

50.376
1962
2



50376
1962
2

T H È S E S

présentées à la

**FACULTÉ DES SCIENCES
DE L'UNIVERSITÉ DE LILLE**

pour obtenir le titre d'Ingénieur-Docteur

par

FRANCIS LOUAGE



1^{ère} Thèse : Étude et réalisation d'appareils automatiques pour la mesure de la permittivité complexe des diélectriques dans une large bande de fréquence.

2^{me} Thèse : Propositions données par la Faculté.

Soutenues le 30 Juin 1962, devant la COMMISSION D'EXAMEN

M. R. GABILLARD

Président

M. A. LEBRUN

Examinateur

M. M. BECART

Examinateur

Doyen Honoraire : M.P. PRUVOST

Professeurs Honoraires : MM. ARNOULT, BEGHIN, BROCHARD, CAU, CHAPELLON, CHAUDRON, CORDONNIER, DECARRIERE, DEHORNE, DOLLE, FLEURY, P. GERMAIN, V. KOURGANOFF, LAMOTTE, LELONG, Mme LELONG, MM MAZET, A. MICHEL, NORMANT, PARISELLE, PASCAL, PAUTHENIER, ROUBINE, WIEMANN, ZAMANSKY.

Doyen : M. PARREAU, Professeur de Mathématiques

Assesseur : M. ROUELLE, Professeur de Physique et Electricité Industrielles

Professeurs : MM. BONNEMAN-BEMIA, Chimie et Physico chimie Industrielles
BONTE, Géologie appliquée
Mlle CHAMFY, Mathématiques
MM CORSIN, Paléobotanique
DECUYPER, Mathématiques
DEFRETIN, Biologie marine
DEHEUVELS, Analyse supérieure et Calcul des probabilités
DEHORS, Physique industrielle
DELATTRE, Géologie
Mlle DELWAULLE, Chimie minérale
MM DESCOMBES, Calcul différentiel et intégral
DURCHON, Zoologie
GABILLARD, Radioélectricité et Electronique
GERMAIN, Chimie générale et chimie organique
GLACET, Chimie
HEIM DE BALSAC, Zoologie
HEUBEL, Chimie
HOCQUETTE, Botanique générale et appliquée
KAMPE de Fériet, Mécanique des Fluides
LEBEGUE, Botanique
LEBRUN, Radioélectricité et électronique
MA RION, Chimie
Mlle MARQUET, Mathématiques
MM MARTINOT-LAGARDE, Mécanique des Fluides
MONTREUIL, Chimie biologie
PEREZ, Physique
POITOU, Algèbre supérieure
ROIG, Physique générale
ROSEAU, Mécanique rationnelle et expérimentale
SAVARD, Chimie générale
TILLIEU, Physique
TRIDOT, Chimie appliquée
WATERLOT, Géologie houillère
WERTHEIMER, Physique

Maîtres de conférences :

MM BACCHUS, Astronomie
BECART, Physique
BOURIQUET, Botanique
BOUISSET, Physiologie animale
CELET, Géologie

GONTIER, Mécanique des Fluides
HERZ, Mathématiques
LACOMBE, Mathématiques
Mlle LENOBLE, Physique
MM LINDER, Botanique
LUCQUIN, Chimie minérale
LURCAT, Physique
MAUREL, Chimie
MENNESSIER, Géologie
Mlle NAZE, Mathématiques
MM POLVECHE, Géologie
PROUVOST, Géologie
SCHALLER, Zoologie
Mlle TAUREL, Physique
M VIVIER, Zoologie

Chargés d'enseignement

MM LIEBAERT, Radioélectricité
SCHILTZ, Physique

Secrétaire : Mme BOUCHEZ

A MES PARENTS

Ce travail a été réalisé au Laboratoire de l'Institut de Radioélectricité et Electronique de la Faculté des Sciences de Lille.

Nous remercions Monsieur le Professeur Gabillard, Directeur de ce Laboratoire, qui nous a confié ce travail et pour les conseils qu'il nous a donnés au cours de notre étude.

Nous remercions également Monsieur le Professeur Lebrun qui s'est vivement intéressé à nos recherches et a stimulé notre travail.

Nos remerciements vont également à Monsieur Bécart, Maître de conférences, pour l'intérêt qu'il a témoigné à notre égard.

Que tous nos camarades de laboratoire, qui, par leur esprit d'équipe nous ont aidé dans notre travail, veuillent bien trouver ici l'expression de nos remerciements.

TABLE DES MATIERES

	<u>Page</u>
Introduction	1
<u>Chapitre I</u> - Dispositifs de mesure considérés dans la bande 100 kHz - 5 MHz	
1,1 . Etude d'un dispositif à résonance : G. B. mètre	2
1,2 . Comparateur d'impédance à deux variables type Sauty	12
<u>Chapitre II</u> - Méthodes d'asservissement	
2,1 . Remarque sur la recherche d'un maximum ou d'un minimum de signal	15
2,2 . Méthode utilisant l'amplitude et la phase du signal de sortie	15
2,3 . Méthode de modulation des variables	
2,31 . Application de la méthode de modulation à un dispositif à une variable	18
2,32 . Application de la méthode de modulation à un comparateur d'impédances à deux variables	24
2,4 . Généralisation de cette méthode	29
<u>Chapitre III</u> - Asservissement d'un dispositif de mesure à résonance	
3,1 . Description de l'appareil réalisé	32
3,2 . Etude de la chaîne d'asservissement	35
<u>Chapitre IV</u> - Asservissement à large bande d'un comparateur d'impédances à deux variables	
4,1 . Description de la chaîne d'asservissement	41
4,2 . Etude de la chaîne d'asservissement	43
4,3 . Influence de la non linéarité	48
Conclusion	51
Bibliographie	52

I N T R O D U C T I O N

La mesure rapide de la permittivité complexe des diélectriques dans une large bande de fréquence nécessite l'utilisation d'appareils de mesure automatiques qui affichent instantanément la valeur des composantes : réelle ou imaginaire, du corps étudié. La rapidité de la mesure rend possible l'observation de phénomènes transitoires qui peuvent apparaître en fonction de la fréquence, de la température...

Ces asservissements doivent être entièrement électroniques pour que les phénomènes transitoires rapides puissent être observés.

Différents appareils automatiques de ce type ont déjà été réalisés. Mais les principes d'asservissement mis en jeu n'autorisaient que des mesures à une seule fréquence.

Nous montrons qu'en utilisant une méthode de modulation des variables pour produire les informations de commande de la chaîne d'asservissement, la réalisation d'appareils de mesure automatiques à large bande est désormais possible.

Dans la première partie nous étudions deux dispositifs de mesure proprement dits que nous avons asservis. Le premier est un dispositif à résonance à une variable, le second est un comparateur d'impédances du type Sauty à deux variables.

La seconde partie est relative à la description de la méthode de modulation des variables et à l'étude de la nature des informations recueillies.

La description et l'étude de la chaîne d'asservissement du dispositif de mesure à résonance sont données dans la troisième partie

Dans la quatrième partie nous étudions la chaîne d'asservissement réalisée pour le comparateur d'impédance.

Les deux appareils réalisés fonctionnent correctement dans la bande 100 kHz - 5 MHz.

Chapitre I - Dispositifs de mesure considérés dans la bande 100 kHz-5 MHz

Les appareils de mesure des diélectriques dans la bande 100 kHz - 5 MHz sont assez nombreux et les principes de mesure sont divers : résonance, transmission, pont, comparateur... Nous examinons plus particulièrement deux d'entre eux qui permettent, tout en étant très simples, des mesures rapides et précises et donnent par lecture directe la valeur des deux composantes : réelle (conductance G) et imaginaire (capacité C) d'un dipôle inconnu.

Le premier appareil est un dispositif à résonance "G.B.mètre". Les deux composantes G et C de l'admittance inconnue sont obtenues à partir des modifications apportées à un circuit résonnant parallèle par l'admittance à mesurer.

Le second appareil est du type pont de Sauty modifié que nous utilisons en comparateur d'impédances.

1,1 - Etude d'un dispositif de mesure à résonance : G.B.mètre.

1,11 - Rappel sur le fonctionnement du Q mètre.

Le Q mètre est mal adapté à la mesure des composantes parallèles d'un dipôle inconnu. Les informations ΔC et Q se prêtent mal à la détermination rapide et précise de ϵ' et ϵ'' .

D'autre part, à la résonance, le circuit absorbe une énergie importante (résonance série) et le générateur à fréquence variable doit avoir une impédance interne très faible.

1,12 - Principe du G.B. mètre.

Le G.B. mètre utilise un résonateur excité par une impédance de valeur élevée et l'énergie absorbée est beaucoup plus faible.

L'appareil se compose de 3 parties essentielles (fig 1)

- un circuit résonnant parallèle L_2 C_2 de bonne qualité
- une impédance d'excitation interchangeable Y_1
- un générateur à fréquence variable.

Un voltmètre placé aux bornes du circuit résonnant permet de détecter la résonance et donne la valeur de la tension V_2

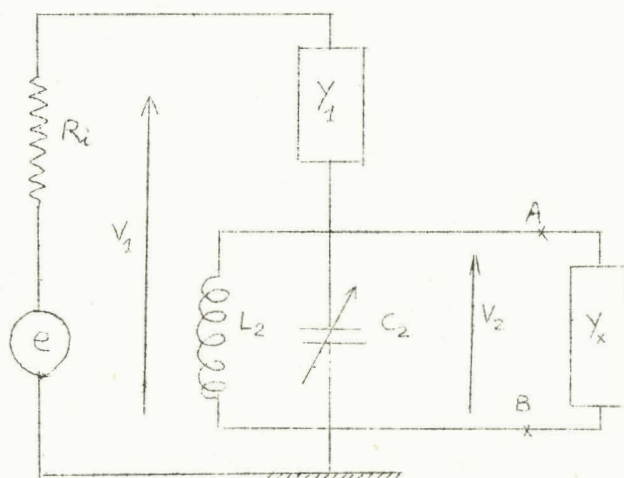


Fig. 1

Le générateur de force électromotrice e et d'impédance interne R_i maintient aux bornes du circuit une tension V_1 constante.

L'admittance à mesurer est connectée entre A et B et l'on relève la tension V_2 qui apparaît à la résonance, celle-ci est réalisée à fréquence fixe par manoeuvre de la capacité d'accord C_2 .

Toute mesure est précédée d'une résonance à vide qui donne la valeur de la capacité d'accord à vide C_{20} et la conductance équivalente G_2 .

1,13 - Mise en équation du circuit.

On a

$$V_2 = V_1 \frac{Y_1}{Y_1 + Y_2}$$

Y_2 représente l'admittance des éléments placés entre les points A et B.

$$Y_2 = G_2 + G_X + j \left(C_2 \omega - \frac{1}{L_2 \omega} + B_X \right)$$

Nous utilisons les notations suivantes :

G_X et B_X : composantes parallèles de l'admittance inconnue

G_2 : conductance parallèle du circuit L_2 C_2

Y_1 : admittance de l'impédance d'excitation

Nous affecterons d'un indice " o " la valeur des éléments du circuit à la résonance à vide et d'un indice ' la valeur des éléments à la résonance avec l'impédance inconnue.

L'admittance Y_1 peut être résistive ou capacitive. Nous établissons les équations dans les deux cas et nous précisons l'influence de la capacité parasite de la résistance R_1 sur les mesures.

1,131 - Impédance d'excitation résistive $Y_1 = R_1$

L'expression de la tension V_2 devient

$$V_2 = \frac{G_1}{G_1 + C_2 + G_X + j \left(C_2 \omega - \frac{1}{L_2 \omega} + B \right)} V_1 \quad (1)$$

A fréquence fixe, cette expression présente un maximum lorsque la quantité complexe du dénominateur s'annule puisque la seule variable est C_2

$$V_{2 \max} = \frac{G_1}{G_1 + G_2 + G_X} \quad V_1 = V'_2 \quad (2)$$

pour $C_2 \omega - \frac{1}{L_2 \omega} + B_X = 0 \quad (3)$

La résonance sans admittance inconnue donne les conditions initiales :

$$V_{20} = \frac{G_1}{G_1 + G_2} \quad (4)$$

$$C_{20} = \frac{1}{L_2 \omega^2} \quad (5)$$

La relation (3) devient :

$$\underline{B_X = (C_{20} - C'_2) \omega} \quad (6)$$

L'expression de G_X peut être obtenue par la largeur de la courbe de résonance. Mais en combinant (4) et (2) on a :

$$\frac{V_1}{V'_2} = \frac{V_1}{V_{20}} + \frac{G_X}{G_1} \quad (7)$$

d'où

$$\underline{G_X = \left(\frac{V_1}{V'_2} - \frac{V_1}{V_{20}} \right) G_1} \quad (8)$$

Remarques

- l'expression (6) de B_X montre que cet appareil permet de mesurer des capacités ($C'_2 < C_{20}$) ou des selfs ($C'_2 > C_{20}$)

- la détermination de G_X peut être directe en maintenant constante la tension V_2 en agissant sur V_1 Posons $V_2 = V$

L'expression (7) s'écrit avec les mêmes conventions de notation :

$$\frac{V'_1}{V} = \frac{V_{1c}}{V} + \frac{G_X}{G_1} \quad \text{soit} \quad \left(\frac{V'_1 - V_{1c}}{V} \right) G_1 = G_X \quad (9)$$

En choisissant $V = 1$ volt, (9) devient :

$$\underline{G_X = G_1 (V'_1 - V_{1c})} \quad (10) \quad (\text{les tensions étant exprimées en volts})$$

La valeur de G_X est obtenue par simple lecture d'une différence de deux tensions.

$$1,132 - \underline{\text{Impédance d'excitation capacitive}} \quad Y_1 = j C_1 \omega$$

$$V_2 = \frac{j C_1 \omega}{j C_1 \omega + G_2 + G_X + j \left(C_2 \omega - \frac{1}{L_2 \omega} + B_X \right)} V_1 \quad (11)$$

La condition de résonance s'écrit :

$$(C_2 + C_1) \omega - \frac{1}{L_2 \omega} + B_X = 0$$

En tenant compte des conditions initiales :

$$\underline{B_X = (C_{20} - C'_2) \omega} \quad (12)$$

Et G_X peut s'écrire comme précédemment :

$$G_X = \left(\frac{V_1}{V'_2} - \frac{V_1}{V_{20}} \right) C_1 \omega \quad (13)$$

Remarques

L'emploi d'une impédance d'excitation capacitive est intéressante pour l'étude des dipôles à très faible pertes car on peut réaliser une impédance très élevée sans pertes.

Les mesures doivent être faites à fréquence constante car l'admittance $G_1 \omega$ varie avec la fréquence. Pour des mesures en fonction de la fréquence, un étalonnage préalable est nécessaire.

Pour éviter cet étalonnage, on peut déduire G_X de la largeur de la courbe de résonance.

1,133 - L'impédance d'excitation est une résistance shuntée par une capacité parasite : $Y_1 = G_1 + j C_1 \omega$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{G_1 + j C_1 \omega}{G_1 + j C_1 \omega + G_2 + G_X + j \left(C_2 \omega - \frac{1}{L_2 \omega} + B_X \right)}$$

en module :

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{G_1^2 + C_1^2 \omega^2}{(G_1 + G_2 + G_X)^2 + \left[(C_1 + C_2) \omega - \frac{1}{L_2 \omega} + B_X \right]^2} \quad (14)$$

La seule variable étant C_2 , $\frac{V_2}{V_1}$ passe par un maximum pour :

$$(C_1 + C_2) \omega - \frac{1}{L_2 \omega} + B_X = 0$$

En tenant compte des conditions initiales :

$$\underline{B_X = (C_{20} - C'_2) \omega}$$

L'expression (14) s'écrit :

$$\frac{V'_2}{V_1} = \frac{G_1^2 + C_1^2 \omega^2}{G_1 + G_2 + G_X}$$

qui s'écrit également :

$$\frac{V_1}{V'_2} = \frac{V_1}{V_{20}} + \frac{G_X}{\sqrt{G_1^2 + C_1^2 \omega^2}}$$

d'où

$$G_X = \left(\frac{V_1}{V'_2} - \frac{V_1}{V_{20}} \right) \sqrt{G_1^2 + C_1^2 \omega^2}$$

La présence d'une capacité parasite fait intervenir un terme variable avec la fréquence.

Si la capacité est suffisamment faible, on pourra le négliger. Sinon, il faudra établir une courbe d'étalonnage qui donnera la valeur de $G_1^2 + C_1^2 \omega^2$ en fonction de la fréquence ou déduire G_X de la largeur de la courbe de résonance.

1,14 - Sensibilité - Précision

La précision de la mesure en capacité dépend essentiellement de l'acuité de la courbe de résonance, donc :

- des pertes réelles de l'impédance mesurée
- de la conductance de l'impédance d'utilisation

L'impédance Z_1 sera choisie de façon à ne pas introduire d'amortissement important au résonateur chargé par l'impédance inconnue.

donc $\left| Y_1 \right| \ll G_X$

D'autre part, pour lire facilement la tension V_2 qui apparaît à la résonance il ne faut pas que le rapport $\frac{V_2}{V_1}$ soit trop faible.

Pratiquement nous choisirons l'impédance d'excitation telle que :

$$\frac{G_X}{4} < |Y_1| < G_X$$

1,15 - Amélioration de la précision par détection de phase

La mesure des corps à fortes pertes est imprécise car la courbe de résonance est très aplatie.

L'utilisation d'un détecteur de phase permet d'accroître considérablement la précision des mesures car, au voisinage de la résonance la phase varie beaucoup plus vite que l'amplitude.

Le dispositif utilisé est représenté fig. 2.

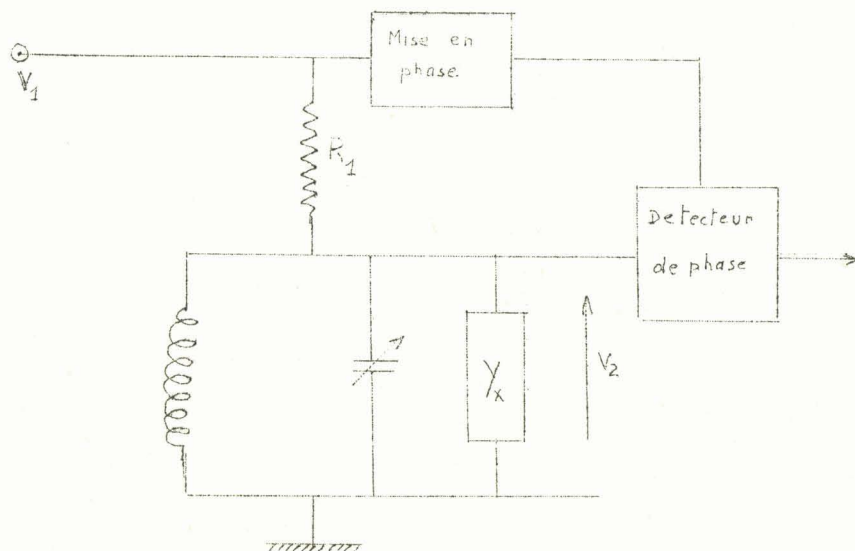


Fig. 2

Reprenons l'expression (I) dans le cas d'une impédance d'excitation résistive.

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{G_1}{G_1 + G_2 + G_X + j (B_2 + B_X)}$$

$$\varphi(V_2/V_1) = - \operatorname{arctg} \frac{B_2 + B_X}{G_1 + G_2 + G_X}$$

La phase de référence étant la tension du générateur, le détecteur de phase délivre une tension qui s'annule lorsque le résonateur est accordé ($B_2 + B_X = 0$)

La valeur de la capacité C_2 qui réalise l'accord est obtenue avec une précision 10 fois supérieure.

1,16 - Commande électrique de mise à l'accord

On utilise pour réaliser la capacité variable C_2 une diode à jonction P N polarisée en inverse qui présente un effet capacitif. La variation de capacité est obtenue en agissant sur la tension de polarisation continue.

Nous utilisons une diode type Varicap V 58 E qui présente les caractéristiques suivantes (tableau 1 - graphique 1).

Tableau 1

Volts	3	4	6	8	10	15	20	30	50
C_{pF}	59	52	42	36	32	25	22	17	13

La conductance parasite de la diode utilisée (graphique 2) augmente rapidement lorsque la fréquence dépasse 10 MHz. C'est pourquoi nous limitons l'utilisation de l'appareil à 5 MHz.

Certains types de diodes de fabrication récente ont des fréquences de coupure plus élevées et permettraient d'élargir la bande de notre appareil vers les hautes fréquences. (Diodes Varactor Microwave Associates)

La fig. 3 donne le schéma électrique de l'appareil.

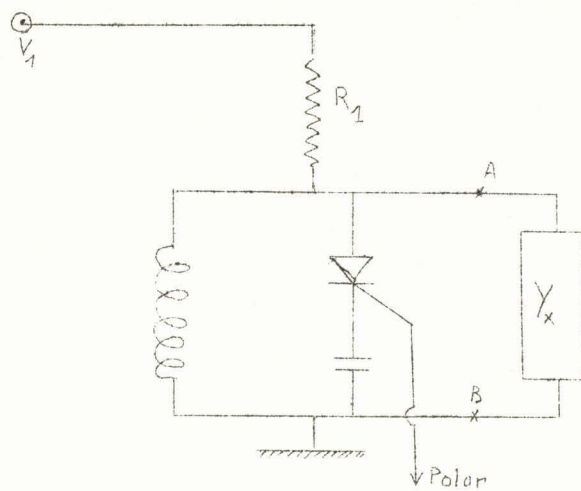


Fig. 3

Graphique 1

Diode V58E

$C = f(V_D)$ $F = 1 \text{ MHz}$

A en pF

100

50

10

10 V

1 V

V

Graphique 2

$G = f(F)$ Diode V58E

pour $V_D = -10V$

A_{Gen}
 μV

-10

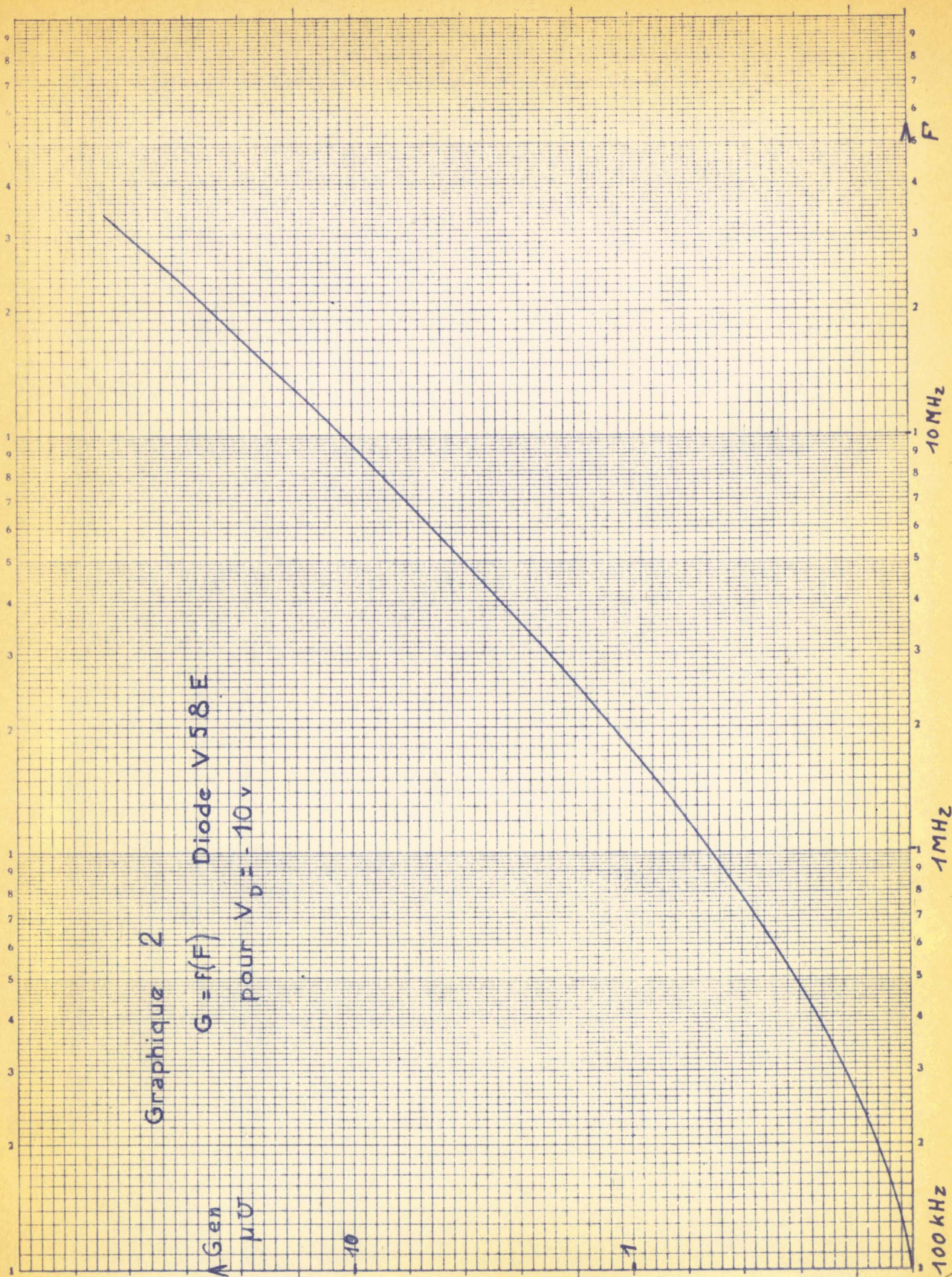
1

100 kHz

1 MHz

10 MHz

A_F



1,2 - Comparateur d'impédances à 2 variables type Sauty

Cet appareil ayant déjà fait l'objet de plusieurs notes antérieures (références 1 - 2) nous rappelons très brièvement son schéma et son fonctionnement.

1,21 - Schéma du comparateur d'impédances :

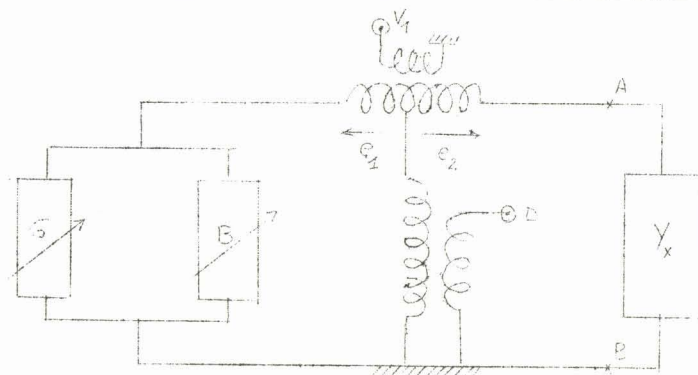


Fig. 4

Un transformateur à point milieu délivre deux tensions e_1 et e_2 en opposition de phase, l'une dans le circuit de comparaison G et B, l'autre dans l'admittance inconnue Y_X . Les courants s'ajoutent dans le transformateur du détecteur qui délivre une tension proportionnelle au déséquilibre.

Cette tension s'annule quand le pont est équilibré.

$$Y_X = G_X + j B_X = G + j B$$

$$G_X = G$$

soit

$$B_X = B$$

La valeur des composantes de l'inconnue est donnée par celle des étalons variables à l'équilibre.

1,22 - Précision - Sensibilité

On sait que la sensibilité maximum est obtenue lorsque le transformateur d'entrée est symétrique.

En utilisant des éléments étalons stables dans le temps la précision demeure excellente et peut atteindre 1 %.

1,23 - Réalisation du pont

Pour réaliser un pont à commande électrique sans aucune partie mécanique en mouvement, nous utilisons :

- un tube triode E C 81 en conductance variable. On fait varier la résistance apparente entre cathode et plaque en agissant sur la tension grille. La tableau 2 et le graphique 3 précisent les caractéristiques de ce tube.
- une diode Varicap V 58 E en susceptance variable. Ses caractéristiques sont données en 1,16.

La fig. 5 donne le schéma électrique du pont qui est monté en substitution pour la mesure des capacités. Ce montage élimine une partie de l'influence des capacités parasites.

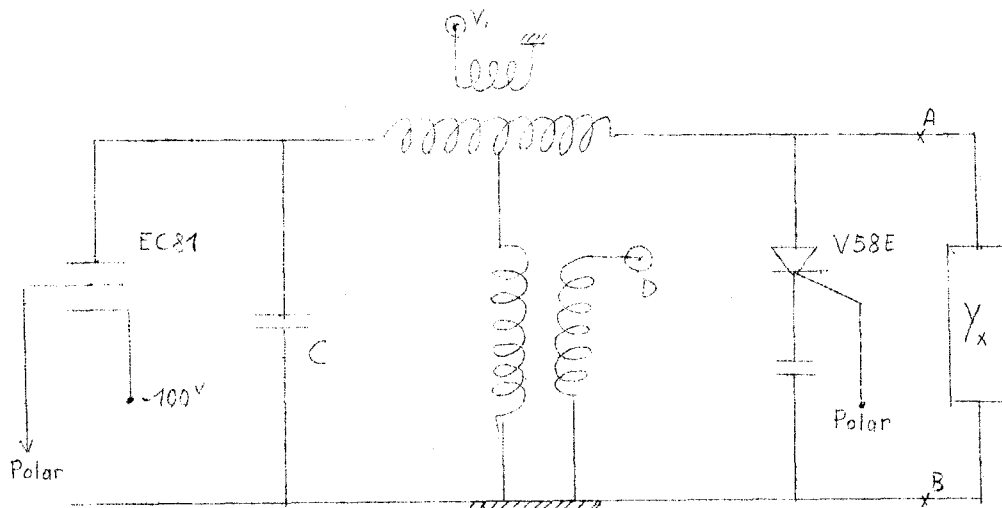
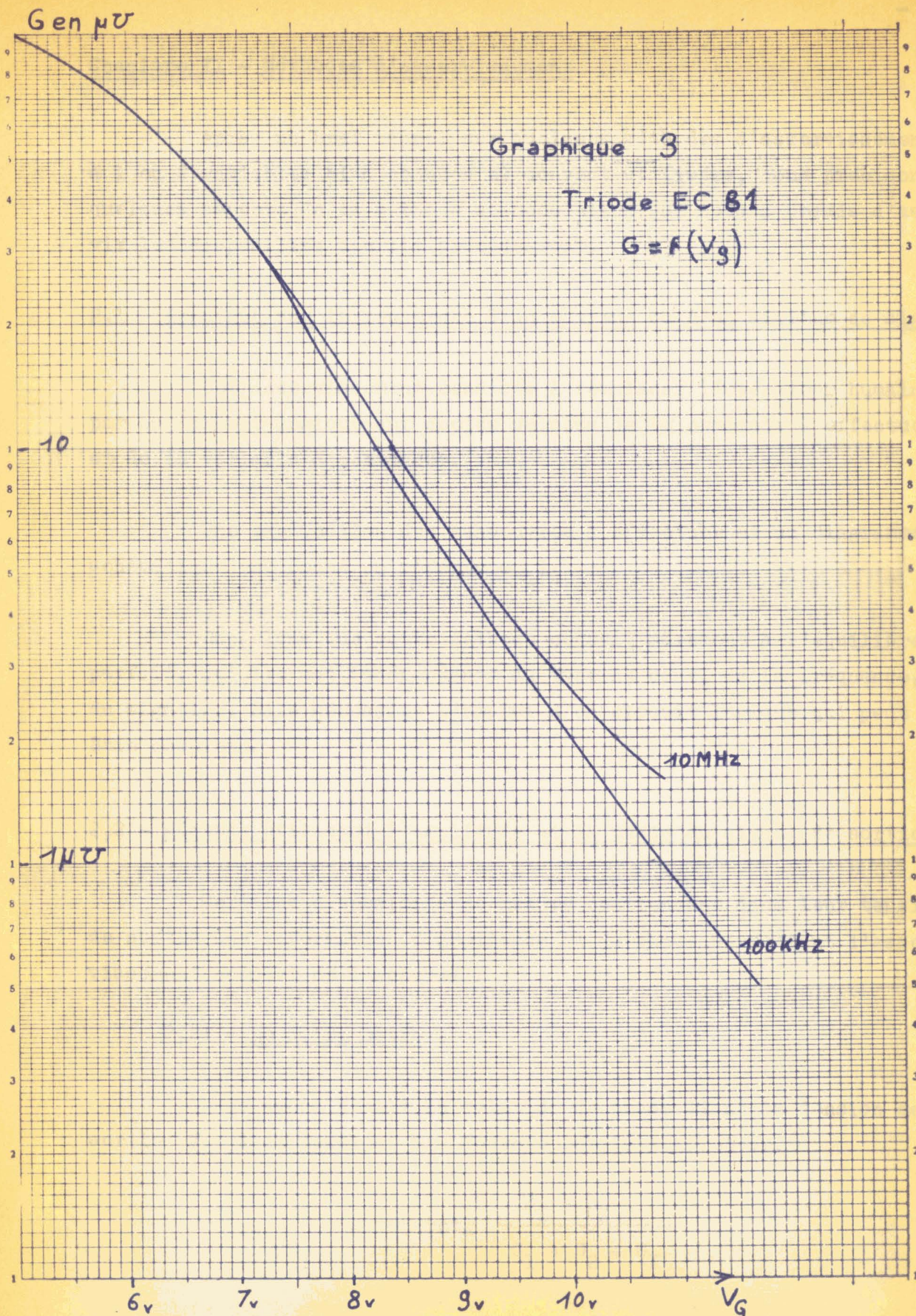


Fig. 5

Tableau 2 $V_g = f (G, F)$

$\begin{matrix} F \\ G_{Hz} \end{matrix}$	50 kHz	100 kHz	1 MHz	5 MHz	10 MHz
100	5,2	5,2	5,2	5,15	5,1
50	6,6	6,6	6,5	6,6	6,5
20	7,7	7,7	7,7	7,7	7,6
10	8,5	8,5	8,5	8,5	8,4
5	9,2	9	9	9,1	9,2
2	10,1	10	10	10	10,5
1	10,9	10,8	11	10,9	12



Chapitre II - Méthodes d'asservissement

Après un bref rappel sur quelques méthodes d'asservissement à 1 ou 2 variables bien connues et souvent utilisées, nous précisons quelques aspects de la méthode de modulation qui nous a permis d'asservir les dispositifs décrits précédemment.

2,1 - Remarque sur la recherche d'un maximum ou d'un minimum de signal

Cet asservissement consiste à remplacer l'opérateur humain par un circuit logique qui décide du sens de la commande à effectuer et de la variable à commander.

Une explication des manoeuvres à effectuer et un diagramme schématique est donné en référence [1.]

Rappelons que cette méthode conduit sûrement à l'équilibre parfait, qu'elle est indépendante du type de pont, de la fréquence, du signal... Elle nécessite l'emploi d'un circuit logique qui peut être complexe.

2,2 - Méthode utilisant l'amplitude et la phase du signal de sortie

Certains dispositifs de mesure contiennent dans leur tension de sortie une information d'amplitude et de phase permettant l'asservissement complet de l'appareil.

2,21 - Le G. B. mètre

Nous avons établi la relation de phase liant la tension de sortie V_2 à la tension V_1 fournie par le générateur.

$$\varphi_{V_2/V_1} = - \arctg \frac{B_2 + B_X}{G_1 + G_2 + G_X}$$

Un détecteur de phase (référence V_1) placé aux bornes du circuit résonnant délivre une tension $v = k V_1 \cos \varphi$ dont le signe dépend du déphasage, donc du déséquilibre en susceptance.

Un asservissement simple (fig. 6) maintiendra le circuit à la résonance (déphasage nul).

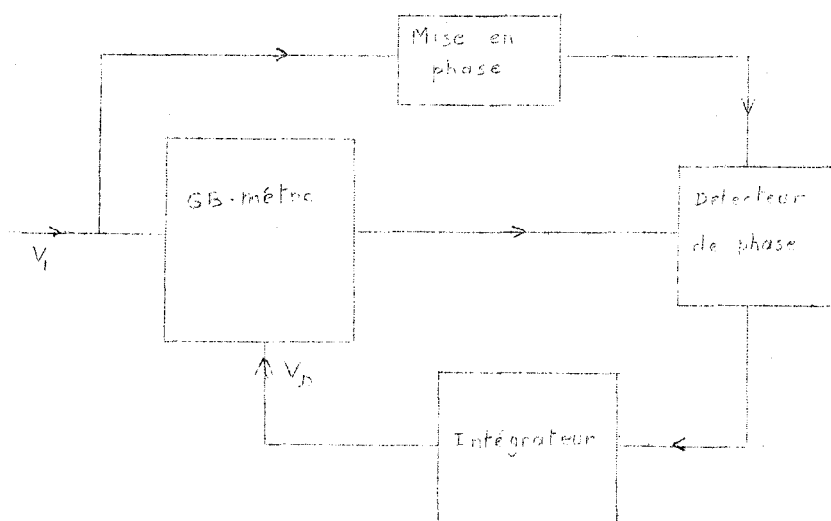


Fig. 6

Nous avons réalisé une chaîne de ce type fonctionnant correctement à fréquence fixe. Mais il est difficile d'opérer à fréquence variable :

- la mise en phase à fréquence variable est difficile
- la réponse du détecteur de phase à fréquence variable n'est pas linéaire

La méthode de modulation présentant des performances supérieures et permettant la large bande, nous avons abandonné cette première méthode qui pourrait être reprise pour un asservissement à fréquence fixe.

2,22 - Le pont de Sauty

Nous citons pour mémoire l'asservissement d'un pont de Sauty (ref. 1) réalisé suivant la méthode d'amplitude et de phase qui fonctionne parfaitement à la fréquence de 100 kHz. La fig. 7 en rappelle le diagramme schématique

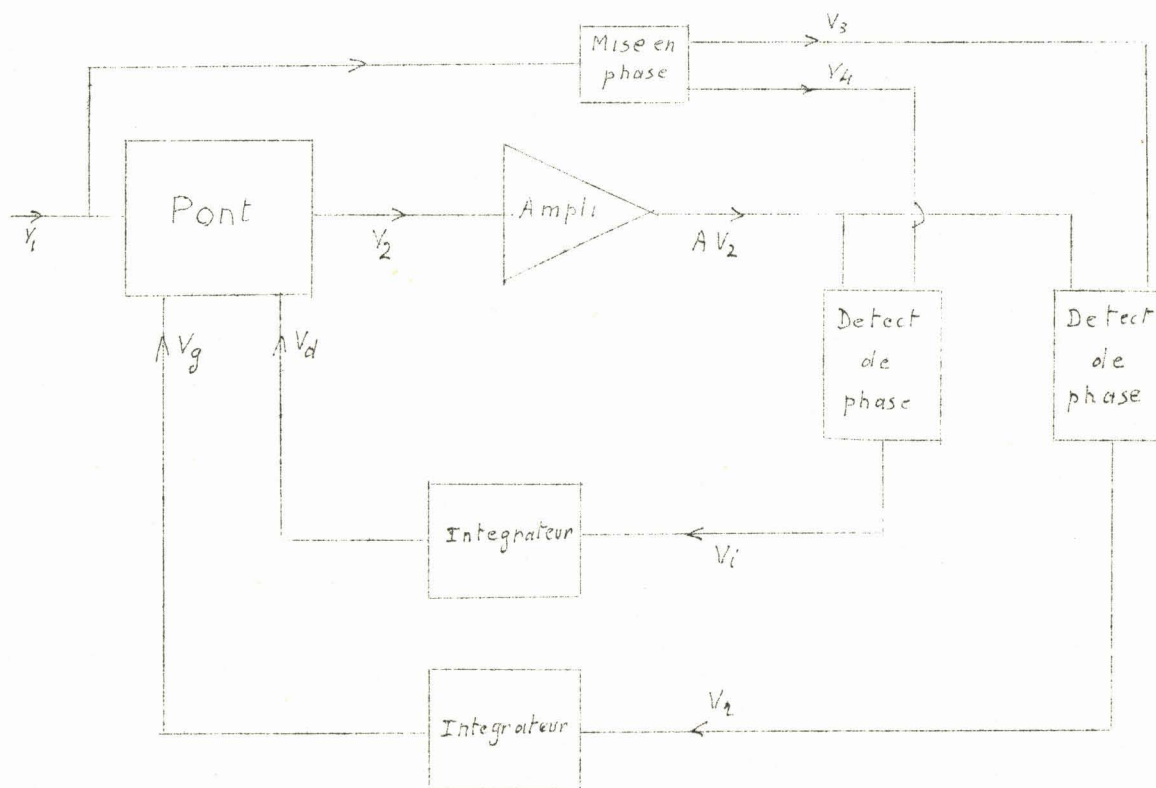


Fig. 7

2,3 - Méthode de modulation des variables

En modulant à fréquence fixe (basse fréquence), les variables d'un système de mesure autour de leur valeur moyenne, on obtient un signal de sortie qui contient les informations nécessaires à l'asservissement du dispositif.

Ces informations sont à la fréquence du balayage et indépendantes de la fréquence de mesure. L'automatisation des dispositifs de mesure à large bande est alors facilement réalisable.

2,31 - Application de la méthode de modulation à un dispositif à une variable

2,31 - Principe - Informations obtenues

Nous avons mis au point et expérimenté la méthode sur un dispositif à résonance à une variable : le " G. B. mètre "

La capacité d'accord C_2 (constituée par une diode Varicap) est modulée par superposition d'un signal basse fréquence de faible amplitude à la tension continue de polarisation.

Pour une impédance d'excitation Z_1 résistive, la tension apparaissant aux bornes du résonateur, en l'absence de modulation, est établie en 1,13 expression (1).

$$V_2 = V_1 \frac{G_1}{G_1 + G_2 + G_X + j \left(C_2 \omega - \frac{1}{L_2 \omega} + B_X \right)}$$

En posant $G_1 + G_2 + G_X = G$ et en faisant apparaître le déséquilibre en capacité $\Delta C = C - C_0$

$$V_2 = V_1 \frac{G_1}{G + j \Delta C \omega}$$

La tension haute fréquence est détectée et on obtient

$$V_3 = \eta |V_1| \frac{G_1}{\sqrt{G^2 + \Delta C^2 \omega^2}} \quad (15)$$

η est le rendement de la détection.

Dérivons cette expression par rapport à ΔC

$$\frac{d V_3}{d(\Delta C)} = - \eta |V_1| \frac{G_1 \Delta C \omega^2}{\sqrt{(G^2 + \Delta C^2 \omega^2)^3}} \quad (16)$$

Les courbes : $V_3 = f(\Delta C)$ et $\frac{d V_3}{d(\Delta C)} = f(\Delta C)$

sont données planche 1.

Appliquons à la variable C une tension de modulation de la forme : $a = A \sin \Omega t$ (planche 2)

Le terme A représente à un coefficient près l'amplitude de modulation en capacité. Pour de faibles variations, on admet que la conversion tension/capacité de la diode est linéaire.

Appelons γ_0 la valeur du déséquilibre en capacité en l'absence de modulation.

Précisons la forme du signal de sortie lorsque la modulation est appliquée.

1er cas $\gamma \omega < G$: le système est proche de la résonance.

L'expression 16 peut s'écrire :

$$\frac{d V_3}{d(\Delta C)} \simeq - \eta |V_1| \frac{G_1}{G} \Delta C \omega^2$$

soit à fréquence fixe :

$$\frac{d V_3}{d(\Delta C)} = - K \Delta C \quad (17)$$

A un instant t le déséquilibre en capacité s'exprime par :

$$\gamma = \gamma_0 + A \sin \Omega t$$

On assimile la portion de courbe de résonance balayée à sa tangente de coefficient angulaire $- K \gamma_0$ (17)

L'équation de la tangente est :

$$V_3 = - K \gamma_0 \gamma + B$$

$$\text{soit } V_3 = - K \gamma_0 (\gamma_0 + A \sin \Omega t) + B$$

$$\text{ou } V_3 = - K A \gamma_0 \sin \Omega t + \text{Cte}$$

En éliminant la composante continue, on conserve comme signal de sortie :

$$v = - K A \gamma_0 \sin \Omega t$$

$$\text{soit } v = - K \gamma_0 v_{\text{mod}} \quad (18)$$

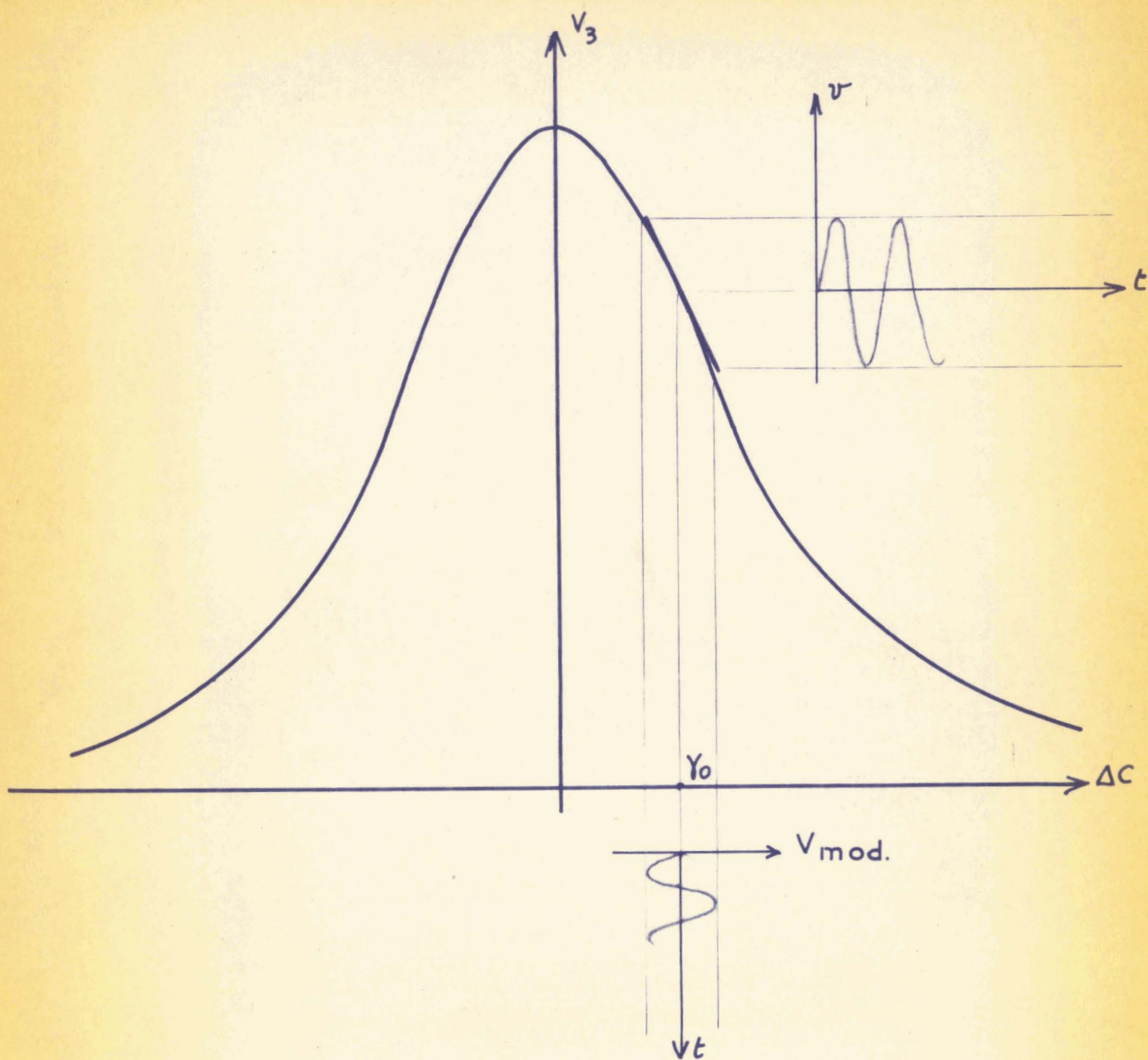


Planche 2

La relation (18) montre que :

- la phase de v par rapport à celle de la tension de modulation dépend du sens du déséquilibre. Elle est toujours 0 ou $-\pi$
- l'amplitude de v dépend de la valeur du déséquilibre γ_0

2ème cas : $\gamma\omega > G$: le système est loin de la résonance.

L'expression (16) s'écrit en négligeant G devant $\Delta C \omega$:

$$\frac{d V_3}{d(\Delta C)} = - \eta |V_1| G_1 \frac{1}{\Delta C \omega}$$

soit
$$\frac{d V_3}{d(\Delta C)} = - \frac{K'}{\Delta C}$$

En tenant compte du balayage appliqué à la capacité :

$$v = - \frac{K'}{\gamma_0} v_{\text{mod}} \quad (19)$$

- la phase de v par rapport à celle de la tension de modulation dépend encore du sens du déséquilibre. Elle est toujours 0 ou $-\pi$
- l'amplitude de v décroît lorsque le déséquilibre augmente.

Remarque : Cas d'un déséquilibre extrêmement faible.

Lorsque le déséquilibre γ_0 est de l'ordre de grandeur de l'amplitude de modulation A , on ne peut plus assimiler la portion de courbe balayée à sa tangente. Il faut tenir compte de la courbure de la courbe de résonance.

L'expression (15) s'écrit :

$$V_3 = \left| V_1 \right| \frac{G_1}{G} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\Delta C^2 \omega^2}{G^2}}}$$

soit, aux approximations du second ordre près :

$$V_3 = \left| V_1 \right| \frac{G_1}{G} \left(1 - \frac{\Delta C^2 \omega^2}{2 G^2} \right)$$

à un instant t le déséquilibre ΔC s'exprime :

$$\gamma = \gamma_0 + A \sin \Omega t$$

et

$$V_3 = \left| V_1 \right| \frac{G_1}{G} \left(1 - \frac{\omega^2 (\gamma_0 + A \sin \Omega t)^2}{2 G^2} \right)$$

En développant, cette expression se met sous la forme :

$$V_3 = K_1 - K_2 A \gamma_0 \sin \Omega t - K_3 A^2 \gamma_0^2 \sin^2 \Omega t$$

L'élimination de la composante continue et des harmoniques se fait par des filtres convenables. Le signal de sortie devient :

$$v = -K_2 A \gamma_0 \sin \Omega t$$

$$v = -K_2 \gamma_0 v_{\text{mod}} \quad (20)$$

On constate donc que :

pour $\gamma_o = 0$: le signal de sortie est nul

pour $\gamma_o > 0$: le déphasage de v par rapport à la tension de modulation est $-\pi$

pour $\gamma_o < 0$: ce déphasage est nul

Remarque : les différentes expériences que nous avons faites pour étudier la forme du signal de sortie et les informations qu'il contient montrent qu'en augmentant l'amplitude de balayage en capacité, on introduit autour de la résonance une non linéarité.

Celle-ci est due à la présence d'harmoniques prépondérants par rapport au signal fondamental qui sont imparfaitement éliminés par les circuits de filtrage.

Conclusion

Les expressions établies en 18, 19, 20 mettent en évidence qu'en modulant une variable d'un dispositif de mesure autour de sa position moyenne, on introduit dans le signal de sortie une information d'amplitude et de phase concernant le déséquilibre de cette variable. Le signal d'information contient les grandeurs nécessaires à l'asservissement du dispositif utilisé. Au chapitre III nous donnons la réalisation d'un appareil de mesure automatique à modulation de variable.

2,32 - Application de la méthode de modulation des variables à un comparateur d'impédances à deux variables

Les signaux de modulation à fréquence différente sont appliqués à chacune des variables (conductance et susceptance) du système. Nous mettons en évidence que le signal de sortie contient alors, en particulier, deux informations : l'une concerne le déséquilibre en susceptance, l'autre le déséquilibre en conductance.

Ces informations peuvent être facilement séparées et permettent de réaliser une chaîne d'asservissement à deux variables qui maintient le système à l'équilibre.

Nous développons le raisonnement sur un comparateur d'impédance décrit en 1,2.

En l'absence de modulation, la tension détectée à la sortie du pont est de la forme :

$$V_3 = \frac{|V_1|}{4} \frac{\sqrt{\Delta G^2 + \Delta B^2}}{G^2 + B^2}$$

ΔG et ΔB sont respectivement le déséquilibre en conductance et en susceptance.

L'impédance d'entrée du détecteur est supposée infinie.

Pour un déséquilibre suffisamment faible on admet que le terme $G^2 + B^2$ varie très peu. Le terme B reste rigoureusement constant puisque le pont est monté en substitution pour la mesure de la susceptance.

$$V_3 = K \sqrt{\Delta G^2 + \Delta B^2}$$

Le signal de modulation appliqué à la conductance la fait varier suivant une loi :

$$g = g_o + Ag \sin \Omega_g t$$

g : valeur du déséquilibre en conductance à un instant t

g_o : valeur du déséquilibre en conductance en l'absence de modulation

Ag : amplitude de modulation en conductance

2,321 - Cas particulier ΔG petit et $\Delta B = b_o = \text{cte} < G$

$$V_3 = K \sqrt{(g_o + Ag \sin \Omega_g t)^2 + b_o^2}$$

$$V_3 = k |b_o| \sqrt{1 + \frac{(g_o + Ag \sin \Omega_g t)^2}{b_o^2}}$$

aux approximations du second ordre près :

$$V_3 = K |b_o| \left[1 + \frac{(g_o + Ag \sin \Omega_g t)^2}{2 b_o^2} \right]$$

qui peut se développer sous la forme :

$$V_3 = K_1 + \frac{K_2 g_o A_g}{|b_o|} \sin \Omega_g t + K_3 \sin 2 \Omega_g t$$

Un filtre convenable permet de laisser passer uniquement :

$$v_g = \frac{K_2 g_o A_g}{|b_o|} \sin \Omega_g t$$

$$v_g = \frac{K_2}{|b_0|} g_0 v_{\text{mod}} \quad (21)$$

La relation 21 exprime que :

- la phase du signal v_g par rapport à la tension de modulation est 0 ou $-\pi$ suivant le sens du déséquilibre g_0
- l'amplitude du signal v_g varie avec le déséquilibre en conductance et également avec le déséquilibre en susceptance

2,322 - Cas où ΔG est quelconque et $\Delta B \ll \Delta G$

On peut négliger alors ΔB^2 devant ΔG^2 et l'on a :

$$V_3 = K \sqrt{\Delta G^2}$$

soit
$$V_3 = K \sqrt{(g_0 + A g \sin \Omega_g t)^2}$$

et
$$V_3 = K (g_0 + A g \sin \Omega_g t) \quad \text{si } g_0 > 0$$

$$V_3 = -K (g_0 + A g \sin \Omega_g t) \quad \text{si } g_0 < 0$$

En éliminant la composante continue :

$$v_g = K v_{\text{mod}} \quad \text{si } g_0 > 0 \quad : \text{ phase } 0$$

$$v_g = -K v_{\text{mod}} \quad \text{si } g_0 < 0 \quad : \text{ phase } -\pi$$

L'amplitude du signal v_g devient indépendante du déséquilibre en conductance g_0 seule la phase varie avec le sens du déséquilibre en conductance.

Ceci s'explique puisque lorsque le déséquilibre en susceptance est très faible, la courbe représentative de V_3 en fonction de ΔG se réduit à deux droites (planche 3)

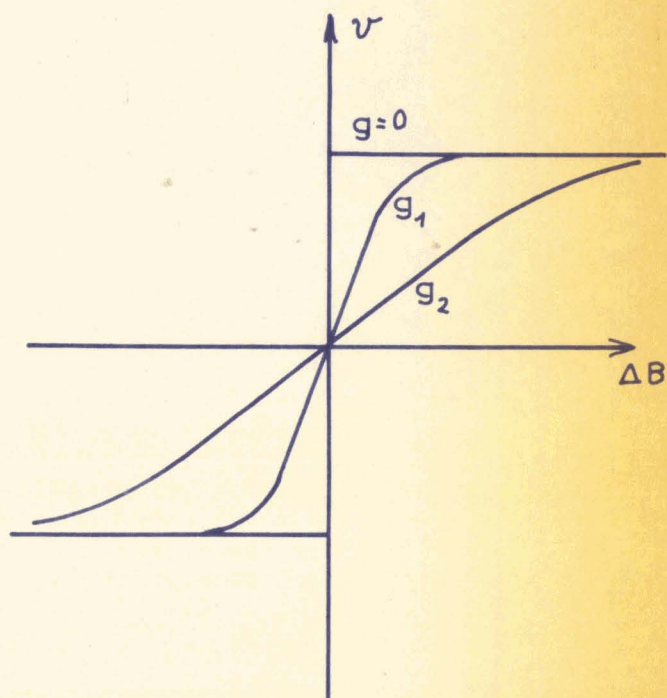
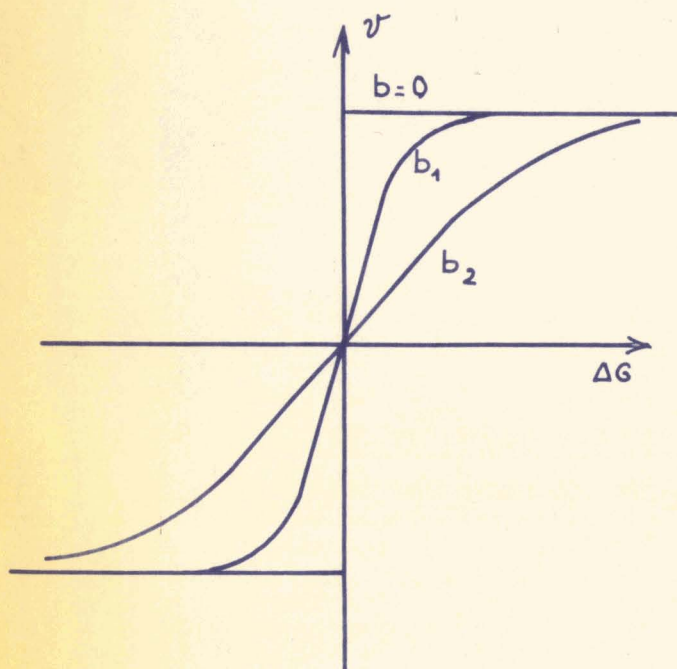
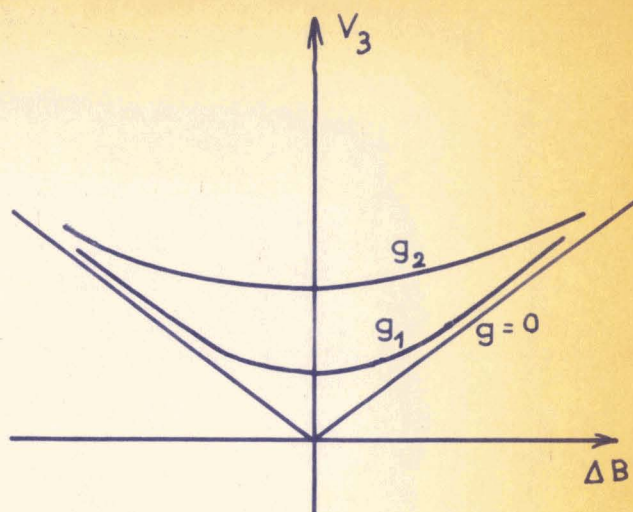
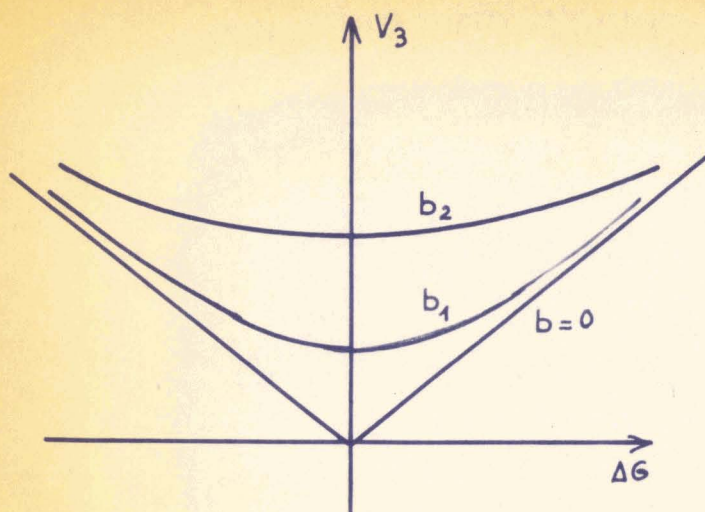


Planche 3

2,323 - La modulation est appliquée uniquement sur la susceptance :

$$b = b_0 + A_c \sin \Omega_c t$$

Une étude semblable permet d'écrire :

si ΔB faible et $\Delta G > B$

$$v_c = \frac{K'_2 b_0}{|g_0|} v_{\text{mod}} \quad (23)$$

si $\Delta G \ll \Delta B$

$$v_c = K' v_{\text{mod}} \quad \text{si } b_c > 0 \quad (24)$$

$$v_c = -K' v_{\text{mod}} \quad \text{si } b_c < 0$$

La phase du signal v_c par rapport au signal de modulation varie suivant le sens du déséquilibre et passe de 0 à $-\pi$ lorsque le déséquilibre change de sens.

2,324 - La modulation est appliquée aux deux variables

Les deux variables étant modulées par les signaux de modulation, on observe dans le signal de sortie une combinaison de signaux de fréquence f_g et f_c et de leurs harmoniques.

L'expression rigoureuse du signal de sortie serait fastidieuse à établir. Mais en première approximation on peut dire que le signal de sortie contiendra la somme des signaux v_g et v_c dont nous avons établi la valeur plus haut. Ces signaux étant à fréquence différente, on peut les séparer par des circuits sélectifs appropriés et obtenir :

- une information à fréquence f_g qui concerne le déséquilibre en conductance
- une information à fréquence f_c qui concerne le déséquilibre en susceptance

2,325 - Choix des fréquences de modulation

Le choix judicieux des fréquences de modulation est un facteur important de bon fonctionnement de la chaîne d'asservissement et de séparation des variables.

Théoriquement, les deux fréquences doivent être suffisamment distinctes et ne pas contenir d'harmoniques identiques.

Pratiquement ce choix est soumis aux possibilités de réalisation technique des circuits sélectifs.

Nous avons principalement étudié la réponse d'un détecteur de phase lorsque la fréquence de la tension de référence est différente de celle de la tension signal.

Le schéma est donné fig. 8 et les courbes tracées donnent l'allure de la tension continue v en fonction de F_2 fréquence du signal de commande pour les fréquences de référence $F_1 = 1000$ Hz et $F_1 = 2200$ Hz; La comparaison de ces deux courbes montre que la réjection entre les signaux est très grande (> 60 dB) pour ces fréquences.

La capacité sera modulée à 1000 Hz et la conductance à 2200 Hz. Les signaux seront séparés par deux amplificateurs sélectifs à grand gain et à bande passante étroite (< 80 Hz) ainsi que les détecteurs de phase.

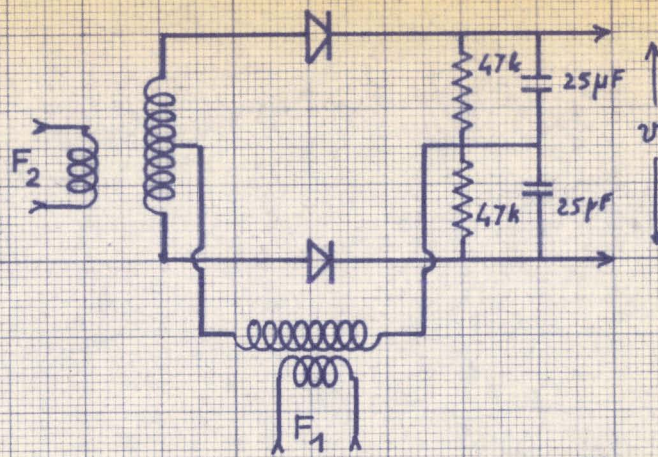
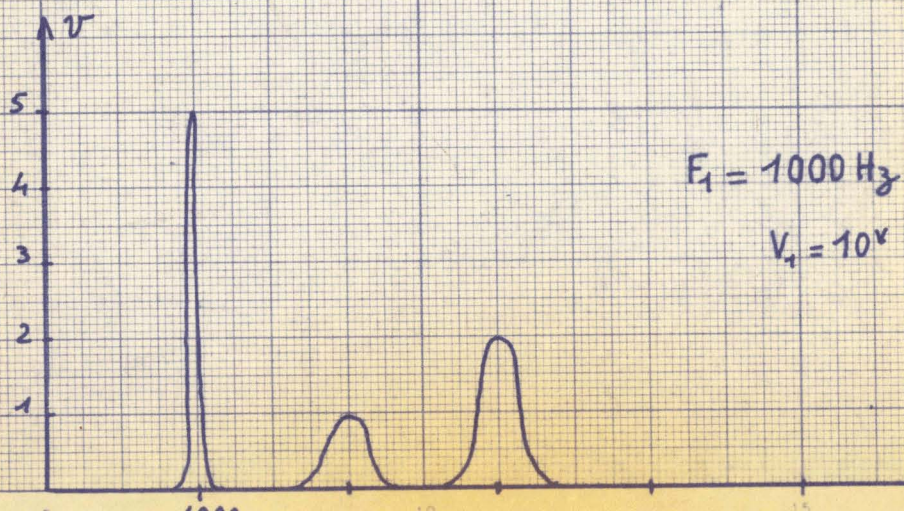
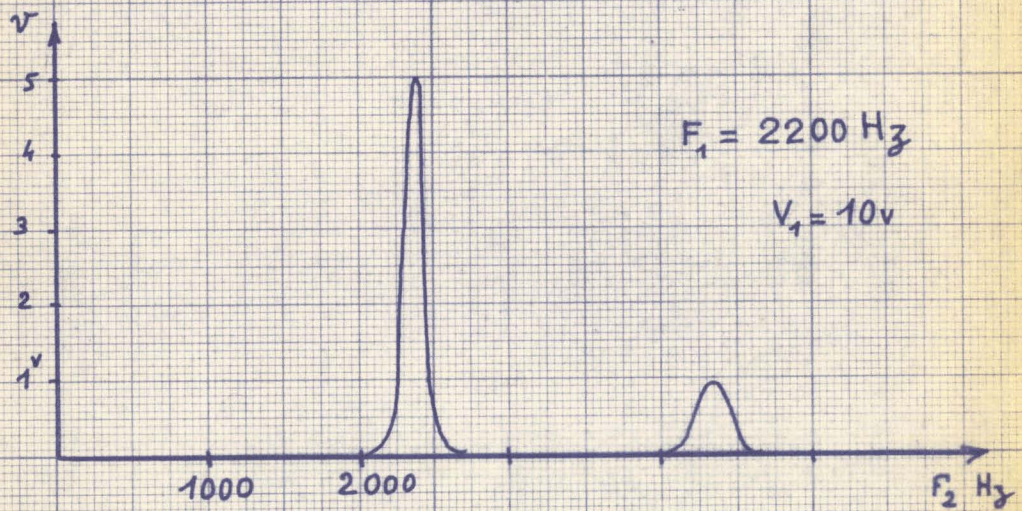


Fig. 8



2,4 - Généralisation de cette méthode

L'emploi de la méthode de modulation des variables pour les dispositifs de mesure à résonance et les ponts permet de réaliser des asservissements simples à large bande.

Cette méthode peut être étendue à l'asservissement de nombreux dispositifs électriques ou mécaniques à une ou plusieurs variables.

En effet :

a) la constitution du dispositif de mesure n'intervient pas dans l'expression du signal de sortie. Il suffit que la tension délivrée par l'appareil présente un maximum ou un minimum.

b) la fréquence de travail n'intervient pas dans l'expression du signal d'information qui est à la fréquence de la modulation. Ceci nous permet de réaliser facilement des asservissements à large bande de fréquence.

c) lorsque le dispositif de mesure est à n variables, en balayant chacune d'entre elle à une fréquence différente, on peut par n circuits, sélectifs, judicieusement choisis séparer les n informations nécessaires à l'asservissement.

De nombreux problèmes d'asservissement peuvent être résolus de cette façon.

Cette méthode permet également d'augmenter la précision des mesures sur des appareils à commande manuelle sans modification importante d'appareillage.

Remarque : Application de cette méthode à la mesure du TOS dans la bande X

L'appareillage couramment utilisé pour la mesure de la permittivité complexe des diélectriques dans la bande X est schématisé fig. 9

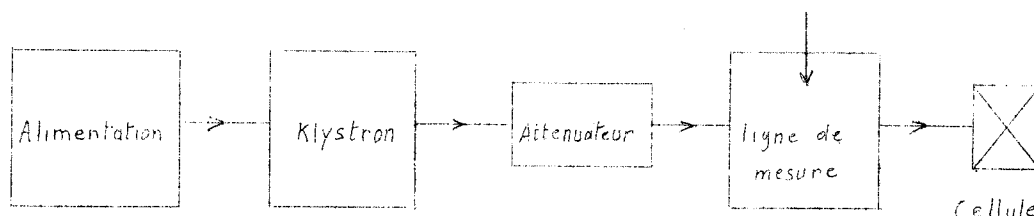


Fig. 9

La sonde mobile de la ligne de mesure permet de relever le TOS et le déplacement du minimum. Or lorsque le TOS est faible, le minimum est mal défini et les mesures précises sont délicates.

En modulant en amplitude à basse fréquence (1000 Hz) la tension réflecteur du Klystron, on fait apparaître une modulation de fréquence dont le taux doit être extrêmement faible pour que la mesure proprement dite ne soit pas perturbée.

La sonde délivre un signal continu proportionnel au champ électrique existant au point considéré du guide. Au signal continu est superposé un signal d'information à 1000 Hz que l'on amplifie sélectivement. La phase de ce signal par rapport à la tension de modulation dépend de la position relative de la sonde par rapport au minimum.

Un détecteur de phase délivrera une tension positive ou négative suivant que la sonde est placée en deçà ou au-delà du minimum.

Lorsque la sonde est rigoureusement au minimum (ou au maximum) la tension v s'annule.

La position du minimum ou du maximum est relevée avec une très grande précision (méthode de zéro).

La fig. 10 donne le schéma très simple du dispositif utilisé.

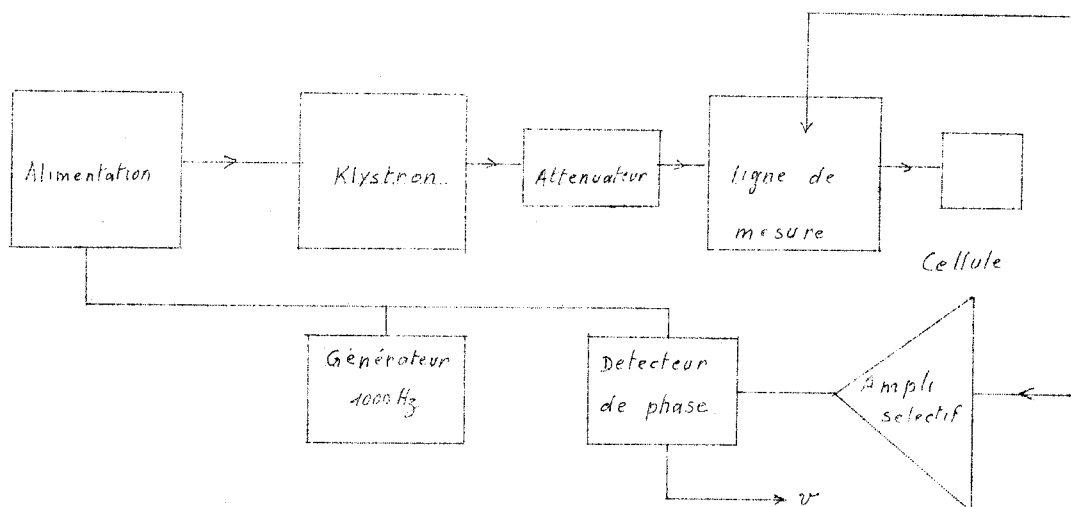


Fig. 10

Conclusion

La méthode de modulation des variables est une méthode simple à mettre en oeuvre et généralisable à de nombreux dispositifs de mesure et de contrôle. Elle permet une augmentation importante de la précision des mesures sur les appareils manuels.

Pour les dispositifs asservis, nous pouvons envisager la réalisation d'appareils de mesure qui affichent instantanément et d'une façon continue les composantes parallèles d'un dipôle inconnu dans une large bande de fréquence, les méthodes classiques étant difficiles à mettre en oeuvre pour des systèmes à large bande.

Nous avons réalisé deux dispositifs de mesure automatiques à large bande (100 kHz - 5 MHz)

- un G. B. mètre à résonance à une variable
- un comparateur d'impédances à deux variables

Ces appareils sont décrits aux chapitres III et IV.

Chapitre III - Asservissement d'un dispositif de mesure à résonance

Nous avons étudié et réalisé une chaîne d'asservissement qui maintient à la résonance par commande de la capacité d'accord, le dispositif à résonance décrit en 1,1. Le signal de modulation est applicable à la variable C.

L'appareil réalisé fonctionne parfaitement dans une bande de fréquence comprise entre 100 kHz et 5 MHz. Il affiche d'une façon continue la valeur de la capacité du dipôle mesuré. Toutes les commandes sont électroniques.

3,1 - Description de l'appareil réalisé (fig. 11)

3,11 - Dispositif de mesure

Le dispositif de mesure proprement dit est le G. B. mètre décrit plus haut. Une première diode Varicap D_1 sert de capacité d'accord. La modulation en capacité est assurée par une seconde diode Varicap D_2 placée en parallèle sur la première afin de maintenir constante l'amplitude de modulation en capacité. La fréquence de modulation est 1000 Hz.

La self est facilement interchangeable. Nous utilisons un jeu de selfs de Q mètre dont la qualité est excellente.

L'inconnue est branchée directement en parallèle sur le circuit résonnant et à un point à la masse.

L'ensemble est soigneusement blindé pour éliminer tout rayonnement parasite du générateur dans le circuit résonnant proprement dit.

3,12 - Détection

Le signal haute fréquence modulé en amplitude est immédiatement détecté par un circuit du détecteur classique qui ne laisse passer que la modulation.

L'impédance du détecteur est élevée pour ne pas amortir le circuit résonnant.

3,13 - Amplificateur sélectif

C'est un amplificateur à transistor à circuit sélectif dont le gain à 1000 Hz est de l'ordre de 80 dB. Sa bande passante étroite (< 100 Hz) permet une atténuation importante des fréquences harmoniques apparaissent dans le signal d'entrée.

3,14 - Détecteur de phase

Le signal de sortie de l'amplificateur sélectif est appliqué au transformateur d'entrée d'un détecteur de phase du type démodulateur synchrone. Le transformateur de référence est excité après mise en phase, par la tension fournie par l'oscillateur de balayage.

3,15 - Intégrateur

Il est constitué par un amplificateur opérationnel simple à transistor. C'est un transistor NPN OC I4I fortement chargé dans le collecteur et dont le gain est de l'ordre de 300. Une résistance en série dans la base et une capacité placée entre base et collecteur transforment cet amplificateur en intégrateur.

La tension apparaissant à la sortie de l'intégrateur est directement appliquée à la diode d'accord D_1 dans le sens convenable (contre réaction). Si, au montage, la chaîne est montée en réaction (oscillations et blocage de l'asservissement) il suffit d'inverser les connexions du détecteur de phase pour rétablir le fonctionnement normal.

Le schéma électrique est donné planche 4.

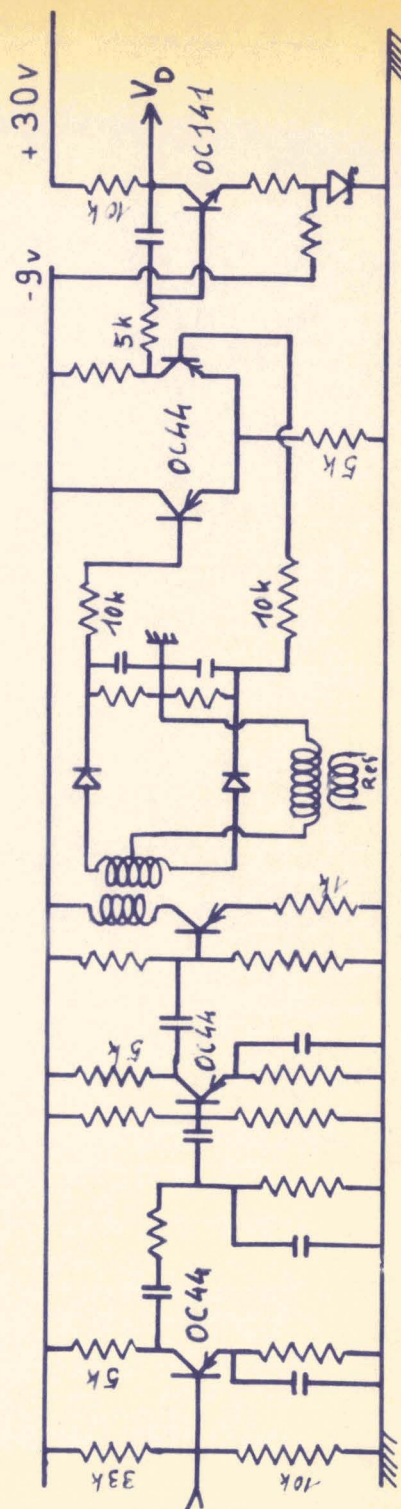


Planche 4

3,13 - Caractéristiques de l'appareil

Fréquence d'utilisation : 100 kHz - 5 MHz

Gamme de variation de capacité : 40 pF

Gamme de conductance : 10^{-6} à $2 \cdot 10^{-4}$ siemens

Temps de réponse moyen : 25 ms/pF (le temps de réponse est mesuré en faisant varier brutalement la capacité du dipôle inconnu. Comme il varie avec le point de fonctionnement, nous en donnons une valeur moyenne.

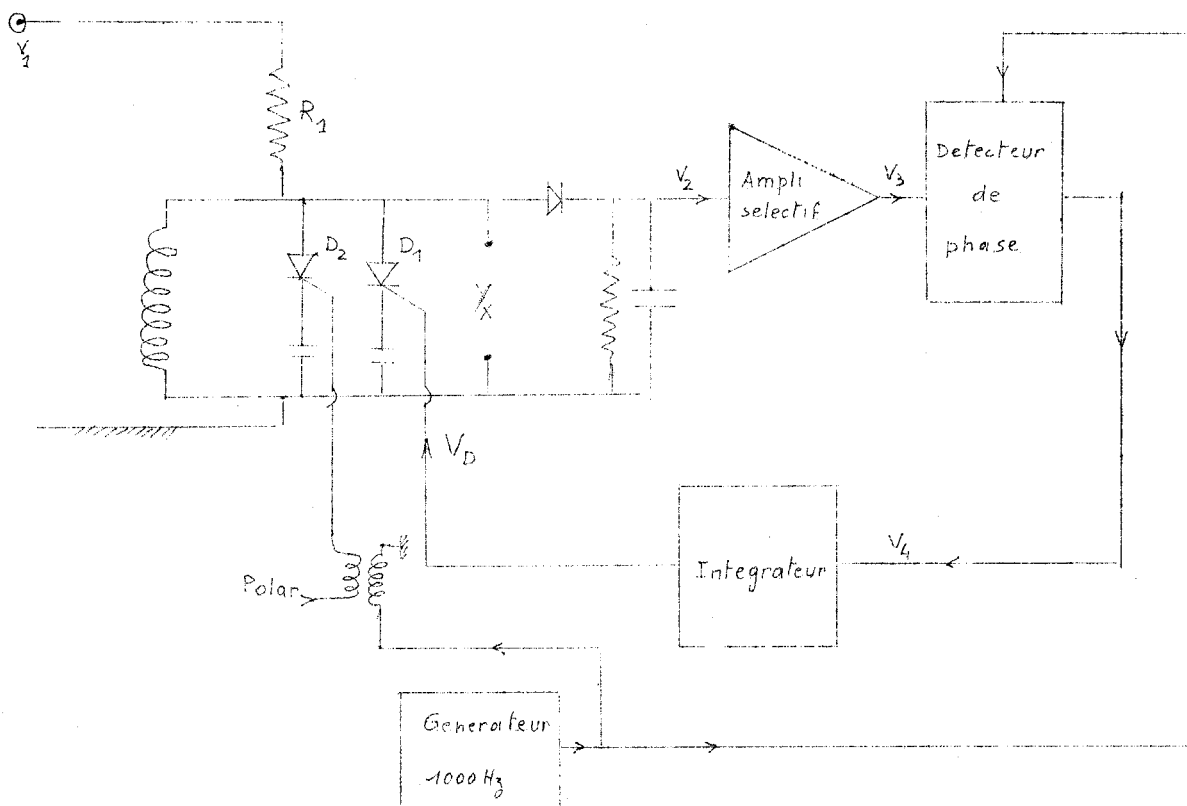


Fig. 11

3,2 - Etude de la chaîne d'asservissement

On peut ramener le schéma de la fig. 11 à un schéma classique de chaîne d'asservissement en supposant que le G. B. mètre se décompose en

- un comparateur parfait qui donne un écart

$$\xi = V_{Do} - V_D$$

V_{Do} = est la tension qu'il faut appliquer à la diode D_1 pour obtenir la résonance

V_D = est la tension réellement appliquée par l'asservissement

- et un dispositif qui transforme l'écart ξ en la tension V_2 qui apparaît réellement aux bornes du résonateur

La fig. 12 donne le diagramme symbolique de la chaîne :
G.B mètre

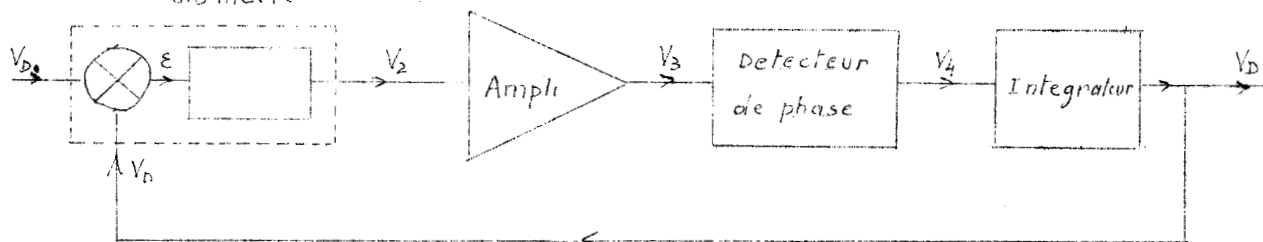


Fig. 12

Exprimons la fonction du transfert de chacun des éléments et déterminons la fonction de transfert de la chaîne en boucle ouverte et en boucle fermée.

- a) le détecteur d'écart est supposé parfait :

$$\xi = V_{Do} - V_D$$

b) la fonction de transfert du G. B. mètre est du second ordre puisqu'il contient un résonateur.

$$a_1 = \frac{V_2}{\varepsilon} = \frac{A_1}{B_{p2} + N_p + D}$$

Cependant la fréquence de résonance étant beaucoup plus élevée que la fréquence de modulation, on peut admettre que cette fonction de transfert est une constante :

$$a_1 = \frac{V_2}{\varepsilon} = A'_1$$

c) l'amplificateur sélectif a une fonction de transfert de la forme

$$a_2 = \frac{V_3}{V_2} = A_2 \frac{B p}{p^2 + 2\alpha p + \Omega_o^2}$$

A_2 est le gain statique de l'amplificateur

B est un coefficient constant

d) la fonction de transfert du détecteur de phase peut s'exprimer :

$$a_3 = \frac{V_i}{V_3} = A_3 \cos \varphi$$

e) l'intégrateur est constitué d'un amplificateur opérationnel à grand gain et d'un circuit R - C

$$a_4 = \frac{V_D}{V_i} = \frac{A_4}{p (1 + \tau' p)}$$

A_4 : gain statique

τ' : est la constante de temps de l'amplificateur

La fonction de transfert en boucle fermée est

$$G = \frac{V_D}{V_{Do}}$$

soit
$$G = \frac{a_1 a_2 a_3 a_4}{1 + a_1 a_2 a_3 a_4}$$

3,21 - Précision du système asservi

L'erreur du servomécanisme s'écrit :

$$e = \frac{V_{Do} - V_D}{V_{Do}}$$

ou
$$e = 1 - G$$

donc
$$e = \frac{1}{1 + a_1 a_2 a_3 a_4}$$

La précision sera d'autant meilleure que le gain en boucle ouverte défini par le produit $a_1 a_2 a_3 a_4$ sera plus grand.

Le gain de l'amplificateur sélectif est élevé 80 à 100 dB.

Le coefficient A_3 est de l'ordre de 1.

Le gain de l'intégrateur est de 60 dB.

Le coefficient de transfert du dispositif à résonance est difficile à préciser car il dépend de nombreux paramètres :

- de la valeur de l'impédance d'excitation
- de la valeur de la capacité d'accord
- de la conductance du dipôle mesuré
- de l'amplitude du signal de modulation

Nous avons mesuré le gain de la chaîne en boucle ouverte.

Il est toujours supérieur à 10^3 .

La précision du système asservi est toujours supérieure à $1/1000$.

Remarque

En agissant sur l'amplitude du signal de modulation on modifie le coefficient de transfert. Cependant si on augmente trop la modulation, on introduit un seuil important et la précision diminue ainsi que la stabilité.

Le réglage expérimental permet d'établir un compromis entre ces différents critères.

3,22 - Etude de la stabilité

Pour augmenter la précision du système asservi on peut augmenter le gain de la chaîne. Cependant, lorsque le système est d'un ordre plus élevé que le second ordre, le système devient instable si le gain dépasse une certaine valeur.

Plusieurs méthodes sont utilisables pour déterminer la valeur critique du gain et donc les conditions de stabilité. Nous avons choisi la méthode d'Evans ou du lieu des pôles qui donne une image graphique du comportement du servomécanisme.

Pour simplifier l'étude, nous ramenons la fonction de transfert du servomécanisme au 3ème ordre en négligeant la constante de temps de l'intégrateur.

En chaîne ouverte :

$$G_p = \frac{A'_1 A_2 A_3 A_4 B}{p (p^2 + 2\alpha p + \omega_o^2)}$$

Ou en chaîne fermée :

$$H_p = \frac{G_p}{1 + G_p}$$

L'étude de la stabilité se résume à l'étude des racines du dénominateur : $1 + G_p$ en fonction du gain statique de la chaîne ouverte.

- Construction du lieu d'Evans

- Les points de départ sont définis pour un gain nul :

$$p_1 = 0 \quad p_1 = \alpha + j\omega \quad p_2 = \alpha - j\omega$$

- Les points d'arrivée sont définis pour un gain infini.

Le dénominateur a 3 racines. Il y a donc 3 directions asymptotiques.

La première est l'axe réel ($p_1 = 0$)

Les deux autres sont symétriquement inclinées de $\pi/3$ sur l'axe réel

- Intersections avec l'axe imaginaire

On détermine les valeurs du gain qui annulent le déterminant de Routh de l'équation caractéristique.

$$p^3 + 2\alpha p + \omega_o^2 p + k = 0$$

$$k = A_1 A_2 A_3 A_4 B$$

Le déterminant s'écrit :

$$2\alpha\Omega_o^2 k = 0$$

$$k = 2\alpha\Omega_o^2$$

La valeur critique du gain statique est donc :

$$A_1 A_2 A_3 A_4 = 2\alpha\Omega_o^2 B$$

$$\Omega_o^2 = 4 \cdot 10^7 \text{ pulsation propre du circuit sélectif}$$

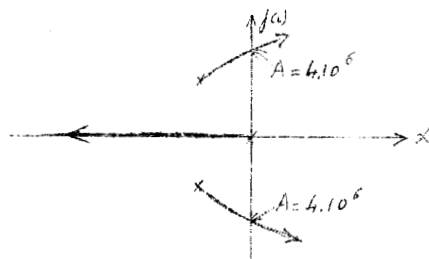
$$\alpha = 10^4 \text{ amortissement}$$

$$B = 10^{-5}$$

Le gain maximum de la chaîne ouverte est donc : $A = 4 \cdot 10^6$

Cette valeur de gain n'est jamais atteinte dans le montage réalisé. Le système est donc stable.

Le lieu d'Evans a l'allure suivante :



Remarque

Nous n'avons pas tenu compte des retards parasites intervenant aux différents points de la chaîne afin de simplifier l'étude. Les retards rendraient le système instable avant que le gain calculé précédemment ne soit atteint.

Comme le gain en boucle ouverte de la chaîne réalisée est inférieur à 10^4 elle sera toujours stable.

C en pF

GB-mètre

Etalonnage
en susceptance

40

30

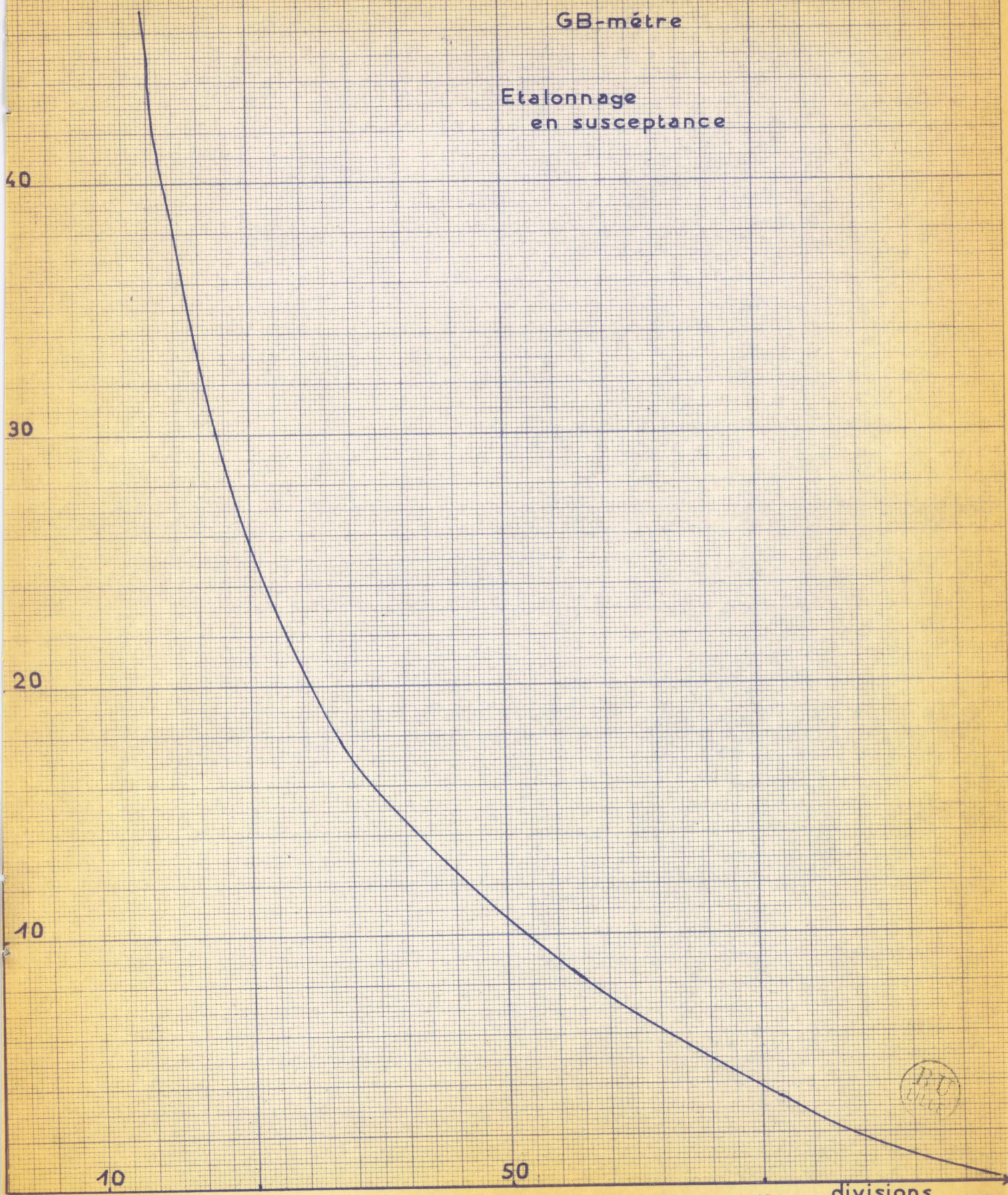
20

10

10

50

divisions



Chapitre IV - Asservissement à large bande de fréquence d'un comparateur d'impédance à deux variables

4,1 - Description de la chaîne d'asservissement (fig. 13)

4,11 - Dispositif de mesure

Nous utilisons un dispositif de mesure en pont (comparateur d'impédances décrit en 1,2) que nous avons modifié pour y introduire les modulations en capacité et en conductance. (fig. 14).

La modulation basse fréquence en capacité est introduite par une diode Varicap placée en parallèle sur la diode d'équilibrage du pont. La fréquence de modulation est $f_2 = 1000 \text{ Hz}$

La modulation en conductance est réalisée par un tube EC 8I dont la tension de polarisation grille est modulée en amplitude par un signal basse fréquence $f_1 = 2200 \text{ Hz}$.

4,12 - Amplificateur large bande (fig. 15)

Nous avons réalisé un amplificateur large bande à grand gain (60 dB) (bande passante : 100 kHz - 5 MHz). L'utilisation de tubes pentodes à grille cadre (EF 184) nous a permis de réaliser cet amplificateur sans employer de selfs de correction qui peuvent introduire des rotations de phase nuisibles. Il est doté d'un circuit de contrôle automatique de gain très simple qui évite la saturation lorsque le signal de sortie du pont est élevé : la tension de sortie détectée est appliquée à la grille du premier tube et tend à le bloquer lorsqu'elle devient trop élevée.

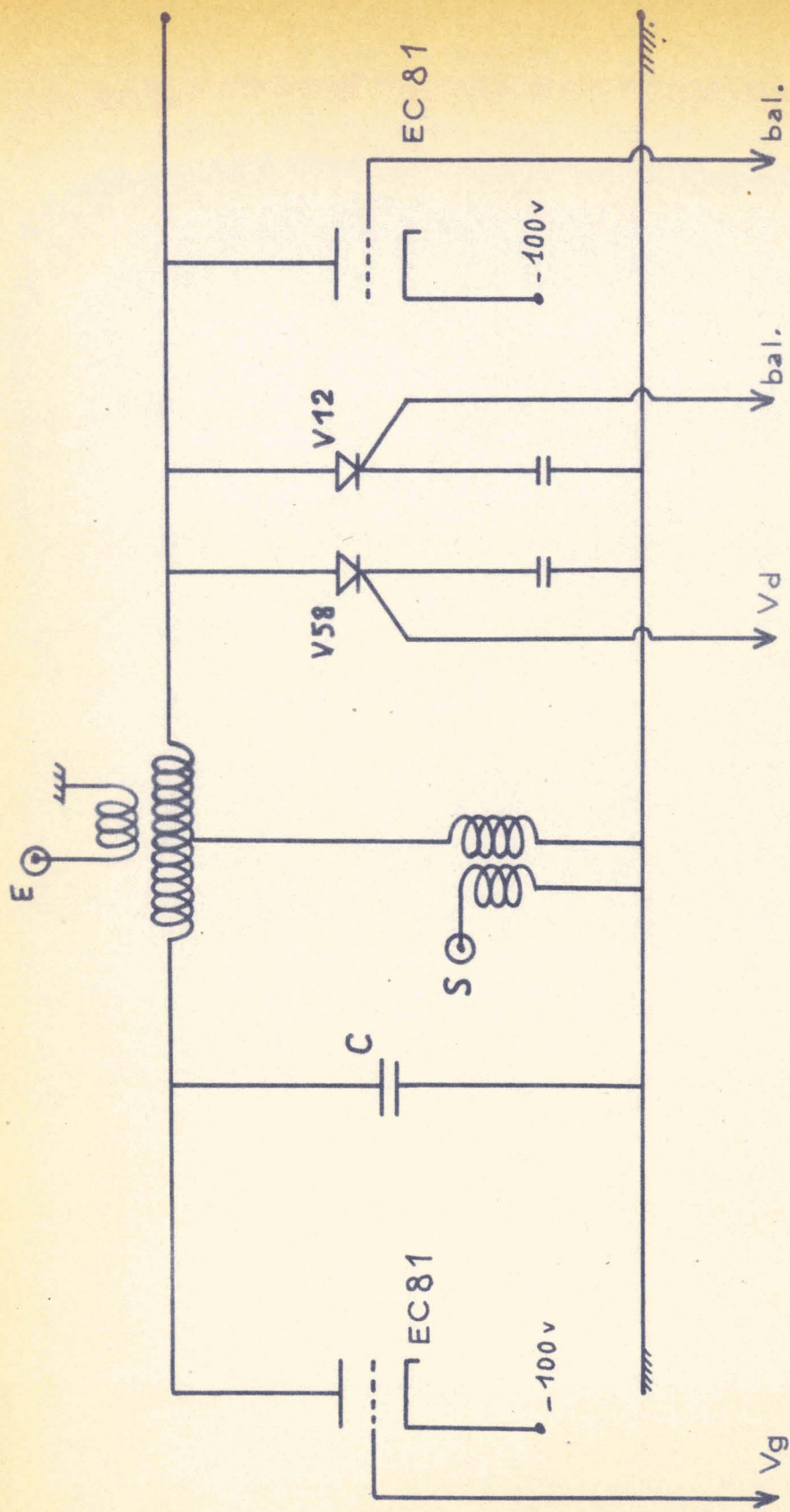
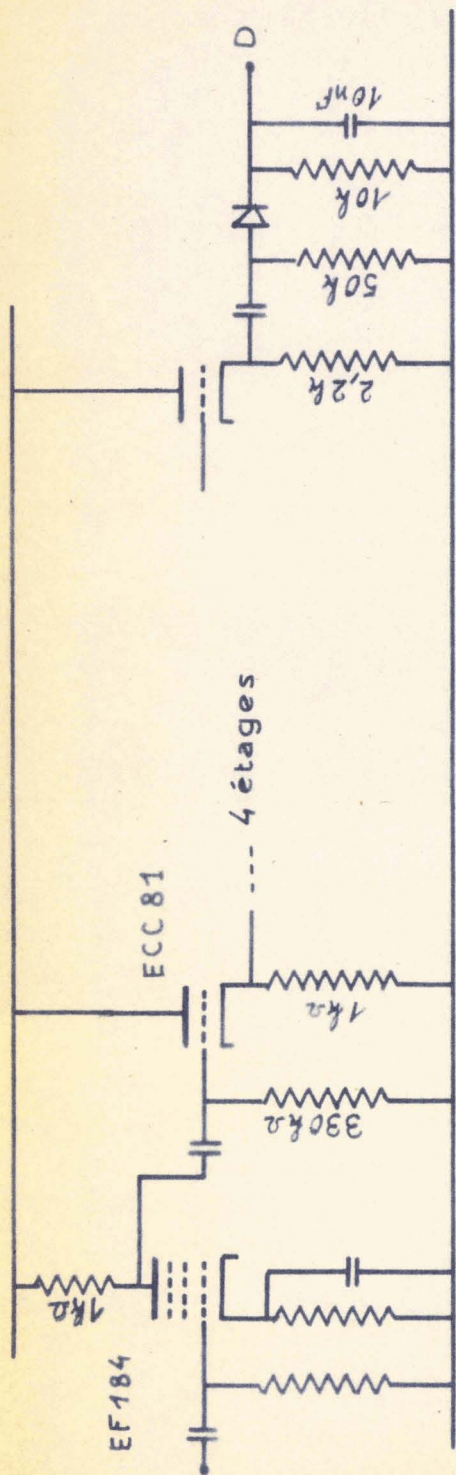
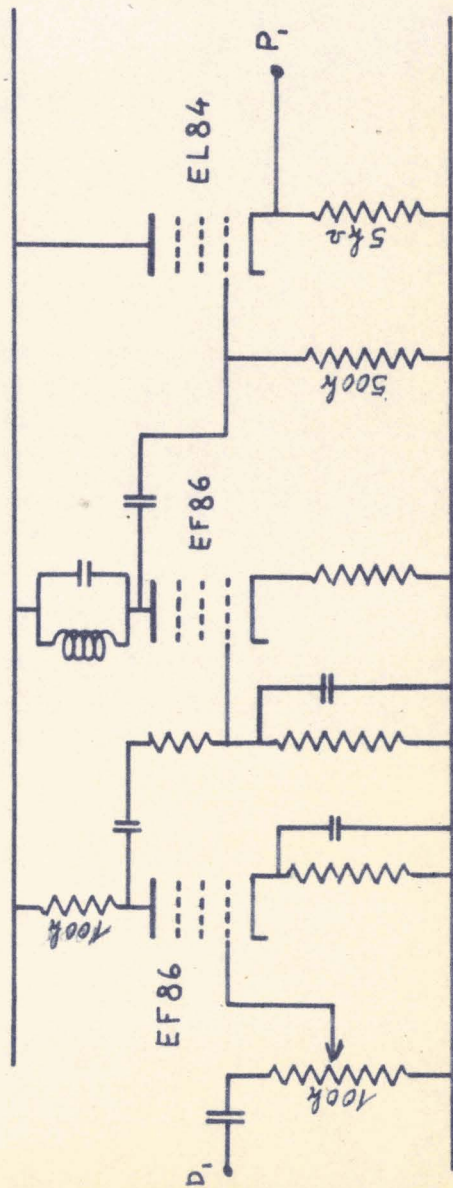


Fig. 14



Ampli large bande



Ampli sélectif

Fig. 15

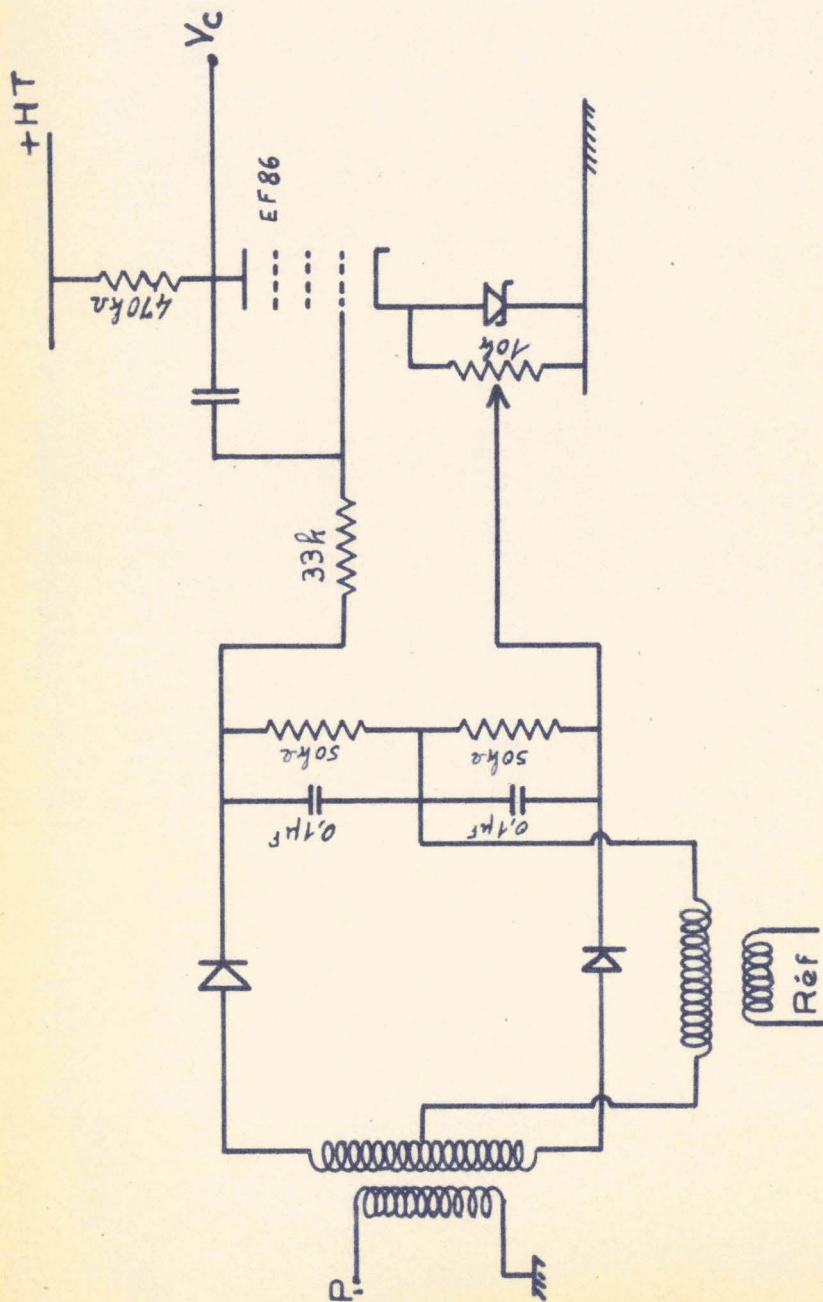


Fig. 16

Intégrateur

Détecteur de phase

Voie: C

4,13 - Amplificateurs sélectifs (fig. 15)

Après la détection le signal est appliqué à deux amplificateurs sélectifs qui séparent les informations contenues dans le signal d'entrée.

Le premier amplificateur est accordé sur la fréquence $f_1 = 2200 \text{ Hz}$, le second sur la fréquence $f_2 = 1000 \text{ Hz}$.

Ces amplificateurs sont de constitution identique : un préamplificateur à résistance (1er tube EF 86) - une liaison à pont de Wien - un étage accordé (2ème tube EF 86) par circuit résonnant dans l'anode.

Le gain de l'ensemble est de 80 dB environ.

4,14 - Détecteur de phase - intégrateur (fig. 16)

Nous utilisons dans chaque chaîne un détecteur de phase à transformateur suivi d'un intégrateur du type opérationnel. L'amplificateur opérationnel est constitué d'un tube EF 86 chargé par une résistance élevée : $470 \text{ k}\Omega$. La polarisation du tube est réglable et permet de fixer le point de repos de l'intégrateur.

La tension de sortie de l'intégrateur fournit la tension d'asservissement en conductance V_g qui est appliquée au tube conductance EC 81.

La tension de sortie du 2ème intégrateur fournit la tension d'asservissement en susceptance V_c qui est appliquée à la diode Varicap.

4,2 - Etude de la chaîne d'asservissement

Dans l'étude préliminaire (2,34) nous avons mis en évidence les différentes informations introduites dans le signal de sortie du pont par les modulations appliquées aux variables.

$$v = K' v_{g \text{ mod}} + K'' v_{c \text{ mod}}$$

Nous rappelons que :

K' est un coefficient dont le signe dépend uniquement du sens du déséquilibre en conductance

son amplitude dépend de la valeur absolue du déséquilibre du pont en susceptance

K'' est un coefficient dont le signe dépend uniquement du sens du déséquilibre en susceptance

son amplitude dépend de la valeur absolue du déséquilibre du pont en conductance

Ces variations rendent difficiles une mise en équation rigoureuse de la chaîne d'asservissement. Nous supposons donc dans une première approximation qu'ils restent constants pour de faibles déséquilibres et nous préciserons le comportement réel du servomécanisme dans quelques cas particuliers.

4,21 - Approximation linéaire

Appelons : V_{go} et V_{Do} les tensions qu'il faut appliquer respectivement à la conductance et à la susceptance pour réaliser l'équilibre parfait.

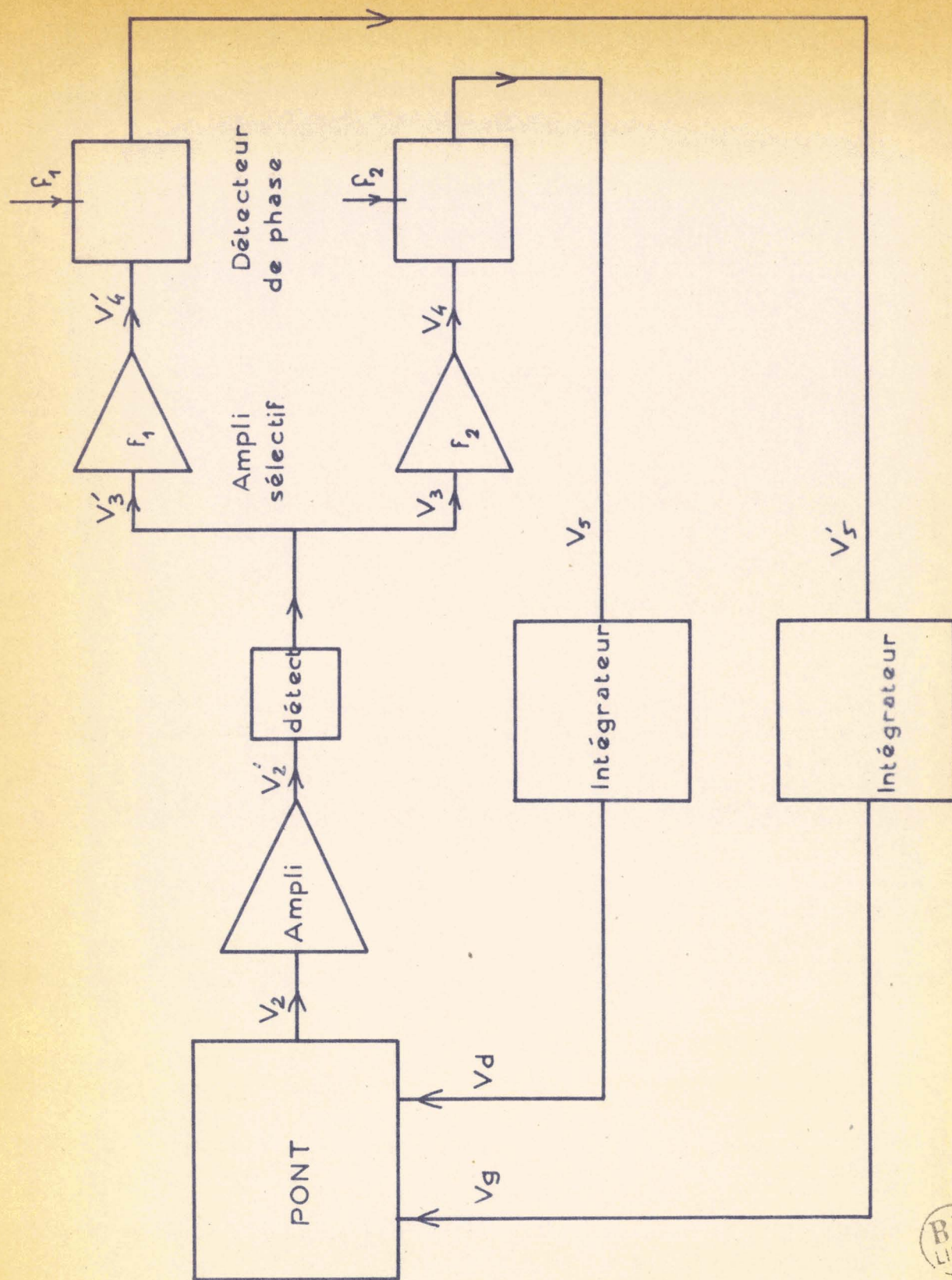


Fig. 13

V_g et V_D les tensions réellement délivrées par le servo-mécanisme

et déterminons la fonction de transfert de chacun des éléments de la chaîne pour faire apparaître la fonction de transfert en boucle fermée

$$\begin{pmatrix} V_g \\ V_d \end{pmatrix} = \parallel G \parallel \begin{pmatrix} V_{go} \\ V_{do} \end{pmatrix}$$

a) Pont et amplificateur large bande.

$$\begin{pmatrix} V'_3 \\ V_3 \end{pmatrix} = \parallel a_1 \parallel \left[\begin{pmatrix} V_{go} \\ V_{do} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} V_g \\ V_d \end{pmatrix} \right] \quad \text{avec} \quad \parallel a_1 \parallel = \begin{vmatrix} a'_1 & 0 \\ 0 & a''_1 \end{vmatrix}$$

a'_1 et a''_1 sont, dans le cas d'approximation linéaire, des constantes.

b) amplificateurs sélectifs

$$\begin{pmatrix} V'_4 \\ V_4 \end{pmatrix} = \parallel a_2 \parallel \begin{pmatrix} V'_3 \\ V_3 \end{pmatrix} \quad \text{avec} \quad \parallel a_2 \parallel = \begin{vmatrix} a'_2 & 0 \\ 0 & a''_2 \end{vmatrix}$$

a'_2 et a''_2 sont les fonctions de transfert des amplificateurs sélectifs de la forme :

$$\frac{A_2 p}{p^2 + 2\alpha p + \Omega^2_0}$$

c) détecteur de phase :

$$\begin{pmatrix} V'_5 \\ V_5 \end{pmatrix} = \parallel a_3 \parallel \begin{pmatrix} V'_4 \\ V_4 \end{pmatrix}$$

avec $\begin{vmatrix} a_3 \end{vmatrix} = K \begin{vmatrix} \cos \varphi_g & 0 \\ 0 & \cos \varphi_c \end{vmatrix}$ si l'interaction entre les variables est négligeable.

d) intégrateurs

$$\begin{Bmatrix} v_g \\ v_d \end{Bmatrix} = \begin{vmatrix} a_4 \end{vmatrix} \begin{Bmatrix} v'_5 \\ v_5 \end{Bmatrix} \quad \text{avec} \quad \begin{vmatrix} a_4 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} a'_4 & 0 \\ 0 & a''_4 \end{vmatrix}$$

a'_4 et a''_4 sont des fonctions de transfert de la forme $\frac{A_4}{p(1 + \tau p)}$

La fonction de transfert de la chaîne en boucle ouverte s'écrit :

$$\begin{vmatrix} G \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} a_1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} a_2 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} a_3 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} a_4 \end{vmatrix}$$

Pour éviter une notation matricielle qui alourdirait les calculs, nous pouvons considérer que les deux boucles d'asservissement sont indépendantes et étudier séparément : précision et stabilité de chacune des deux chaînes.

Ceci implique, dans le cas d'approximation linéaire, qu'il n'y a aucune interaction entre les deux chaînes. Cette condition est réalisée si les circuits sélectifs sont soigneusement réglés.

La seule différence entre les deux chaînes étant la fréquence d'accord du circuit sélectif, le raisonnement que nous allons faire pour la chaîne d'asservissement en conductance est évidemment valable pour l'asservissement en susceptance.

La fonction de transfert en chaîne ouverte de la chaîne d'asservissement en conductance s'écrit :

$$G_p = a_1 a_2 a_3 a_4$$

en chaîne fermée :

$$H_p = \frac{a_1 a_2 a_3 a_4}{1 + a_1 a_2 a_3 a_4} \quad \text{puisque le retour est unitaire}$$

4,211 - Précision

L'erreur du servomécanisme s'écrit :

$$e = \frac{1}{1 + a_1 a_2 a_3 a_4}$$

La précision est d'autant meilleure que le gain est plus élevé, comme dans toute chaîne d'asservissement classique.

4,212 - Stabilité

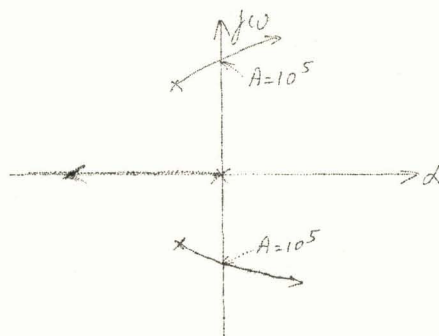
Le système asservi ayant une fonction de transfert au moins de troisième ordre, il existera une valeur limite du gain au-delà de laquelle des oscillations de pompage prendront naissance.

Comme la chaîne que nous étudions est sensiblement identique à celle que nous avons étudiée au chapitre 3 nous rappelons les résultats obtenus.

Le dénominateur de la fonction de transfert en boucle fermée est de la forme :

$$p (p^2 + 2 \times p + \Omega_0^2) + k$$

L'allure du lieu d'Evans est donné ci-dessous :



Les pôles de départ sont $p_1 = 0$ $p_2 = \alpha + j\omega$ $p_3 = \alpha - j\omega$

Les oscillations apparaissent lorsque le déterminant est nul :

$$k = 2\alpha \Omega_0^2$$

soit avec $2\alpha = 10^3$ amortissement du circuit résonnant

$$\Omega_0^2 = 16.10^7 \text{ pulsation propre}$$

$$k = 16.10^{10}$$

Le gain en chaîne ouverte correspondant vaut :

$$A = 10^5$$

On peut donc dire a priori que si le gain de chacune des deux chaînes considérées comme indépendantes est inférieur à 10^5 l'ensemble de la chaîne sera stable.

Dans tout ce calcul nous avons supposé que les coefficients k' et k'' de transfert du pont de Sauty étaient des constantes, ce qui est évidemment faux en réalité, à cause de l'interaction des deux variables. Mais nous avons vu que l'interaction d'une des variables sur l'autre est simplement de diminuer son coefficient k lorsque le pont se déséquilibre.

L'effet de cette interaction sera donc simplement de diminuer le gain en chaîne ouverte de l'autre variable ce qui ne peut agir sur la stabilité.

4,3 - Influence de la non linéarité

Nous avons supposé que les deux chaînes étaient rigoureusement indépendantes et qu'il n'y avait aucune interaction entre elles. Or l'étude préliminaire que nous avons faite sur les signaux d'information a mis en évidence que le déséquilibre d'une variable agissait sur l'amplitude du signal d'information de l'autre variable.

Comme l'interaction ne se fait que sur l'amplitude et non sur la phase, les variables sont séparées.

Lorsqu'une variable est déséquilibrée, le coefficient de transfert du pont pour l'autre variable diminue. Le gain de la chaîne d'asservissement de cette variable est plus faible et la précision diminue.

Si le pont est déséquilibré en conductance par exemple, la précision en susceptance est médiocre et inversement.

C'est le même phénomène qui se produit dans l'équilibre manuel d'un pont : la précision maximum n'est obtenue que lorsque les deux variables sont proches de l'équilibre.

La non linéarité n'affectera le comportement du servomécanisme que lorsqu'il n'est pas à sa position d'équilibre en le rendant plus " mou " et en augmentant donc son temps de réponse.

4,3 - Réglages - mise au point

Tous les réglages sont d'abord effectués en chaîne ouverte en utilisant des sources auxiliaires pour commander les variables. On observe après chaque ensemble, la forme et les caractéristiques du signal à l'oscillographe en partant du pont de mesure.

Le circuit de contrôle automatique de gain de l'amplificateur à large bande doit être réglé de telle sorte que l'amplificateur ne puisse pas se saturer. La saturation entraîne des rotations de phase et perturbe le fonctionnement correct des détecteurs de phase.

Les amplificateurs sélectifs sont calés sur les fréquences f_1 et f_2 par réglage des condensateurs ajustables placés en parallèle sur le circuit résonnant.

Les détecteurs de phase doivent être soigneusement réglés. Nous contrôlons que la tension continue délivrée ne s'inverse qu'une seule fois lorsque le déséquilibre de la variable correspondante s'annule. Pour réaliser cette condition, il faut agir sur le circuit de mise en place de la tension de référence. Un mauvais réglage du détecteur de phase peut entraîner : soit une erreur sur la position d'équilibre ; soit un faux équilibre provenant du fait que la tension délivrée par le détecteur de phase s'annule et change de signe pour une autre valeur que la valeur d'équilibre de la variable.

Enfin le réglage du point de fonctionnement de l'intégrateur permet de régler la valeur de la tension de sortie de l'asservissement ouvert à une valeur voisine de la tension appliquée par la source auxiliaire.

Lorsque ces réglages préliminaires ont été effectués, on peut fermer la chaîne en vérifiant qu'elle agit en contre-réaction.

L'amplitude des signaux de modulation est réduite au minimum, c'est-à-dire juste avant le décrochage de la chaîne.

Il est enfin nécessaire de vérifier que les sources d'alimentation sont soigneusement découplées et correctement stabilisées pour que les interactions entre les deux chaînes par les sources d'alimentations soient négligeables.

4,5 - Performances

L'appareil réalisé présente les caractéristiques suivantes :

fréquence d'utilisation : 100 kHz - 5 MHz

gamme de variation de capacité : 40 pF

gamme de conductance : 10^{-6} à $2 \cdot 10^{-4}$ siemens

C O N C L U S I O N

L'application de la méthode de modulation des variables à l'asservissement des ponts de mesure permet d'envisager la réalisation d'appareils automatiques dans une très large bande de fréquence.

Nous l'avons utilisé pour l'asservissement d'appareils de mesure diélectriques mais il est bien évident qu'elle peut s'appliquer à n'importe quel type d'appareillage sous la seule condition que le réglage des variables à asservir entraîne un minimum ou un maximum de tension de sortie.

Le G. B. mètre et le comparateur d'impédance automatiques que nous avons entièrement réalisés et mis au point fonctionnent correctement jusqu'à la fréquence de 5 MHz. Cette limitation en fréquence n'est pas imposée par la chaîne d'asservissement proprement dite mais par la constitution technologique de l'appareil de mesure lui-même.

En utilisant des éléments étalons de conductance et de susceptance à commande électronique valables à des fréquences plus élevées, l'asservissement serait facilement réalisable à ces fréquences. Nous en donnons un exemple page 30 où l'on voit qu'il serait facile d'asservir une ligne de mesure travaillant en U H F.

Ces appareils permettant un tracé très rapide du spectre hertzien d'un corps diélectrique d'une façon continue en fonction de la fréquence. Les changements de phase sont facilement mis en évidence par enregistrement sur un enregistreur XY.

Il est également possible d'étudier des phénomènes transitoires qui se produisent dans certains corps soumis à une radiation, à une variation de température, à un champ électrique...

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

1. R. Polaert Thèse Ingénieur Docteur Lille Janvier 61
2. A. Lebrun et R. Liebaert Comparateur d'admittances pour les
fréquences comprises entre 0,1 Hz et 200 MHz
Arch. Sc CR du 7ème Coll Ampère p. 14
3. F. Louage D. E. S. Lille 1960
4. Gilles - Decaulne - Pellegrin
Théorie et techniques des Asservissements
Dunod 1956
Méthode moderne d'étude des systèmes asservis
Dunod 1960
5. G. Biezunski Thèse Ingénieur Docteur Lille Juin 1961
6. Stover Passive Network synthesis Mc Graw Hill 1957
7. A. Fett Feedback control system Prentive Hall 1954
8. J. Stewart Circuit theory and design Chapman et Hall 1956
9. R. Bruns Analysis of Feedback control system
Mc Graw Hill 1955
10. A. Lebrun et F. Louage Sur un dispositif automatique à large
bande de fréquence pour la mesure de la per-
mittivité complexe des diélectriques
Arch Sc CR t.253 p. 2204-2206 Nov 1961
11. F. Louage Note sur un pont de mesure automatique à
large bande de fréquence pour l'étude des
diélectriques
Colloque Ampère Eindhoven 1962 (à paraître)

Vu et permis d'imprimer

Lille, le 20 juin 1862

Le Recteur de l'Académie de Lille

G. DEBEYRE

Vu et approuvé

Lille, le 15 juin 1862

Le Doyen de la Faculté des
Sciences de Lille

H. PARREAU