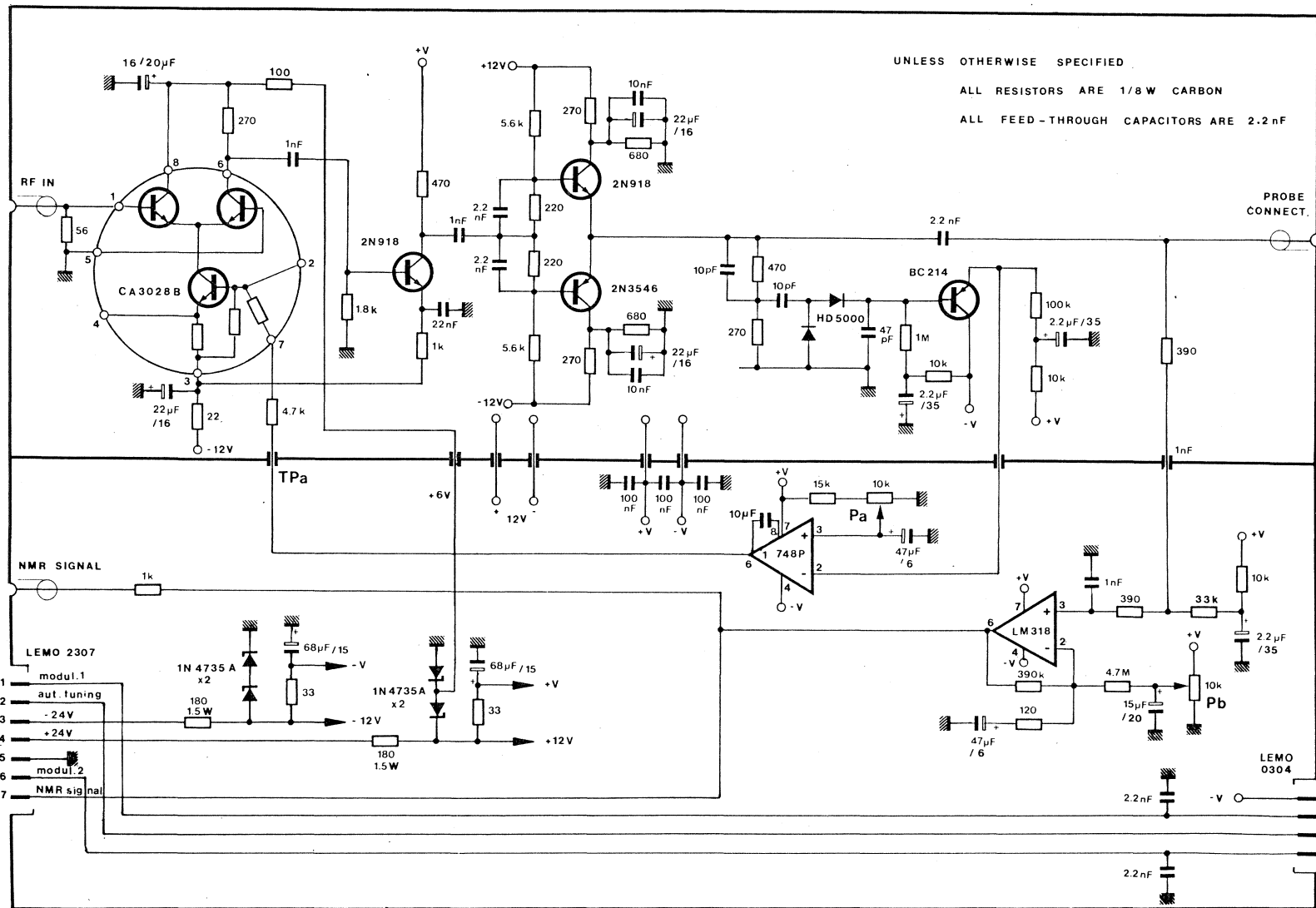


Fig. 20



1 40 1

Fig. 21 - boîte amplificatrice : schéma électronique

Chapitre VI

ETUDE DES CIRCUITS DE L'UNITE PRINCIPALE

VI.1 Circuits de seuil automatique de déclenchement et de retard automatique

L'amplitude et la largeur des signaux RMN étant liées étroitement à la grandeur du champ magnétique et à son uniformité, il a donc été nécessaire d'ajuster automatiquement le seuil de déclenchement du circuit d'entrée par les signaux RMN ainsi que l'instant de l'échantillonnage de la modulation par rapport à ces mêmes signaux.

VI.1.1 Circuit de seuil automatique : (Fig. 22). Le signal RMN est appliqué sur l'entrée (-) du comparateur C_1 à travers un circuit de filtrage qui élimine la composante continue et réduit le bruit. Le niveau de déclenchement est réglé automatiquement à environ la moitié de l'amplitude maximale du signal RMN : le seuil du comparateur C_1 est 0,6 fois la tension au point A. Cette tension, légèrement inférieure à l'amplitude maximale du signal RMN, est créée par le circuit autour de A_1 qui fonctionne en pompe à diode.

A chaque impulsion RMN dont l'amplitude est supérieure à la tension au point A, A_1 va en saturation négative, chargeant avec le même courant les deux condensateurs $C = 47 \mu\text{F}$ et $C' = 1 \mu\text{F}$. La tension acquise aux bornes de C sera 50 fois inférieure à celle apparaissant aux bornes de C' ; par conséquent, la variation de tension au point A après chaque impulsion sera au maximum environ 0.2V et indépendante de l'amplitude du signal appliqué. Nous voyons donc que ce détecteur de crête sera peu sensible aux impulsions parasites isolées de n'importe quelle amplitude.

CIRCUIT GENERATEURS DE LA TENSION D'ERREUR COMPRENANT LES

CIRCUITS DE SEUIL AUTOMATIQUE ET DE RETARD AUTOMATIQUE

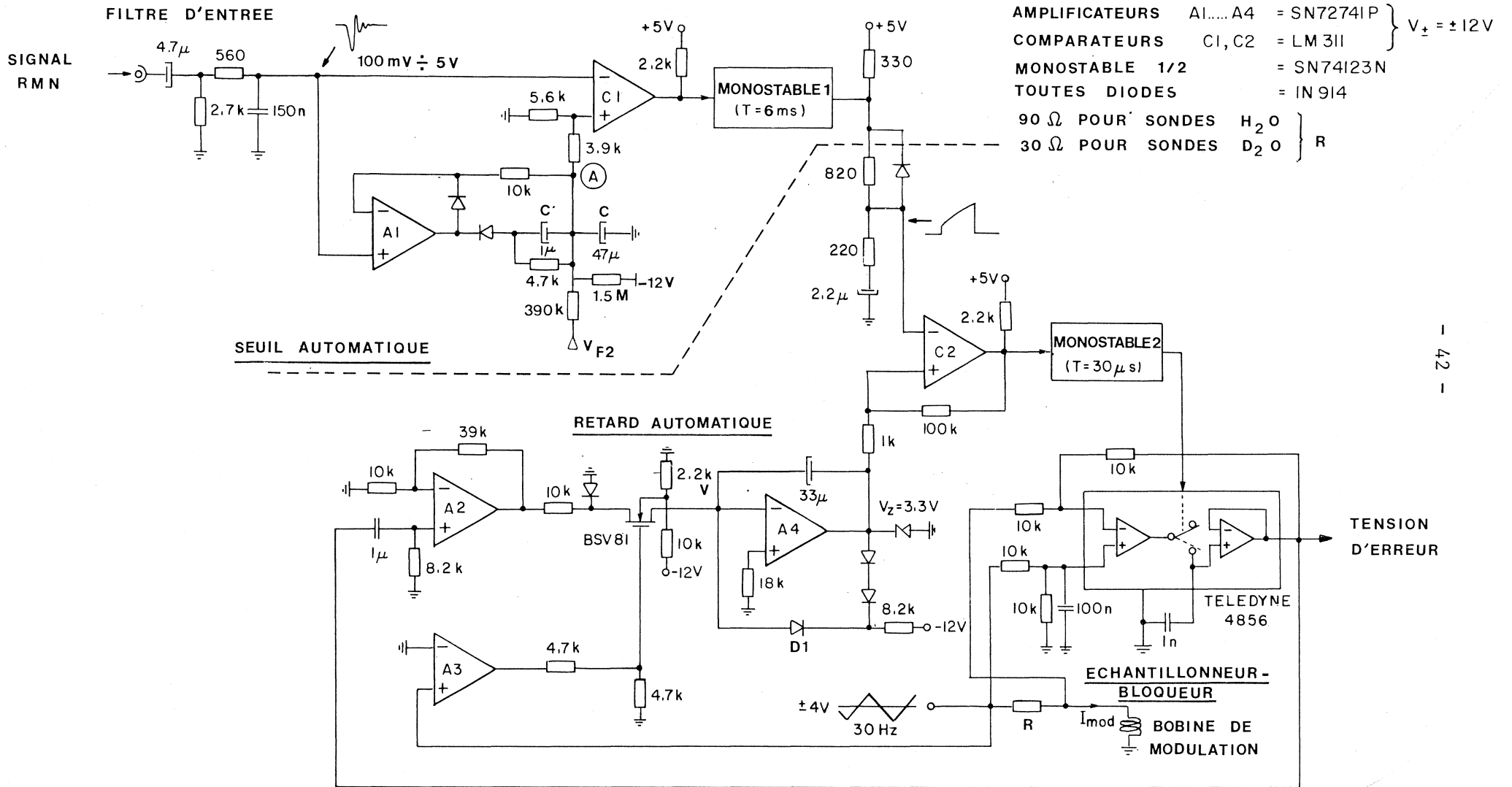


Fig. 22

Entre deux impulsions RMN (17 ms), C' se décharge presque entièrement dans la résistance de 4,7 KΩ (τ = 5 ms) tandis que C perd une très faible partie de sa charge (3%), sa constante de temps de décharge étant très grande (500 ms).

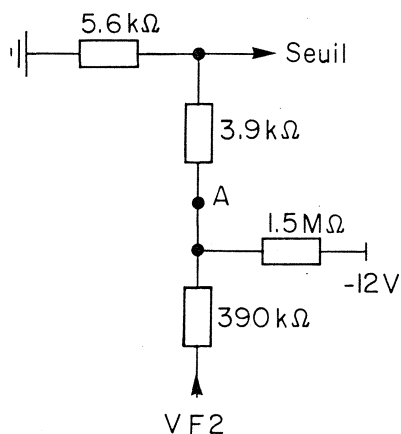


Fig. 23

En l'absence de signaux RMN, le seuil de C₁ est ajusté de manière à être situé juste au dessus du bruit. Le niveau de bruit augmentant avec la fréquence à l'intérieur de chaque gamme de champ, le seuil variera de 50 mV à 200 mV en fonction de VF₂ (0V ÷ -13V), tension négative filtrée utilisée pour le réglage grossier de la fréquence.

En effet, lorsque VF₂ = 0

$$V_{\text{seuil}} \approx - \frac{12 \cdot 5,6 \cdot 10^{-3}}{1,5 \cdot 10^6} \approx 50 \text{ mV}$$

lorsque VF₂ = -13V

$$V_{\text{seuil}} \approx - \frac{12 \cdot 5,6 \cdot 10^{-3}}{1,5 / 0,4 \cdot 10^6} \approx 200 \text{ mV}$$

VI.1.2 Circuit de retard automatique : (Fig. 22). L'instant où les signaux RMN franchissent le seuil du comparateur C₁ (point de déclenchement) peut être en avance ou en retard par rapport au point de résonance des noyaux dans l'échantillon,

c'est-à-dire au passage à zéro du champ de modulation. Si l'on échantillonne à cet instant là, on obtient une onde rectangulaire de 30 Hz, synchronisée avec la modulation, se superposant à la tension d'erreur (Fig. 23).

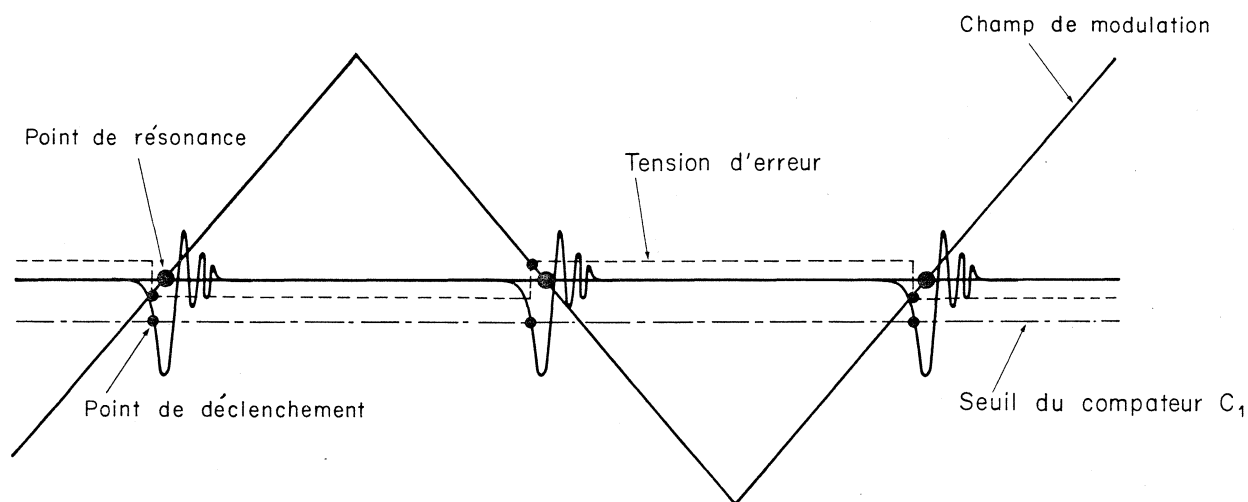


Fig. 23

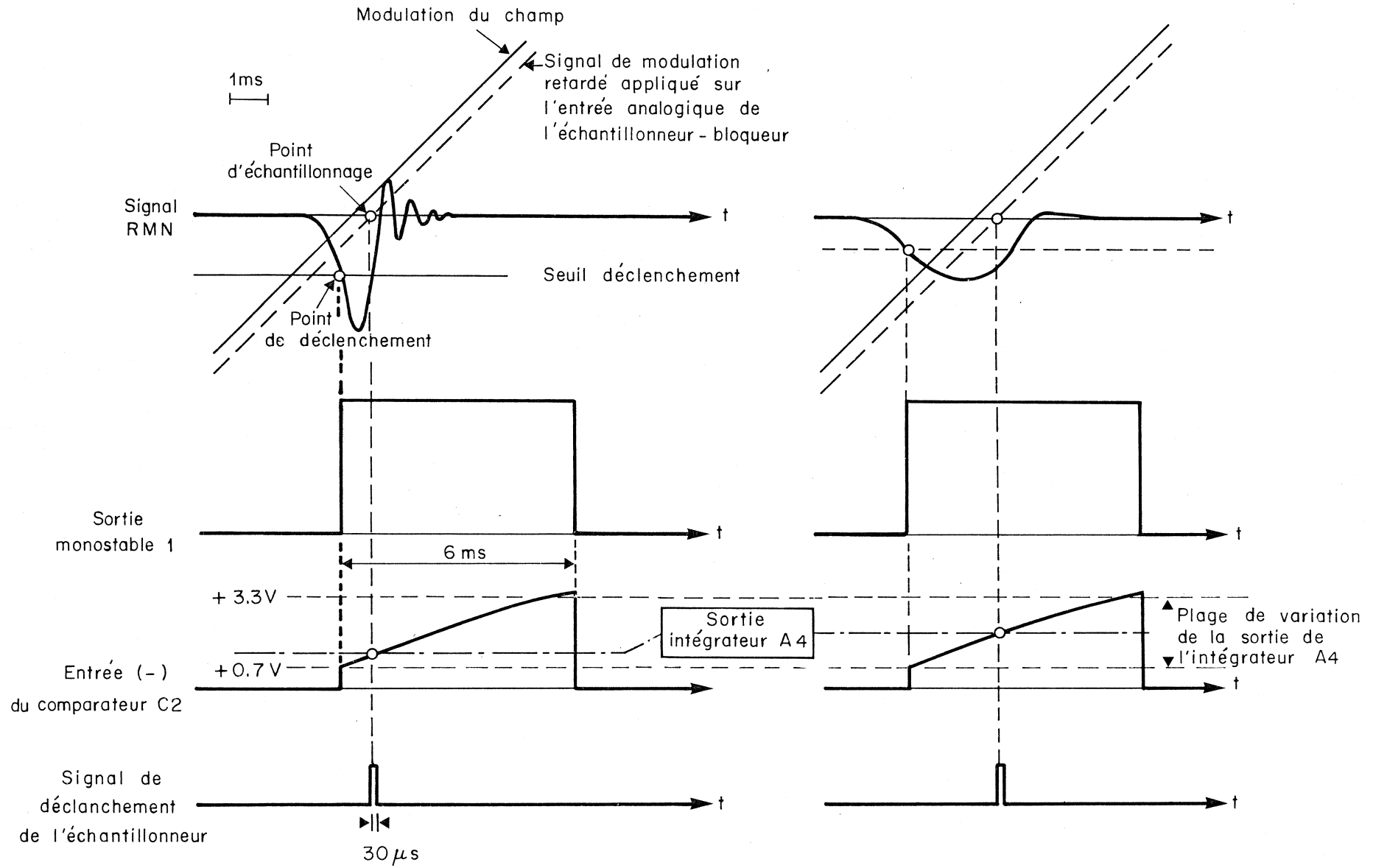
Cette modulation de la tension d'erreur n'affecte pas la précision du magnétoètre mais plutôt sa vitesse de réponse car il faut utiliser une plus grande constante de temps dans la boucle d'asservissement de la fréquence. Il est donc nécessaire de faire coïncider le point d'échantillonnage avec la résonance quelle que soit la forme et l'amplitude du signal RMN. Ceci a été obtenu de la manière suivante : le signal de modulation appliqué sur l'entrée analogique de l'échan-

tillonneur-bloqueur a été retardé de 0,5 ms par rapport au champ de modulation (Fig. 24) et l'impulsion déclenchant l'échantillonnage est automatiquement plus ou moins retardée par rapport au point de déclenchement.

Réalisation : le circuit de déclenchement crée à partir de chaque signal RMN une impulsion de 6 ms de large (monostable 1) qui est envoyée, après transformation en impulsion trapèsoïdale, sur l'entrée (-) du comparateur C_2 . L'entrée (+) reçoit une tension continue variable venant de l'intégrateur A_4 , dépendant de l'écart entre le point de déclenchement et le passage à zéro du signal de modulation retardé. La variation de cette tension se traduit par une variation du retard de l'impulsion de déclenchement de l'échantillonnage.

Un décalage dans le temps entre l'impulsion de déclenchement de l'échantillonnage et le passage au point de résonance nucléaire de la modulation retardée se manifeste par une modulation de 30 Hz du signal d'erreur; modulation qui peut être en phase ou en opposition de phase par rapport à la modulation du champ, suivant le sens du décalage. Cette composante 30 Hz est amplifiée par A_2 puis intégrée par A_4 pendant l'alternance positive de la modulation du champ; le MOS-FET BSV81 étant contrôlé par A_3 . Il en résulte respectivement une diminution ou une augmentation du signal de sortie de A_4 , ce qui par conséquent diminue ou accroît le retard de l'impulsion de déclenchement de l'échantillonnage, jusqu'à ce que la composante 30 Hz disparaisse.

FORMES D'ONDES DU CIRCUIT DE RETARD AUTOMATIQUE



CHAMP HOMOGENE

Fig. 24

CHAMP AVEC GRADIENT

Les trois diodes et la diode zéner (circuit intégrateur A_4) ont pour fonction de limiter la tension de sortie de cet intégrateur, de manière à ce qu'elle se situe en toute sécurité entre les valeurs extrêmes du plateau de l'impulsion trapèzoïdale appliquée à l'entrée (-) du comparateur C_2 . La limite supérieure + 3,3V est imposée par la tension de coude de la diode zéner, tandis que les trois diodes déterminent la limite inférieure, + 0,7V. En effet, lorsque la sortie de A_4 tend à descendre au dessous de 0,7V, la tension sur l'entrée (-), par l'intermédiaire de la diode D_1 , devient négative ce qui entraîne automatiquement une variation de la tension de sortie dans l'autre sens.

La plage de fonctionnement du circuit de retard automatique est de 0 à environ 5 ms, ce qui, en tenant compte du retard fixe de 0,5 ms présenté à l'entrée analogique de l'échantillonneur-bloqueur, équivaut à - 0,5 ms à + 4,5 ms.

VI.2 Boucle de calage automatique de la fréquence

La boucle de calage de la fréquence corrige toute dérive de l'oscillateur; sa stabilité à long terme n'est donc pas critique. Par contre toute modulation de fréquence ou bruit supérieur à environ 1 Hz devient très perturbant et influe ainsi la précision du magnétomètre. Certaines précautions ont été prises dans la conception et l'implantation de l'oscillateur à fréquence contrôlée par une tension (V.C.O.) :

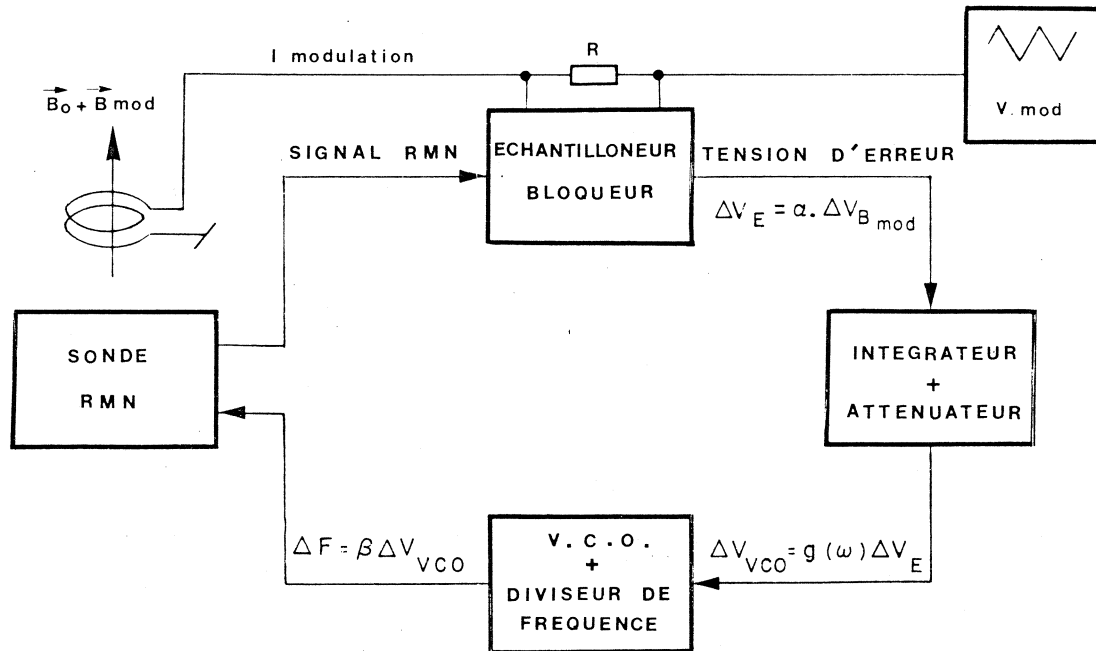
- La tension de polarisation de la diode varicap ainsi que la tension d'alimentation de l'oscillateur sont très soigneusement filtrées.

- L'oscillateur est enfermé dans une boîte en cuivre formant blindage contre les hautes fréquences et évitant les effets de convection thermique.

- Les différentes gammes de fréquences sont obtenues en divisant la fréquence de l'oscillateur par 2, 4 et 8 avec des bascules MECL 10000. Des portes, également MECL 10000, effectuent la sélection de ces gammes. Deux transistors montés en différentiel produisent deux sorties NIM (0V, - 800 mv) destinées à être utilisées pour la lecture de la fréquence par des systèmes extérieurs, CAMAC ou autres compteurs de fréquence. Une autre porte MECL 10000 sert d'étage de sortie pour le signal RF destiné à la sonde RMN. Tous ces circuits MECL 10000 ont également une alimentation en tension soignée, précaution indispensable pour garantir la propreté du signal RF.

Le schéma fonctionnel de la boucle d'asservissement de la fréquence est donné (Fig. 25). Le circuit échantillonneur-bloqueur

SCHEMA FONCTIONNEL DE LA BOUCLE D'ASSERVISSEMENT DE LA FREQUENCE



$$\text{GAIN DE BOUCLE} = \frac{\Delta F}{\Gamma \cdot \Delta B} = \frac{1}{\Gamma} \cdot \alpha \cdot \beta \cdot g(\omega)$$

Fig. 25

fournit une tension d'erreur ΔV_E qui est proportionnelle au champ de modulation à l'instant où se produit la résonance;

$\Delta V_E = \alpha \Delta B_{\text{mod}}$. La tension contrôlant la fréquence de l'oscillateur se déduit de ΔV_E par intégration et atténuation $\Delta V_{\text{VCO}} = g(\omega) \Delta V_E$.

Il résulte donc une variation de fréquence $\Delta F = \alpha \beta g(\omega) \Delta B_{\text{mod}}$.

En choisissant une constante de temps et un rapport d'atténuation appropriés ΔF atteint ΔB_{mod} précisément au même instant que le signal RMN suivant apparaît, c'est-à-dire que l'erreur de fréquence qui produit $\Delta V_E \neq 0$ est entièrement corrigée pendant cet intervalle de temps. On obtiendrait ainsi le réglage optimum du gain de boucle pour le mode de fonctionnement "poursuite" (voir chap. III). Mais en raison de la non-linéarité de la réponse en fréquence de l'oscillateur en fonction de la tension de contrôle (Fig. 26), ce réglage optimum du gain de boucle obtenu au milieu de la courbe de réponse n'est plus valable aux extrémités où il peut décroître dans le cas le plus défavorable jusqu'à un rapport 5.

Pour toutes les gammes de fréquences sauf une, la fréquence de l'oscillateur est divisée par un facteur 2^n et par conséquent β est réduit par le même facteur. Cette diminution de β entre chaque gamme est compensée par une augmentation de α de telle manière que le produit $\alpha \cdot \beta$ reste constant pour toutes les gammes de champ compris entre 1 kG et 21 kG (le cas des sondes D_2O sera étudié plus loin). La méthode pratique pour agir sur α est de donner un nombre de spires propre à la bobine de modulation de chaque sonde. Ce nombre est déterminé de manière que, pour un courant donné dans la bobine de modulation, le rapport B_{mod} sur B_0 est le même pour toutes les sondes H_2O (ceci en un point de fonctionnement identique de l'oscillateur). Ainsi le nombre de spires décroît à peu près linéairement en même temps que la gamme

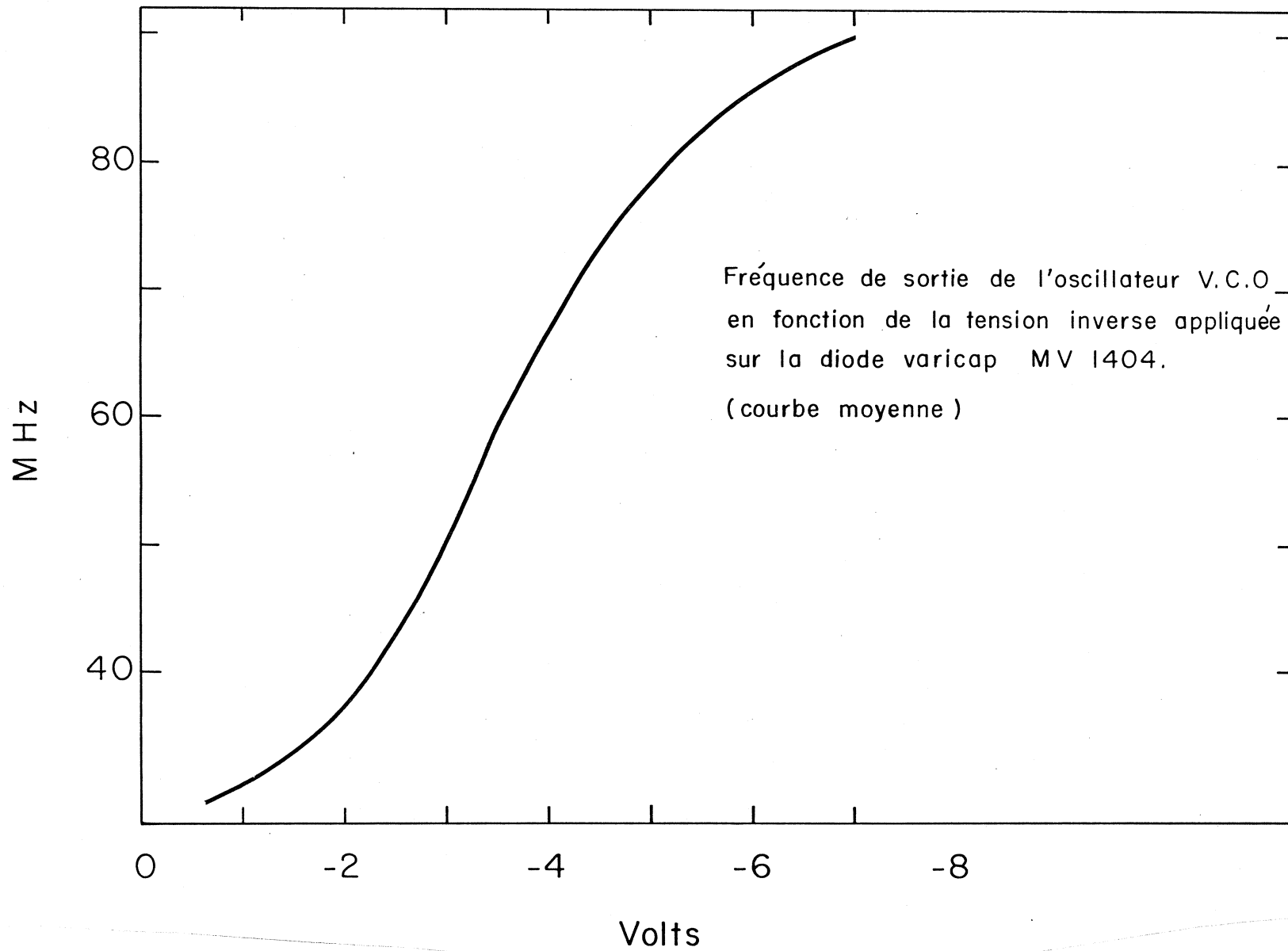


Fig. 26

de champ correspondant à la sonde, tandis que $\alpha = \Delta_E / \Delta_{B_{\text{mod}}}$ inversement croît, R restant constant. Ainsi la commutation de gamme de fréquence avec changement de la sonde correspondante ne doit pas modifier le gain de boucle.

Dans le cas des sondes D_2O , le rapport gyromagnétique est environ six fois plus faible. Pour une même chute de tension aux bornes de R, la constante B_{mod}/B_0 ne peut être maintenue qu'en augmentant six fois le nombre de spires de la bobine de modulation par rapport à ce qu'il serait dans la gamme de fréquence correspondante des sondes H_2O ; ce qui est pratiquement irréalisable. La difficulté a été tournée en utilisant pour les gammes D_2O une valeur de résistance R, limitant et mesurant le courant de modulation, trois fois plus faible (30Ω au lieu de 90Ω), ce qui ramène le nombre de spires de la bobine de modulation à une valeur seulement deux fois plus grande.

Il résulte de cet arrangement qu'en un même point de fonctionnement de l'oscillateur RF, la sensibilité de la tension d'erreur exprimée relativement à l'erreur de fréquence (en ppm) est la même pour toutes les sondes H_2O ou D_2O . Puisque le changement relatif $\Delta f/f$ résultant d'une variation ΔV_{VCO} de la tension de contrôle de l'oscillateur RF, ne dépend pas du facteur de division de la fréquence, le gain de boucle n'en dépend pas non plus.

Le rapport signal/bruit est plus faible dans les sondes D_2O que dans les sondes H_2O . Ainsi dans le cas des sondes D_2O , une atténuation de facteur 3 est commutée dans la boucle d'asservissement de la fréquence afin de faciliter le calage du magnétomètre sur le champ. Ceci a pour effet de diminuer par le même facteur

la vitesse de variation de la fréquence en mode "recherche" et le gain de boucle en mode "poursuite". La précision du magnétomètre n'est pas influencée par la diminution du gain de boucle; celui-ci restant encore $\geq 10^5$ en continu.

Chapitre VII

COMPTEUR DE FREQUENCE

La fréquence RMN est mesurée par un compteur de fréquence interne dont la base de temps a été conçue de façon à obtenir un affichage en gauss de la grandeur du champ magnétique.

Les caractéristiques requises pour ce compteur ont été les suivantes :

- avoir une résolution de 10 mG, ce qui impose 7 chiffres significatifs pour les champs ≥ 10 kG
- effectuer 2 à 3 mesures par seconde.
- avoir une précision de l'ordre de $3 \cdot 10^{-6}$.

Les deux longueurs de porte de la base de temps sont obtenues à partir du décomptage par un compteur à prédétermination d'une fréquence d'horloge fournie par un oscillateur à quartz ayant les caractéristiques suivantes :

fréquence : 100 kHz
précision : ± 10 ppm
stabilité : ± 3 ppm, de 0° à 50°

La fréquence de l'oscillateur à quartz a été choisie assez basse de manière à éviter les risques d'interférences avec le signal RF (battements).

Détermination des longueurs de porte de la base de temps

Pour une lecture de 10 kG avec 7 chiffres significatifs, soit 10000,00, correspondant à une fréquence de résonance des protons

de 42,57608 MHz, on obtient une lecture tous les 100 ms en divisant la fréquence d'entrée par 4,257608. Si l'on désire 3 lectures par seconde (330 ms), cette fréquence doit être divisée par $4,257608 \times 3,3 \approx 12,4$. Une division par 16 a été choisie, ce qui conduit à une longueur de porte de $1600 \text{ ms} : 4,257608 = 375,7984 \text{ ms}$.

Un raisonnement identique pour les sondes D_2O conduit à choisir une division par 4 de la fréquence d'entrée dont on peut déduire une longueur de porte de $400 \text{ ms} : 0,653566 = 612,0269 \text{ ms}$.

1 digit de variation (10 mG) correspond, pour un champ de 1 kG, à 10 ppm, soit une durée de $\sim 3,7 \mu\text{s}$ dans la longueur de la porte. Cette durée est nettement inférieure à la période de l'horloge (10 μs). Un réglage fin a donc été prévu en ajoutant à la durée de la porte définie par décomptage de la fréquence d'horloge, une longueur ajustable ($\pm 40 \text{ ppm}$ de la durée de la porte) d'une impulsion de monostable. Cet ajustement donne en outre la possibilité de gagner sur la précision du quartz qui est seulement de $\pm 10 \text{ ppm}$. Deux monostables sont utilisés; monostable 1 (3 à 30 μs) et monostable 2 (7 à 70 μs) pour la calibration respectivement des sondes H_2O et des sondes D_2O . La précision de ces monostables ($\leq 1\%$) n'est pas critique puisqu'elle s'applique à quelques dizaines de ppm s'ajoutant à la durée de la porte.

Fonctionnement de la base de temps du compteur (Fig. 27 et 28)

Dans l'explication qui va suivre les dénominations ayant l'indice 1 concernent le cas d'utilisation des sondes H_2O et l'indice 2, des sondes D_2O .

La fréquence de l'oscillateur à quartz est décomptée par les nombres $N_1 = 37577$ ou $N_2 = 61198$ dans un compteur rétrograde à prédétermination. L'impulsion de fin de décomptage déclenche successivement les monostables 1 ou 2 et le monostable M. Ce dernier monostable fournit une impulsion de $15 \mu s$ dont le front avant change l'état d'une bascule RS, ce qui a pour effet de bloquer le diviseur de la fréquence RF d'entrée. Cette impulsion est envoyée d'autre part sur l'entrée série d'un registre à décalage à droite. Ce registre, ayant comme impulsion d'horloge le signal de l'oscillateur à quartz, fournit chronologiquement une impulsion assurant le transfert du contenu des compteurs 7-décades dans le registre mémoire et d'autre part une seconde impulsion qui aura 3 actions :

- remise à zéro des compteurs 7-décades
- remise à l'état initial du compteur à prédétermination de la base de temps
- remise à l'état initial de la bascule RS, ce qui a pour effet de débloquer le diviseur de la fréquence RF d'entrée. Ce diviseur fonctionne avec 2 facteurs de division suivant le type de sonde utilisée :

F/16 pour les sondes H_2O

F/4 pour les sondes D_2O .

L'affichage de la mesure est effectuée par des diodes lumineuses LED miniatures multiplexées, Hewlett-Packard. Le contenu en BCD des registres mémoires est disponible sur le panneau arrière.

SCHEMA DE PRINCIPE DE LA BASE DE TEMPS DU COMPTEUR DE FREQUENCE

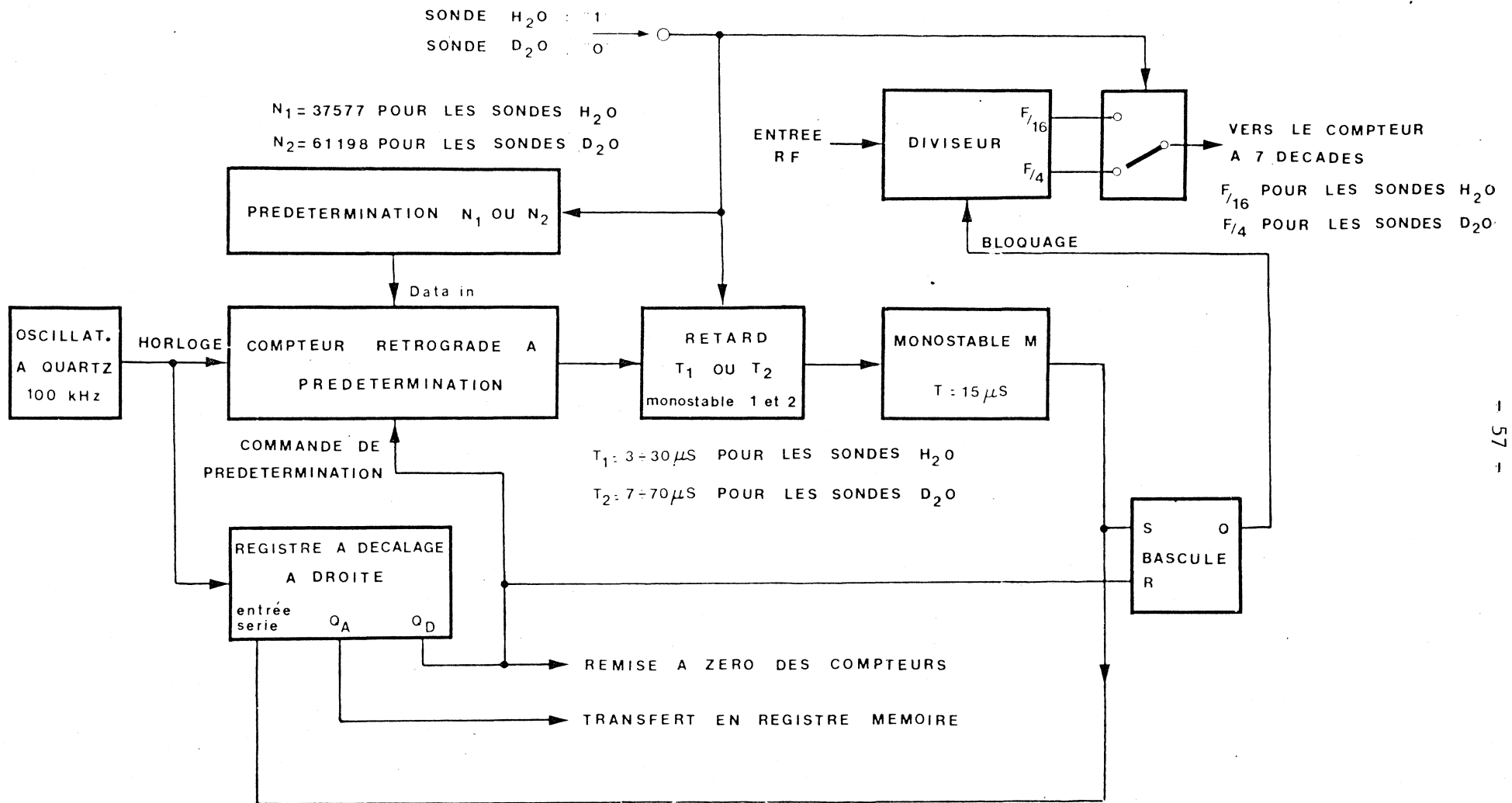


Fig. 27

DIAGRAMME DES TEMPS DE LA BASE DE TEMPS DU COMPTEUR DE FREQUENCE

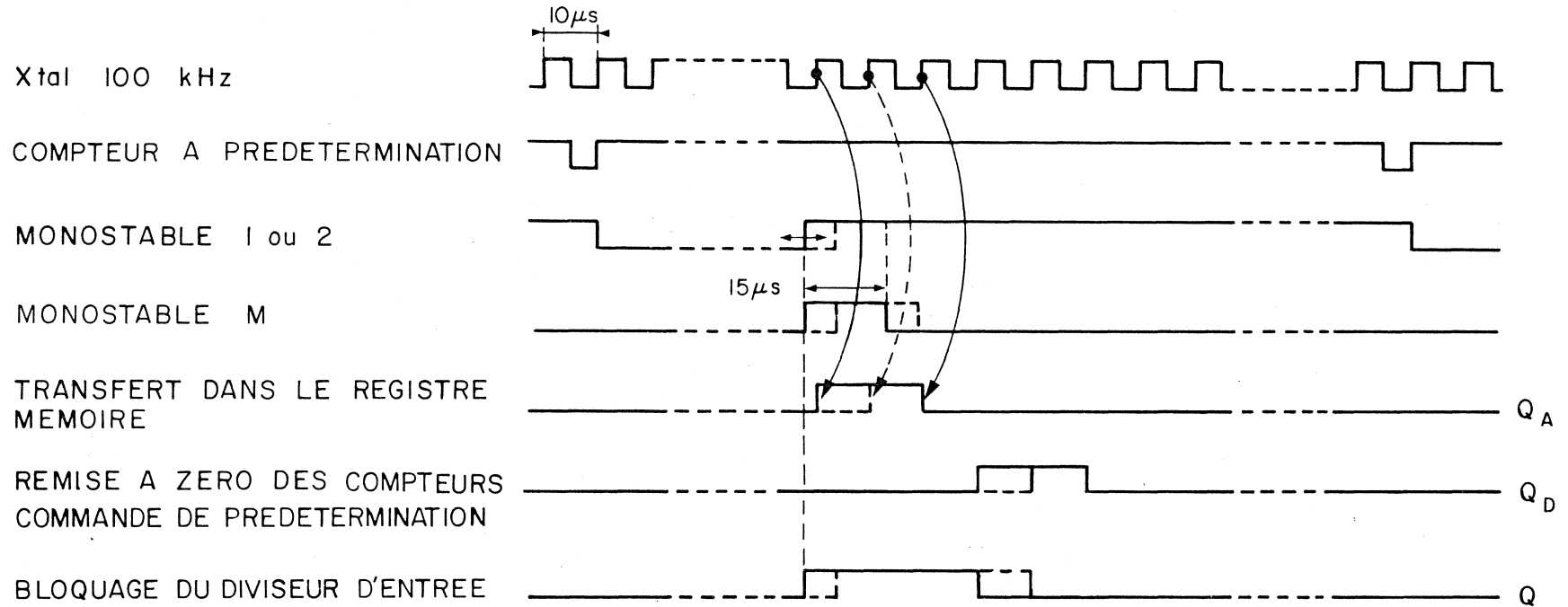


Fig. 28

Chapitre VIII

SPECIFICATIONS

On trouvera dans le tableau ci-dessous les gammes de fonctionnement des diverses sondes.

Sonde N ^o	Gamme de champ (kG)	type de sonde	Gamme de fréquence (MHz)
(1) ^{a)}	(0.45 - 1.3)	H ₂ O	(1.9 - 5.6)
2 ^{b)}	1.0 - 2.6	H ₂ O	3.8 - 11.3
3	1.7 - 5.2	H ₂ O	7.5 - 22.5
4	3.5 - 10.5	H ₂ O	15 - 45
5	7 - 21	H ₂ O	30 - 90
6 ^{b)}	20 - 34	D ₂ O	(7.5)- 22.5
7 ^{b)}	30 - 68	D ₂ O	(15) - 45
8 ^{c)}	(46 - 138)	D ₂ O	(30 - 90)

a) Cette sonde n'est pas encore construite, et le rapport signal/bruit dans la partie inférieure de la gamme de champ indiquée pourrait être trop faible pour un fonctionnement du magnétomètre en mode "poursuite".

b) Pour ces sondes, le rapport signal/bruit dans la partie inférieure de la gamme de fréquence est trop faible et le fonctionnement en mode "poursuite" n'est possible que dans la gamme de champ mentionnée.

c) Cette sonde n'a pu être testée car il n'a pas été possible de trouver un champ aussi élevé. Cette sonde est identique à la sonde N° 5 à l'exception du liquide échantillon qui est du D₂O au lieu de H₂O et du nombre de spires de la bobine de modulation qui est doublé.

Précision absolue

Meilleure que $\pm 10^{-5}$, peut être améliorée par calibration de la sonde.

Précision relative et stabilité

$$\sim \pm 5.10^{-7}$$

nota : On entend par précision relative, l'égalité de lecture de différents magnétomètres connectés à la même sonde placée dans le même champ. Cette précision, et plus spécialement la stabilité, dépendent du rapport signal/bruit du signal RMN. Elle n'est valable que dans la mesure où le rapport signal/bruit a une valeur bien supérieure à la limite permettant le fonctionnement du magnétomètre en mode "poursuite".

Rapport signal/bruit (dans le cas d'un champ très homogène)

Sondes H₂O

- En bas de gamme de champ ~ 10
- En haut de gamme de champ ~ 100

Sondes D₂O

- Au minimum de la gamme de champ; ~ 5
- Au maximum de la gamme de champ; non mesuré.

Vitesse de variation de la fréquence en mode "poursuite"

\dot{f}/f ; jusqu'à 1% sec

temps de traînage ; min. 17 msec.

Ces deux valeurs dépendent du gain de boucle et la vitesse maximum de variation de la fréquence en mode "poursuite" (\dot{f}/f) varie avec le réglage de l'amplitude de la modulation du champ. Ainsi, le temps de traînage et \dot{f}/f pourraient avoir des valeurs moins bonnes que les valeurs optimales données ci-dessus.

Gain de boucle en continu

$> 10^5$ (cas le plus défavorable avec les sondes D₂O),
typiquement $> 10^6$

Un potentiomètre situé sur le panneau avant (GAIN) atténué au maximum 10 fois le gain de boucle.

Réglage grossier de la fréquence

potentiomètre de précision à 10 tours repéré COARSE.

Réglage fin de la fréquence

potentiomètre de précision à 10 tours repéré FINE.

Sortie : ERROR VOLTAGE (tension d'erreur).

impédance : 1 k Ω

Sonde N ^o	Sensibilité V/G
2	8
3	4
4	2
5	1
6	0,65
7	0,32

La tension maximum obtenue à cette sortie est égale à l'amplitude de la modulation, mesurable sur la sortie SCOPE; soit par exemple $\pm 8V$ lorsque la modulation est réglée au maximum.

VU-mètre : ERROR VOLTAGE (tension d'erreur)

La position à pleine échelle correspond à ± 10 ppm de la valeur maximale du champ dans la gamme utilisée.

Homogénéité du champ, valeurs requises

Le tableau donné ci-dessous donne le gradient de champ maximum (en ppm/cm) pour lequel le rapport signal/bruit obtenu permet à la limite le fonctionnement du magnétomètre en mode "poursuite".

Valeurs en ppm/cm du gradient maximum

Sonde N ^o	Position dans la gamme de champ		
	haut	milieu	bas
2	600	300	0
3	1200	900	300
4	1300	1300	700
5	750	450	200
6	a)	a)	250
7	a)	a)	a)

a) non mesuré

Nota : L'effet du gradient de champ sur le signal RMN peut être compensé avec une bobine de conception particulière (voir appendice).

Plage de fonctionnement en mode "poursuite"

Est équivalent :

- à la plage couverte par le balayage de la fréquence en mode "recherche".

- à la plage couverte par le réglage fin de la fréquence.

Valeurs pour chaque type de sonde :

- Sonde H_2O : entre 20% et 80% de la gamme de fréquence $\sim \pm 5\%$
: aux extrémités de la gamme de fréquence $\sim \pm 1\%$
- Sonde D_2O : entre 20% et 80% de la gamme de fréquence $\sim \pm 1,5\%$
: aux extrémités de la gamme de fréquence $\sim \pm 0,3\%$

Deux diodes lumineuses LED indiquent que la fréquence est située près d'une extrémité de la plage de fonctionnement en mode "poursuite".

Sortie : NMR SIGNAL (signal NMR).

- permet un contrôle à l'oscilloscope du signal RMN.
- résistance de sortie : $10\text{ k}\Omega + 10\text{ nF}$ à la masse pour le filtrage du bruit.
- signaux RMN : impulsions négatives de 100 mV à 7V d'amplitude (voir Fig. 10).

Sortie NO STROBE SIGNAL

- contact envers masse d'un commutateur analogique CMOS. Ce contact est ouvert en l'absence de signal RMN.
- commutateur ouvert : $I = 5\text{nA}$ à 500nA avec une tension maximum applicable de $\pm 20\text{V}$.
- commutateur fermé : résistance $80\ \Omega$ à $100\ \Omega$ envers masse avec un courant maximum de $\pm 20\text{mA}$.

Indicateur lumineux : NO STROBE SIGNAL

- la diode LED est allumée en l'absence de signaux RMN.

Sortie du signal de modulation "SCOPE"

- permet le contrôle à l'oscilloscope du signal de modulation : signal 30 Hz triangulaire.
- impédance : 1 k Ω
- l'amplitude de la modulation peut être ajustée avec un potentiomètre accessible extérieurement : maximum $\pm 8V$.
- réglage normal : sonde N^o 4, 5, 6, 7 : $\pm 4V$
sonde N^o 2 et 3 : $\pm 8V$
- calcul du champ de modulation correspondant : voir le tableau; sensibilité de la tension d'erreur.

Entrée : modulation extérieure "EXT"

- commutateur sur le panneau avant INT/EXT sur EXT.
- entrée EXT :
 - connecteur lemo
 - $Z_{in} = 10 \text{ k}\Omega$
 - gain en tension = 1
 - tension d'entrée maximum = $\pm 8V$.

Signal de sortie RF utilisée pour la sonde

- onde rectangulaire de 0.8V d'amplitude crête-crête dans 50 Ω .

Sortie SCALER

- signal RF ayant un niveau NIM

Compteur de fréquence interne

- affichage par LED avec 7 digits indiquant la valeur du champ en gauss
- résolution : 0.01G
- stabilité en température : $\pm 3.10^{-6}$ entre 0° et 50°
- durée de la base de temps :
 - avec les sondes $H_2O \sim 0,4$ sec.
 - avec les sondes $D_2O \sim 0,6$ sec.

Boîte amplificatrice

- entrée RF : 0,4V à 4V crête-crête dans 50Ω (sinusoïdale ou rectangulaire)
- sortie RF : $\sim 5V$ crête-crête rectangulaire dans 50Ω
- sortie NMR SIGNAL : impédance de sortie $1 k\Omega$ sans filtre de bruit.

Consommation

+ 24V	: 0,1A ,	- 24V	: 0,1A
+ 12V	: 0,15A,	- 12V	: 0,5A
+ 6V	: 0,6A ,	- 6V	: 0,2A

- le schéma complet de l'unité principale est donnée Fig. 29
- le schéma complet du compteur de fréquence est donné Fig. 30
- Fig. 31 donne les courbes de l'amplitude moyenne du signal RMN en fonction du champ relevées sur dix exemplaires de chaque sonde proton.

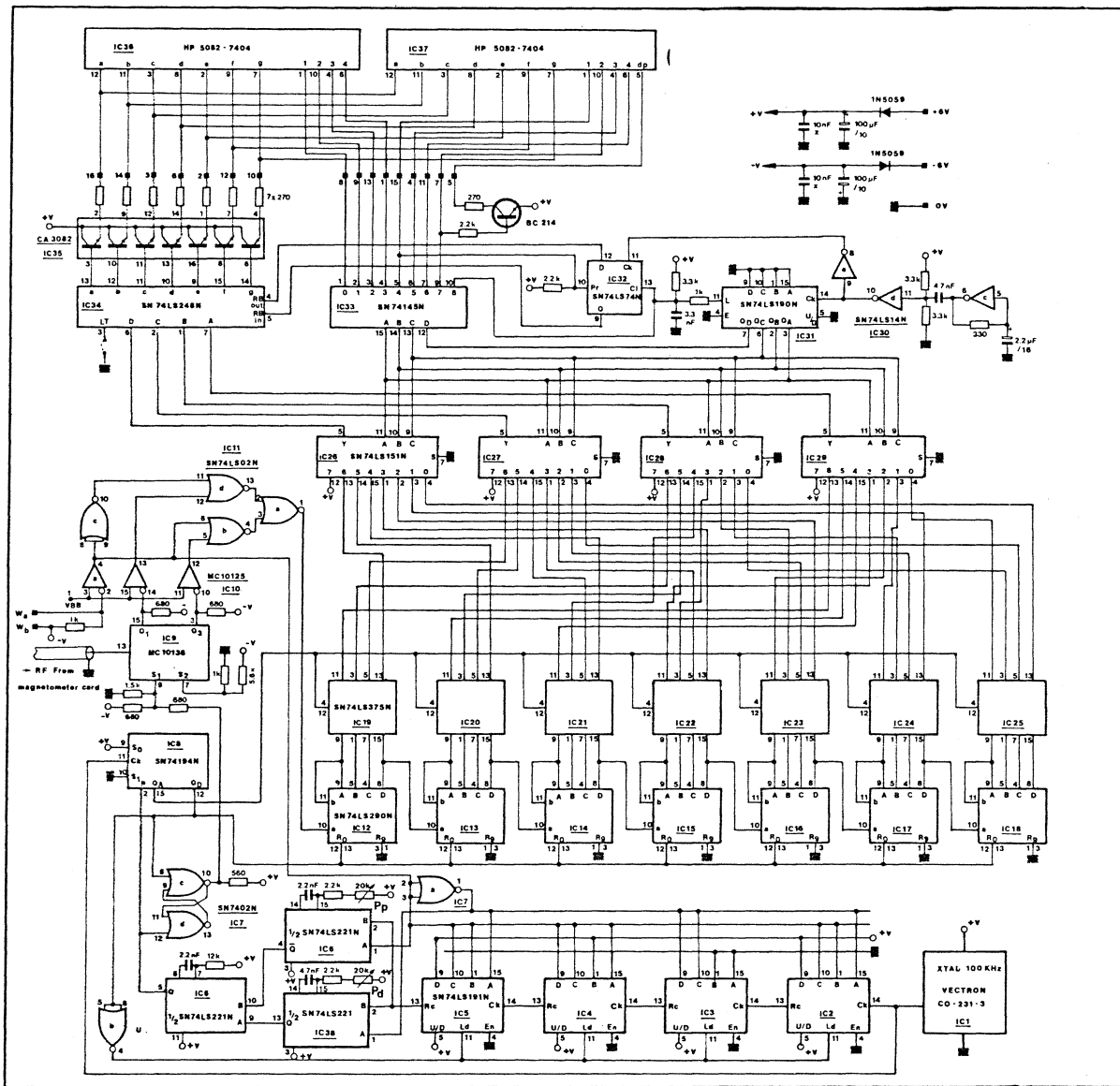


Fig. 30 Schéma électronique du compteur de fréquence avec affichage en Gauss.

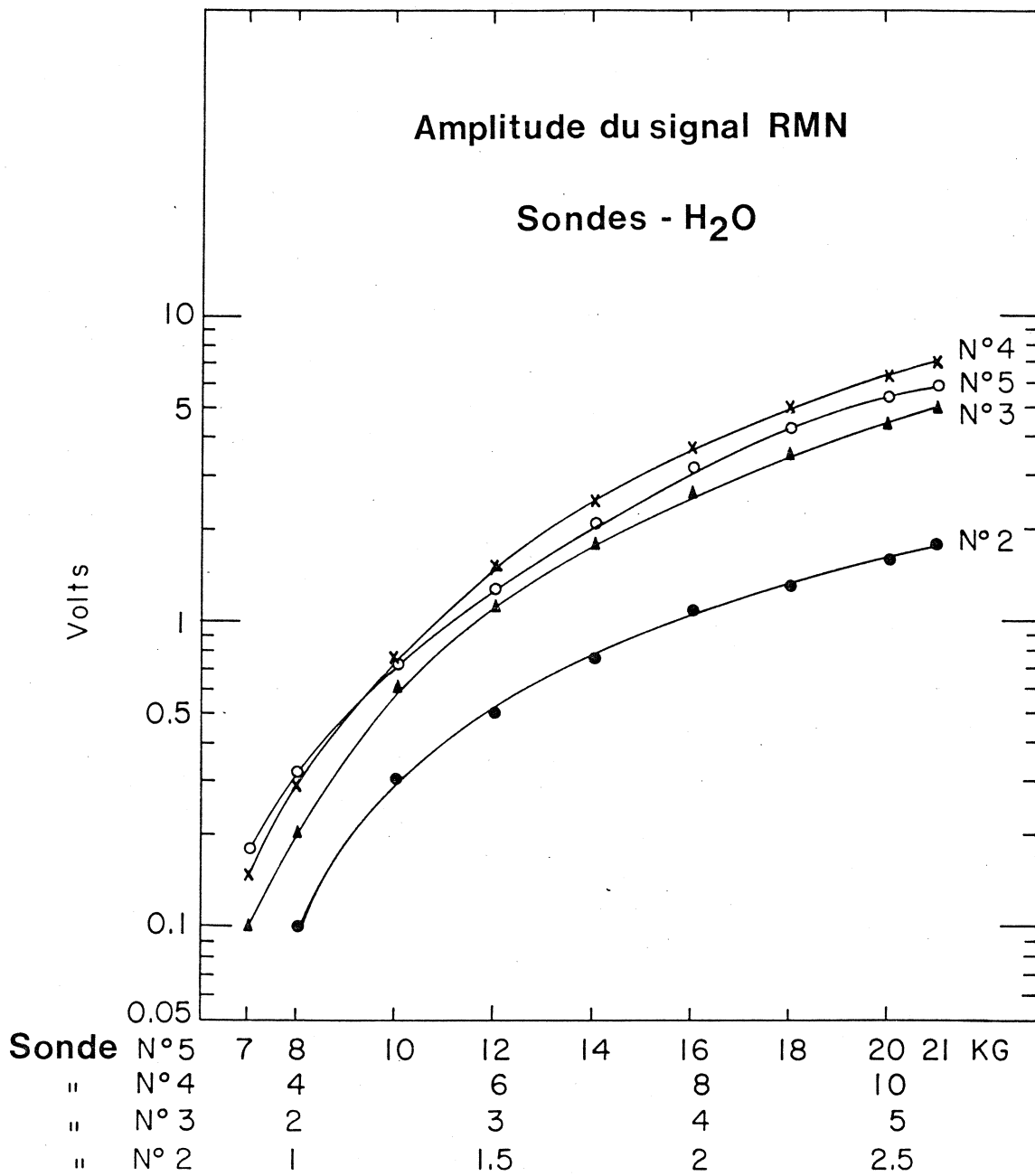


Fig. 31

CONCLUSION

Cet appareil a déjà été l'objet d'une publication interne au CERN; EP 77-19. Cette publication a ensuite été reproduite dans la revue Nuclear Instrument Physics & Methods. K. Borer, G. Frémont 154 (61) 1978.

Sur la demande de physiciens, 13 appareils ont déjà été construits et sont operationels, 12 autres sont en phases de test.

Un appel d'offre a été envoyé dans différentes firmes industrielles spécialisées dans la construction de ce type d'appareil sur la base d'une production de 25 unités par an.

REFERENCES

- 1) Adrian C. MELISSIONOS
Experiments In Modern Physics. Chap. 8
Academic Press. 1966.
- 2) Jerald G. GRAENE - Gene E. TOBEY
Opérational Amplifiers - Design and Applications
McGRAW-Hill Company. 1971.
- 3) K. BORER
Nuclear Instruments & Methods 143, 203 (1977).
- 4) E.R. COHEN & B.N. TAYLOR
Journal of Physical and Chemical Reference Data.
Vol. 2, 718 (1973).
- 5) G.H. FULLER
Journal of Physical and Chemical Reference Data,
Vol. 5, 885 (1976).

ANNEXE A

COMPENSATION DU GRADIENT DE CHAMP

Les gradients de champ peuvent être compensés, localement au niveau de l'échantillon de la sonde, par un arrangement montré dans la figure A1. Il consiste en une paire de bobines en circuit imprimé montées en "sandwich" autour de l'échantillon. L'enroulement de ces bobines est conçu de telle façon qu'il produit un champ parallèle à \vec{B}_0 mais de signe opposé de chaque côté de l'échantillon; ce champ passant par zéro au centre de symétrie des bobines (Fig. A2).

Un courant de 100 mA produit un gradient de champ d'environ 3 G/cm (Fig. A3) sur une distance de l'ordre de 5 mm, et ne change pas la valeur du champ mesuré si l'échantillon est placé au centre de symétrie des bobines. De cette manière, en réglant judicieusement le courant dans ces enroulements, il est possible de compenser des gradients de B_0 jusqu'à environ 20 kG/cm.

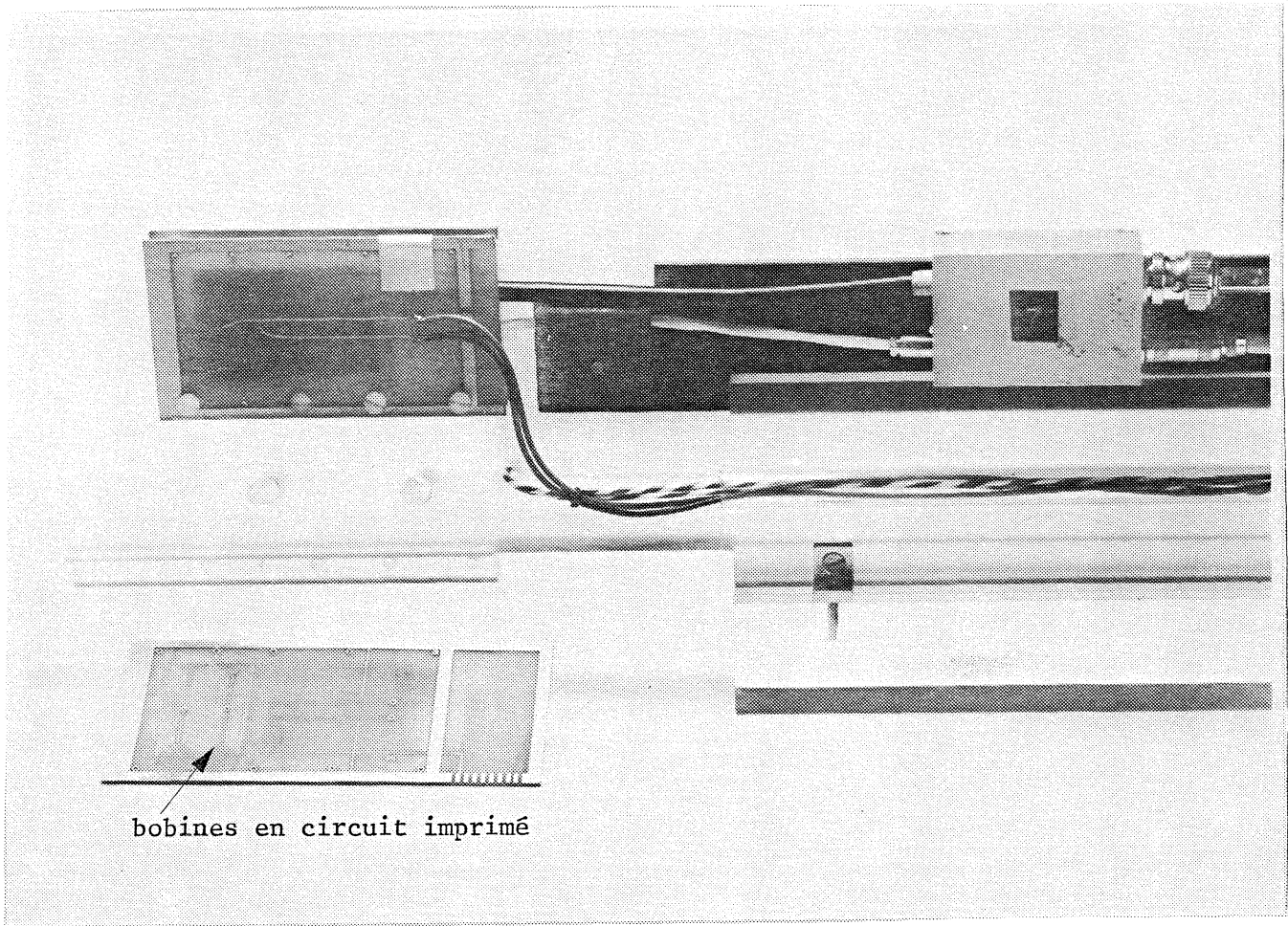


Fig. A1 : Compensation du gradient de champ par des bobines en circuit imprimé

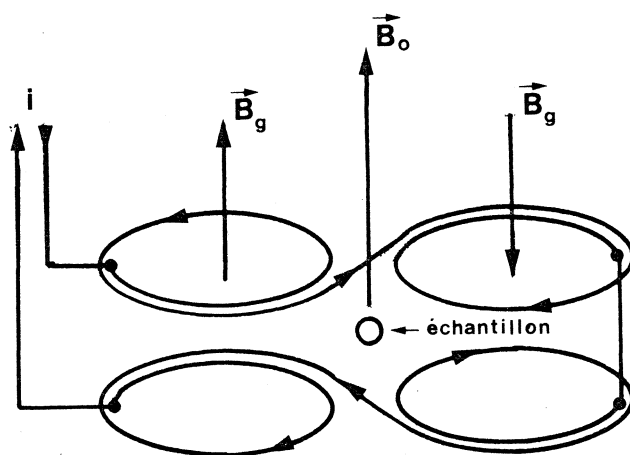


Fig. A2 : principe de la compensation locale du gradient de champ par des bobines spécialement enroulées et disposées autour de l'échantillon RMN.

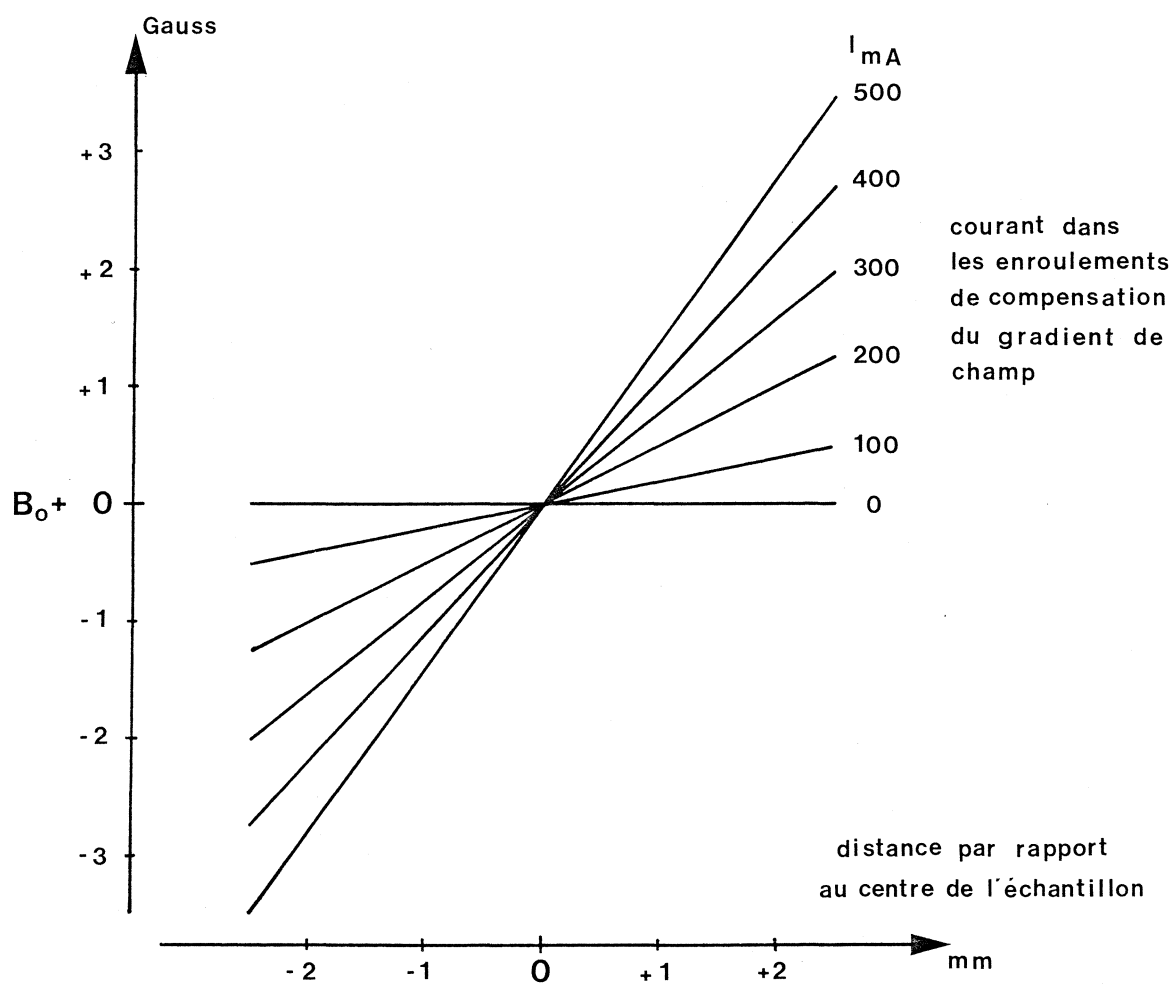


Fig. A3 : Valeurs du gradient de champ obtenues pour différentes intensités dans les enroulements de compensation.