Zeitschrift: Archives des sciences [1948-1980]

Herausgeber: Société de Physique et d'Histoire Naturelle de Genève

Band: 13 (1960)

Heft: 1

Artikel: Réalisations d'appareils de résonance magnétique nucléaire : en vue de leur application à la mesure des champs magnétiques et à l'étude des phénomènes catalytiques

Autor: Guyot de la Hardrouyère, M.

Kapitel: II: Oscillateurs HF et appareillage utilisés

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-738487

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Mehr erfahren

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. En savoir plus

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. Find out more

Download PDF: 11.08.2025

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, https://www.e-periodica.ch

CHAPITRE II

OSCILLATEURS HF ET APPAREILLAGE UTILISÉS

§ 1. Montages dérivés du Q-mètre.

Dans ces montages, on constitue, avec la bobine réceptrice et un condensateur, un circuit oscillant accordé sur la fréquence de l'émetteur. Le circuit oscillant est couplé à l'émetteur soit par self, soit par capacité, et on branche le récepteur aux bornes de la bobine réceptrice (fig. 2).

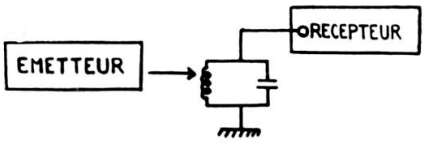


Fig 2

Méthode du Q-mètre

Les signaux observés sont obligatoirement en quadrature avec le champ excitateur (composante M_y). Le principe du spectromètre fait que la tension aux bornes du récepteur est importante, même en dehors de toute résonance. L'étage redresseur a un fonctionnement parfaitement linéaire, mais la construction du récepteur est compliquée par le niveau d'entrée élevé.

Le premier montage type Q-mètre que nous avons construit, selon des plans suggérés par l'Institut de Physique de Genève, était un appareil simplifié. L'émetteur était constitué par une pentode HF (6AK5) montée dans un oscillateur type E.C.O. de bonne stabilité; une liaison de haute impédance par capacité et résistance reliait la plaque de l'oscillatrice au circuit oscillant de mesure, sans aucun étage séparateur. Les condensateurs d'accord du circuit oscillant de l'émetteur et du circuit oscillant de mesure étaient alignés mécaniquement (condensateurs doubles à cage). Le récepteur ne comprenait

pas d'étage HF: la tension aux bornes de la bobine réceptrice était directement redressée par une diode germanium; puis une amplification BF (environ vingt fois) était assurée par un seul étage (6AK5).

L'avantage de ce système est sa simplicité, mais il présente plusieurs inconvénients: l'oscillatrice alimentant directement le circuit de mesure, la stabilité de la tension fournie s'en ressent; d'un autre côté, la proximité et la dimension des condensateurs variables que nous avons employés facilitaient les accrochages et les fuites, tout en rendant l'accord difficile sur certaines plages de fréquence.

Le niveau HF permanent et élevé à l'entrée du récepteur rend l'amplification HF peu efficace dans les montages type Q-mètre. Toute l'amplification et la sensibilité sont obtenues en BF. La suppression de toute amplification HF n'affecte donc pas la sensibilité, dans la mesure où l'on travaille dans une région linéaire de la diode. Le bruit BF dû au redressement, surtout avec une diode germanium, ne devait pas nous empêcher de repérer les signaux.

C'est avec cet appareil que nous avons cherché nos premiers signaux de résonance. Nos efforts n'ont pas abouti, pour trois raisons essentielles: le mauvais accord en fréquence du circuit de mesure sur l'oscillateur, la trop faible amplification BF dont nous disposions, et la mauvaise bobine réceptrice utilisée. Le troisième défaut était le plus grave: la bobine que nous avions construite était formée de 11 tours de fil de cuivre 5/10mes; elle avait 43 mm de long, et le fil était bobiné à l'extérieur d'un support en plexiglas tubulaire 16/24. Dans ces conditions, le coefficient de surtension était insuffisant: 40 à 90 sur la plage d'oscillation (6 à 20 MHz). Nous aurions cependant pu nous en contenter, si un inconvénient plus grave n'avait voué à l'échec nos essais: le champ magnétique n'étant pas très homogène, l'échantillon, de gros volume, ne pouvait que fournir un signal considérablement élargi.

Nous avons donc construit un autre émetteur, de même principe, mais de câblage meilleur, évitant ainsi les couplages HF parasites, et permettant un bon alignement des circuits oscillants. L'amplification BF était assurée cette fois par deux étages (EF40 et 6AK5), le gain total étant environ de 1000. Le châssis, plus rigide, servait de support à une canne coaxiale plongeant dans le champ continu la bobine réceptrice. Cette dernière comprenait 13 tours de fil de cuivre vernissé 7/10mes bobinés à spires jointives sur un mandrin

tubulaire 8/10 en plexiglas; elle avait un coefficient de surtension de 90 à 140 sur la plage d'oscillation (7 à 25 MHz).

Ce nouvel émetteur nous a permis de voir un signal très net, bien qu'accompagné d'un gros bruit de fond. Dès lors, nous avons pu estimer le degré d'homogénéité de notre champ, et observer l'influence des divers paramètres influençant le phénomène dans le cas d'une observation à l'oscillographe.

Mais le manque de sensibilité de cet appareil ne pouvait en permettre l'emploi que pour des essais qualitatifs ou des mesures de champ. Néanmoins, l'expérience ainsi acquise dans la technologie de la résonance magnétique nucléaire nous a utilement guidé dans le choix des oscillateurs que nous avons construits par la suite.

§ 2. Autodynes.

On appelle autodyne tout oscillateur dont la bobine oscillatrice contient l'échantillon à étudier, c'est-à-dire joue aussi le rôle de bobine réceptrice. Cette particularité simplifie beaucoup les montages; de plus, une bonne stabilité en fréquence et une qualité de signal remarquable font de ces oscillateurs des instruments de mesure précieux dans de nombreux cas.

Le premier autodyne a été expérimenté par Roberts [64]. Par la suite, la maniabilité et la robustesse des autodynes ont incité de nombreux chercheurs à les employer. Les montages réalisés sont inspirés des oscillateurs classiques, à self et capacité, ce qui permet de distinguer plusieurs types: Clapp, T.P.T.G., Hartley... Nous allons examiner successivement ces divers montages.

a) *Oscillateurs type Clapp* (fig. 3).

Ces oscillateurs sont dérivés du montage E.C.O.; la réaction de la cathode sur la grille est réalisée par une chaîne d'impédance (Z_1, Z_2), qui peut être résistive ou capacitive. La présence d'une capacité extérieure importante entre grille et cathode rend négligeables les variations de capacité interne grille-cathode, soit une fraction de pF, dues aux vibrations mécaniques de la grille. En

d'autres termes, la microphonie est faible. Même dans le cas d'un montage à chaîne résistive, ce rôle est un peu rempli par les capacités C_1 et C (capacités de liaison et d'accord). La résistance R_k polarise

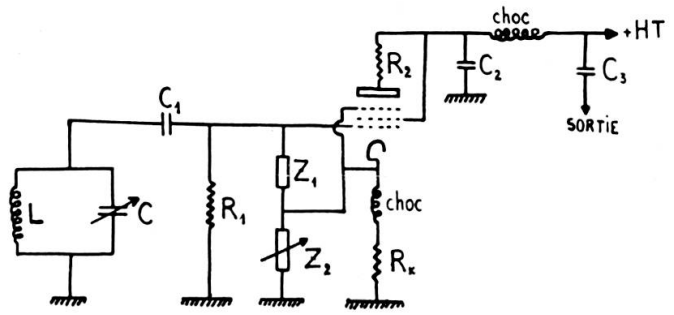


FIG. 3

Autodyne type Clapp

le tube, mais aussi transforme les variations de courant cathodique en variations de tension; pour rendre plus efficace le deuxième effet, on place aussi une bobine d'arrêt dans le circuit cathodique. La capacité de liaison C_1 est en général petite (50 pF); si le circuit LC est stable, cet oscillateur fournit une fréquence particulièrement stable, qui lui a valu le nom de « quartz réglable ».

Le montage, tel que nous l'avons schématisé figure 3, est réalisé avec une pentode; on en tire deux avantages supplémentaires: une amplification HF, et un redressement. La tension HF résiduelle à la sortie est filtrée par un condensateur by-pass C_2 et une self de choc, tandis qu'un condensateur C_3 de forte valeur rend la sortie purement BF, en éliminant toute composante continue.

Ce type d'autodyne a été expérimenté tout d'abord par Hopkins [35], pour effectuer des mesures de champ; il a employé un appareil à chaîne de réaction résistive, en supprimant évidemment la résistance de grille R_1. Une chaîne de réaction capacitive a été employée par Poulis [51], qui observait le signal en amplifiant en HF, puis en BF (après redressement par lampe), une partie de la tension de réaction. L'appareil à chaîne capacitive a servi, pour l'étude de raies larges, à de nombreux chercheurs [29, 38]; un progrès a été ensuite apporté par Gabillard [19, 21, 23] qui a utilisé un circuit oscillant série, de manière à supprimer l'influence du câble coaxial reliant la self à l'oscillateur.

b) *Oscillateur à plaque et grille accordées ou T.P.T.G.* (fig. 4).

Cet oscillateur comprend deux circuits oscillants accordés sur la même fréquence. Il oscille par confusion des fréquences propres des deux circuits $L_1 C_1$ et $L_2 C_2$, suivant les équations établies par Y. Rocard [65], le couplage se faisant par la capacité anode-grille du tube d'entretien.

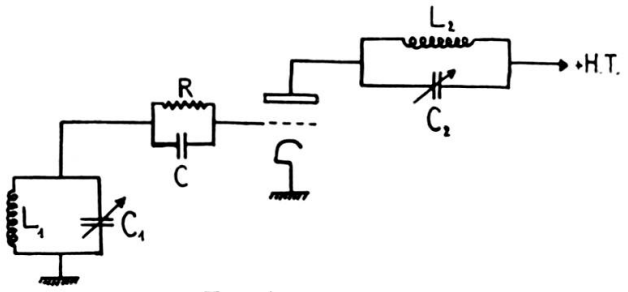


Fig. 4

Autodyne type T.P.T.G.

Utilisé en résonance magnétique nucléaire [28, 73, 74], il fournit de bons signaux, mais son réglage est délicat. Cependant, contrairement aux autodynes type Clapp qui fournissent uniquement la composante M_y en quadrature avec le champ H_1, on peut obtenir soit la composante M_x en phase, soit la composante M_y en quadrature avec le champ H_1: on agit [18, 24] sur la constante de temps RC du circuit de stabilisation de l'amplitude, et sur les valeurs relatives des coefficients de surtension des circuits $L_1 C_1$ et $L_2 C_2$.

c) *Oscillateur type Pound* (fig. 5).

Ces oscillateurs comprennent un circuit oscillant LC branché sur un circuit électronique qui se comporte comme une résistance négative de valeur convenable et réglable à volonté. La lampe d'entretien est une 6J6 à cathode couplée [77] permettant d'osciller jusqu'à 45 MHz. Plusieurs montages successifs ont été essayés avec succès [52, 54, 55, 82]; ils comprennent tous une régulation automatique du niveau HF dans la bobine oscillatrice. Cette régulation est obtenue en appliquant une partie de la tension HF redressée sur

la deuxième grille de la 6J6 (celle sur laquelle n'est pas branché le circuit oscillant). Le niveau HF demeure constant sur une large plage de fréquence. La tension HF aux bornes du circuit oscillant est amplifiée par un amplificateur non accordé, puis redressée, et une bonne amplification BF complète le spectrographe.

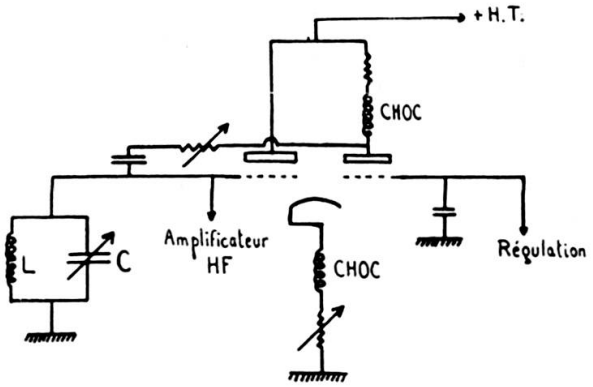


Fig. 5

Autodyne type Pound

La stabilité de cet autodyne, tant en fréquence qu'en puissance émises, a permis son emploi comme gauss-mètre [55, 66]. Suivi d'un démodulateur d'amplitude, c'est un excellent spectrographe pour la recherche de raies inconnues [53, 54, 55]: il suffit de faire varier très lentement la fréquence à l'aide d'un moteur à rotation très lente (un tour en huit jours) qui entraîne le condensateur C, et de mesurer la tension de sortie du démodulateur avec un potentiomètre enregistreur. L'appareil est alors entièrement automatique.

La composante de la susceptibilité transversale nucléaire observée est toujours celle en quadrature avec le champ haute fréquence.

d) *Autres oscillateurs.*

De nombreux autres oscillateurs ont été employés comme autodynes. Parmi ceux-ci, le « transitron » de Hahn et Knoebel [31] (fig. 6) est un modèle simple dont le niveau d'oscillation, maintenu automatiquement constant, permet, comme dans l'oscillateur de Pound, une exploration en fréquence très large, ainsi qu'une modulation en fréquence de l'onde émise.

D'autres auteurs ont employé des oscillateurs type Hartley [26], ou ont réalisé des montages push-pull d'oscillateurs classiques [49, 81]. Signalons encore des oscillateurs utilisant des amplificateurs à résis-

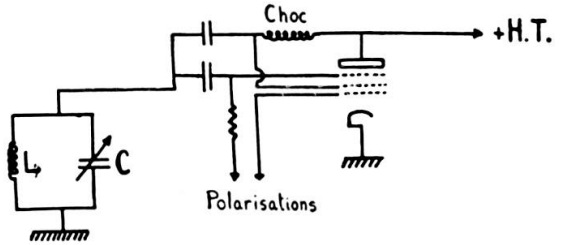


Fig. 6

Transitron

tance pour la commande de la lampe d'entretien : c'est le cas du montage Franklin, qui a été utilisé en résonance quadripolaire nucléaire [11, 50].

* * *

Parmi tous ces autodynes, notre choix s'est porté sur les oscillateurs Clapp. Ces appareils, très simples, devaient nous permettre de faire nos mesures de champ, et de débuter des études sur les catalyseurs. Ne projettant pas de conduire des expériences nécessitant un glissement de fréquence, nous avons pensé que la stabilisation d'amplitude des oscillateurs Pound ne nous serait pas utile. Seule importait la qualité du signal reçu ; des signaux excellents pouvant être obtenus avec des autodynes Clapp, nous avons fait une étude systématique de leurs propriétés, de manière à déterminer le montage nous convenant le mieux. Nos essais ont porté sur la plupart des éléments constitutifs de l'oscillateur; le schéma général est celui de la figure 3, la pentode utilisée étant une 6AK5. Nous allons examiner les résultats obtenus, et les conclusions qu'il est possible de tirer.

1. *Chaîne de réaction. Niveau d'oscillation.*

Nous pouvions établir une réaction soit par résistance, soit par capacité. Nos essais nous ont montré que la chaîne de réaction résistive présente des inconvénients. En particulier, par la nature même du potentiomètre de réglage, le rapport des deux impédances Z_1 et Z_2 est sujet à variations. Ces variations sont d'une part dues à un effet thermique, qui provoque des dérives lentes, d'autre part à

des mauvais contacts, auxquels sont liés des changements brusques du niveau HF. L'effet de ces instabilités est peu sensible, dans la mesure où les puissances émises sont élevées. Mais la plupart des expériences de résonance magnétique nucléaire se font dans des champs HF petits; dès lors, les oscillateurs autodynes seront réglés à la limite de leur oscillation, d'autant plus que leur sensibilité est maximum dans ces conditions. L'emploi de résistances à couches et de potentiomètres bobinés limite l'effet de température, mais le deuxième effet que nous avons signalé ne peut être éliminé.

Par contre, l'emploi d'une chaîne capacitive présente l'avantage d'un réglage précis et reproductible, sans irrégularités, et que l'on peut rendre aisément insensible à la température par l'emploi d'éléments appropriés. L'amélioration apportée est visible qualitativement sur un signal de résonance pour lequel il est important de régler l'oscillation à un niveau suffisamment faible. En prenant comme échantillon de l'eau, contenant une concentration convenable d'ions paramagnétiques, le signal du proton augmente lorsque la réaction diminue. Avec une chaîne de résistances, l'oscillateur décroche avant que le signal soit à son maximum. Par contre, avec une chaîne capacitive, on peut observer le maximum, et diminuer encore suffisamment le niveau HF pour voir le signal diminuer aussi.

La réaction par capacité présente cependant un inconvénient. La chaîne capacitive étant en parallèle sur la capacité variable du circuit oscillant, le réglage du niveau d'oscillation influe sur la fréquence de l'émetteur. Mais cette influence est faible, la capacité de la chaîne de réaction étant en général petite, et sa variation aussi, en regard de la capacité d'accord C. D'ailleurs, la réaction par capacité n'étant pas critique, il est possible de corriger la dérive introduite par le réglage de la réaction en retouchant le vernier de fréquence, sans altérer la qualité du signal.

Les calculs effectués sur ces oscillateurs [21] démontrent qu'il est possible d'avoir une oscillation avec des valeurs élevées pour les capacités de réaction. L'expérience montre cependant que ces valeurs élevées ne conviennent que pour les fréquences faibles. Au contraire, pour les fréquences plus grandes, on a intérêt à prendre des capacités assez petites, surtout pour la branche fixe de la chaîne de réaction. Il est bien entendu que toutes ces conditions ne concernent que le seuil d'oscillation, qui nous intéresse tout particulièrement.

Pratiquement, nous avons été conduits à installer, pour la branche fixe de la réaction, un contacteur à douze positions permettant de sélectionner douze capacités dont les valeurs s'échelonnent de 4,5 à 70 pF en progression géométrique; de cette façon, la progression de la valeur du taux de réaction est constante d'une position à la suivante. La branche variable est constituée par un condensateur à air de 180 pF, auquel on peut adjoindre éventuellement 120 pF en parallèle; cet appoint s'avère nécessaire pour les fréquences faibles.

Ainsi équipé, l'oscillateur fournit une bonne sinusoïde entre 2 et 50 MHz, étant entendu que l'on emploie plusieurs bobines oscillatrices pour couvrir cette gamme de fréquence. Il est cependant intéressant de noter que la grande souplesse obtenue dans la réaction permet d'être entièrement garanti contre le vieillissement des diverses pièces de l'oscillateur (lampe, résistances, capacités).

Ayant éventuellement à rechercher des raies perdues dans le bruit de fond, en les enregistrant après une démodulation synchrone, il nous a paru utile d'avoir un contrôle visuel du niveau d'oscillation, sensible particulièrement aux niveaux faibles. Nous avons essayé, au lieu de dériver la haute fréquence à la masse par le by-pass C_2, de redresser cette haute fréquence avant ou après amplification, pour attaquer ensuite la grille d'un trèfle cathodique; mais la variation de tension était trop faible pour permettre la mise en œuvre simple de ce principe. Il nous a semblé plus pratique et plus rationnel de baser notre indicateur sur la mesure du courant plaque de notre oscillateur. La mise en oscillation correspond en effet à une variation de courant suffisamment importante pour que la variation de tension correspondante, amplifiée par une EF42 montée en triode, puisse être nettement visible sur un trèfle cathodique EM81. Pour pouvoir régler la sensibilité de ce contrôle visuel, nous avons prévu la possibilité de faire une variation de tension artificielle du même ordre que celle due à une mise en oscillation; pour cela, nous mettons en court-circuit une résistance de 1500 ohms dans la charge de plaque.

2. *Circuit oscillant.*

Il y a deux façons de construire le circuit oscillant. On peut mettre la capacité d'accord soit en parallèle sur la bobine, soit en série avec elle. L'avantage du circuit série a été signalé par Gabillard [19, 21], qui voit là un moyen de ne pas tenir compte de la présence du câble

reliant la bobine à l'oscillateur: le rôle de la capacité parasite correspondante est minimisé tant que la valeur de la capacité d'accord C lui est inférieure. Le bénéfice est donc très net pour les fréquences élevées (au-dessus de 50 MHz), d'autant plus que la qualité du signal est améliorée. Mais un tel montage convient moins bien pour les plus basses fréquences. L'expérience nous a montré que, dans le domaine de quelques dizaines de MHz, on a intérêt à adopter un circuit oscillant parallèle. Dans les autodynes que nous avons construits, l'accord a été presque toujours effectué à l'aide d'un condensateur à air de 180 pF.

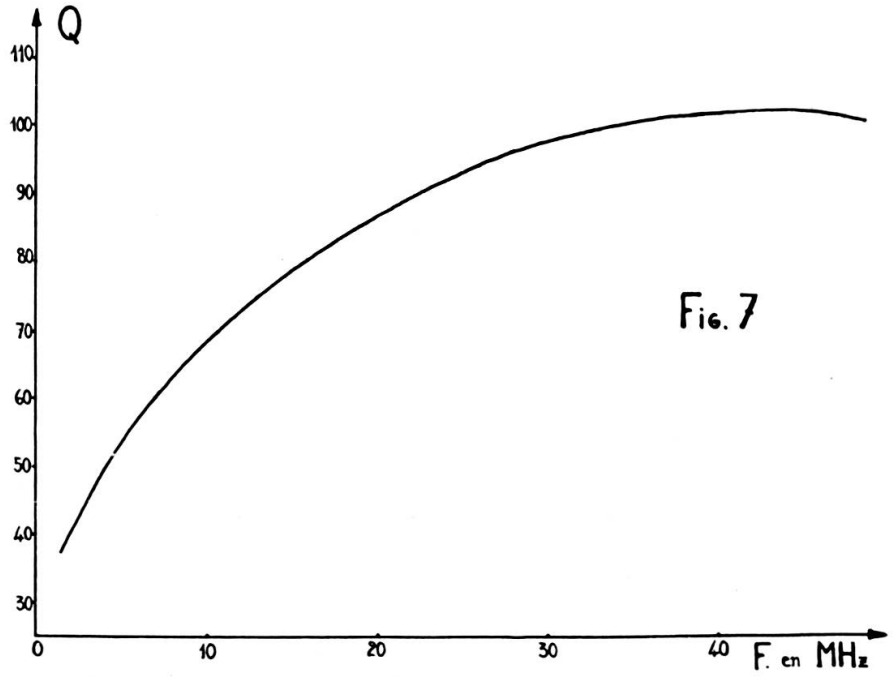
Nos efforts dans l'étude du circuit oscillant ont principalement porté sur la bobine réceptrice. Il est bien connu en effet que l'intensité des signaux dépend, en plus des facteurs nucléaires, des caractéristiques de la bobine (induction et coefficient de surtension). L'obtention de la qualité optimum de la bobine est compliquée par le fait que ses dimensions géométriques sont imposées en général par la configuration spatiale du champ continu dans lequel sera faite l'expérience. Dans notre cas, l'examen de la largeur des raies obtenues et l'étude de la forme des signaux nous ayant fourni la valeur approximative des gradients du champ continu, nous avons estimé que des bobines de 7 mm de diamètre intérieur permettraient d'avoir à la fois des raies fines et un volume d'échantillon suffisant. Nous avons construit des bobines munies de fiches vissées dans le mandrin en plexiglas servant de support, donc facilement interchangeables; elles ont 15 mm de long; leur coefficient de surtension est toujours supérieur à 90, et atteint 160 pour les fréquences élevées.

Si ces bobines relativement grosses nous ont permis de faire des essais qualitatifs et quantitatifs d'ordre physique et chimique, elles étaient trop encombrantes pour effectuer un relevé commode de cartes de champ. Cependant, les premiers tracés que nous avons faits ont été exécutés à l'aide d'une très petite boule en verre contenant de l'eau avec une concentration adéquate d'ions ferriques; cet échantillon quasi ponctuel était centré dans nos bobines, dont le bon coefficient de surtension compensait la perte énorme sur le coefficient de remplissage: le signal était faible, mais nettement visible.

Dans le but d'avoir des signaux plus intenses, et par là de pouvoir effectuer des mesures dans des régions plus inhomogènes du champ continu, nous avons fait une étude systématique de bobines de 4 mm

de diamètre et 8 mm de long. Ces deux dimensions étant fixées, nous ne pouvions jouer que sur le nombre de spires, c'est-à-dire le diamètre du fil, pour constituer une série de bobines couvrant une gamme de fréquence la plus étendue possible avec un coefficient de surtension acceptable. Tous les essais ont été faits avec les valeurs de capacités citées précédemment. Les capacités parasites, celle de la canne coaxiale reliant les bobines à l'oscillateur étant la plus importante, étaient de l'ordre de 50 pF.

Dans ces conditions, le coefficient de surtension varie de 40 à 100 entre 2 et 50 MHz. Cette variation est représentée sur la figure 7; il est bien entendu que la courbe tracée ne représente pas l'étalonnage d'une seule bobine, mais l'enveloppe des courbes établies pour



des diamètres de fil régulièrement croissants. Au-dessus de 50 MHz, la figure 7 indique une diminution du coefficient de surtension; celle-ci est due au fait que les bobines construites dans cette région ne sont plus à spires jointives.

Nous avons réuni sur la figure 8 les courbes donnant les fréquences maximum et minimum d'oscillation, en fonction du nombre de spires; l'autodyne employé est celui réunissant les caractéristiques déduites des études exposées précédemment, avec toujours 50 pF de capacité

parasite du circuit oscillant. A titre d'exemple, nous avons tracé les plages d'oscillation de sept bobines permettant de produire de 2 à 46 MHz, avec un recouvrement suffisant d'une plage d'oscillation sur l'autre. Les courbes de la figure 8 nous permettent de déterminer

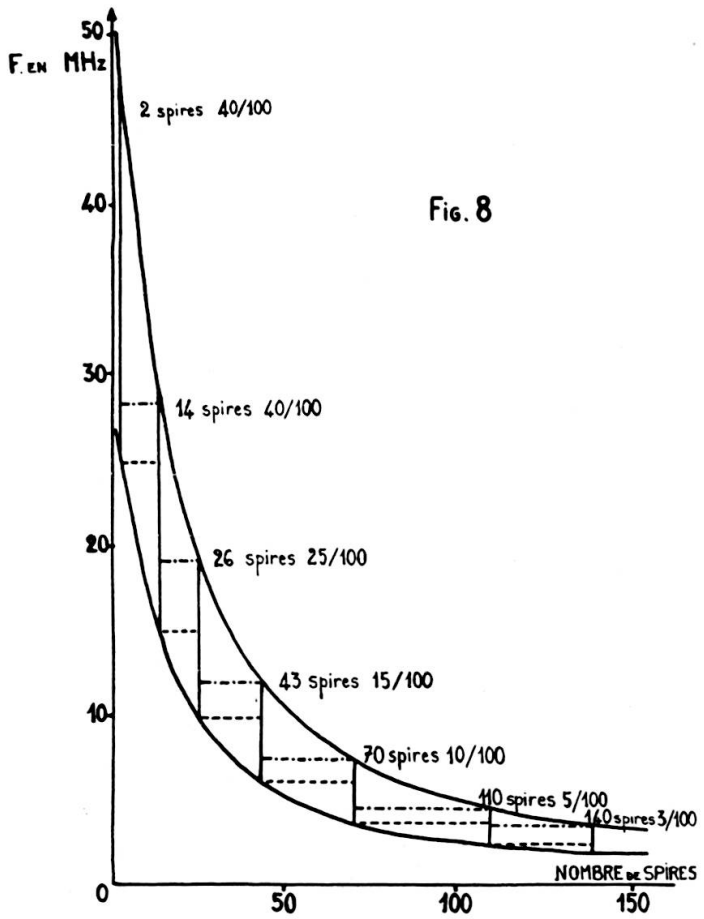


Fig. 8

aisément quelle bobine il faut construire pour faire des essais dans un champ de valeur approximativement connue. Elles nous ont été précieuses dans de nombreux cas.

3. *Stabilité. Bruit de fond.*

La stabilité en amplitude des oscillateurs autodynes est bonne avec une chaîne de réaction capacitive, comme nous l'avons vu précédemment. Du point de vue fréquence, nous avons pu constater une stabilité de 10^{-5} pendant le temps nécessaire à l'enregistrement normal d'une raie; sur une journée, la dérive générale peut atteindre 10^{-4} fois la fréquence émise.

L'influence de l'alimentation est faible: nous avons pu constater une variation de $2 \cdot 10^{-4}$ fois la fréquence émise par volt haute tension à l'entrée de l'oscillateur, et $2 \cdot 10^{-5}$ par millivolt de chauffage. Avec une bonne alimentation haute tension stabilisée, et une batterie de chauffage de capacité suffisante, on est donc assuré d'avoir une stabilité de 10^{-5} fois la fréquence émise. D'autre part, le changement de tube n'introduit pas de variation de fréquence supérieure à 0,01 %, sa capacité propre étant très faible devant les capacités de la chaîne de réaction.

Le bruit de fond est très faible: environ 50 microvolts à la sortie de l'oscillateur. Dans le cas des signaux dus aux protons en phase liquide, avec une observation à l'oscillographe, il n'est en général pas possible de voir simultanément le signal et son bruit de fond.

Par contre, dans le cas simplifié de la figure 2, des oscillations de 10 à 25 kHz prennent naissance, pour certaines valeurs de la réaction, dans la grille, ou plus exactement dans le circuit R_1 C formé avec sa résistance de polarisation. Nous avons supprimé cet effet en remplaçant la résistance de polarisation par une self de choc. Dans ce cas encore, de faibles oscillations à 1 MHz se produisent entre cette self de choc et la capacité grille-cathode; une résistance de 1000 ohms les amortit suffisamment. La polarisation de grille est alors presque nulle, et il est nécessaire d'ajuster la polarisation de cathode (polarisation automatique avec 220 ohms à la masse).

Signalons enfin que le montage, quoique peu sensible à la microphonie, a cependant avantage à être monté dans un boîtier très rigide. Un soin tout particulier doit être apporté à la confection des cannes coaxiales reliant la bobine à l'émetteur, tant au point de vue capacité parasite que rigidité, dans la limite des conditions géométriques imposées.

Le schéma général de l'autodyne que nous avons mis au point est donné figure 9.

Les études auxquelles nous nous sommes livrés sur ce type d'autodyne nous ont montré que cet appareil était très pratique et très robuste; il convient parfaitement pour effectuer des mesures de champ, qui nécessitent un simple repérage. Nous nous sommes basés sur le schéma de la figure 9 pour construire un gauss-mètre dont la précision de lecture n'est limitée que par celle du vernier de fréquence.

Par contre, il s'est avéré que la stabilité de l'amplitude de l'onde émise à faible puissance n'était pas encore assez bonne pour effectuer des études précises de formes et de largeur de raie, ou des estimations

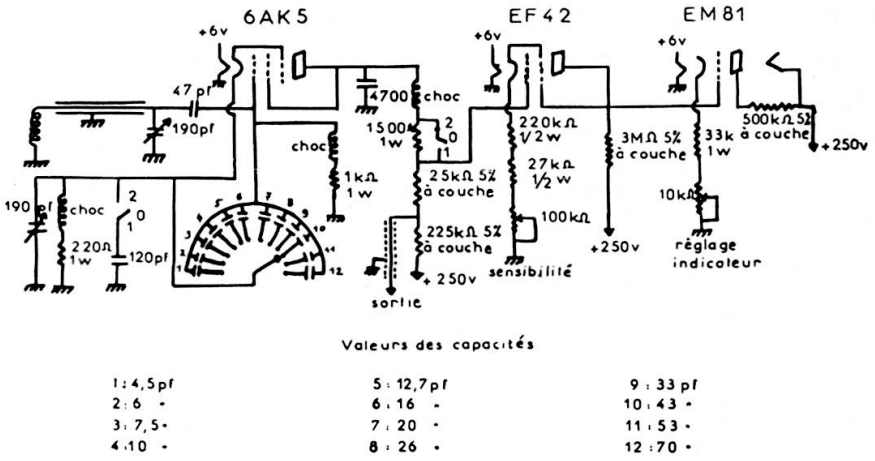


FIG 9 Tête de Mesure du Gaussmètre

quantitatives. Nous avons pensé que les montages du type Bloch, que nous allons examiner maintenant, nous permettraient une meilleure stabilité.

§ 3. Méthode d'induction de Bloch.

a) *Généralités.*

Le pont HF de Purcell [60], et tous les procédés radioélectriques mis au point postérieurement, ont un caractère commun: la tension aux bornes de la bobine réceptrice est toujours grande quand l'émetteur est en fonctionnement.

Par contre, dans la méthode de Bloch, cette tension est théoriquement nulle, et pratiquement très faible. Cela tient au fait que la bobine émettrice, distincte de la bobine réceptrice, a son axe perpendiculaire à cette dernière. Dès lors, le récepteur ne reçoit rien en dehors de la zone de résonance. A l'entrée du récepteur, nous rejoignons la méthode du pont, ce qui nous montre bien que les deux méthodes sont très proches. La seule distinction à faire se situe dans la tête de mesure, tout le reste de l'appareillage étant identique.

L'émetteur est soit à fréquence fixe, soit à fréquence variable. Il doit être à la fois stable en fréquence et en amplitude, cette dernière pouvant être réglée à volonté aux bornes de la bobine émettrice. L'oscillateur sera donc suivi d'un ou de plusieurs étages séparateurs, de manière à fournir une onde suffisamment stable et puissante. Dans le cas d'un émetteur à fréquence continûment variable, la stabilité en fréquence peut être au maximum de l'ordre de 10^{-4} sur un temps très long; mais il est possible d'assurer 10^{-6} sur la durée d'une mesure, et l'appareil sera parfaitement adapté à l'étude des raies larges ou sans structure fine. Les études de haute résolution (une partie pour cent millions) exigent une stabilité en fréquence d'au moins 10^{-8}; il faut dans ce cas employer des oscillateurs à quartz de montage très soigné délivrant une fréquence fixe; notons que les progrès en haute résolution ne sont actuellement limités que par le manque d'homogénéité du champ magnétique continu.

Le récepteur sera aussi sensible que possible, et il aura un grand coefficient d'amplification. Pour cela, il comprendra un amplificateur HF, un amplificateur MF, un redresseur, et un amplificateur BF ou continu. L'amplificateur HF, dont la lampe d'entrée sera excellente du point de vue souffle (par exemple 6AK5), sert à porter le signal à un niveau supérieur au bruit de la lampe changeuse de fréquence; cet amplificateur HF sera si possible accordé sur l'émetteur. Les lampes employées pour le changement de fréquence introduisant un gros bruit de fond, on s'abstiendra de passer par une MF si l'amplification HF est trop faible. L'amplificateur MF accordé procure à la partie précédant la détection une bande passante réduite (quelques kHz). La détection sera faite par lampe (6AL5 par exemple), plutôt que par une diode à cristal qui amène un bruit de fond trop important. On branche à la suite du détecteur soit un amplificateur BF (s'il s'agit d'une modulation de la résonance), soit un amplificateur continu (enregistrement direct d'une raie non modulée). Pour améliorer la qualité du signal, on emploie souvent un détecteur synchrone; celui-ci peut être placé après l'amplificateur BF (dans le cas d'une modulation BF du phénomène) pour permettre un enregistrement par potentiomètre automatique; on peut l'employer en MF, à la place de la détection, dans le cas d'un passage unique sur la raie (cas de la haute résolution).

Nous venons de décrire sommairement l'équipement électronique d'un spectrographe perfectionné; la plupart des chercheurs n'emploient que quelques-uns des éléments cités, suivant leurs besoins expérimentaux. Mises à part les têtes de mesure, les appareils élaborés ont de fortes similitudes.

Le premier appareil réalisé a été celui de Bloch [9], dont la partie électronique est classique. A la suite d'une longue série d'études menées à l'Université de Standford, sous la direction de Bloch, par Packard, Dharmatti, Yu, etc., Weaver [83] a réalisé un montage perfectionné, d'excellente stabilité. Parallèlement, la Société Varian Associates a mis à profit les études de l'équipe de Standford pour construire des appareils commerciaux qui ont été améliorés d'année en année.

D'autres appareils ont été également construits par Packard [48], pour la stabilisation automatique du champ d'un électro-aimant, puis par Proctor [59] et Arnold [2], en vue d'études d'ordre chimique. Tout récemment, la Société Trüb-Tauber a débuté la fabrication d'un spectrographe, basé sur le même principe que celui de Varian, mais de réalisation différente (aimant permanent stabilisé, tête de mesure originale). Rappelons également, dans le domaine particulier des champs faibles et très faibles, les nombreux travaux de l'équipe de Genève.

b) *Montage adopté.*

Les résultats obtenus par Weaver [83] avec son appareil nous ont encouragés à monter un système analogue au sien. En particulier, son récepteur est un amplificateur HF à 9 étages non accordés, ce qui explique le gain faible obtenu (100 environ de 4 à 10 MHz). Chaque étage est formé par une 6AK5, qui donne un gain de 1,67. L'expérience nous a montré qu'il est nécessaire de trier les lampes pour obtenir un tel gain; nous avons d'ailleurs fini par adopter des lampes de la série sécurité renforcée, de pentes excellentes. Dès lors, les possibilités du montage sont encore plus étendues: en mettant la meilleure lampe à l'entrée (gain de l'ordre de 1,85), nous avons obtenu un coefficient d'amplification supérieur à 100 de 2,5 à 12 MHz. Entre 4 et 10 MHz, ce coefficient est sensiblement constant, et égal à 160. L'onde HF amplifiée est redressée par une diode germanium; nous avons employé une IN48, dont le seuil de linéarité se situe à 100 mV

efficaces vers 10 MHz. Le récepteur ne fonctionne donc qu'avec au minimum 1 mV efficace à l'entrée; nous verrons qu'il en est toujours ainsi pour des raisons pratiques concernant la forme des raies. Il se sature vers 20 mV efficaces à l'entrée, soit environ 3 V efficaces à la sortie.

L'émetteur est un push-pull Hartley réalisé avec une double triode (6SN7). La puissance fournie est suffisante pour donner un courant grille adéquat dans un étage séparateur et amplificateur. Dans son mémoire original, Weaver préconise l'emploi d'une émettrice de faible puissance dans l'étage de séparation; il donne en particulier un schéma comprenant une 832A, double tétrode à faisceaux dirigés pouvant fournir 25 watts, jusqu'à 200 MHz, aux bobines émettrices qui constituent sa charge plaque. Les difficultés que nous avons eues à nous procurer cette lampe nous ont contraints au début à essayer un montage comprenant deux 6L6 en push-pull; mais l'adaptation de la charge plaque, obligatoirement plus forte que celle de la 832A, nous a fait mettre une résistance importante en série avec le circuit émetteur. Dans ces conditions, l'intensité HF est trop faible pour obtenir un champ HF convenable dans la bobine émettrice. Nous avons donc employé définitivement la 832A lorsque nous avons pu en faire l'acquisition.

c) *Tête de mesure.*

Si l'émetteur et le récepteur nécessitent un montage soigneux (rigidité, blindage, stabilité), la tête de mesure a des exigences bien supérieures. C'est de sa qualité que dépendent la forme et l'intensité du signal.

La théorie montre que le rôle du champ HF alternatif et sinusoïdal est de mettre en phase les mouvements des gyroscopes élémentaires. Dès lors, on a pu définir une résultante tournante $\vec{M}$ des moments élémentaires, dont la projection dans un plan normal au champ directeur continu fait un angle constant avec la composante tournante « active » du champ HF. La projection de $\vec{M}$ se décompose en deux quantités alternatives et sinusoïdales: l'une, en phase avec le champ haute fréquence $\vec{H}_1$, est la composante M_x dite de dispersion; l'autre, en quadrature avec $\vec{H}_1$, est la composante M_y dite d'absorption. Mesurées le long du champ $\vec{H}_1$, c'est-à-dire parallèle-

ment à l'axe de la bobine émettrice, ces deux composantes ont deux effets distincts: M_x, en phase, produira une variation d'amplitude de $\vec{H}_1$; M_y, en quadrature, une variation de phase de $\vec{H}_1$. Les récepteurs employés étant uniquement sensibles aux variations d'amplitude, on voit donc que les mesures le long de l'axe de la bobine émettrice fourniront exclusivement M_x.

La méthode de Bloch consiste à faire des mesures dans une direction orthogonale à celle de $\vec{H}_1$, dans le but essentiel de ne pas être gêné par une tension HF constante très forte et inutile à l'entrée du récepteur. En fait, les systèmes réels ne sont pas parfaits, et on reçoit un peu de la tension due à l'émetteur dans la bobine réceptrice. Le champ HF qui crée cette tension résiduelle reçue est en phase avec $\vec{H}_1$, puisque c'est en fait une partie de $\vec{H}_1$; mais la position géométrique de la bobine réceptrice équivaut à un déphasage de 90°, par rapport au champ de l'émetteur, du champ selon lequel est faite la mesure. En dehors de toute compensation, on recevra donc la composante M_y, qui se présentera comme une variation d'amplitude, M_x ne provoquant qu'une variation de phase indétectable.

Ceci est valable tant que le champ HF dans la bobine réceptrice est grand par rapport à $\vec{M}$. Si cette condition n'est pas remplie, M_x et M_y provoqueront tous les deux une variation d'amplitude et une variation de phase. Il en sera de même si le champ HF dans la bobine réceptrice, même grand en regard de $\vec{M}$, a une phase quelconque par rapport à $\vec{H}_1$, différente des cas simplifiés $\varphi = 0°$ et $\varphi = 90°$. Dans les deux cas, le signal observé sera intermédiaire entre les deux formes caractéristiques théoriques, et inutilisable.

Par contre, si une compensation totale du champ en phase avec l'émission dans la bobine réceptrice est accompagnée de la production dans cette bobine d'un champ en quadrature avec l'émission et de grandeur suffisante, c'est la composante M_x qui sera visible (variation d'amplitude), et la composante M_y ne sera pas reçue (variation de phase).

Ceci nous montre clairement l'énorme importance que revêtent les contrôles de phase et d'amplitude aux bornes du récepteur. Il faut d'une part diminuer la tension résiduelle jusqu'à un niveau acceptable à l'entrée du récepteur, tout en la maintenant grande par rapport au signal, et d'autre part maintenir la phase de cette tension à la valeur

désirée (en général celle donnant M_y seul). Les signaux étant en général très faibles, le problème essentiel reste donc d'abaisser la tension résiduelle de manière à travailler dans une zone linéaire du récepteur, loin de toute saturation. Malgré sa simplicité apparente, nous voyons donc que la méthode de Bloch nécessite les mêmes réglages que celle du pont de Purcell. La seule différence réside dans la manière d'effectuer ces réglages.

Il y a deux manières de compenser la tension résiduelle reçue. On peut soit en supprimer la cause, en agissant sur le champ présent dans la bobine réceptrice, soit en supprimer l'effet, par une méthode d'opposition.

La méthode d'opposition, ou de compensation « électronique », a été employée en particulier par Primas et Günthard [57] dans le spectrographe qu'ils ont mis au point et qui est fabriqué par la Société Trüb-Tauber. Une partie de la tension prise sur les bobines émettrices est réinjectée en opposition de phase dans la bobine réceptrice; cette compensation est variable en amplitude, et peut être corrigée légèrement en phase de manière à s'adapter exactement à la tension résiduelle. Mais cette méthode ne peut corriger qu'une tension résiduelle relativement faible, obtenue par un calage mécanique préalable optimum des bobines émettrice et réceptrice l'une par rapport à l'autre. Un système analogue avait été déjà décrit par Gvosdover et Ievskaya [30].

Si l'on désire agir sur le champ résiduel lui-même, il est nécessaire aussi de commencer par une construction géométriquement excellente, avec éventuellement un calage des pièces l'une par rapport à l'autre, après des essais par tâtonnement [10, 83]. Il ne reste plus alors qu'à effectuer un réglage fin, et ultra-fin si nécessaire. Dans son mémoire original, Bloch préconise l'emploi d'une palette (un « paddle »), et de nombreux auteurs ont suivi son exemple [2, 4, 42, 48, 59, 83]. Cette palette est une pièce métallique (non magnétique: cuivre ou laiton) que l'on peut déplacer dans le champ $\vec{H}_1$; son but est de déformer les lignes de champ HF de manière à annuler les fuites de $\vec{H}_1$ dans la bobine réceptrice. La palette sera donc placée tout près de cette bobine; elle sera mobile dans un plan orthogonal au champ $\vec{H}_1$.

Ce mode de compensation ne se prête que difficilement à une évaluation théorique. L'expérience montre cependant qu'il est efficace.

Malheureusement, en plus de son action sur la composante en phase avec l'émission HF, la palette introduit une composante en quadrature due aux courants de Foucault. Il est donc nécessaire, pour contrôler totalement la tête, d'installer un moyen sélectif de réglage du champ en quadrature avec $\vec{H}_1$. Certains auteurs ont là encore fait appel à des méthodes « électroniques », analogues à celles déjà signalées, mais simplifiées, puisque la tension correctrice est de très faible amplitude et de phase fixe; citons les travaux de Packard [48], Levinthal [42], Baker [4]. Weaver [83] a mis au point un mode de contrôle original du champ HF en quadrature avec $\vec{H}_1$: il utilise une bobine circulaire dont le plan des spires est parallèle à celui des spires émettrices; cette bobine circulaire est branchée aux bornes d'une autre bobine, carrée, dont le plan des spires est perpendiculaire à celui des spires rondes (fig. 10). L'ensemble des deux bobines est monté sur un support en plexiglas mobile autour de l'axe de la bobine circulaire. Ce système permet d'induire par les spires rondes une tension HF sensiblement constante vis-à-vis de la rotation autour de l'axe du support; cette tension HF permet à la bobine carrée

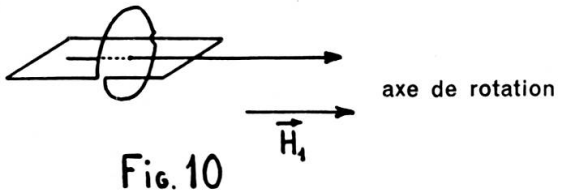


Fig. 10

Principe du noyau de réglage

d'émettre un champ constant lui aussi. Mais le flux envoyé vers la bobine réceptrice est fonction de l'angle que font les plans des spires des bobines réceptrice et carrée. La tension résiduelle aux bornes de la bobine réceptrice sera donc régie par l'angle de rotation du « noyau » de réglage utilisé. Weaver préconise de plus que l'impédance du noyau soit à prédominance résistive, de manière à émettre un champ de correction en quadrature avec $\vec{H}_1$.

Essais effectués.

La première tête que nous avons expérimentée était inspirée de celle de Weaver [83]. Elle comprenait en particulier deux bobines émettrices situées symétriquement de part et d'autre de la bobine

réceptrice. La condition de perpendicularité des directions d'émission et de réception était respectée; mais nous nous étions aussi ménagés la possibilité de déplacer légèrement une des bobines émettrices pour effectuer un équilibrage grossier de la tête. Ce déplacement, commandé par une vis micrométrique, nous a donné pleinement satisfaction en ce qui concerne l'équilibrage proprement dit. Mais la mobilité des pièces de la tête rend difficile un calage efficace après réglage. La tête ainsi élaborée était très sensible à la microphonie d'origine mécanique. De plus, les réglages de phase et d'amplitude de la tension résiduelle, que nous avons pris du type Weaver (palette et noyau bobiné), ont été prévus trop petits, donc trop peu efficaces. L'annulation était faible; nous avons cependant réussi à abaisser la tension résiduelle à un niveau suffisant pour ne plus saturer l'amplificateur HF du récepteur, sans toutefois parvenir à fonctionner dans une zone linéaire. Dans ces conditions, les signaux obtenus étaient faibles. Cette première tête nous a cependant permis de tirer les enseignements nécessaires à l'élaboration d'une tête plus perfectionnée et plus rigide.

La nouvelle tête a été taillée dans un bloc de plexiglas parallèlipipédique rectifié $33 \times 33 \times 65$ mm. Les bobines émettrices, sensiblement en position d'Helmholtz, sont situées dans deux gorges de 4 mm de long et 31 mm de diamètre. Elles sont bobinées à spires jointives et comprennent chacune 7 tours de fil de cuivre vernissé 40/100. Le fond de la gorge a été rectifié en vue de le rendre parfaitement cylindrique; le bobinage a été fait avec soin, puis fixé par collage.

Un logement cylindrique percé entre les bobines émettrices et passant par le centre de symétrie du système sert à recevoir, à frottement dur, un cylindre creux en plexiglas 11/7 d'axe normal à celui des bobines émettrices. Sur ce cylindre est taillé une gorge rectifiée de 10 mm de long et 9 mm de diamètre, dans laquelle est logé le bobinage récepteur (27 tours de fil 35/100); ce bobinage est fixé par collage, comme celui des bobines émettrices.

Toutes les cotes ont été exécutées, comme nous les avions fixées, à environ 1/100e de millimètre. En effet, en appelant θ l'écart angulaire de l'axe de la bobine réceptrice par rapport à sa position théorique, la tension résiduelle induite est de l'ordre de sin θ de la tension aux bornes de la bobine émettrice. Nous avons effectué des calculs approximatifs, sur la base d'un champ de 0,01 gauss (optimum pour

les protons de l'eau contenant des ions ferriques en concentration M/100) et d'un coefficient de surtension de 100 pour la bobine réceptrice accordée; on trouve qu'un écart de 1/10e de millimètre sur le centrage du logement contenant la bobine réceptrice provoquera l'apparition de quelques volts HF résiduels, vers 10 MHz, aux bornes de la bobine réceptrice. C'est effectivement ce que nous avons trouvé expérimentalement, mais une partie de la tension résiduelle est due à l'influence des fils de sortie et d'entrée. Un soin tout particulier doit être apporté à la réalisation de ces connections: elles seront courtes, rigides, et si possible situées dans un plan orthogonal à la fois aux spires émettrices et réceptrices.

Pour des questions de surtension à la réception, nous avons placé le condensateur d'accord correspondant dans un compartiment spécial bien blindé de la tête. Il s'agit d'un condensateur à air de 30 pF muni d'un système de blocage. La liaison entre le circuit accordé et le récepteur est faite par un coaxial souple de longueur appropriée, tandis que les bobines émettrices sont alimentées par une ligne bifilaire (puisque l'émetteur est symétique) blindée par un tube de cuivre très rigide servant à supporter la tête de mesure.

C'est sur la tête de mesure que nous venons de décrire que nous avons fait la majorité de nos essais d'annulation de tension résiduelle. Nous avons essayé le système de Weaver (palette et noyau bobiné); les études entreprises sur les palettes nous ont rapidement montré que la forme à donner à ces plaques métalliques est imprévisible: seule l'expérience peut la fournir. Ayant prévu dans notre tête un volume libre de réglage trop faible, nous avons eu de grosses difficultés à obtenir une annulation suffisante pour permettre l'étude de l'influence du noyau bobiné.

Ce noyau, d'après Weaver, doit être en prédominance résistant pour émettre un champ en quadrature avec le champ résiduel. Mais si l'impédance du noyau est trop forte, il est parcouru par un courant faible, et le champ correcteur est insuffisant. L'impossibilité de prévoir l'effet quantitatif de la palette a eu pour conséquence de nous contraindre à une étude expérimentale approfondie de la partie résistive de l'impédance des noyaux. Parallèlement, nous avons fait des calculs pour déterminer l'ordre de grandeur des selfs des bobinages ronds et carrés des noyaux, et la phase approximative du champ émis. La somme de résultats obtenus nous a conduits à la conclusion sui-

vante: il est possible, aussi bien théoriquement que pratiquement, de corriger presque totalement la grandeur de la résiduelle avec un seul noyau; il en faut seulement deux pour régler à volonté phase et amplitude. Un nombre de noyaux supérieur à deux n'est pas indispensable, mais peut être utile pour effectuer un réglage fin.

Soit en effet deux axes rectangulaires (fig. 11) représentant dans un plan complexe les directions de phase nulle et de quadrature avec le champ $\vec{H}_1$. Le vecteur champ résiduel $\vec{H}_r$ est couché sur l'axe de phase nulle. L'émission de champ HF due à un noyau a une phase constante, en première approximation (en négligeant l'effet de mutuelle induction entre les spires rondes du noyau et la bobine

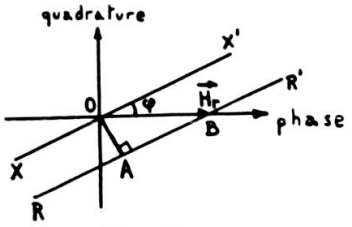
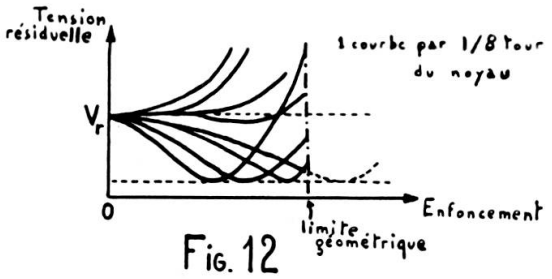


Fig. 11.

Action d'un seul noyau

d'émission); mais l'amplitude efficace est variable en fonction de la rotation du noyau et de sa distance à la bobine d'émission. Le vecteur champ efficace émis par le noyau est toujours porté par une droite XX′ faisant un angle φ avec l'axe de phase nulle (φ est la phase du champ émis). Prenons, comme c'est le cas de la figure 11, un noyau à résistance faible et self élevée: φ est inférieur à 45°, et le vecteur champ résiduel sera la somme du champ $\vec{H}_r$ et du champ émis par le noyau. Le lieu de l'extrêmité du vecteur champ résiduel est une droite RR′ parallèle à XX′. La figure montre clairement que l'on peut choisir à volonté la phase ou la grandeur de la résiduelle, mais que le choix de l'une fixe automatiquement l'autre, les deux paramètres n'étant pas indépendants. Si l'on trace expérimentalement les courbes donnant la hauteur de la résiduelle en fonction de l'enfoncement du noyau dans la tête, on aura deux genres de courbes suivant l'orientation du plan des spires carrées: ou bien la tension résiduelle augmente continûment (on parcourt RR′ de B vers R′, B étant le point d'intersection de RR′ et de l'axe de phase nulle); ou bien elle diminue (on parcourt

RR′ de B vers R), en passant ou non par un minimum (suivant la valeur maximum de la tension induite par le champ de correction). La tension minimum est proportionnelle à OA, distance entre XX′ et RR′. On a donc intérêt à prendre φ le plus petit possible, ce qui est évident. Un noyau est d'autant plus efficace que le minimum atteint est plus faible: ce critère simple permet de choisir le noyau convenant le mieux à la fois en phase et en amplitude. Un faisceau de courbes expérimental concernant un noyau est donné figure 12.



Action d'un seul noyau

Le meilleur noyau est évidemment celui comprenant le plus grand nombre de tours de fil le plus gros possible (forte self et faible résistance); dans notre cas, les mandrins en plexiglas étant faits une fois pour toutes, le remplissage des gorges taillées dans ces mandrins limite le nombre de tours. Il y a aussi une limite au nombre de tours due à la capacité répartie qui, bien que faible, joue un rôle croissant avec le remplissage. Finalement, il faut prendre un moyen terme; avec des noyaux dont les spires rondes ont un diamètre moyen de 11,5 mm et les spires carrées 9,5 mm de côté, nous avons trouvé un optimum, suivant la fréquence, de 30 à 50 tours de fil de manganin 8 à 10/100e; les noyaux sont enfoncés concentriquement à une des bobines émettrices, et les essais ont été faits de 2,5 à 10 MHz.

Les nombreux noyaux que nous avons bobinés nous ont apportés d'autres enseignements précieux: nous avons par exemple remarqué que l'on avait toujours intérêt à mettre le même nombre de tours pour les spires rondes et carrées. Ceci semble logique, le périmètre étant sensiblement le même dans les deux cas. De plus, le nombre de tours est assez critique: à 10 MHz, le meilleur noyau, pour notre tête, est celui comprenant 50 tours ronds et 50 tours carrés; on ne peut pas se permettre une erreur de plus de deux tours en plus ou en

moins. Cependant ce caractère critique (4%) ne concerne que l'optimum des qualités. Dans la pratique, pour la même fréquence, on peut prendre un noyau ayant de 40 à 60 tours; l'annulation est moins bonne mais encore très suffisante. De même, un noyau optimum pour 9 MHz convient encore bien de 7 à 11 MHz. Signalons enfin que tous ces résultats s'entendent pour un mode de bobinage bien déterminé: nous avons bobiné d'abord toutes les spires carrées, puis toutes les spires rondes. Si l'on effectue la même opération en commençant par les spires rondes, les résultats sont un peu modifiés; si, par contre, on bobine successivement une spire ronde, puis une spire carrée, et ainsi de suite jusqu'au nombre de tours désiré, les propriétés du noyau sont totalement annulées, probablement à cause du changement dans la capacité répartie.

Nous venons d'examiner l'évolution possible de la tension résiduelle corrigée par un noyau unique. La figure 13 tient compte de l'introduction d'un autre noyau dont le vecteur champ émis s'appuie

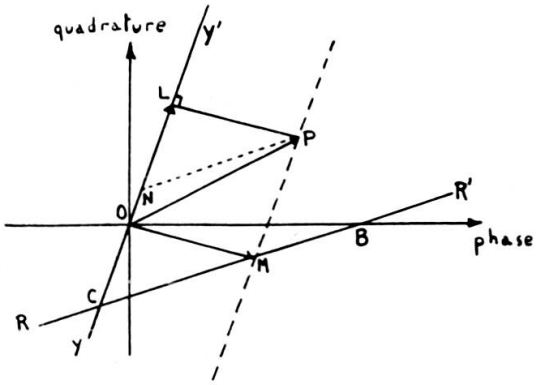


Fig. 13

Action de deux noyaux

sur la droite YY'. Prenons un point P quelconque dans le plan complexe; soient CM et CN ses coordonnées dans le système de coordonnées obliques ($\vec{RR'}$, $\vec{YY'}$) d'origine C; traçons la droite parallèle à OM et passant par P, qui coupe YY' en L. Nous avons:

$$\vec{OP} = \vec{OM} + \vec{MP} = \vec{OM} + \vec{CN} = \vec{OM} + \vec{OL}$$

Or $\vec{OM}$ est un champ résiduel dû à la combinaison de H_r et du premier noyau, et $\vec{OL}$ est le champ correcteur dû au deuxième noyau.

Nous voyons donc que la présence de deux noyaux a ajouté une dimension dans la correction: à tout point P du plan complexe, on peut associer un vecteur champ résiduel $\vec{OP}$ qui est la résultante de $\vec{H}_r$ et des champs correcteurs des noyaux; c'est une façon de dire que l'on peut toujours trouver une position des deux noyaux telle que l'on obtienne la phase et l'amplitude fixées à l'avance; cette obtention se fait d'une manière et d'une seule.

Nous avons déjà vu que de nombreuses raisons concordent pour choisir de préférence la composante M_y du moment nucléaire, portée dans la bobine réceptrice par un champ résiduel en phase avec le champ produit par l'émetteur. Nous avons donc intérêt à choisir, sur la figure 13, le point P sur l'axe de phase nulle, et assez près de 0. La valeur maximum exigée pour le champ émis par le deuxième noyau sera donc $\vec{CO}$, qui annule totalement la résiduelle.

On a donc avantage à avoir $\vec{CO}$ le plus petit possible, c'est-à-dire un des noyaux principalement résistant (φ proche de 90°) et l'autre principalement selfique (φ presque nul). Remarquons cependant bien que, dans la mesure où l'émission due aux noyaux est suffisante, les conditions imposées à φ sont peu critiques. Tant que les noyaux ne sont pas rigoureusement identiques (XX′ parallèle à YY′), le choix des. points P n'est limité que par l'amplitude du champ émis par les noyaux

L'expérience a parfaitement confirmé les vues théoriques exposées. Si l'on prend comme premier noyau un de ceux permettant d'avoir une tension résiduelle minimum très faible, le choix du deuxième noyau a une importance secondaire; il suffit en effet d'un champ émis beaucoup plus faible que celui du premier noyau, et de nombreux bobinages conviennent. On peut même employer une petite palette, qui a un effet tout à fait analogue à un noyau.

L'originalité de notre montage consiste donc à prendre non pas une palette, mais un noyau, comme moyen de réglage principal. Fondamentalement, cela revient au même; mais pratiquement, il est possible de suivre logiquement l'évolution du réglage en fonction des paramètres du bobinage (nombre de tours, diamètre des spires, diamètre du fil, nature du conducteur); il suffit de quelques essais pour déterminer la bobine optimum. De plus, il semble que, à encombrement identique, un noyau est beaucoup plus efficace qu'une palette.

Nous n'avons jusqu'à présent envisagé que l'effet des noyaux. Cette étude nous a montré la nécessité d'avoir un réglage de l'enfoncement et un réglage de la rotation indépendants. Les essais effectués sur la deuxième tête que nous avons construite ont montré que ces deux réglages étaient assez critiques, et devaient être faits avec soin. De plus, il est nécessaire de pouvoir bloquer les noyaux dans la position choisie pour éviter un changement brusque de réglage dû à des vibrations mécaniques.

Nous avons en conséquence élaboré une troisième tête répondant aux spécifications techniques définies plus haut. Son plan général est celui de la figure 14. Le bloc de plexiglas servant de support mécanique aux bobines croisées est identique à celui de notre deuxième tête; les caractéristiques géométriques et électriques des circuits émetteur et récepteur sont également identiques. Le condensateur

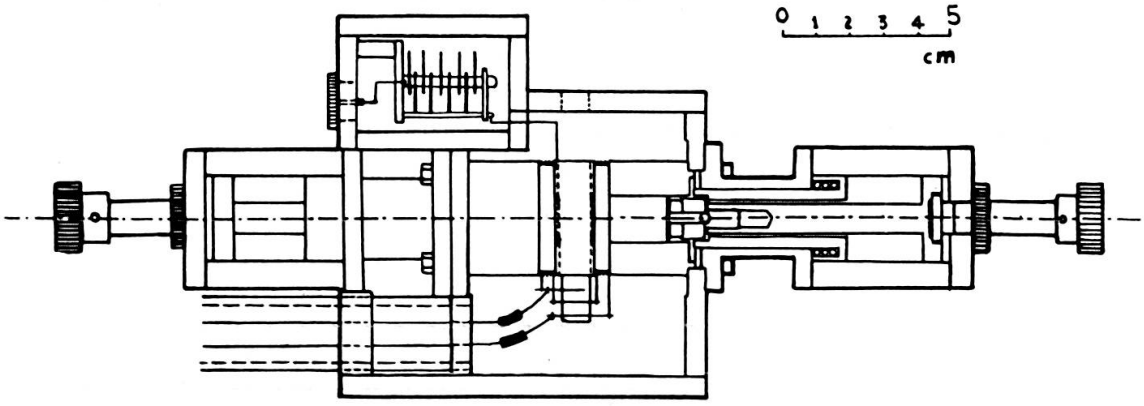


Fig. 14

Plan mécanique de la tête

d'accord de la bobine réceptrice est situé dans un compartiment spécial bien blindé. Toutes les connections sont rigides et rectilignes. Aucun matériau ferromagnétique n'a été employé dans la fabrication des pièces, qui ont été soigneusement nettoyées pour éliminer les poussières ferromagnétiques éventuellement déposées au cours de l'usinage. La carcasse de la tête est en duralumin; elle est entièrement démontable, toutes les pièces étant vissées, avec éventuellement un centrage par goupilles.

L'enfoncement des noyaux de réglage est assuré par une vis qui pousse un mandrin en plexiglas de section carrée dans un guide carré. Le noyau lui-même est vissé sur ce mandrin pour permettre un changement aisé et rapide. Le guide carré est soudé dans un guide rond de même axe de manière à pouvoir effectuer une rotation de l'ensemble autour de cet axe. Cette rotation est à frottement dur grâce à un ressort contre lequel frotte une des pièces au cours de la rotation. Pour éviter un avancement simultané à la rotation, un écrou est susceptible de bloquer la vis de réglage.

C'est cette troisième tête que nous avons utilisée pour faire la plupart de nos essais d'enregistrement et d'études phénoménologiques et chimiques. Elle s'est révélée à l'usage excellente. Nous envisageons cependant diverses transformations qui nous paraissent utiles. En particulier, nous avons déjà vu que le réglage de position des noyaux est assez critique. S'il est très aisé de trouver un point de fonctionnement à résiduelle faible et de phase convenable, puis de bloquer les réglages dans cette position, il est par contre difficile d'arriver à l'annulation totale de la tension résiduelle. Nous y sommes cependant parvenus, puisque nous avons pu effectuer des enregistrements directs de la tension résiduelle continue à la sortie de l'amplificateur HF muni de son redresseur, sur l'échelle 1 mV d'un potentiomètre automatique; cet essai montre que la tension HF aux bornes de la bobine réceptrice était inférieure à 10 μV. Cependant, pour atteindre de façon commode ces zones de fonctionnement, il paraît souhaitable d'effectuer un réglage grossier par les moyens que nous avons décrits précédemment, et de le compléter par un réglage fin employant des noyaux plus petits. Nous pensons en particulier que l'emploi de quatre noyaux bobinés (deux gros, deux petits) doit donner pleine satisfaction.

Les autres modifications que nous projettons de faire concernent les positions respectives des bobines émettrices et réceptrice. L'étude expérimentale des raies obtenues et de la manière de les obtenir nous a montré que le champ HF très faible employé en résonance magnétique nucléaire ne nécessite pas une localisation de la bobine réceptrice au centre d'un système de bobines émettrices en position d'Helmholtz. Ce système est capable de produire un champ à la fois fort et homogène. Mais la valeur de $\vec{H}_1$ est suffisante, et l'homogénéité bien supérieure, si l'on travaille dans le champ de fuite des bobines émettrices.

Nous avons fait à ce sujet des expériences concluantes, avec des bobines émettrices très en dehors de la tête. Nous rejoignons ici les idées de Arnold [2], qui a élaboré une tête de mesure à « flux guidé » qui semble être la meilleure de celles connues actuellement.

§ 4. Appareillage annexe.

a) *Alimentations.*

Pour faire fonctionner les divers appareils utilisés en spectroscopie hertzienne, il est nécessaire d'avoir d'une part des alimentations basse tension (6 ou 12 volts pour les chauffages filament), et d'autre part des alimentations haute tension (plaques des lampes). Les grosses amplifications qui portent les signaux à un niveau suffisant pour l'observation oscillographique ou l'enregistrement imposent, comme nous l'avons déjà vu, un blindage soigneux des oscillateurs et récepteurs. Les mêmes raisons conduisent à bannir tout chauffage alternatif, pour n'employer qu'un courant parfaitement continu et stable. A ce point de vue, des batteries de capacité suffisante conviennent très bien.

De nombreux auteurs conseillent aussi l'emploi de batteries pour les alimentations haute tension. Mais les accumulateurs haute tension de laboratoire, de faible capacité (quelques ampères-heures), se détériorent rapidement malgré un entretien régulier. Pourtant, ils sont parfois bien commodes: utilisés comme alimentation, celle-ci ne peut être mise en cause lorsqu'on observe des perturbations, intermittentes ou continues, accompagnant un signal. Cependant, l'expérience nous a montré que les alimentations continues haute tension stabilisées, vendues dans le commerce, étaient toujours satisfaisantes, à condition de les filtrer avec soin.

b) *Détecteur synchrone.*

Cet appareil est indispensable lorsqu'on est en présence de raies faibles, voire perdues dans le bruit de fond. Il permet en effet l'étude sélective d'une fréquence particulière, les autres étant éliminées par une intégration à constante de temps suffisante. L'amélioration apportée à la qualité des signaux est alors très sensible.

Nous nous sommes inspirés, pour la construction d'un détecteur synchrone, de celui décrit par Cox [12]. Il se compose d'une double diode (6AL5) dont les deux parties sont débloquées alternativement en synchronisme avec le signal; toutes les autres fréquences sont aussi redressées, mais la tension continue qui en résulte varie à chaque déblocage. Une intégration électrique classique type RC élimine donc le bruit de fond; la tension continue « signal » est ensuite amplifiée avant d'être enregistrée.

Nous avons construit plusieurs modèles de redresseurs synchrones type Cox de manière à en étendre les possibilités tout en les adaptant à nos besoins. Le montage définitif a été fait sous la forme de rack. L'intégration est assurée par une cellule dont la capacité est sélectionnée par un contacteur; des constantes de temps supérieures à celles internes à l'appareil peuvent être obtenues en branchant une capacité de valeur convenable aux bornes prévues à cet effet au bas de la face avant. Le déblocage synchrone de la double diode est assuré par un générateur de signaux carrés, interne à l'appareil; ce générateur est commandé par une tension sinusoïdale de référence, prise sur le circuit d'alimentation des bobines de modulation en champ. Un déphaseur, agissant sur la référence sinusoïdale, permet d'appliquer à la double diode des signaux carrés en phase avec le signal de résonance; dans ces conditions, on obtient la tension redressée maximum.

Le principe de ce redresseur synchrone impose un mode de production particulier du signal de résonance; on fait, à 50 Hz par exemple, une modulation en champ très faible par rapport à la largeur de raie. Dès lors, la portion de signal explorée peut être assimilée à une droite dont la pente est proportionnelle au niveau de 50 Hz représentant le signal à l'entrée du détecteur synchrone. Le détecteur fournit donc la dérivée du signal de résonance lorsqu'on fait varier lentement le champ directeur continu pour explorer la raie.

Le détecteur synchrone que nous avons construit fonctionne uniquement en basse fréquence, de 20 Hz à 10 kHz environ. Il améliore trente fois la qualité du signal. Nous avons remarqué qu'il est préférable de travailler à une fréquence différente de celle du réseau; les inductions parasites (blindages ou filtrages insuffisants) sont alors considérées comme un bruit de fond.

c) *Générateurs.*

Pour mettre au point les amplificateurs et les oscillateurs, nous avons à notre disposition un générateur HF (50 MHz à 50 kHz) de bonne stabilité (10^{-3} en fréquence) avec sortie étalonnée. Beaucoup moins exigeants en basse fréquence, nous avons construit un générateur à résistance (4 Hz à 60 kHz), avec sortie basse impédance étalonnée; sa stabilité est de 1% en amplitude et en fréquence.

d) *Amplificateurs.*

Les phénomènes de résonance donnent naissance à des forces électromotrices d'induction très faibles. Il est nécessaire de les amplifier beaucoup pour les rendre commodément mesurables. L'amplification est si possible sélective en haute fréquence et moyenne fréquence. Au contraire, l'amplificateur basse fréquence doit avoir une bande passante suffisante pour admettre toutes les fréquences du spectre de Fourier du signal; pratiquement, il suffit de prendre les harmoniques de la fréquence de modulation jusqu'au rang 20 environ. La modulation des signaux se faisant de quelques Hertz à quelques centaines de Hertz, nous avons construit de petits amplificateurs basse fréquence, permettant de gagner 2500, de 10 Hz à 10 kHz. Ils comprennent deux étages (une EF40, suivie d'une EL41) avec entrée haute impédance (2 mégohms, 25 mV efficaces maximum) et sortie basse impédance. Le bruit de fond maximum à la sortie est de 100 mV pointe, entrée court-circuitée.

Dans le but de faire des enregistrements de raies avec un passage unique, tout aussi bien que des mesures courantes, nous avons construit un amplificateur continu symétrique en entrée et sortie. Son entrée est à forte impédance (500 kohms). Il est constitué par deux EF42, suivies de deux El41. L'équilibrage est fait par les polarisations de cathode. Le gain total est de 3500, avec une entrée maximum de 20 mV. La stabilité est de 1%. Nous avons prévu également une sortie symétrique purement alternative.

Nous avons vu que la modulation du champ directeur continu à une fréquence différente de celle du secteur est souvent avantageuse, lorsqu'on emploie une détection synchrone. Pour réaliser cette modulation, nous utilisons notre générateur BF et un amplificateur

BF de puissance. Ce dernier peut fournir 20 watts; son entrée est à haute impédance (1 mégohm), et la sortie se fait par transformateur, l'impédance d'utilisation pouvant être prise de 1,2 à 500 ohms.

e) *Déphaseurs.*

Si le déphasage des moyennes fréquences est très réalisable avec des déphaseurs à champ tournant, les valeurs de selfs et des capacités deviennent trop élevées en basse fréquence pour de tels appareils. Nous avons donc adopté des déphaseurs à résistances et capacités du type pont; mais le déphasage obtenu ne s'étend pas sur 180°, l'atténuation est forte et la tension de sortie varie un peu avec la phase. Il faut cependant remarquer que ces déphaseurs ne servent que pour la déflexion horizontale des oscillographes de contrôle; on est donc peu exigeant, et on se contente de ces modèles imparfaits à bien des points de vue.

Si l'on veut un déphasage s'étendant sur 180°, on peut brancher le système en pont sur deux phases d'un secteur triphasé pour la première partie du déphasage (0 à 150°), puis sur deux autres décalées de 120° pour couvrir le reste. Une autre solution consiste à incorporer le déphaseur dans un montage amplificateur à trois étages; le premier étage, dont l'entrée est de haute impédance, sert d'adapteur à l'impédance du déphaseur qui est situé entre le premier et le deuxième étage; entre le deuxième et le troisième étage, on installe une possibilité de déphasage supplémentaire de 70° à 80° [branchement d'une capacité par un interrupteur]. Avec une entrée sur le premier étage variable par potentiomètre, et un gain total fixe, nous avons réalisé un appareil capable de déphaser de 0 à 180° en fournissant une tension de sortie maximum de 60 volts efficaces; ce déphaseur admet trois tensions d'entrée maximum, sélectionnées par un contacteur: 25 mV, 18 V et 70 V efficaces. Son fonctionnement est satisfaisant de 20 à 10.000 Hz.

Nous avons monté ce déphaseur sur un panneau-rack, qui comprend aussi un amplificateur B.F. et un amplificateur continu, qui ont été tous deux décrits précédemment.