

THESE

Présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES
ET TECHNIQUES DE
LILLE

pour obtenir le titre de
DOCTEUR - INGENIEUR

par

J. PAUQUET

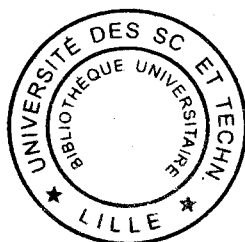
étude des conductances négatives
à large bande de fréquences

réalisation d'un "G.B mètre"

10kHz - 10MHz

soutenue le juin 1973 devant la commission d'examen

MM A. LEBRUN président
 Y. LEROY examinateur
 L. RACZY "
 G. SALMER "



UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE
=====

DOYENS HONORAIRES de l'Ancienne Faculté des Sciences

MM. H. LEFEBVRE, PARREAU

PROFESSEURS HONORAIRES des Anciennes Facultés de Droit et
Sciences Economiques, des Sciences et des Lettres

M. ARNOULT, Mme BEAUJEU, MM. BEGHIN, BROCHARD, CAU, CHAPPELON, CHAUDRON,
CORDONNIER, DEHEUVELS, DEHORNE, DEHORS, FAUVEL, FLEURY, P. GERMAIN,
HEIM DE BALSAC, HOCQUETTE, KAMPE DE FERIET, KOURGANOFF, LAMOTTE, LELONG,
Mme LELONG, LIEBAERT, MARTINOT-LAGARDE, MAZET, MICHEL, NORMANT, PARISELLE,
PASCAL, PAUTHENIER, PEREZ, ROIG, ROSEAU, ROUBINE, ROUELLE, WIEMAN, ZAMANSKI.

PRESIDENT de l'UNIVERSITE
DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE

M. DEFRETIN René

Professeur de Biologie Marine,
Directeur de l'Institut de
Biologie Maritime et Régionale de
Wimereux.

PROFESSEURS TITULAIRES

M. BACCHUS Pierre	Astronomie
M. BEAUFILS Jean-Pierre	Chimie Générale
M. BECART Maurice	Physique
M. BIAYS Pierre	Géographie
M. BLOCH Vincent	Psychophysiologie
M. BONNEMAN Pierre	Chimie et Physico-Chimie Industrielle
M. BONTE Antoine	Géologie Appliquée
M. BOUGHON Pierre	Mathématiques
M. BOURIQUET Robert	Biologie Végétale
M. CAPET Marcel-Francis	Institut de Préparation aux Affaires
M. CELET Paul	Géologie
M. CONSTANT Eugène	Physique Industrielle-Electronique
M. CORSIN Pierre	Paléobotanique
M. DECUYPER Marcel	Mathématiques Générales
M. DEFRETIN René	Biologie Marine
M. DELATTRE Charles	Géologie Générale
M. DURCHON Maurice	Zoologie Générale et Appliquée
M. FAURE Robert	Mécanique
M. FOURET René	Physique
M. GABILLARD Robert	Radio-Electricité-Electronique

M. GEHU Jean-Marie	Institut Agricole
M. GLACET Charles	Chimie Organique
M. GONTIER Gérard	Mécanique
M. GUILLAUME Jean	Biologie Végétale
M. HEUBEL Joseph	Chimie Minérale
M. JOLY Robert	Biologie (Amiens)
Me LENOBLE Jacqueline	Physique Expérimentale
M. LOMBARD Jacques	Sociologie
M. MONTARIOL Frédéric	Chimie Appliquée
M. MONTREUIL Jean	Chimie Biologique
M. POUZET Pierre	Informatique
Me SCHWARTZ Marie-Hélène	Analyse Supérieure
M. TILLIEU Jacques	Physique Théorique
M. TRIDOT Gabriel	Chimie
M. VAILLANT Jean	Mathématiques
M. VIDAL Pierre	Automatique
M. VIVIER Emile	Biologie Animale
M. WERTHEIMER Raymond	Physique
M. ZEYTOUNIAN Radyadour	Mathématiques

PROFESSEURS A TITRE PERSONNEL

M. BOUISSET Simon	Physiologie Animale
M. DELHAYE Michel	Chimie
M. FLATRES Pierre	Géographie
M. LEBRUN André	Electronique
M. LINDER Robert	Botanique
M. LUCQUIN Michel	Chimie Physique
M. PARREAU Michel	Mathématiques Appliquées
M. PRUDHOMME Rémy	Droit et Sciences Economiques
M. SCHILTZ René	Physique

PROFESSEURS SANS CHAIRE

M. BELLET Jean	Physique
M. BILLARD Jean	Physique
M. BODARD Marcel	Botanique
M. BOILLET Pierre	Physique
M. DERCOURT Jean-Michel	Géologie
M. DEVRAINNE Pierre	Chimie Minérale
M. GOUDMAND Pierre	Chimie Physique
M. GRUSON Laurent	Mathématiques
M. GUILBAULT Pierre	Biologie
M. LACOSTE Louis	Biologie
M. LANDAIS Jean	Chimie
M. LEHMANN Daniel	Mathématiques
M. LOUCHEUX Claude	Chimie
M. MAES Serge	Physique
Mle MARQUET Simone	Mathématiques
M. MONTEL Marc	Physique
M. PANET Marius	I.E.E.A.
M. PROUVOST Jean	Minéralogie

MAITRES DE CONFERENCES (et chargés de fonctions)

M. ADAM Michel	Economie Politique
M. ANDRE Charles	Sciences Economiques
M. ANGRAND Jean-Pierre	Géographie
M. ANTOINE Philippe	Mathématiques
M. AUBIN Thierry	Mathématiques
M. BART André	Biologie
M. BEGUIN Paul	Mécanique des Fluides
M. BKOUCHE Rudolphe	Mathématiques
M. BOILLY Bénoni	Biologie
M. BONNEMAIN Jean-Louis	Biologie Végétale
M. BONNOT Ernest	Biologie Végétale
M. BOSCOQ Denis	Mathématiques
M. BRIDOUX Michel	Chimie
M. BRUYELLE Pierre	Géographie et Aménagement Spatial
M. CAPURON Alfred	Biologie Animale
M. CARREZ Christian	I.E.E.A.
M. CORDONNIER Vincent	Informatique
M. CORTOIS Jean	Physique
M. COULON Jean	I.E.E.A.
M. DEBOURSE Jean-Pierre	Sciences Economiques et Sociales
M. DEBRABANT Pierre	Sciences Appliquées
M. DELAUNAY Jean-Claude	Sciences Economiques et Sociales
M. DOUKHAN Jean-Claude	Physique
M. DRIEUX Baudouin	I.E.E.A.
M. DYMENT Arthur	Mathématiques
M. ESCAIG Bertrand	Physique
M. FONTAINE Jacques	Génie Electrique
M. FROELICH Daniel	Sciences Appliquées
M. GAMBLIN André	Géographie
M. GOBLOT Rémi	Mathématiques
M. GOSSELIN Gabriel	Sociologie
M. GRANELLE Jean-Jacques	Sciences Economiques
M. GUILLAUME Henri	Sciences Economiques et Sociales
M. HERMAN Maurice	Physique
M. JOURNAL Gérard	Sciences Appliquées
M ^{le} KOSMANN Yvette	Mathématiques
M. KREMBEL Jean	Chimie
M. LABLACHE COMBIER Alain	Chimie
M. LAURENT François	Automatique
M. LAVAGNE Pierre	Sciences Economiques et Sociales
M ^{le} LEGRAND Denise	Mathématiques
M ^{le} LEGRAND Solange	Mathématiques
M ^{me} LEHMANN Josiane	Mathématiques
M. LENTACKER Firmin	Géographie et Aménagement Spatial
M. LEROY Yves	Electronique
M. LHENAFF René	Géographie
M. LOCQUENEUX Robert	Physique
M. LOUAGE Francis	Sciences Appliquées
M ^{me} MAILLET Monique	Sciences Economiques
M. MAIZIERES Christian	I.E.E.A.
M. MALAUSSENA Jean-Louis	Sciences Economiques et Sociales
M. MERIAUX Emile	Sciences de la Terre
M. MESSELYN Jean	Physique
M. MIGEON Michel	Chimie (Sciences Appliquées)

M. PAQUET Jacques	Sciences Appliquées
M. PARSY Fernand	Mathématiques
M. PECQUE Marcel	Chimie
M. PERROT Pierre	Chimie
M. PERTUZON Emile	Biologie
M. PONSOLLE Louis	Chimie (Valenciennes)
M. POVY Jean-Claude	Sciences Appliquées
M. RACZY Ladislas	Physique - Electronique
Me RENVERSEZ Françoise	Sciences Economiques et Sociales
M. ROUSSEAU Jean-Paul	Physiologie Animale
M. ROY Jean-Claude	Biologie
M. SALMER Georges	Radio Electricité Electronique
M. SEQUIER Guy	Electronique
M. SIMON Michel	Psychologie
M. SLIWA Henri	Chimie
M. SMET Pierre	Physique
M. SOMME Jean	Géographie
Mle SPIK Geneviève	Chimie Biologique
M. TOULOTTE Jean-Marc	Sciences Appliquées
M. TREANTON Jean-René	Sciences Economiques et Sociales
M. VANDORPE Bernard	Chimie Physique
M. VILETTE Michel	Génie Mécanique
M. WATERLOT Michel	Géologie
Me ZINN JUSTIN Nicole	Mathématiques.

A MA FEMME

A MES ENFANTS

A MES PARENTS

Ce travail a été effectué sous la direction de Monsieur le Professeur A. LEBRUN, dans le cadre du Laboratoire de Mesures Automatiques de l'Université des Sciences et Techniques de Lille.

Qu'il me soit permis d'exprimer à Monsieur le Professeur LEBRUN ma profonde gratitude pour la formation qu'il m'a donnée et pour les conseils qu'il m'a prodigués.

Je remercie vivement Messieurs les Professeurs LEROY, RACZY et SALMER, du grand honneur qu'ils m'ont fait en acceptant de juger mon travail.

Nos remerciements vont également aux membres de l'équipe de Mesures Automatiques dont l'aide amicale et constante nous a encouragé.

Enfin nous exprimons notre gratitude à l'ensemble du personnel technique et administratif pour sa participation dévouée.

S O M M A I R E

<u>INTRODUCTION</u>	1
<u>CHAPITRE I : OSCILLATEUR A CONDUCTANCE NEGATIVE</u>	
I-1 Principe de l'oscillateur - conductance négative.	4
I-2 Utilisation de l'oscillateur à conductance négative pour la mesure de dipôles inconnus.	5
I-3 Obtention d'une conductance négative variable à large bande de fréquence.	5
<u>CHAPITRE II : LES CONDUCTANCES NEGATIVES</u>	
II-1 Notions et classification des conductances négatives	7
II-2 Conductance négative obtenue par réaction d'un amplificateur	8
II-2-1 Influence de la résistance de sortie R_s .	9
II-2-2 Influence du gain A .	10
II-2-3 Influence du déphasage.	11
<u>CHAPITRE III : CHOIX DE L'AMPLIFICATEUR UTILISE POUR OBTENIR UNE CONDUCTANCE NEGATIVE</u>	
III-1 Introduction.	13
III-2 Amplificateur idéal.	14
III-3 Influence d'un gain de mode différentiel fini : calcul du taux de contre-réaction optimum.	15
III-3-1 Expression de la conductance négative G_n .	15
III-3-2 Recherche du taux de contre-réaction optimum.	16
III-3-3 Influence du gain en boucle ouverte.	18
III-4 Influence de l'impédance d'entrée différentielle.	19
III-4-1 Influence de la conductance d'entrée sur l'expression de la conductance négative.	19
III-4-2 Influence d'une instabilité de la conductance d'entrée.	21
III-5 Influence de la résistance de sortie.	21

III-5-1	Influence d'une résistance de sortie non nulle sur l'expression de la conductance négative.	22
III-5-2	Influence de la fluctuation de la résistance de sortie sur la stabilité de la conductance négative.	22

CHAPITRE IV : PRESENTATION DES METHODES DE MESURES PERMETTANT LA DETERMINATION EXPERIMENTALE DES GRANDEURS CARACTERISANT UNE CONDUCTANCE NEGATIVE : RESULTATS OBTENUS.

IV-1	Présentation des methodes de mesures.	24
IV-1-1	Détermination expérimentale de la valeur d'une conductance négative.	24
IV-1-2	Evolution de la valeur de la conductance négative G_n avec la fréquence.	25
IV-1-3	Détermination expérimentale de la valeur du terme réactif de l'admittance apparente d'entrée.	25
IV-1-4	Etude de la stabilité en température.	26
IV-1-5	Influence de l'amplitude de la tension alternative sur la valeur de la conductance négative G_n .	26
IV-1-6	Influence du niveau continu appliqué à l'entrée de l'amplificateur.	27
IV-1-7	Appréciation du niveau de bruit.	27
IV-2	Résultats obtenus.	27
IV-2-1	Choix des éléments.	27
IV-2-2	Etude de la conductance négative G_n fonction de la fréquence.	28
IV-2-3	Variation de la conductance négative G_n en fonction du niveau.	29
IV-2-4	Etude de la dérive de la conductance négative G_n en fonction de la température et des tensions d'alimentation.	29
IV-2-5	Mesure de la sensibilité.	29
IV-2-6	Variation de la conductance négative G_n en fonction de la résistance d'entrée différentielle.	29
IV-2-7	Variation de la conductance négative G_n en fonction de la résistance de sortie.	29

CHAPITRE V : UTILISATION D'UNE CONDUCTANCE NEGATIVE POUR LA MESURE DE DIPOLES.

V-1 Principe de la mesure.	30
V-2 Mesures à fréquence fixe.	30
V-2-1 Principe.	30
V-2-2 Critique de la méthode à fréquence fixe.	31
V-3 Mesure à fréquence variable.	32
V-3-1 Principe.	32
V-3-2 Mesure d'une susceptance.	32
V-3-2-1 Le dipôle inconnu est capacitif.	33
V-3-2-2 Le dipôle inconnu est selfique.	33
V-3-3 Mesure de conductance.	35
V-3-4 Critique de la méthode de mesure à fréquence variable.	35

CHAPITRE VI : UTILISATION D'UNE CONDUCTANCE NEGATIVE POUR LA MESURE AUTOMATIQUE D'UN DIPOLE.

VI-1 Principe de la mesure automatique.	36
VI-2 Etude critique des divers procédés conduisant à l'information en G_x .	37
VI-2-1 Détermination expérimentale de G_x à partir d'une information directe ΔG^+ .	37
VI-2-2 Obtention d'une information G_x à partir d'une lecture de tension.	38
VI-2-2-1 La tension est continue.	38
VI-2-2-2 Par lecture d'une tension alternative à la fréquence de mesure.	38
VI-3 Influence des capacités parasites shuntant la conductance positive variable.	40
VI-3-1 Perturbation apportée à la mesure de G_x .	40
VI-3-2 Perturbation apportée à la mesure de B_x .	43
VI-4 Choix de la valeur de la conductance négative. Influence de cette valeur sur la précision de la mesure.	43

CHAPITRE VII : L'APPAREIL REALISE : DESCRIPTION, CARACTERISTIQUES
ET EMPLOI.

VII-1 Description.	47
VII-1-1 La conductance négative.	48
VII-1-2 Le dispositif d'asservissement en niveau.	49
VII-1-3 La chaîne de lecture en conductance.	52
VII-1-4 Les circuits annexes.	54
VII-2 Caractéristique de l'appareil.	56
VII-2-1 Bande de fréquence 10kHz-10MHz.	56
VII-2-2 Bande de mesure en conductance.	57
VII-2-3 Précision de la mesure en conductance.	57
VII-2-4 Amplitude du signal aux bornes du dipôle mesuré.	57
VII-2-5 Amplitude du signal sur la sortie "générateur".	57
VII-2-6 Sortie "conductance".	57
VII-2-7 Stabilité en fréquence.	57
VII-2-8 Influence de la température.	57
VII-2-9 Influence des variations de tension secteur.	58
VII-3 Emploi : notion générale sur son utilisation.	58
CONCLUSION	59
ANNEXE	61
BIBLIOGRAPHIE	82

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

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

La détermination des caractéristiques des dipôles électriques, base des mesures industrielles et de laboratoire, nécessite, lorsque le domaine de fréquence est étendu, la mise en oeuvre d'un appareillage important et coûteux.

Le dépouillement des résultats est en général pénible. C'est la raison pour laquelle, le Laboratoire de Radioélectricité et d'Electronique de la Faculté des Sciences de LILLE s'efforce de concevoir et de réaliser des dispositifs de mesures donnant directement, dans une large bande de fréquence, des informations sur les composantes parallèles des dipôles.

L'Equipe de "Mesures Automatiques" réalisa il y a quelques années, un "L-C mètre" à large bande donnant une information numérique sur la susceptance du dipôle mesuré (1).

Son originalité résidait dans l'utilisation d'une conductance négative.

Des études complémentaires nous ont permis de concevoir un appareil donnant simultanément, dans une large bande de fréquence, deux informations numériques liées aux composantes parallèles du dipôle étudié.

Pour cela, une conductance négative variable est associée à un résonateur de caractéristiques connues et au dipôle à mesurer de manière à former un oscillateur à la limite d'entretien.

Nous montrons, au chapitre I, comment de la double information : fréquence et amplitude du signal, nous tirons la valeur des composantes du dipôle.

La réalisation d'une conductance négative à large bande de fréquence directement variable étant délicate, nous préférons l'obtenir par association d'une conductance négative fixe et d'une conductance positive variable.

La conductance négative fixe est obtenue par le bouclage d'un amplificateur dont nous donnons les caractéristiques au chapitre II.

Nos premiers essais ont portés sur des amplificateurs à faible gain réalisés à partir d'éléments discrets.

La conductance négative ainsi réalisée est peu stable ; elle présente, d'autre part, des caractéristiques particulièrement néfastes aux basses fréquences.

Nous proposons une interprétation thermique de ces phénomènes ; elle nous a conduit à abandonner les structures à éléments discrets au profit des amplificateurs "opérationnels".

Vu son importance, celle-ci est reportée en annexe et fera l'objet d'une publication ultérieure.

Au chapitre III, partant du cas théorique où l'amplificateur opérationnel est "idéal", nous étudions par étapes successives l'influence des divers paramètres de l'amplificateur "opérationnel" utilisé.

En particulier, nous examinons les effets du gain, de l'impédance d'entrée, de l'impédance de sortie, du taux de contre-réaction sur la valeur et sur la stabilité de la conductance négative obtenue.

Cette étude débouche au chapitre IV sur la réalisation d'une conductance négative fixe dont les caractéristiques peuvent être déterminées expérimentalement à partir de mesures dont nous donnons les principes.

Après avoir rappelé au chapitre V les modes d'exploitation d'une mesure du type "manuel", nous envisageons la possibilité de la rendre automatique.

Après un examen critique des divers procédés pouvant conduire à l'information en G_x , nous choisissons celui qui consiste à lire le niveau aux bornes d'une conductance positive asservie.

Nous examinons au chapitre VI l'influence de valeur de la conductance négative fixe et des capacités parasites sur la précision de la mesure en G_x et B_x .

Le chapitre VII est relatif à la description de l'appareil réalisé et à son utilisation.

Après une description technique, nous donnons ses caractéristiques ; nous terminons par quelques exemples d'application dans le domaine des mesures industrielles et de laboratoire.

I - OSCILLATEUR A CONDUCTANCE NEGATIVE

I - OSCILLATEUR A CONDUCTANCE NEGATIVE

I.1 - Principe de l'oscillateur à conductance négative

Considérons le résonateur parallèle de la figure 1 pour lequel :

- à une fréquence donnée, la bobine présente une inductance L_s et une résistance R_s ,
- le condensateur supposé parfait possède une capacité C indépendante de la fréquence.

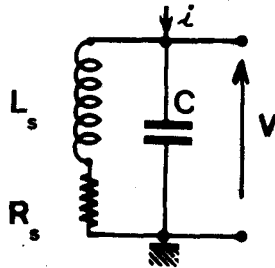


FIG. 1

Sous l'action d'une impulsion de courant i , la tension v aux bornes du résonateur est oscillatoire, amortie.

Les oscillations liées aux échanges d'énergie entre l'inductance et la capacité ont une décroissance exponentielle.

Pour que l'amplitude soit constante, il est nécessaire, à chaque instant, de compenser exactement l'énergie dissipée.

On montre ⁽¹⁾ qu'à une fréquence donnée, le régime permanent peut être établi en plaçant en shunt sur le résonateur une conductance G_n négative et "idéale" (fig. 2) égale à la conductance positive équivalente G_p .

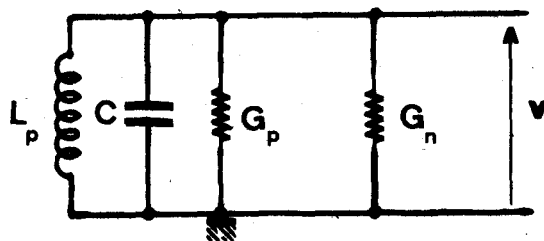


FIG. 2

G_p = conductance positive équivalente à une fréquence donnée, à l'ensemble des pertes parallèles du résonateur.

A la fréquence considérée, la somme des conductances est alors nulle.

$$\Sigma G = G_n + G_p = 0$$

Lorsque la condition $\Sigma G = 0$ est réalisée, le résonateur "idéal" oscille, avec une amplitude constante mais indéterminée, sur la fréquence :

$$F = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L_p C}}$$

pour laquelle la somme des susceptances est nulle : $\Sigma B = 0$.

En pratique, l'expérience montre que pour des éléments presque linéaires, l'amplitude d'oscillation peut être stabilisée, sur un niveau quelconque, lorsque les conditions $\Sigma G = 0 + \epsilon$ et $\Sigma B = 0 + \epsilon'$ sont vérifiées.

Les valeurs de ϵ et ϵ' étant au moins du 2ème ordre, les relations initiales $\Sigma G = 0$ et $\Sigma B = 0$ restent valables.

I.2 - Utilisation de l'oscillateur à conductance négative pour la mesure de dipôles inconnus.

La détermination expérimentale des composantes parallèles d'un dipôle inconnu repose sur l'exploitation des relations $\Sigma G = 0$ et $\Sigma B = 0$.

Tout dipôle inconnu, placé en shunt sur le résonateur, dont les composantes parallèles et séparées sont à une fréquence donnée G_x et B_x , modifie les relations $\Sigma G = 0$ et $\Sigma B = 0$.

Cette double perturbation, qui se traduit par une modification du niveau et de la fréquence d'oscillation, permet, à une fréquence donnée, la détermination expérimentale des composantes parallèles et séparées du dipôle inconnu.

I.3 - Obtention d'une conductance négative variable à large bande de fréquence

Dans une bande de fréquence allant du continu à 10 MHz, l'oscillateur à conductance négative permet la détermination expérimentale des composantes parallèles de dipôles inconnus dont la conductance positive G_x , équivalente à l'ensemble des pertes, reste inférieure à 500 μs .

Pour satisfaire la condition $\Sigma G = 0$ quelque soit la fréquence et le dipôle mesuré, nous devons disposer d'une conductance négative variable à large bande de fréquence ($\Delta G_n = 500 \mu s$ dans une bande allant du continu à 10 MHz).

Cette conductance négative variable peut être obtenue de plusieurs façons ;

en particulier :

- à partir d'une conductance négative G_n dont la valeur peut être modifiée,
- à partir d'une conductance négative G_n fixe associée à une conductance positive variable.

La réalisation d'une conductance négative G_n variable oblige à modifier les caractéristiques des éléments actifs permettant sa réalisation.

Compte tenu de la gamme de fréquence (continu -10 MHz), cette solution ramène des éléments parasites dont les effets variables avec la fréquence perturbent la mesure.

Pour éviter cet inconvénient, nous préférons utiliser une méthode indirecte. Elle consiste à réaliser une conductance négative variable à partir de l'association parallèle d'une conductance négative fixe G_n et d'une conductance G^+ positive variable à large bande de fréquence et constante avec le niveau (fig. 3).

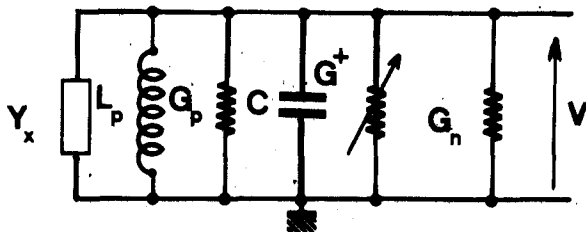


FIG. 3

II - LES CONDUCTANCES NEGATIVES

II - LES CONDUCTANCES NEGATIVES

II.1 - Notions et classification des conductances négatives^(2,3)

Pour qu'à une fréquence donnée, un oscillateur "idéal" à conductance négative oscille avec une amplitude constante, deux conditions doivent être réalisées.

$$\Sigma G = G_p + G_n = 0$$

$$\Sigma B = 0$$

La première de ces relations traduit simplement qu'à la fréquence considérée, le bilan énergétique du "dipôle oscillateur", dont les éléments sont schématisés fig. 4, est nul.

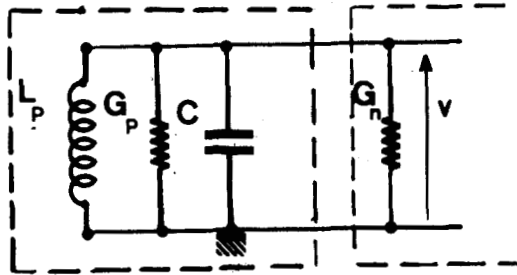


FIG. 4

L'énergie dissipée par l'ensemble des conductances positives G_p parallèles est compensée à chaque instant, par celle fournie par la conductance G_n "idéale". C'est la raison pour laquelle, très souvent, la notion de conductance négative est liée à celle d'apport d'énergie.

Il existe différents types de conductances négatives pour lesquels de nombreuses classifications ont été proposées. Dans un esprit de simplification, nous distinguons :

- Les éléments, en particulier, semi-conducteurs ayant une caractéristique de pente négative.

Cette première famille se compose d'éléments semi-conducteurs présentant en une partie quelconque de leur caractéristique $I = f(V)$ une pente négative.

Selon l'allure de la caractéristique, on distingue conventionnellement les résistances négatives dites en "S" ou en "N" (fig. 5).

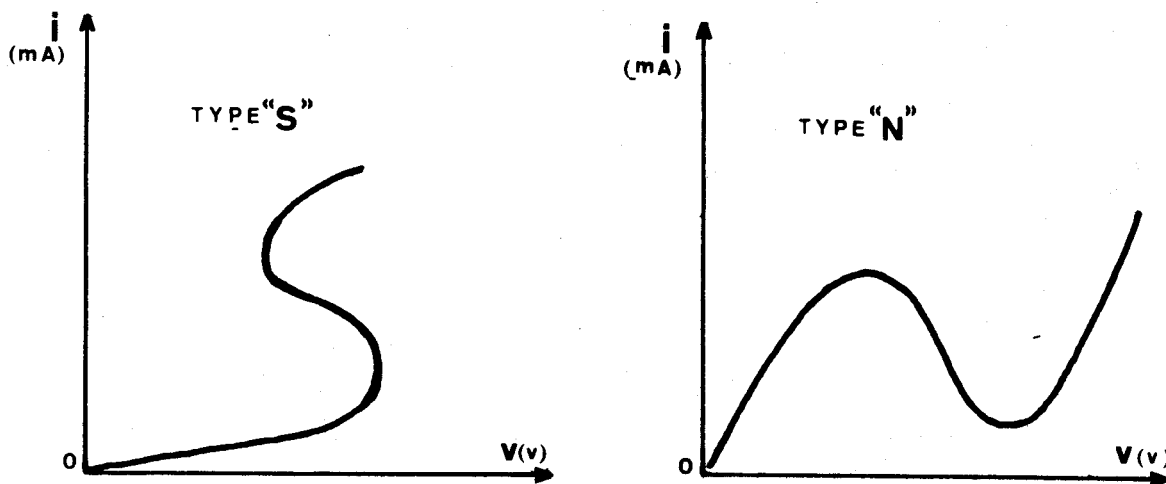


FIG. 5

Il semble qu'actuellement, les éléments les plus intéressants se trouvent parmi ceux ayant une caractéristique en "N".

Citons les diodes à "effet tunnel" et les diodes "Backward" qui l'une comme l'autre présentent cependant un manque de linéarité et des difficultés de polarisation ⁽⁴⁾.

- Les conductances négatives obtenues par l'association d'éléments actifs et passifs

Nous n'avons pas testé toutes les résistances négatives appartenant à cette grande famille.

Toutefois, de nombreux circuits utilisant des amplificateurs réalisés à partir d'éléments discrets et des amplificateurs du type "opérationnel" ont montré que les conductances négatives obtenues par le bouclage d'amplificateurs étaient stables, facilement réglables et de linéarité excellente, dans toute la gamme de fréquence souhaitée (continu - 10 MHz).

Aussi, avons-nous particulièrement développé l'étude des caractéristiques de ces éléments.

II.2 - Conductance négative obtenue par réaction d'un amplificateur ^(5,6)

Soit un amplificateur de gain en boucle ouverte A, de résistance d'entrée R_e , de résistance de sortie R_s , sur lequel on effectue une réaction de tension parallèle (fig. 6).

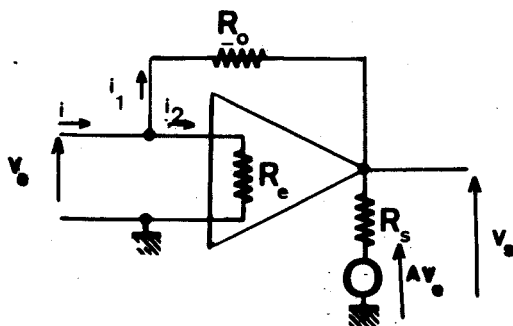


FIG. 6

Les relations :

$$G = \frac{i}{v_e} = \frac{i_1 + i_2}{v_e}$$

$$v_e [1 - A] = (R_o + R_s) i_1$$

$$v_e = R_e i_2$$

conduisant à :

$$G = G_e + \frac{1 - A}{R_o + R_s}$$

montrent qu'en parallèle sur la conductance d'entrée de l'amplificateur, se place une conductance $\frac{1 - A}{R_o + R_s}$.

Une valeur de $A > 1$ permet d'espérer l'obtention d'une conductance négative dont l'une des bornes est la masse.

Généralement, l'utilisation d'un transistor "à effet de champ" comme premier étage de l'amplificateur rend négligeable la conductance d'entrée G_e .

$$G_n \approx \frac{1 - A}{R_o + R_s}$$

En admettant que le composant R_o est constant, les instabilités de la conductance négative sont liées à celle du gain et à celle de la résistance de sortie R_s par la relation :

$$\frac{\Delta G_n}{G_n} = \frac{\Delta A}{A} \cdot \frac{A}{1 - A} + \frac{\Delta R_s}{R_s} \cdot \frac{R_s}{R_o + R_s}$$

II.2.1 - Influence de la résistance de sortie R_s .

Comme l'oscillateur à conductance négative permet la mesure de dipôle dans un domaine large bande (continu - 10 MHz), les charges des transistors constituant l'amplificateur ne peuvent guère excéder quelques centaines d'ohms. On admet alors que la résistance de sortie, imposée par la charge faible et passive du dernier étage est constante.

La stabilité de la conductance négative est liée à la variation du gain A

$$\frac{\Delta G_n}{G_n} = \frac{\Delta A}{A} \cdot \frac{A}{1 - A}$$

II.2.2 - Influence du gain A

Compte tenu de l'évolution du quotient $\frac{A}{1-A}$ en fonction du gain A (fig. 7), nous rejetons les valeurs de A trop proche de l'unité.

Nous admettons en première approximation que la stabilité de la conductance négative donnée par :

$$\frac{\Delta G_n}{G_n} \neq \frac{\Delta A}{A}$$

est directement proportionnelle à celle du gain A. Cette remarque montre que les amplificateurs utilisés doivent avoir un gain parfaitement stable.

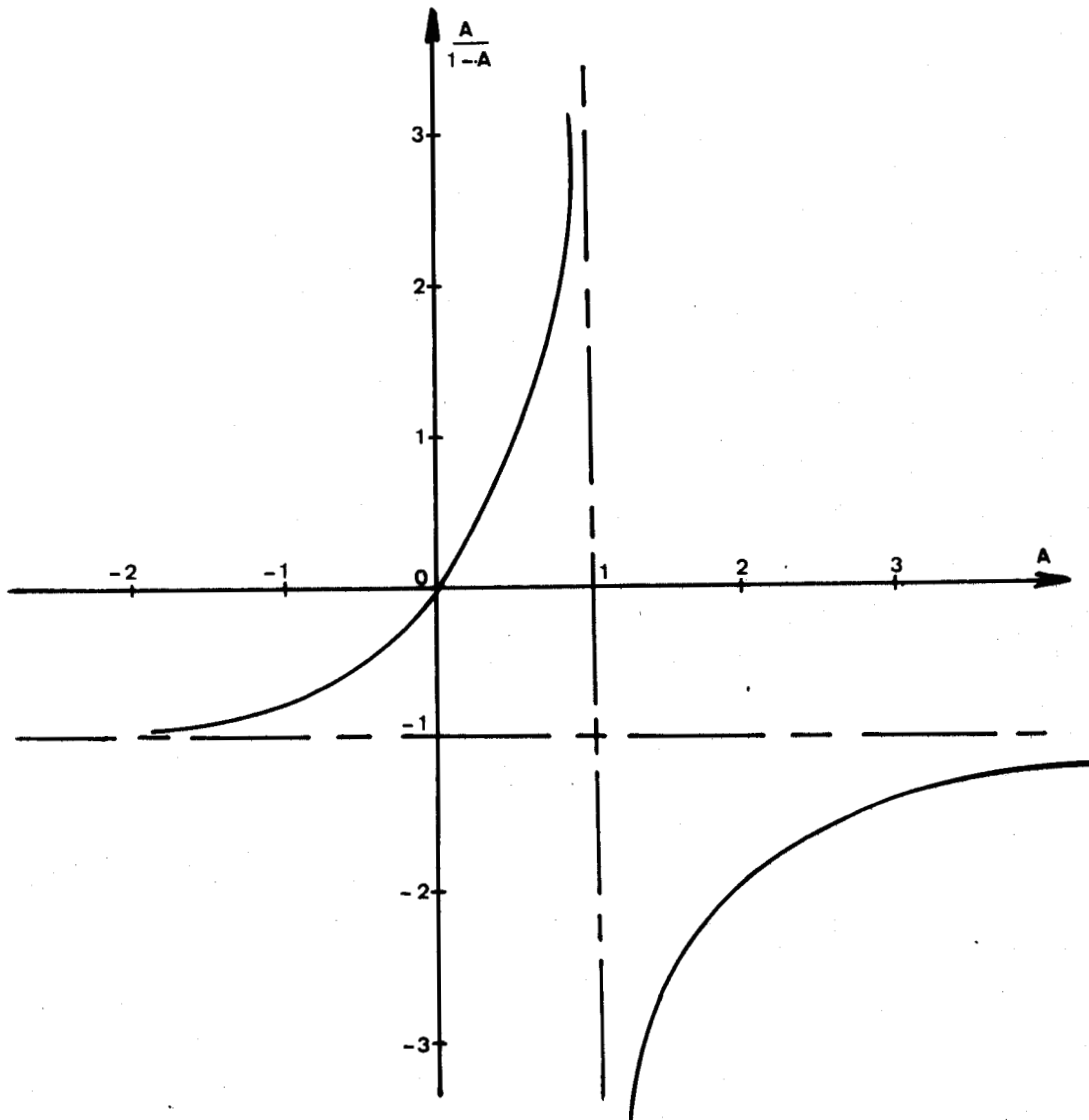


FIG. 7

II.2.3 - Influence d'un déphasage

L'hypothèse d'une impédance de sortie complexe est à priori rejetée. Nous étudions l'influence d'un gain complexe sur l'admittance d'entrée. Cette étude est délicate. En effet, le module A_o du gain de l'amplificateur et le déphasage ϕ peuvent être liés par des relations variées, particulières à chaque structure. Aussi, avons-nous admis les hypothèses simplificatrices suivantes :

- l'admittance d'entrée de l'amplificateur est très faible ou nulle,
- le module A_o du gain A reste constant, bien que sa phase évolue avec la fréquence

Dans ces conditions, l'expression du gain : $A = A_o e^{j\phi}$ associée à celle de la conductance négative $G_n = \frac{1 - A}{R_o + R_s}$, conduit à une admittance d'entrée de valeur :

$$Y = \frac{1 - A_o \cos \phi}{R_o + R_s} - j \frac{A_o \sin \phi}{R_o + R_s}$$

La présence du déphasage ϕ entraîne une modification du terme réel et perturbe la valeur de la conductance négative.

$$\Delta G_n = \frac{A_o [\cos \phi - 1]}{R_o + R_s}$$

Quel que soit le signe de ϕ , la valeur absolue de la conductance négative a tendance à diminuer.

Ce déphasage, se traduit d'autre part par un terme réactif :

$$B = \frac{-A_o \sin \phi}{R_o + R_s}$$

qui peut être :

- soit capacitif pour $\phi < 0$

$$C\omega = \frac{A_o \sin \phi}{R_o + R_s}$$

- soit selfique pour $\phi > 0$

$$L\omega = \frac{R_o + R_s}{A_o \sin \phi}$$

La capacité apparente d'entrée, évoluant selon une loi en $\frac{1}{\omega}$, nous rejetons des structures d'amplificateurs à liaisons capacitives qui peuvent, en basse fréquence, introduire des déphasages variables.

Les amplificateurs à réaliser étant du type "continu", on veillera à minimiser au maximum les dérives thermiques qui peuvent, en entraînant une modification des points de fonctionnement, perturber la valeur du gain A, donc de la conductance négative G_n .

III - CHOIX DE L'AMPLIFICATEUR UTILISE POUR OBTENIR
UNE CONDUCTANCE NEGATIVE

III - CHOIX DE L'AMPLIFICATEUR UTILISE POUR OBTENIR UNE CONDUCTANCE NEGATIVE

III.1 - Introduction

Les caractéristiques de l'amplificateur permettant la réalisation d'une conductance négative stable à large bande fréquence peuvent être résumées ainsi :

- Gain A constant, positif et supérieur à l'unité dans toute la plage d'utilisation
- Phase nulle ou voisine de zéro.

En particulier, nous avons montré qu'en basses fréquences, un déphasage très faible se traduit à l'entrée de l'amplificateur réactionné par un terme réactif important (paragraphe II.2.3.).

- Faible admittance d'entrée.

En particulier, on veillera à ce que la capacité d'entrée reste constante en fonction de la fréquence.

- Impédance de sortie réelle et constante ou de faible valeur.

La stabilité de la conductance négative G_n dépend alors en première approximation de celle du gain A.

- Absence de dérive thermique.

Les points de fonctionnement doivent être stables pour que le gain de l'amplificateur soit indépendant des variations de température ambiante.

- Taux de distorsion harmonique très faible pour éviter un décalage entre la fréquence d'oscillation et la fréquence propre du résonateur.

- Le potentiel de sortie doit être celui de l'entrée (potentiel de la masse).

On peut ainsi boucler l'amplificateur sans avoir recours à un condensateur dont la présence ramène, à l'entrée de l'amplificateur et en basse fréquence, un terme réactif variable avec la fréquence.

- Avoir un ajustage du gain de façon à permettre l'interchangeabilité des composants et le réglage de la conductance négative G_n à la valeur souhaitée.

Ces caractéristiques peuvent être obtenues à partir d'amplificateurs de structures différentes.

En particulier :

- Des amplificateurs faible gain utilisant des composants discrets.
- Des amplificateurs de grand gain du type "intégré" ou une contre-réaction ajustée donne au gain la valeur souhaitée.

Nos premiers essais qui ont donné lieu à une dizaine de réalisations, ont porté sur des amplificateurs à éléments discrets.

Ils montrent, que la stabilité de la conductance négative G_n ainsi obtenue est insuffisante du fait :

- d'une part de la variation du gain A en fonction de la fréquence et de la température ambiante,
- d'autre part, d'effets d'origine thermique.

Ces effets, dont la littérature scientifique parle peu, ont nécessité, en plus d'une étude théorique importante, plusieurs mois d'expérimentation.

Le développement de l'étude théorique et des essais expérimentaux se rapportant à ces effets, n'étant pas indispensables pour la bonne compréhension de l'exposé, nous les avons volontairement placés en annexe page 60 pour n'en retenir que la conclusion :

- La réalisation d'une conductance négative stable à large bande de fréquence suppose l'utilisation d'un amplificateur dont le coefficient de dérive thermique $K_2 = \left(\frac{\partial I_2}{\partial T} \right) V_1$ et $V_2 = \text{const}$ est négligeable, V_1 et V_2 étant respectivement les tensions d'entrée et de sortie de l'amplificateur, I_2 le courant de sortie. Ce résultat extrêmement important justifie à lui seul l'utilisation d'amplificateur de grand gain du type intégré.

Partant du cas théorique où l'amplificateur "intégré" est idéal, nous examinons par étapes successives les modifications apportées sur l'expression et sur la stabilité de la conductance négative G_n par les éléments perturbateurs de l'amplificateur réel.

En particulier, une étude de la stabilité en fonction du taux de contre-réaction, justifie la valeur du gain en boucle fermée adoptée pour nos réalisations.

III.2 - Amplificateur idéal

L'amplificateur idéal est défini comme étant un dispositif dont le gain de mode différentiel A' est infini, dont la résistance de sortie R_s est nulle et dont la résistance d'entrée de mode différentiel R_e est infinie. Contre-réactionné par une boucle $R_1 R_2$ (fig. 8), il possède en boucle fermée un gain A égal à :

$$A = \frac{V_s}{V_e} = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

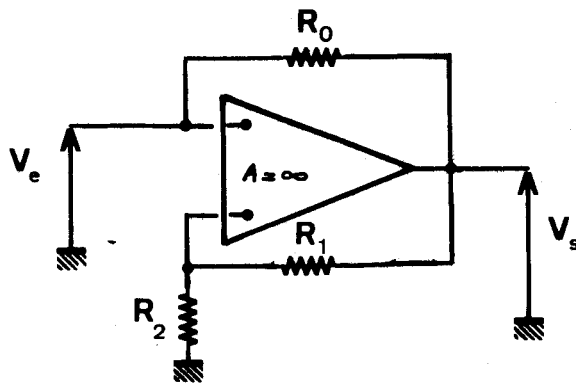


FIG. 8

Lorsqu'une résistance \$R_0\$ est placée entre entrée et sortie, le dispositif présente une conductance négative \$G_n\$ de valeur :

$$G_n = -G_o \frac{R_1}{R_2}$$

Cette conductance liée aux seuls composants passifs extérieurs à l'amplificateur a une stabilité qui dépend de celle de \$R_0\$, \$R_1\$ et \$R_2\$.

III.3 - Influence d'un gain de mode différentiel fini : calcul du taux de contre-réaction optimum.

III.3.1 - Expression de la conductance négative \$G_n\$.

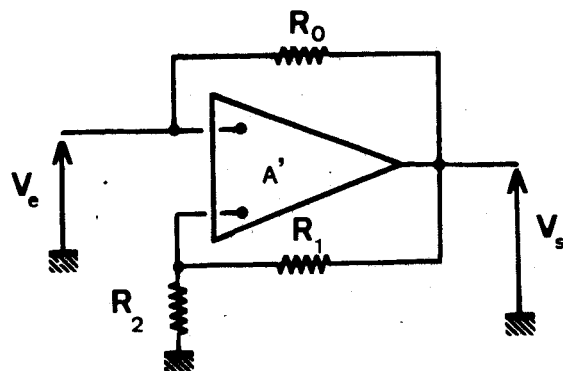


FIG. 9

En pratique, le gain de mode différentiel A' est de valeur finie.

Dans ces conditions, les relations :

$$V_s = A' \varepsilon = A' \left[V_e - \frac{V_s R_2}{R_1 + R_2} \right]$$

$$V_e = R_o i$$

conduisent en boucle fermée à un gain A égal à :

$$A = \frac{V_s}{V_e} = \frac{A'}{1 + A' \frac{R_2}{R_1 + R_2}} = \frac{A'}{1 - \beta A'}$$

$$\text{où } \beta = - \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

La conductance négative G_n

$$G_n = G_o \left[1 - A \right] = G_o \left[1 - \frac{A'}{1 - \beta A'} \right]$$

présente par rapport au cas idéal où A' était infini un écart relatif de valeur.

$$\frac{\Delta G_n}{G_n} = \frac{(R_1 + R_2)^2}{R_1 R_2 (A' + 1) + R_1^2}$$

La valeur importante de A' (quelques milliers) fait qu'en pratique la relation :

$$G_n = - G_o \frac{R_1}{R_2}$$

reste valable à mieux que 1 %.

III.3.2 - Recherche du taux de contre-réaction optimum

La contre-réaction améliore grandement la stabilité de l'amplificateur.

$$\frac{\Delta A}{A} = \frac{\Delta A'}{A'} \cdot \frac{1}{1 - \beta A'}$$

Reprenant les mêmes restrictions qu'au paragraphe II.2.1, nous pouvons admettre que la stabilité de la conductance négative G_n est donnée par :

$$\frac{\Delta G_n}{G_n} = \frac{\Delta A}{A} \cdot \frac{A}{1-A} = \frac{\Delta A'}{A'} \frac{A'}{[1 - (\beta+1)A'] [1 - \beta A']}$$

Pour un amplificateur de gain A' et de stabilité $\frac{\Delta A'}{A'}$ donnée, n'existe-t-il pas une valeur de β pour laquelle la stabilité de la conductance négative G_n est optimum ?

On montre, après différentiation, que la valeur de β égale à :

$$\beta = \frac{2 - A'}{2 A'} \neq -\frac{1}{2}$$

conduit à cette stabilité optimum.

Une simulation sur ordinateur faite dans le cas particulier où le gain A' vaut 5000 et la stabilité $\frac{\Delta A'}{A'} 10^{-1}$, confirme ce résultat et montre que pratiquement la stabilité reste du même ordre de grandeur (10^{-4}) si le gain en boucle fermée reste suffisamment faible ($A < 6$) (fig. 10).

Ce résultat fait qu'en pratique, nous avons adopté pour le gain en boucle fermée la valeur 5 pour laquelle, tout en ayant une stabilité suffisante, le niveau de sortie est assez important pour permettre une exploitation directe.

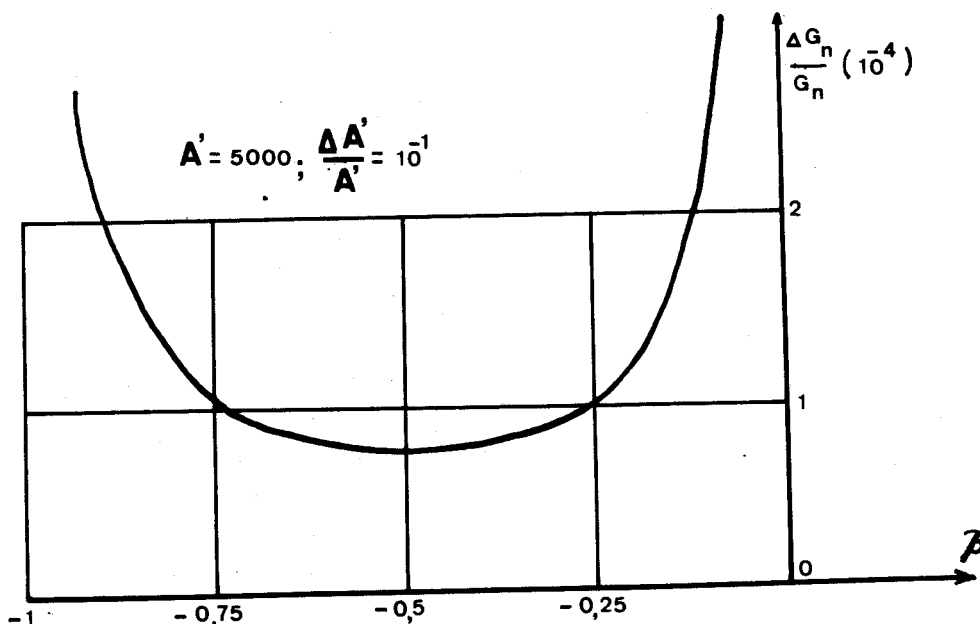


FIG. 10

III.3.3 - Influence du gain en boucle ouverte

En conservant pour A la valeur de 5, nous avons cherché l'influence du gain A' en boucle ouverte sur la valeur de la stabilité de la conductance négative.

Pour une stabilité $\frac{\Delta A'}{A'}$ de 10^{-1} , les résultats de cette étude donnés fig. 11, montrent que pratiquement au delà de la valeur A' = 10 000 la stabilité est excellente et n'évolue plus :

$$\frac{\Delta G_n}{G_n} < 5 \cdot 10^{-5}$$

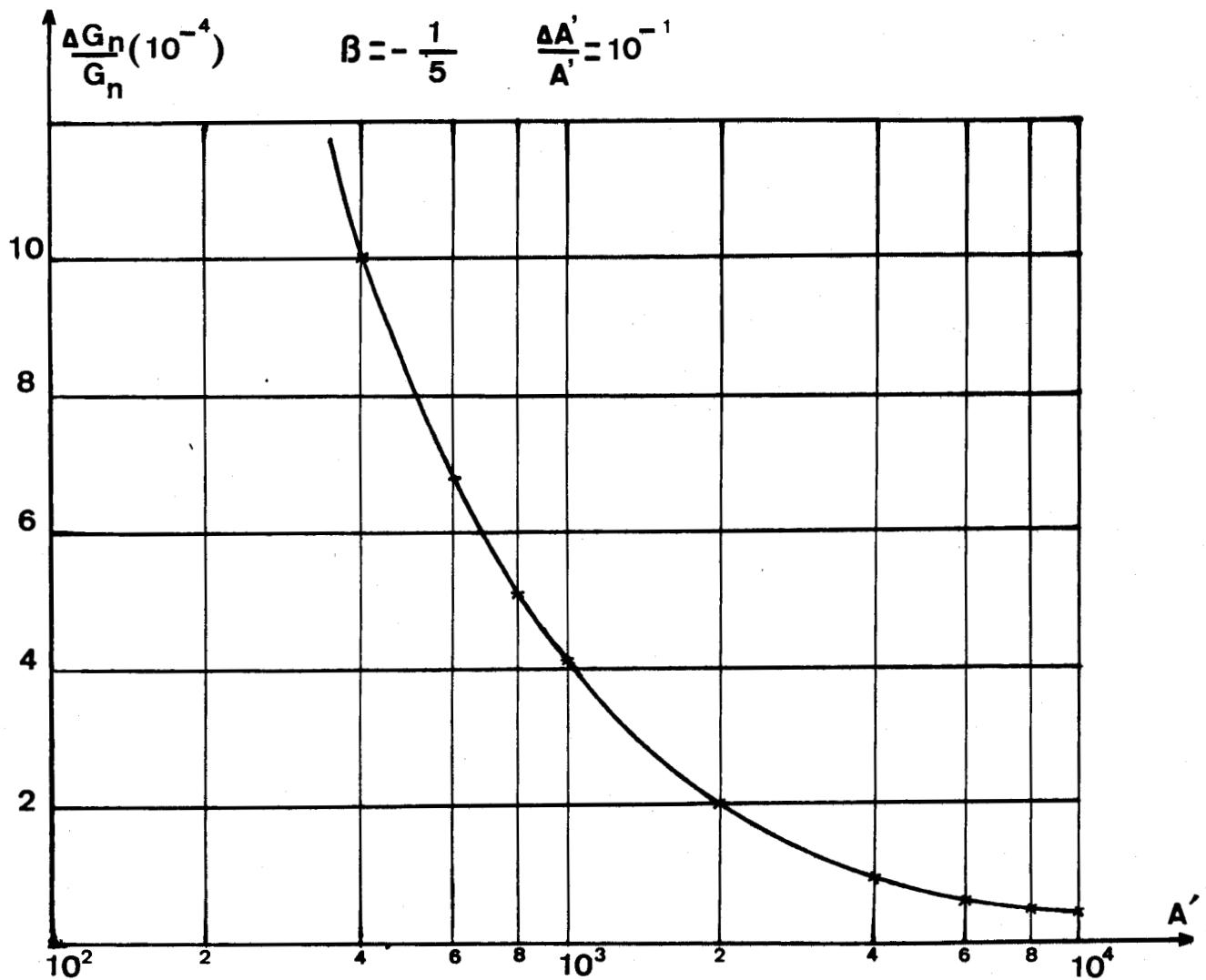


FIG. 11

Compte tenu des bandes de fonctionnement normal (> 10 MHz), il est difficile dans l'état actuel de la technologie de trouver un amplificateur dont le gain en boucle ouverte soit supérieur à 2000.

Les valeurs $A' = 2000$, $\frac{\Delta A'}{A'} = 10^{-1}$ conduisent dans le cas particulier où $A = 5$ ($R_1 = 4 R_2$) à une stabilité $\frac{\Delta G_n}{G_n}$ égale à $2 \cdot 10^{-4}$.

III.4 - Influence de l'impédance d'entrée différentielle

En supposant pour simplifier, qu'il existe seulement une résistance R_e entre les deux bornes d'entrée de l'amplificateur, nous calculons l'influence de cette impédance d'entrée de mode différentielle sur l'expression et sur la stabilité de la conductance négative.

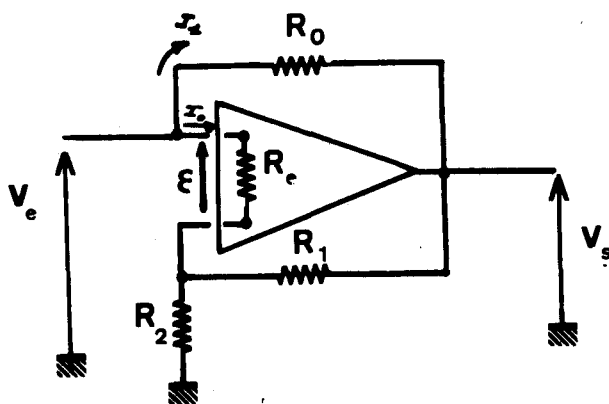


FIG. 12

III.4.1 - Influence de la conductance d'entrée sur l'expression de la conductance négative.

Les relations :

$$v_s = A' R_e i_o = A v_e$$

$$v_e - v_s = R_o i_1 = v_e [1 - A]$$

font que la conductance G_n peut s'écrire :

$$G_n = \frac{A}{A'} G_e + G_o [1 - A]$$

Cette dernière expression montre que, par rapport au cas où R_e était infini, la conductance négative présente un écart dont la valeur est d'autant plus faible que le gain de boucle $\frac{A'}{A}$ est important.

Dans le cas particulier où $A' = 1000$; $A = 5$; $R_o = 8000 \Omega$, cet écart devient négligeable lorsque R_e atteint des valeurs de l'ordre de $10^5 \Omega$ (fig. 13)

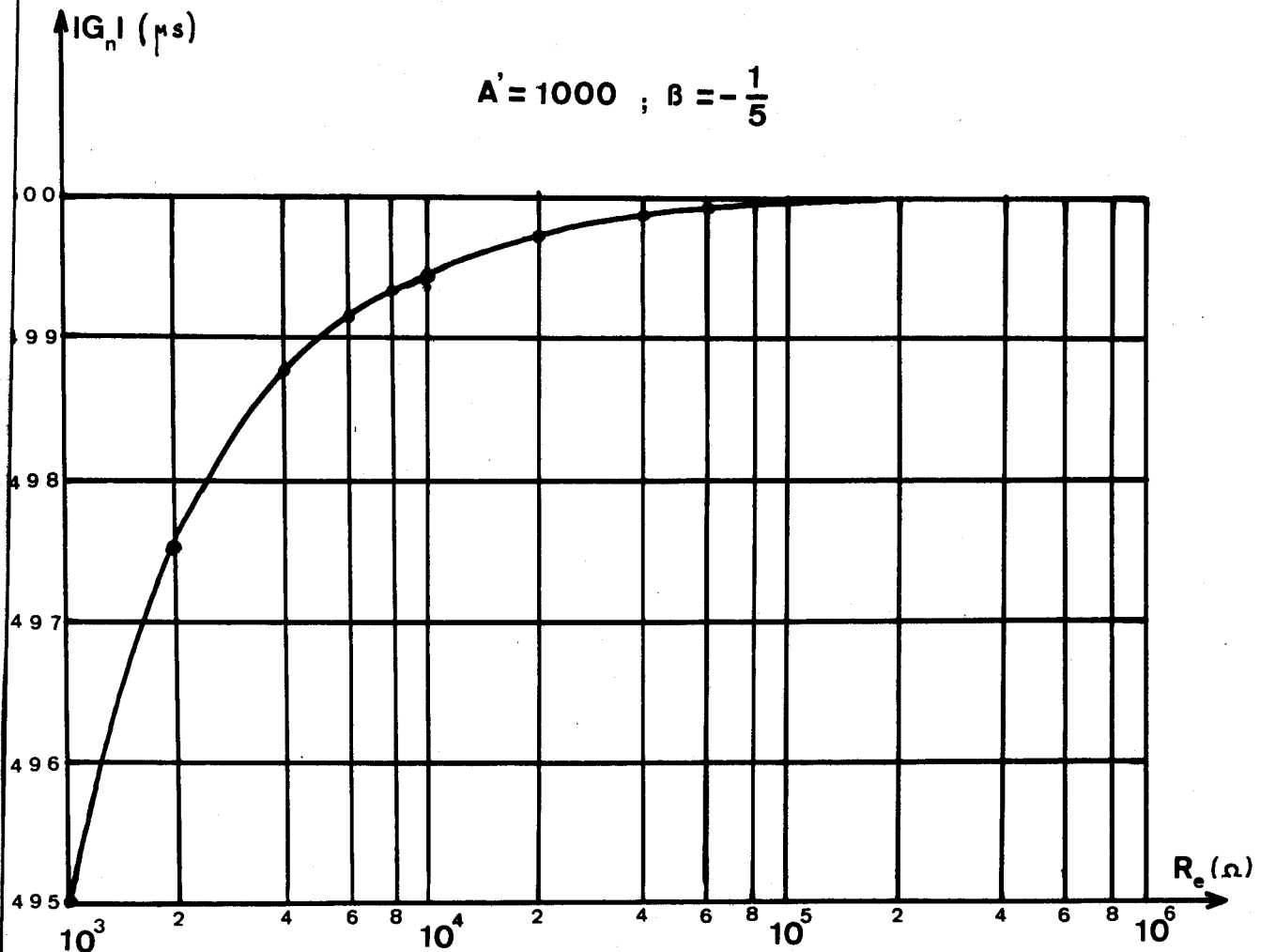


FIG. 13

Remarques :

En toute rigueur les impédances d'entrée ne se réduisent pas à R_e . Il faudrait tenir compte des résistances, généralement importantes, joignant chacune des entrées à la masse.

Si ces résistances sont très grandes vis-à-vis de R_2 d'une part, et des pertes parallèles du circuit oscillant d'autre part, (voir utilisation de la conductance négative) leurs effets seront négligeables.

III.4.2 - Influence d'une instabilité de la conductance d'entrée

Le calcul de la stabilité de la conductance négative en fonction des variations relatives de la conductance d'entrée conduisant à :

$$\frac{\Delta G_n}{G_n} = \frac{\frac{A}{A'} G_E \frac{\Delta G_e}{G_e}}{\frac{A}{A'} G_e + G_o (1 - A)} \neq \frac{\Delta G_e}{G_e} \frac{\frac{A}{A'} G_e}{G_o [1 - A]}$$

nous incite à prendre une conductance d'entrée très faible et un gain de boucle important.

Dans le cas particulier où $A' = 1000$; $A = 5$; $R_o = 8000 \Omega$ et $\frac{\Delta G_e}{G_e} = 10^{-1}$, on peut exprimer $\frac{\Delta G_n}{G_n}$ sous la forme :

$$\frac{\Delta G_n}{G_n} = \frac{1 \cdot (\Omega)}{R_e \cdot (\Omega)}$$

Cette dernière expression montre que si la stabilité souhaitée est de 10^{-4} , la résistance d'entrée R_e doit être au moins de $10^4 \Omega$.

En pratique, la présence d'un transistor à "effet de champ" comme premier étage permet de négliger les instabilités de la conductance d'entrée.

III.5 - Influence de la résistance de sortie

Afin de bien séparer les variables, nous avons supposé que la conductance d'entrée de l'amplificateur était nulle.

La présence d'une résistance de sortie R_s non nulle et de plus instable entraîne une modification et une fluctuation de la valeur de la conductance négative.

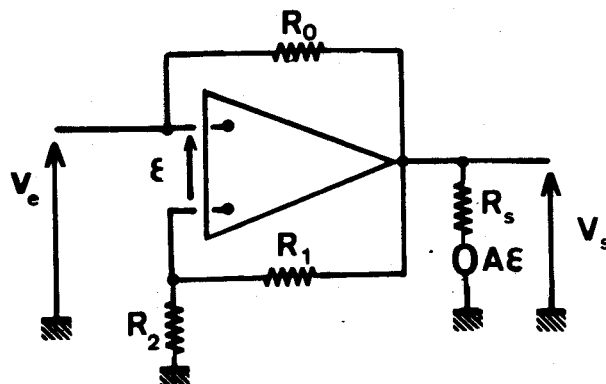


FIG. 14

III.5.1 - Influence d'une résistance de sortie non nulle sur l'expression de la conductance négative.

Dans le cas où la résistance de sortie n'est pas nulle, la conductance négative de valeur :

$$G_n = \frac{R_1 (1 - A') + R_2 + R_S}{R_O [R_1 + R_2] + R_S [R_1 + R_2 + R_O] + A' R_O R_2}$$

présente par rapport au cas "idéale" un écart généralement négligeable lorsque A' est important.

La conductance négative qui peut encore s'exprimer sous la forme :

$$G_n = G_O [1 - A'']$$

ou

$$A'' = \frac{v_s}{v_e} = \frac{\frac{R_S}{R_O} + A'}{1 + \frac{R_S}{R_O} + \frac{R_S}{R_1 + R_2} + \frac{A' R_2}{R_1 + R_2}}$$

permet à partir de la relation :

$$\frac{\Delta G_n}{G_n} = \frac{\Delta A''}{A''} \cdot \frac{A''}{1 - A''}$$

de calculer l'influence des fluctuations de résistance de sortie sur la stabilité de la conductance négative.

III.5.2 - Influence de la fluctuation de la résistance de sortie sur la stabilité de la conductance négative.

Toute variation de la résistance de sortie entraîne une modification du gain A'' qui se traduit par une perturbation de la conductance négative.

Pour que la conductance négative soit stable, il faut que le rapport $\frac{\Delta A''}{A''}$ exprimé en fonction des variations relatives de la résistance de sortie soit le plus faible possible.

Compte tenu des valeurs des divers paramètres, on peut admettre que $\frac{\Delta A''}{A''}$ est donné par la formule approchée :

$$\frac{\Delta A''}{A''} \approx \frac{\Delta R_s}{R_s} \cdot \frac{R_s}{R_o} \cdot \frac{R_1 + R_2 + R_o}{A' R_2}$$

On voit alors que les effets dus aux fluctuations de R_s se feront d'autant moins sentir, que sa valeur sera faible vis-à-vis de R_o .

R_o étant imposée par la valeur de G_n souhaitée (A fixé à 5), on diminuera, si besoin est, la résistance de sortie de l'amplificateur par un étage adaptateur d'impédance de sortie convenable.

IV - PRESENTATION DES METHODES DE MESURES PERMETTANT LA
DETERMINATION EXPERIMENTALE DES GRANDEURS CARACTERISANT
UNE CONDUCTANCE NEGATIVE : RESULTATS OBTENUS

IV - PRESENTATION DES METHODES DE MESURES PERMETTANT LA DETERMINATION EXPERIMENTALE DES GRANDEURS CARACTERISANT UNE CONDUCTANCE NEGATIVE : RESULTATS OBTENUS.

IV.1 - Présentation des méthodes de mesures

Afin de pouvoir comparer les nombreuses conductances négatives réalisées, nous en avons défini les grandeurs caractéristiques ; en particulier :

- La valeur absolue et l'évolution de cette valeur en fonction de la fréquence
- La stabilité
- La linéarité
- Le bruit.

Nous présentons dans ce chapitre les diverses méthodes de mesures permettant la détermination expérimentale de ces grandeurs.

IV.1.1 - Détermination expérimentale de la valeur d'une conductance négative

La détermination expérimentale de la valeur d'une conductance négative G_n se fait à partir de la condition de mise en oscillation d'un circuit oscillant dont les pertes parallèles G_p sont parfaitement connues à toutes les fréquences (fig. 15) (régime permanent obtenu et niveau d'oscillation donné).

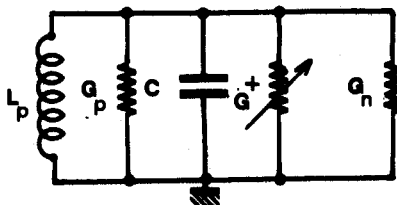


FIG. 15

L'utilisation d'une conductance positive G^+ variable de valeur connue ou mesurable, permet, à partir de la condition de mise en oscillation :

$$\Sigma G = G_p + G_n + G^+ = 0$$

la détermination expérimentale de G_n .

IV.1.2 - Evolution de la valeur de la conductance négative G_n avec la fréquence :

La mesure de G_n , effectuée à diverses fréquences et selon le principe exposé au paragraphe précédent, permet la détermination expérimentale de l'évolution de la conductance négative G_n en fonction de la fréquence dans toute la bande 10 kHz - 10 MHz.

IV.1.3 - Détermination expérimentale de la valeur du terme réactif de l'admittance apparente d'entrée.

Lorsqu'un amplificateur idéal (absence de déphasage et de dérives thermiques, capacité parasite d'entrée nulle, linéarité excellente...) est bouclé, vu de l'entrée, il est équivalent à une conductance négative constante avec la fréquence et la susceptance apparente est nulle.

En pratique, cette susceptance apparente d'entrée évolue avec la fréquence et nous décrivons une méthode permettant la détermination expérimentale de ses variations.

Un résonateur parallèle dont l'ensemble des pertes positive : $G_p + G^+$ ($\neq G^+$) reste inférieure à $|G_n|$ est attaqué par un générateur de courant dont la fréquence est réglable (fig. 16).

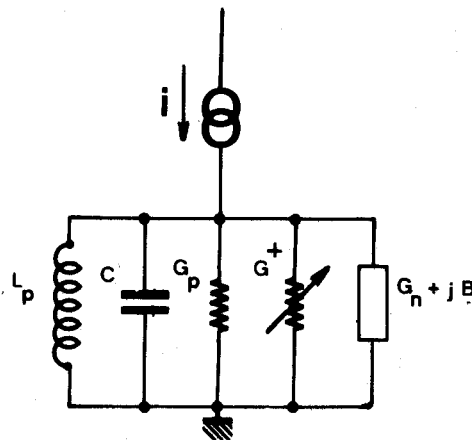


FIG. 16

Pour un courant i constant, une capacité C donnée, la fréquence propre du résonateur, correspondant au maximum de tension à ses bornes, est lue sur un fréquencemètre.

Lorsqu'une admittance inconnue est placée en parallèle sur le résonateur d'un écart de fréquence (fréquence propre, fréquence de résonance) ou éventuellement d'un ΔC maintenant la fréquence constante, nous tirons la valeur du terme réactif ramenée.

Ce principe de mesure repris en plaçant en parallèle sur le résonateur l'amplificateur non bouclé, puis l'amplificateur bouclé donne à une fréquence donnée, la valeur du terme réactif ramené par le bouclage. La même mesure faite pour diverses fréquences (C différent) donne l'évolution du terme réactif en fonction de la fréquence.

IV.1.4 - Etude de la stabilité en température

La valeur de la conductance négative G_n étant obtenue à partir de :

$$\Sigma G = G_n + G_p + G^+ = 0$$

son évolution en fonction de la température ambiante peut être déduite de celle de G^+ satisfaisant à la condition de mise en oscillation lorsque l'amplificateur seul est placé dans un milieu ambiant de température variable.

Nous avons, pour cette étude, été amenés à utiliser une enceinte thermostatée dont la température est réglable.

IV.1.5 - Influence de l'amplitude de la tension alternative sur la valeur de la conductance négative G_n

Dans l'hypothèse où l'amplificateur est parfaitement linéaire, la conductance négative G_n doit être indépendante du niveau.

Pour déterminer les zones de linéarité, nous avons été amenés à utiliser un comparateur différentiel dont le schéma est donné fig. 17.

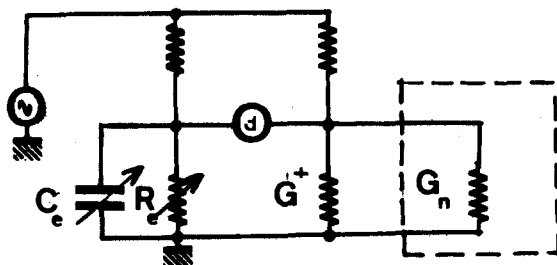


FIG. 17

Une conductance positive G^+ dont la valeur, indépendante du niveau, est supérieure à $|G_n|$ fait que la conductance équivalente mesurée reste positive.

Nous déduisons de l'étude de la conductance équivalente, à une fréquence donnée et pour différents niveaux, les zones de linéarité.

La même mesure reprise à niveau constant, mais à fréquence variable, peut conduire à la détermination expérimentale de l'évolution de l'admittance apparente d'entrée de l'amplificateur réactionné.

IV.1.6 - Influence du niveau continu appliqué à l'entrée de l'amplificateur

Pour cette étude, le montage reste le même que celui du paragraphe précédent.

Cependant, nous superposons à un niveau alternatif faible une tension continue variable.

Cette mesure nous renseigne sur les zones de linéarité autour d'un niveau continu d'entrée donné.

IV.1.7 - Appréciation du niveau de bruit

La détermination expérimentale du facteur de bruit de l'amplificateur réactionné n'est pas faite^(7). Le bruit est apprécié à l'oscilloscope pour une faible amplitude d'oscillation (20 mV efficace).

IV.2 - Résultats obtenus^(8)

IV.2.1 - Choix des éléments

Une étude critique de divers circuits intégrés a abouti en 1970 à l'utilisation de l'amplificateur différentiel SN 7511 de la TEXAS-INSTRUMENTS.

Cet amplificateur qui n'est bouclable qu'après compensation, possède encore un gain unitaire à la fréquence de 100 MHz.

Sa résistance d'entrée différentielle de l'ordre de 5000 Ω , celle de sortie de 800 Ω .

Cependant, l'adjonction d'un étage adaptateur "collecteur commun" en sortie ramène la résistance de sortie à une vingtaine d'ohms.

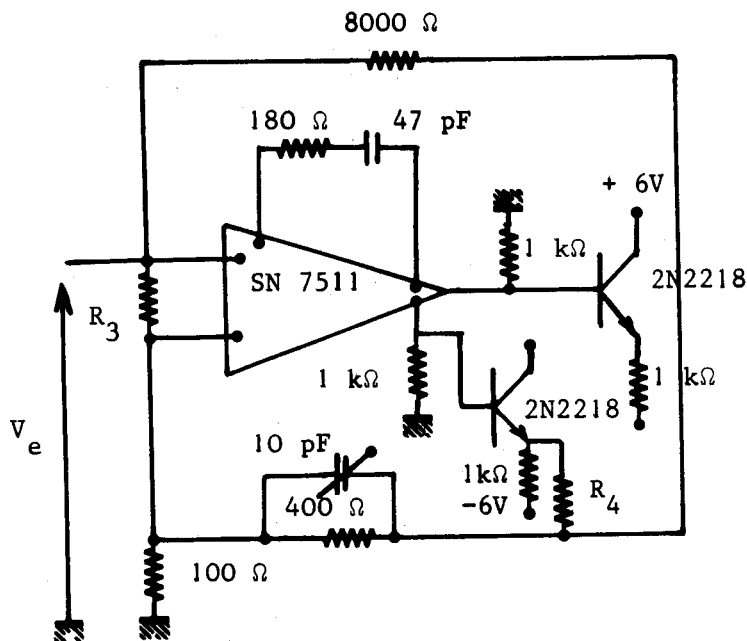


FIGURE 18

Un dipôle de compensation déterminé expérimentalement (180 Ω, 47 pF) permet d'exploiter au maximum les possibilités de l'amplificateur.

Les résistances $R_1 = 400 \Omega$ et $R_2 = 100 \Omega$ de contre-réaction imposent un gain A en boucle fermée de 5.

Une capacité ajustable placée en parallèle sur R_1 permet de compenser le gain en hautes fréquences et d'obtenir une conductance constante dans toute la bande 10 kHz - 10 MHz.

Les résistances R_4 et R_3 (extérieures au circuit) simulent des variations de résistance de sortie et de résistance d'entrée différentielle. Cette simulation permet la vérification des résultats théoriques.

IV.2.2 - Etude de la conductance négative G_n fonction de la fréquence

L'étude de la conductance négative obtenue avec une résistance de bouclage $R_o = 8000 \Omega$, est effectuée selon le principe de mesure donné page 25 .

Ces résultats expérimentaux montrent que dans une gamme de fréquence allant de 10 kHz à 10 MHz la conductance négative est égale à $-495 \mu S$ avec en parallèle 10 pF (capacité d'entrée de l'amplificateur).

La mesure de G_n faite au 1/100 montre que la conductance négative reste constante en basses fréquences (1 kHz), la capacité de 5 pF n'est pas facilement mesurable, aux basses fréquences inférieures à 10 kHz.

IV.2.3 - Variation de la conductance négative G_n fonction du niveau

La variation de la conductance négative avec le niveau, mesurée selon le principe décrit page 26, montre que pour des niveaux inférieurs à 300 mV efficaces, la conductance varie de moins de 0,1 μS .

IV.2.4 - Etude de la dérive de la conductance négative G_n en fonction de la température et des tensions d'alimentation.

Cette étude a été faite en oscillation à la fréquence de 10 kHz avec un niveau égal à 100 mV efficace.

Elle montre une variation inférieure à 0,05 $\mu S/^\circ C$ et une dérive de 0,2 % pour des variations de tension d'alimentation de $\pm 10 \%$.

IV.2.5 - Mesure de la sensibilité

Sous réserve que la conductance ne dérive pas, nous avons essayé d'apprécier la plus petite variation de conductance donnant une modification du niveau d'oscillation v mesurable. Il ressort que le rapport $\frac{\Delta v}{\Delta G}$ est d'autant plus grand que le niveau d'oscillation est faible.

Pour des niveaux inférieurs à 160 mV efficace, ce rapport est environ 7 V/ μS .

IV.2.6 - Variation de la conductance négative G_n en fonction de la résistance d'entrée différentielle.

La résistance R_3 placée entre les deux bornes d'entrée de l'amplificateur simule une variation de la conductance d'entrée différentielle.

La courbe expérimentale est confondue avec la courbe théorique donnée page 20.

IV.2.7 - Variation de la conductance négative G_n en fonction de la résistance de sortie

Une résistance R_4 placée en série avec la sortie de l'amplificateur permet de simuler une variation de la résistance de sortie.

L'étude expérimentale montre que la conductance négative varie linéairement avec R_4 avec une pente de $0,97 \cdot 10^{-12} \mu S/\Omega$.
(Valeur théorique $0,86 \cdot 10^{-2} \mu S/\Omega$).

V - UTILISATION D'UNE CONDUCTANCE NEGATIVE POUR
LA MESURE DE DIPOLES

V - UTILISATION D'UNE CONDUCTANCE NEGATIVE POUR LA MESURE DE DIPOLES

V.1 - Principe de la mesure (commandes manuelles)

Reprenons le résonateur L_p, C du chapitre I pour lequel, à une fréquence donnée, la conductance positive G_p est équivalente à l'ensemble des pertes.

Ce résonateur est placé en shunt sur une conductance négative variable obtenue par l'association parallèle d'une conductance négative G_n fixe et d'une conductance positive G^+ largement variable (fig.19).

Lorsque la condition $\Sigma G = G_p + G_n + G^+ = 0$ est satisfaite, le dispositif oscille, à la fréquence F_0 pour laquelle la somme des susceptances est nulle : $\Sigma B = 0$, avec un niveau de référence de valeur v .

Un dipôle inconnu, placé en shunt sur le résonateur, perturbe à la fois le niveau et la fréquence d'oscillation.

Cette double perturbation permet la détermination expérimentale des composantes parallèles du dipôle inconnu.

Deux méthodes de mesure sont possibles : à la fréquence fixe ou à fréquence variable.

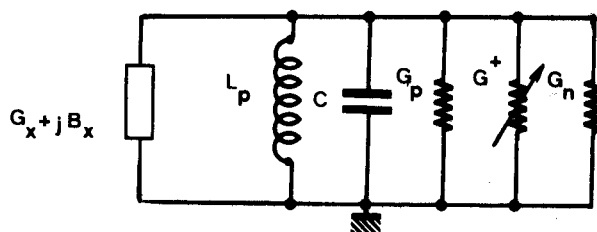


FIG. 19

V.2 - Mesures à fréquence fixe

V.2.1 - Principe

Pour retrouver en présence de dipôle inconnu la même fréquence F_0 et le même niveau v d'oscillation qu'en l'absence de dipôle, il est nécessaire de

modifier à la fois la conductance positive G^+ de ΔG^+ et le condensateur C d'accord du circuit oscillant de ΔC .

A la fréquence choisie F_0 , la prise d'information sur les composantes parallèles G_x et B_x du dipôle inconnu se fait à partir de la détermination expérimentale du ΔG^+ et du ΔC .

$G_x = - \Delta G^+$ $B_x = - \Delta C \cdot \omega_0$
--

V.2.2 - Critique de la méthode à fréquence fixe

Le principe d'une fréquence fixe implique l'utilisation d'un fréquence-mètre et d'une capacité étalon variable.

L'information en G_x nécessite :

- soit une conductance positive étalon
- soit une conductance positive variable et des mesures complémentaires donnant l'information en ΔG^+ .

La mesure de B_x se fait après différence :

- Elle demande un étalonnage précis de la capacité étalon C et peut pour les B_x faibles manquer de précision si le condensateur C n'est pas suffisamment démultiplié.

Cette méthode à fréquence fixe est une méthode de substitution.

Elle présente l'avantage :

- de rendre la mesure de G_x indépendante des pertes propres du résonateur
- de laisser le choix de la fréquence de mesure.

L'appareil fonctionne alors comme un pont de mesure ou un Q-mètre.

Cependant, "l'équilibre" ou l'accord se faisant sur une information numérique en fréquence, la précision en ΔC peut être excellente.

De plus, le dispositif n'étant que très faiblement non linéaire, le niveau d'oscillation est très sensible à un $\Delta G^+ = G_x$, et conduit à une bonne précision sur la conductance G_x inconnue.

V.3 - Mesure à fréquence variable

V.3.1 - Principe

En l'absence de dipôle inconnu (indice 0) le résonateur, pour lequel L_p et C sont donnés, oscille à la fréquence F_0 sur un faible niveau v .

$$\Sigma G = G_{p0} + G_n + G_o^+ = 0$$

$$\Sigma B = C \omega_0 - \frac{1}{L_p \omega_0} = 0$$

G_{p0} = conductance positive équivalente à la fréquence F_0 , aux pertes du résonateur.

Lorsqu'un dipôle inconnu (G_x, B_x) est placé en shunt sur le résonateur (indice 1), une modification de la conductance positive variable ramène le niveau d'oscillation à la valeur v .

La présence de B_x a cependant modifiée la fréquence d'oscillation qui est passée de F_0 à F_1 .

En admettant que L_p et C sont constants à F_0 et à F_1 , nous écrivons :

$$\Sigma G = G_{p1} + G_n + G_1^+ + G_x = 0$$

$$\Sigma B = C \omega_1 - \frac{1}{L_p \omega_1} + B_x = 0$$

G_{p1} = conductance positive équivalente à la fréquence F_1 aux pertes du résonateur.

V.3.2 - Mesure d'une susceptance

La combinaison des relations traduisant qu'à la fréquence d'oscillation la somme des susceptances doit être nulle, conduit à :

$$B_x = C \omega_0 \left[\frac{\omega_0}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega_0} \right] = \frac{1}{L_p \omega_0} \left[\frac{\omega_0}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega_0} \right]$$

Dans le cas particulier où B_x est faible ($\omega_0 \neq \omega_1$), cette dernière relation s'écrit :

$$B_x = 2 \cdot C \cdot \Delta \omega$$

$$\Delta \omega = \omega_0 - \omega_1$$

Elle permet la détermination expérimentale d'une susceptance inconnue à partir d'un écart en fréquence.

La valeur de L_p étant généralement mieux connue que celle de C , il est préférable d'exploiter la forme :

$$B_x = \frac{1}{L_p \omega_0} \left[\frac{\omega_0}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega_0} \right]$$

à qui nous donnons un caractère plus universel en l'écrivant sous la forme :

$$B_x = \frac{1}{L_p \omega_0} \left[\eta - \frac{1}{\eta} \right]$$

$$\eta = \frac{\omega_0}{\omega_1}$$

Une tabulation (page 34) du terme $(\eta - \frac{1}{\eta})$ pour des valeurs de $0,9 < \eta < 1,1$ rend son exploitation plus facile.

V.3.2.1 - Le dipôle inconnu est capacitif

Lorsque le dipôle inconnu est capacitif ($\omega_1 < \omega_0$) :

$$B_x = C_x \omega_1 = C \omega_0 \left[\eta - \frac{1}{\eta} \right]$$

d'où

$$C_x = C \cdot \eta \left[\eta - \frac{1}{\eta} \right]$$

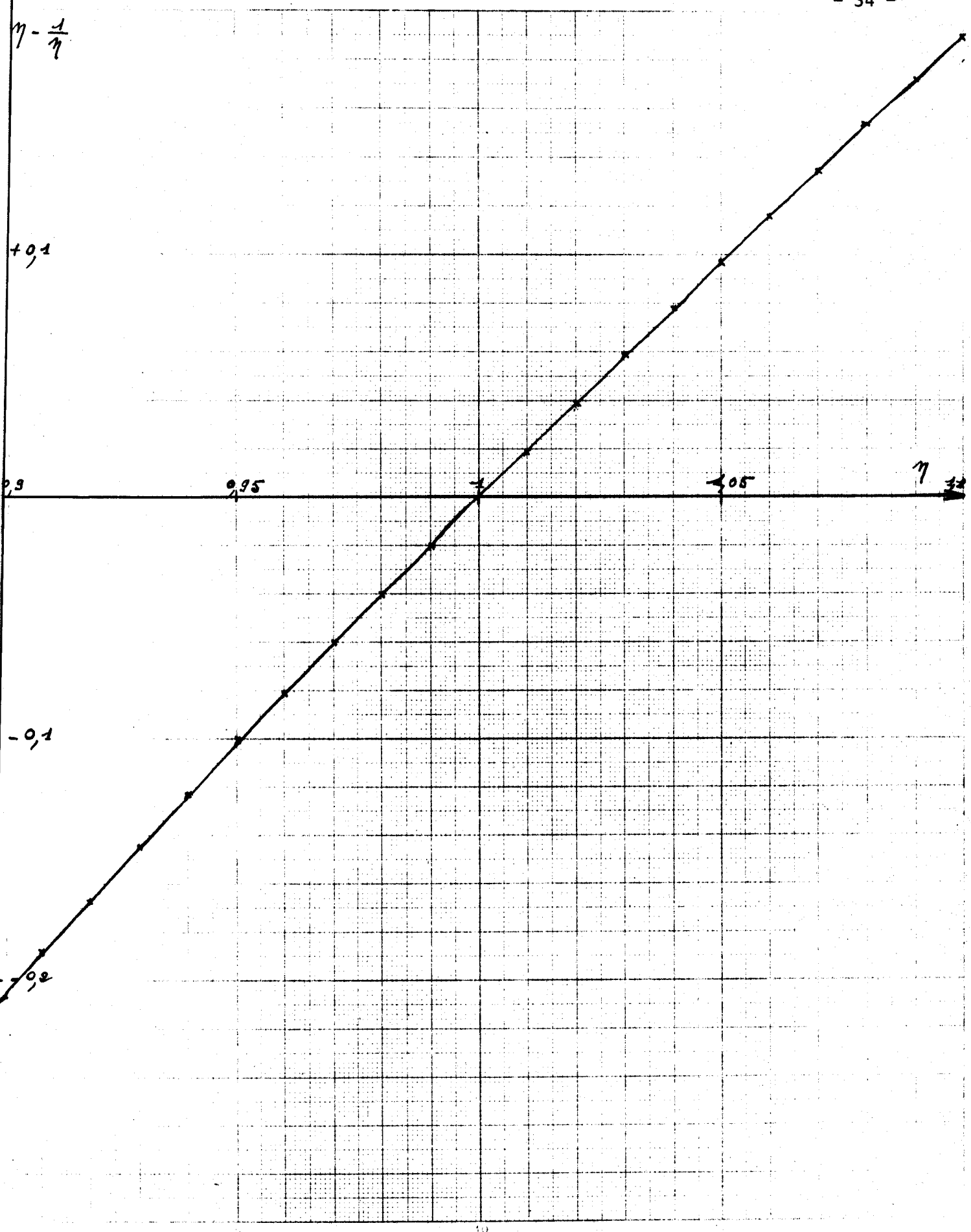
V.3.2.2 - Le dipôle inconnu est selfique

Lorsque le dipôle inconnu est selfique $\omega_1 > \omega_0$

$$B_x = - \frac{1}{L_x \omega_1} = \frac{1}{L_p \omega_0} \left[\eta - \frac{1}{\eta} \right]$$

d'où

$$L_x = - L_p \frac{\eta}{\eta - \frac{1}{\eta}}$$



V.3.3 - Mesure de conductance

La combinaison des deux relations donnant en l'absence, puis en présence de dipôle inconnu, la condition de mise en oscillation conduit à :

$$G_x = \Delta G^+ - \Delta G_p$$

$$\Delta G_p = G_{p0} - G_{p1}$$

$$\Delta G^+ = G_o^+ - G_1^+$$

Cette dernière relation montre que la détermination expérimentale des pertes parallèles G_x d'un dipôle inconnu nécessite la connaissance exacte et à toute fréquence des pertes propres du résonateur : la mesure directe étant celle de $G_x + \Delta G_p$.

V.3.4 - Critique de la méthode de mesure à fréquence variable.

- La détermination expérimentale d'une susceptance inconnue B_x dont le principe repose sur la mesure d'une variation de fréquence nécessite un fréquencemètre.
- Cette méthode présente l'avantage dans le cas où L_p est connue à toute fréquence de donner la valeur de B_x sous forme d'une information numérique en fréquence.
- Elle nécessite pour la détermination de la composante G_x du dipôle une connaissance parfaite des pertes du résonateur.
- Pour toutes les fréquences inférieures à 100 kHz, les pertes parallèles G_p des bobines sont inférieures à 1 μ s et l'erreur commise en prenant $G_x = \Delta G^+$ est souvent négligeable.
- Aux fréquences supérieures à 100 kHz, on peut utiliser des bobines présentant des pertes G_p constantes dans une bande de fréquence réduite.
- Par ailleurs, on peut toujours utiliser le dispositif sans dipôle inconnu pour déterminer expérimentalement le ΔG_p correspondant aux deux fréquences F_o et F_1 .

**VI - UTILISATION D'UNE CONDUCTANCE NEGATIVE POUR LA
MESURE AUTOMATIQUE D'UN DIPOLE**

VI - UTILISATION D'UNE CONDUCTANCE NEGATIVE POUR LA MESURE AUTOMATIQUE D'UN DIPOLE

VI.1 - Principe de la mesure automatique

Comme le montrent les mesures du type "manuel" (chapitre V), les composantes parallèles G_x et B_x d'un dipôle inconnu sont, à une fréquence donnée, obtenues à partir de deux informations différentes.

Si l'information en G_x est tirée de la condition de mise en oscillation : $\Sigma G = 0$; la détermination expérimentale de B_x se fait en régime permanent établi à partir de la relation : $\Sigma B = 0$, traduisant qu'à la fréquence considérée, la somme des susceptances est nulle.

Cependant, l'expérience montre, que pour un faible niveau d'oscillation, la relation : $\Sigma G = 0$ reste vraie à mieux que 1 % en régime permanent.

Nous pouvons alors réaliser un dispositif de mesure automatique donnant simultanément des informations sur les composantes G_x et B_x .

Pour cela, nous utilisons une conductance positive asservie G^+ (fig. 20), dont la valeur instantanée est telle que :

- l'oscillation ait lieu,
- cette oscillation soit de faible amplitude et de niveau constant.

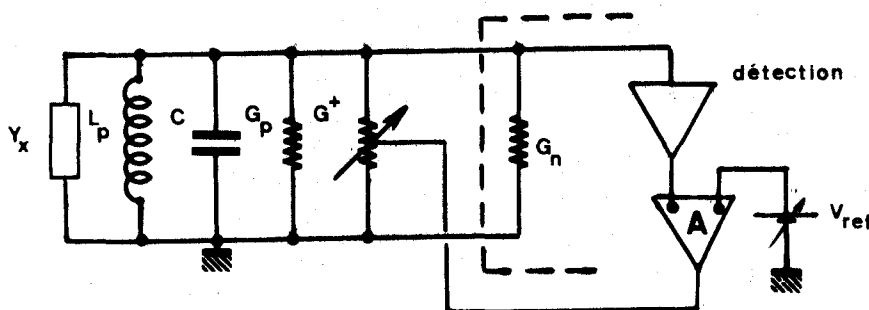


FIG. 20

Comme pour une mesure de type "manuel" la valeur de B_x est déduite d'une information numérique donnée sous forme d'une fréquence (chapitre V). La détermination de la composante G_x peut être obtenue soit sous forme numérique, soit sous forme analogique.

VI.2 - Etude critique des divers procédés conduisant à l'information en G_x

L'information en G_x peut, en particulier, être obtenue :

- d'une information ΔG^+ liée aux conductances
- d'une lecture de tension liée par une relation exploitable à ΔG^+ .

VI.2.1 - Détermination expérimentale de G_x à partir d'une information directe ΔG^+

Lorsque la conductance positive variable et asservie G^+ est obtenue, à partir d'un réseau de conductances à commande digitale, l'affichage de G^+ permet après différence, la détermination expérimentale de G_x : $\Delta G^+ = G_x + \Delta G_p$.

Ce procédé présente l'inconvénient, compte tenu des réseaux de commutation, de ramener des capacités parasites dont la présence perturbe à la fois la valeur de la susceptance B_x et la mesure de la conductance G_x (fig. 21).

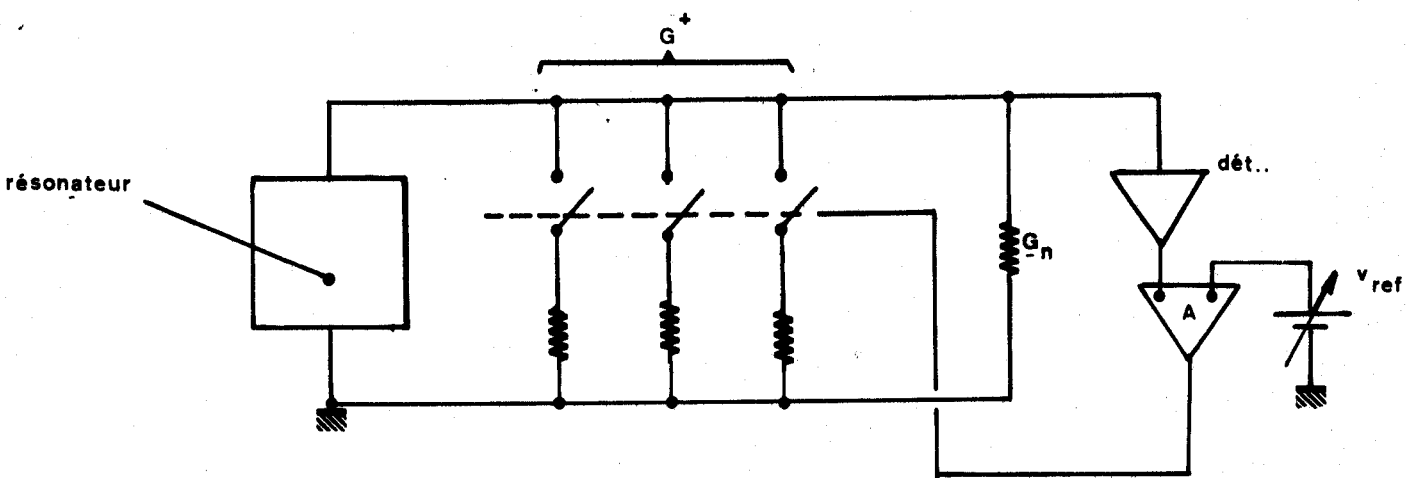


FIG. 21

Ce procédé peut cependant être retenu pour des fréquences inférieures à 100 kHz.

VI.2.2 - Obtention d'une information G_x à partir d'une lecture de tension

VI.2.2.1 - La tension est continue (fig. 22)

Lorsque G^+ est une conductance électronique commandable par une grandeur V , la valeur de G_x peut être tirée d'une information ΔV .

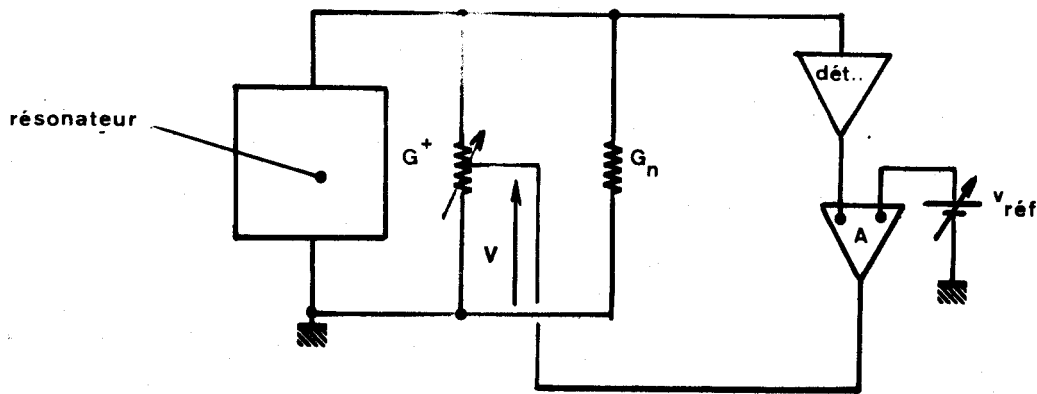


FIG. 22

De nombreux essais expérimentaux portant sur des conductances électroniques telles que : transistors à "effets de champ", magnéto-transistors, photo-diodes ont montré :

- que généralement la loi $G^+ = f(V)$ est complexe,
- un manque de fiabilité et de reproductivité d'un élément à un autre.

De plus, de par principe, la mesure de G_x est perturbée par les dérives éventuelles de la conductance électronique. Ce procédé n'a pas été retenu.

VI.2.2.2 - Par lecture d'une tension alternative à la fréquence de mesure (fig. 23)

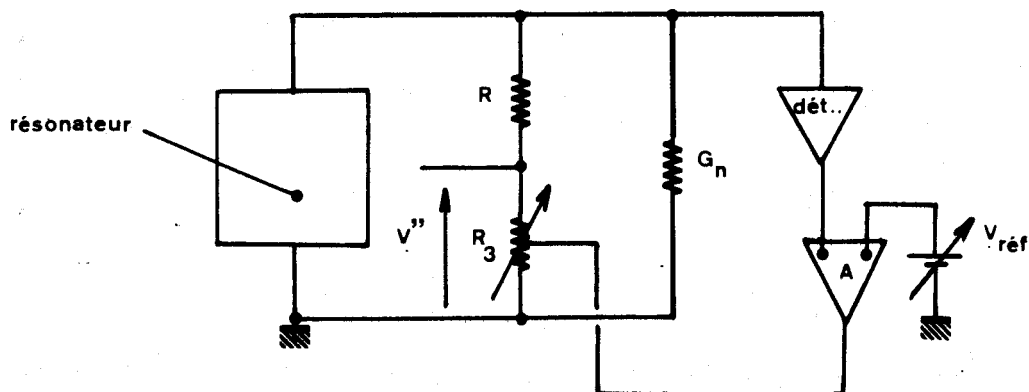


FIG. 23

A partir d'une tension v sinusoïdale d'amplitude constante, d'un diviseur de tension R fixe R_3 variable, on peut recueillir une information proportionnelle à la variation totale de conductance de l'ensemble des composants du résonateur.

En l'absence de dipôle inconnu, le résonateur oscille à la fréquence F_0 . Le niveau de tension alternatif à ses bornes étant faible et égal à v , la condition :

$$\Sigma G = G_n + G_{p_0} + \frac{1}{R + R_3} = 0$$

est satisfaite.

La tension sinusoïdale aux bornes de R_3 a pour valeur

$$|v''_0| = |v| \cdot \frac{R_3}{R_3 + R}$$

Lorsque nous plaçons en shunt sur le résonateur un dipôle inconnu (G_x, B_x), la fréquence passe de F_0 à F_1 .

Pour retrouver le niveau faible v de référence, l'asservissement doit modifier la valeur de R_3 qui devient :

$$R_4 = R_3 + \Delta R_3$$

telle que :

$$\Sigma G = G_n + G_{p_1} + G_x + \frac{1}{R + R_3 + \Delta R_3} = 0$$

La tension aux bornes de la résistance R_4 étant égale à :

$$|v''_1| = |v| \times \frac{R}{R + R_4}$$

nous en déduisons :

$$|v''_1| - |v''_0| = |\Delta v''| = v \cdot R \frac{\Delta R_3}{(R_4 + R)(R_3 + R)}$$

$$G_x + G_{P1} - G_{Po} = \frac{\Delta R_3}{(R + R_4)(R_3 + R)}$$

et finalement :

$$|V''_1| - |v''_0| = |\Delta V''| = v \cdot R [G_x + \Delta G_p]$$

$$\Delta G_p = G_{P1} - G_{Po}$$

La variation de tension aux bornes de la conductance variable étant proportionnelle à la variation totale de conductance du résonateur, un étalonnage est possible si v et R sont connus.

En particulier, si pour un dipôle inconnu donné (G_x, B_x) une action sur la capacité variable C maintient constante la fréquence d'oscillation, les pertes du résonateur n'interviennent plus et la variation $\Delta V''$ est proportionnelle à G_x .

$$\Delta V'' = v \cdot R \cdot G_x$$

Le principe de mesure de tension rend l'information en G_x indépendante des dérives éventuelles de la conductance positive variable. Il a été finalement retenu pour la réalisation définitive.

VI.3 - Influence des capacités parasites shuntant la conductance positive variable

VI.3.1 - Perturbation apportée à la mesure de G_x
x

Lorsqu'une capacité parasite γ de faible valeur ($\neq 5$ pF) shunte la conductance variable G_4 (fig. 24), le dipôle parallèle équivalent à l'association des éléments R, G_4 et γ présente une conductance : G_{app} et une susceptance : B_{app} apparentes, variables avec la fréquence.

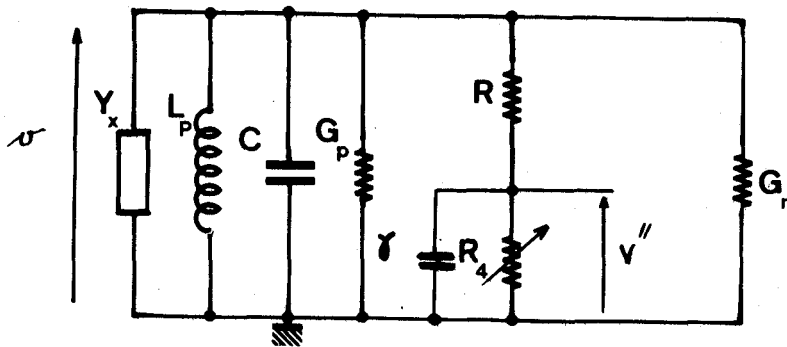


FIG. 24

$$G_{app} = G \frac{G_4 [G + G_4] + \gamma^2 \omega^2}{(G + G_4)^2 + \gamma^2 \omega^2}$$

$$B_{app} = \gamma \cdot \omega \cdot \frac{G^2}{(G + G_4)^2 + \gamma^2 \omega^2}$$

L'évolution en fonction de la fréquence de l'admittance apparente entraîne une erreur systématique sur la détermination expérimentale des composantes parallèles G_x et B_x du dipôle inconnu.

Cette perturbation, provenant de l'effet de shunt de γ , est d'autant plus forte que la fréquence est élevée et que G_4 est faible (G_x grand).

Cependant, quelque soient les effets de γ , l'asservissement modifie la valeur de la conductance variable pour satisfaire la condition $\Sigma G = 0$.

Lorsqu'une conductance inconnue G_x est mesurée en basse fréquence : F_0 , les effets de γ sont négligeables et la conductance variable prend une valeur G_3 telle que :

$$\Sigma G = G_n + G_{p_0} + G_x + \frac{G G_3}{G + G_3} = 0$$

G_{p_0} = conductance parallèle équivalente à la fréquence F_0 , à l'ensemble des pertes du résonateur.

La tension aux bornes de la résistance variable est alors égale à :

$$|v''_0| = \frac{|v| \cdot G}{G + G_3}$$

Pour une même conductance inconnue G_x mesurée en haute fréquence : F_1 , la conductance variable prend une valeur G_5 , inférieure à G_3 , telle que :

$$\Sigma G = G_n + G_{P_1} + G_x + G \frac{G_5 (G + G_5) + \gamma^2 \omega^2}{(G + G_5)^2 + \gamma^2 \omega^2} = 0$$

G_{P_1} = conductance équivalente, à la fréquence F_1 , à l'ensemble des pertes du résonateur.

A la fréquence F_1 , la tension v''_1 aux bornes de la conductance variable est égale à :

$$|v''_1| = |v| \cdot \frac{G}{\sqrt{(G + G_5)^2 + \gamma^2 \omega_1^2}}$$

La tension v'' aux bornes de la conductance variable étant une fonction de la fréquence, l'écart de tension $\Delta V''$ à partir duquel nous prélevons l'information G_x évolue avec la fréquence.

A la fréquence : F_1 et par rapport à un étalonnage basse fréquence F_0 , cela traduit sur G_x par une erreur absolue de valeur :

$$\Delta G_x = \frac{v''_1 - v''_0}{v - R}$$

Cette erreur absolue, liée à la fréquence de mesure, fait que la précision sur G_x évolue avec la fréquence.

Pour minimiser les effets de γ et pour augmenter la précision, on peut :

- diminuer la valeur de γ .

En particulier, le prélèvement de la tension v'' aux bornes de la conductance variable doit se faire à haute impédance.

- Faire en sorte que la conductance variable reste, quelque soit la valeur de G_x , sur des valeurs relativement élevées.

Comme nous le montrons au paragraphe VI-4, cette dernière solution implique l'utilisation de conductances $|G_n|$ importantes.

VI.3.2 - Perturbation apportée à la mesure de B_x

La capacité parasite γ ramène un terme capacitif :

$$C = \frac{\gamma G^2}{[G_4 + G]^2 + \gamma^2 \omega^2}$$

dont la valeur dépend de G_x ($G_4 = f(G_x)$) et évolue avec la fréquence.

Cependant, lorsque la conductance négative $|G_n|$ est grande, la conductance variable G_n a des valeurs suffisamment importantes pour que la capacité ramenée C devienne pratiquement indépendante de la fréquence.

En particulier, lorsque $|G_n| = 1000 \mu s$, la capacité ramenée dont l'évolution en fonction de G_x est donnée page 45, reste inférieure à 2 pF si $\gamma = 5 pF$.

VI.4 - Choix de la valeur de la conductance négative. Influence de cette valeur sur la précision de la mesure.

Les effets de γ sont négligeables lorsque la réactance reste grande vis à vis de la valeur de la résistance variable.

Comme pour une fréquence et une conductance inconnue G_x données, la valeur de la résistance variable est d'autant plus faible que $|G_n|$ est grande, la perturbation apportée à la mesure de G_x diminue lorsque $|G_n|$ croît.

Pour mieux comprendre l'influence de $|G_n|$, nous avons pour les valeurs $|G_n| = 500, 800$ et $1000 \mu s$ effectué une étude sur calculateur donnant en fonction de la fréquence et pour diverses valeurs de G_x :

- l'évolution de la résistance variable
- la valeur du niveau v'' à ses bornes
- la précision sur G_x .

Pour cette étude, nous supposons :

- que le résonateur "idéal" ($G_p = 0$) a à ses bornes un niveau constant de $100 m V_{eff}$.
- que la résistance variable est au minimum égale à 200Ω

- que la capacité γ est égale à 5 pF.

Les résultats de cette étude donnés sous forme graphique page 46, montrent :

- que lorsque $|G_n| = 500 \mu s$ ($R = 1800 \Omega$), la précision sur G_x devient inférieure au 1/100 lorsque la fréquence dépasse 3 MHz.

Ce manque de précision est due aux valeurs importantes que prend la résistance variable.

De plus, pour $G_x > 450 \mu s$, la condition de mise en oscillation ne peut plus être satisfaite si $F > 9$ MHz.

- Lorsque $|G_n| = 800 \mu s$ ($R = 1050 \Omega$).

La précision est de l'ordre de $\frac{1}{200}$ pour $0 < G_x < 500 \mu s$ si la fréquence est inférieure à 5 MHz.

- Lorsque $|G_n| = 1000 \mu s$ ($R = 800 \Omega$)

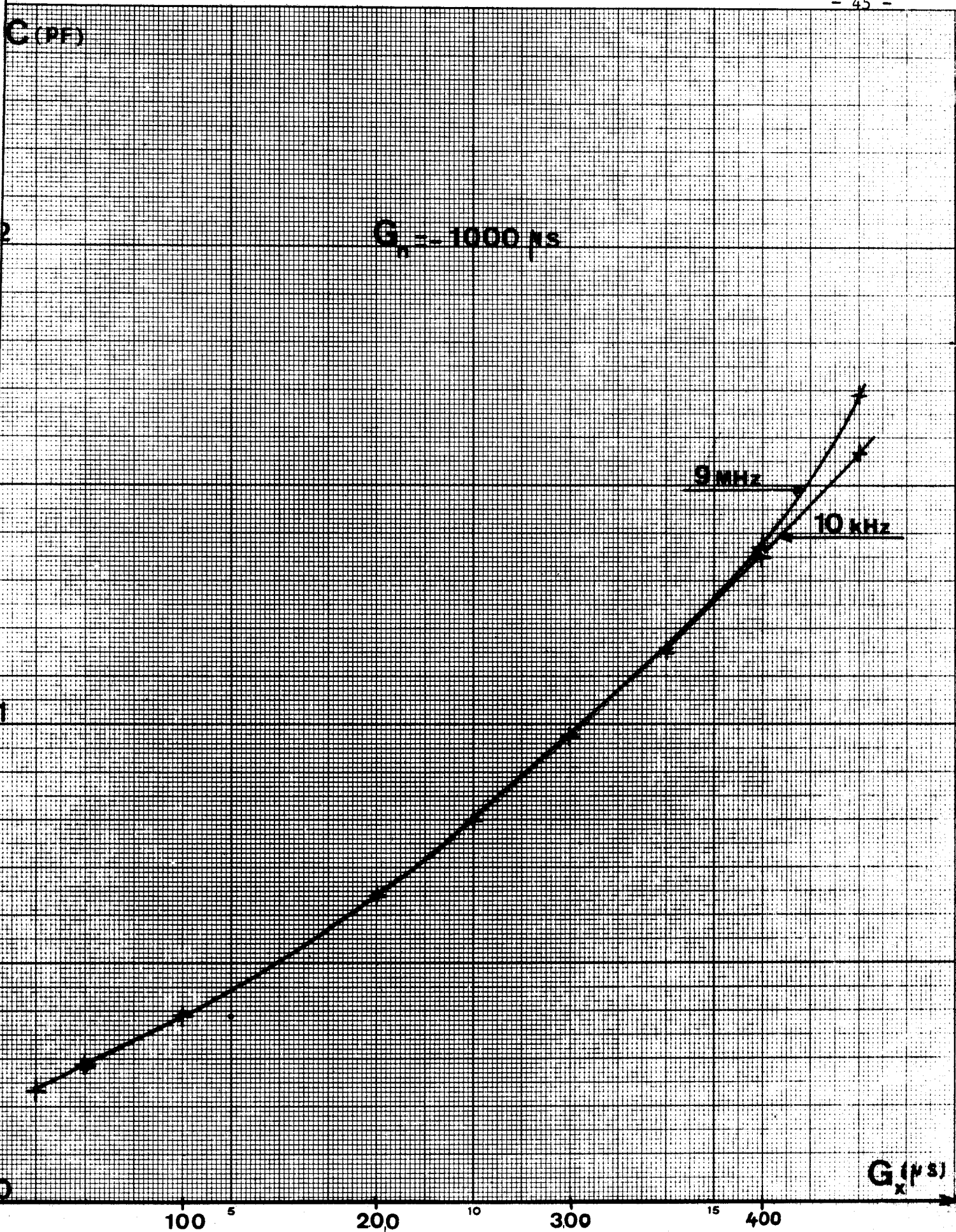
La précision est de l'ordre du $\frac{1}{200}$ dans toute la plage d'utilisation en conductance ($0 < G_x < 500 \mu s$) et en fréquence ($F < 10$ MHz).

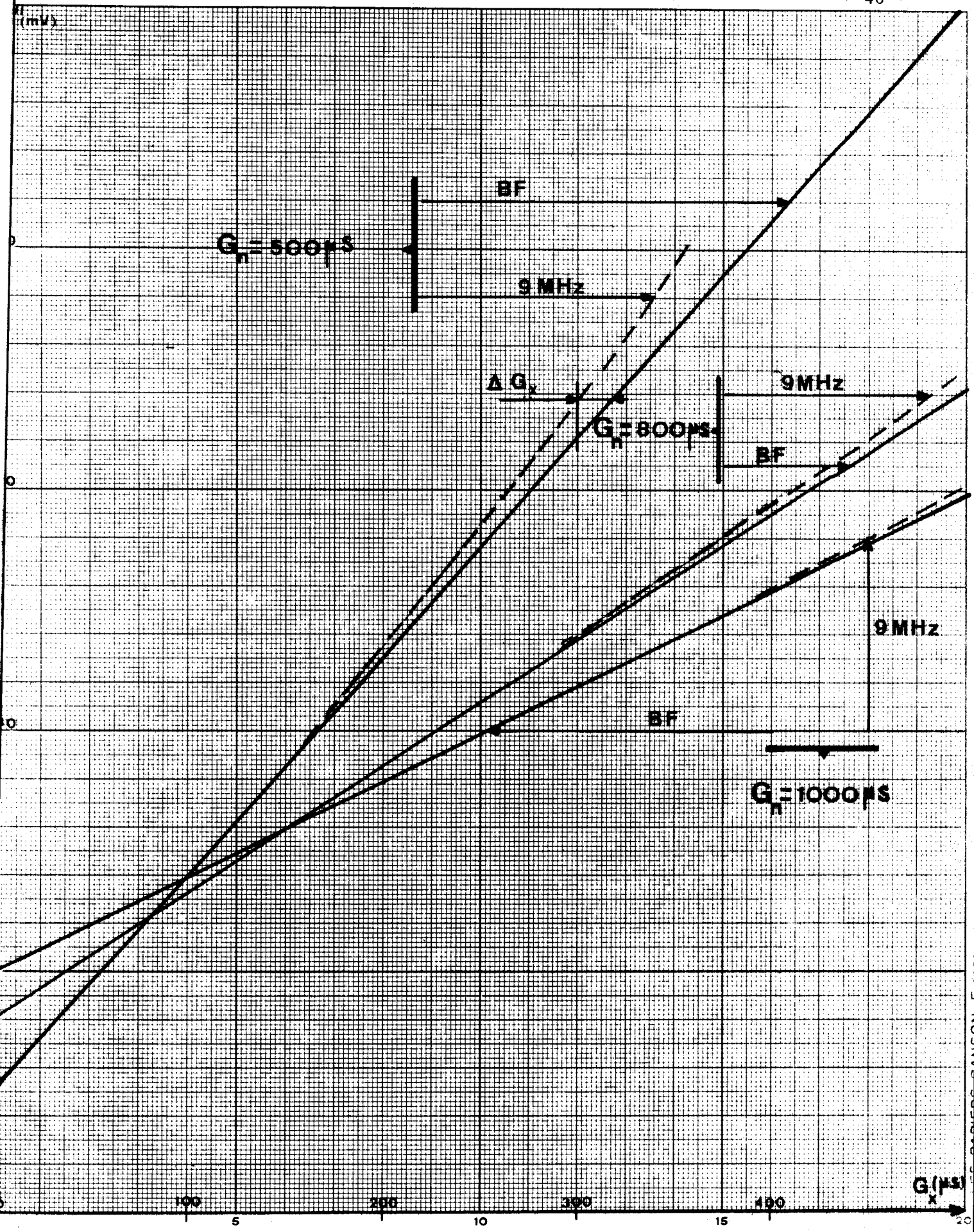
Cependant, si la précision sur G_x croît lorsque $|G_n|$ augmente, la pente de conversion donnant l'information $\Delta v''$ fonction de G_x décroît.

$$\Delta v'' = v \cdot R \cdot G_x$$

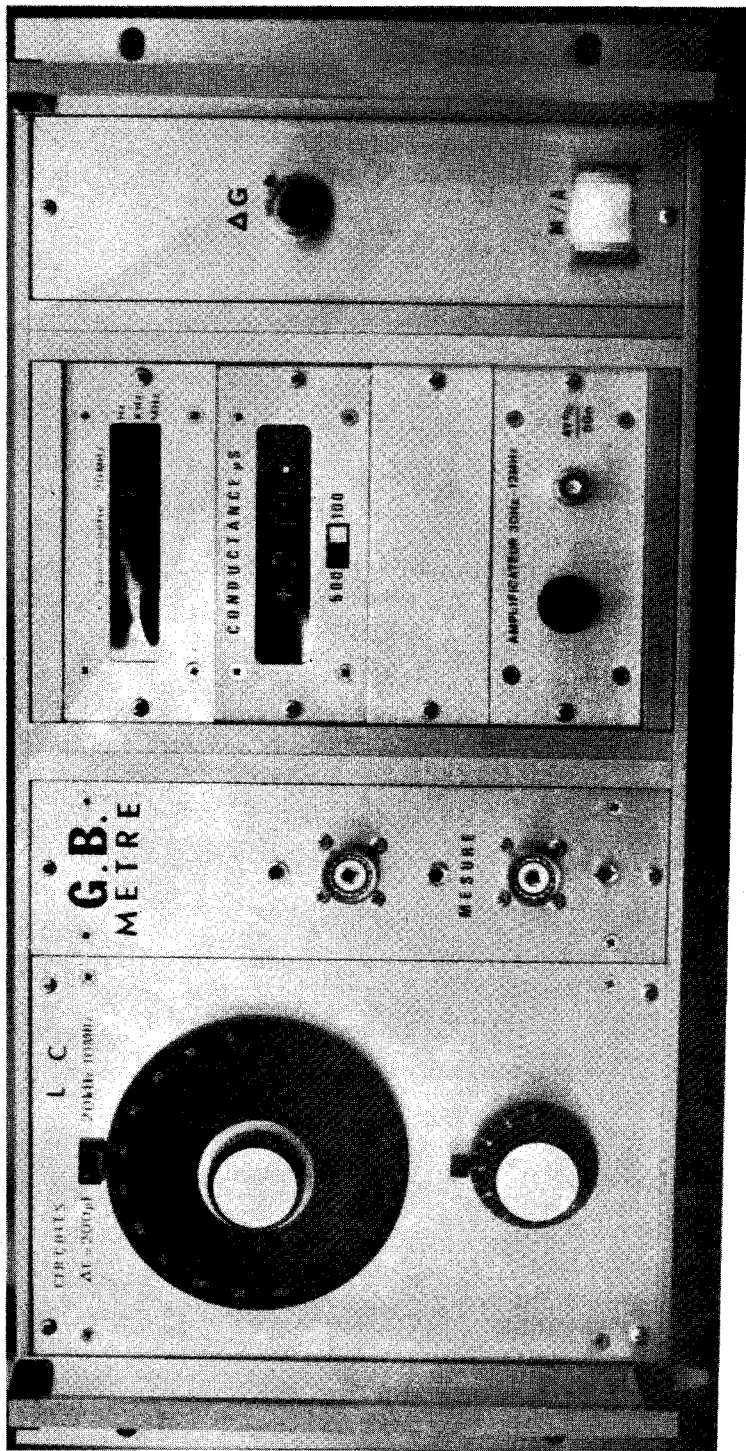
Pour une même valeur de G_x , cela se traduit par un écart $\Delta v''$ de plus en plus faible (R diminuant lorsque $|G_n|$ croît).

Pour éviter que les dérives de la chaîne de lecture donnant l'information $\Delta v''$ ne prennent trop d'importance, nous nous limitons à la valeur $|G_n| = 1000 \mu s$.





VII - L'APPAREIL REALISE : DESCRIPTION, CARACTERISTIQUES ET EMPLOI



VII - L'APPAREIL REALISE : DESCRIPTION, CARACTERISTIQUES ET EMPLOI.

VII.1 - Description

La description de l'appareil réalisé peut être scindée en quatre parties fig. 25 :

- La conductance négative
- Le dispositif d'asservissement en niveau
- La chaîne de lecture en conductance
- Les circuits annexes.

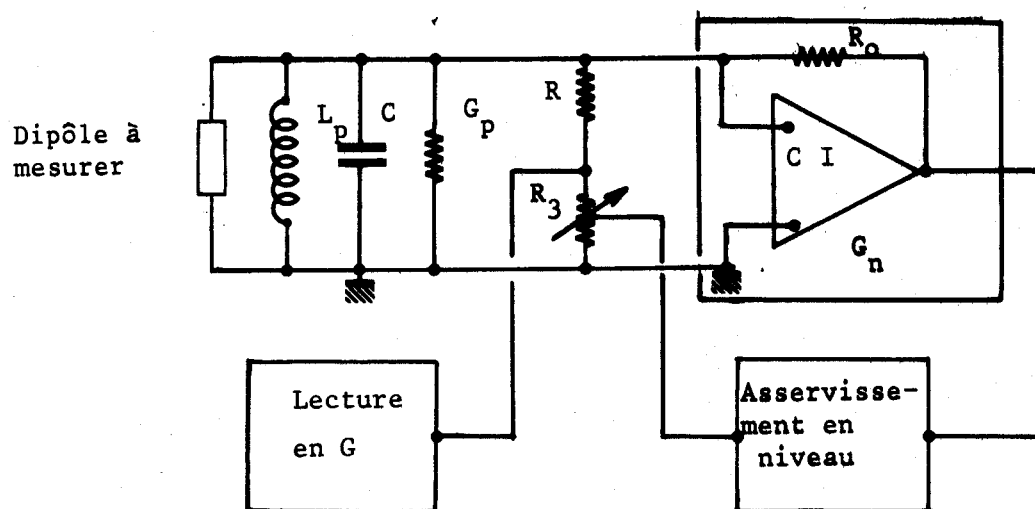


FIG. 25

VII.1.1 - La conductance négative (fig. 26)

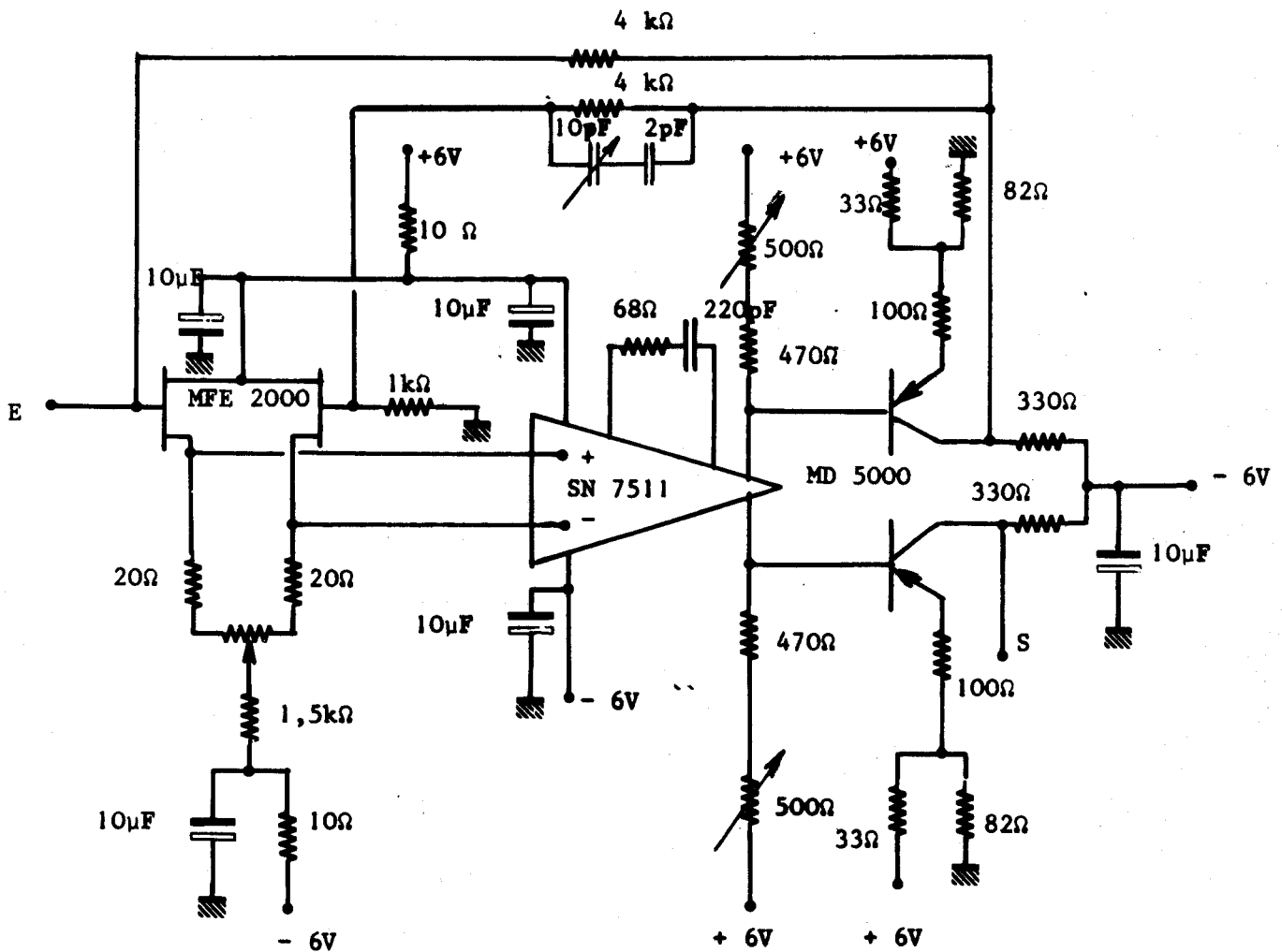


FIG. 26

- Description

Le circuit de base est l'amplificateur intégré de la "Texas instruments" SN 75 11.

L'adjonction, en entrée, d'un étage différentiel utilisant des transistors à "effet de champ" et, en sortie, d'un étage émetteur commun, nous rapproche des caractéristiques de l'amplificateur idéal (grande impédance d'entrée, résistance de sortie faible et constante).

Le gain de l'amplificateur bouclé, imposé par les résistances de bouclage ($R_1 = 4000 \Omega$, $R_2 = 1000 \Omega$), est égal à 5.

Une résistance de réaction $R_o = 4000 \Omega$ permet l'obtention d'une conductance négative G_n de l'ordre de $- 1000 \mu s$.

- Caractéristiques

La conductance négative réalisée reste constante à mieux du 1 % dans toute la gamme 1 kHz - 10 MHz.

Lorsque le niveau aux bornes du résonateur est inférieur à 700 mVcc, la variation de la conductance négative est inférieure à 0,1 μ s.

La différence entre la valeur de la conductance à la mise sous tension et après une heure de fonctionnement est inférieure à 0,2 μ s.

VII.1.2 - Le dispositif d'asservissement en niveau

- Principe (fig.27)

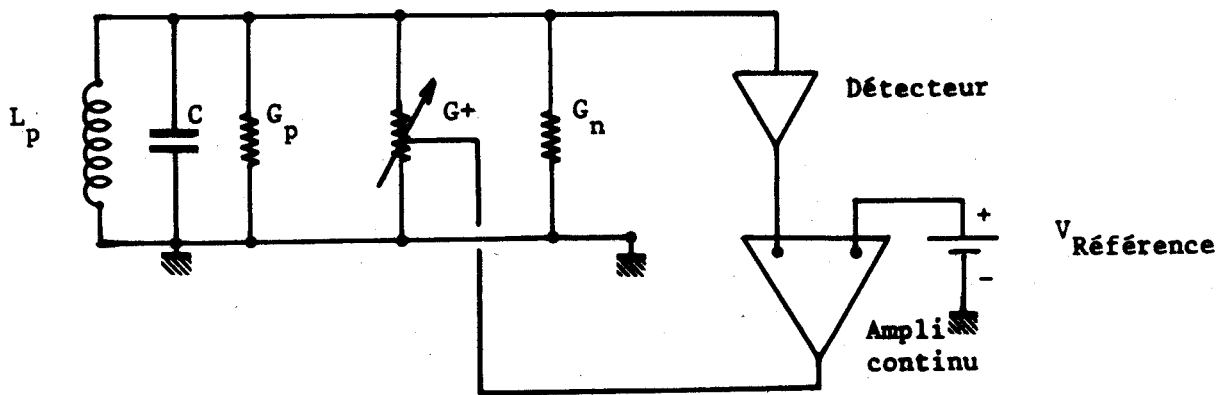


FIG. 27

Un résonateur parallèle de pertes G_p est associé à une conductance négative G_n fixe et à une conductance électronique positive asservie G^+ .

La somme des conductances $\Sigma G = G_n + G^+ + G_p$ étant à priori négative (G^+ faible), l'amplitude des oscillations a tendance à croître exponentiellement. Lorsque cette amplitude atteint la valeur de la tension de référence V_{Ref} , l'action du circuit d'asservissement est de modifier la valeur de la conductance positive variable pour conserver la condition $\Sigma G = 0$.

Les oscillations gardent alors une amplitude constante dont la valeur est réglable par la tension de référence $V_{Réf.}$

- La conductance positive variable

De nombreuses conductances électroniques ont été essayées. Citons pour mémoire les photo-diodes, les magnéto-résistances, les magnéto-transistors et les transistors à "effet de champ".

Parmi celles-ci, le transistor à "effet de champ", utilisé en résistance variable entre "drain" et "source" et commandé par une tension "gate" - "source", s'est montré le meilleur sur le plan capacité parasite (< 5 pF quelque soit la fréquence) constante de temps thermique et facilité de commande.

Lorsque le niveau appliqué devient trop important (> 100 mV efficaces) il peut manquer de linéarité.

Une contre-réaction entre "Drain" et "source" modifie l'évolution de la résistance dynamique en fonction de la tension de commande et augmente la linéarité (9).

Nous donnons fig. 28 quelques exemples de cette évolution.

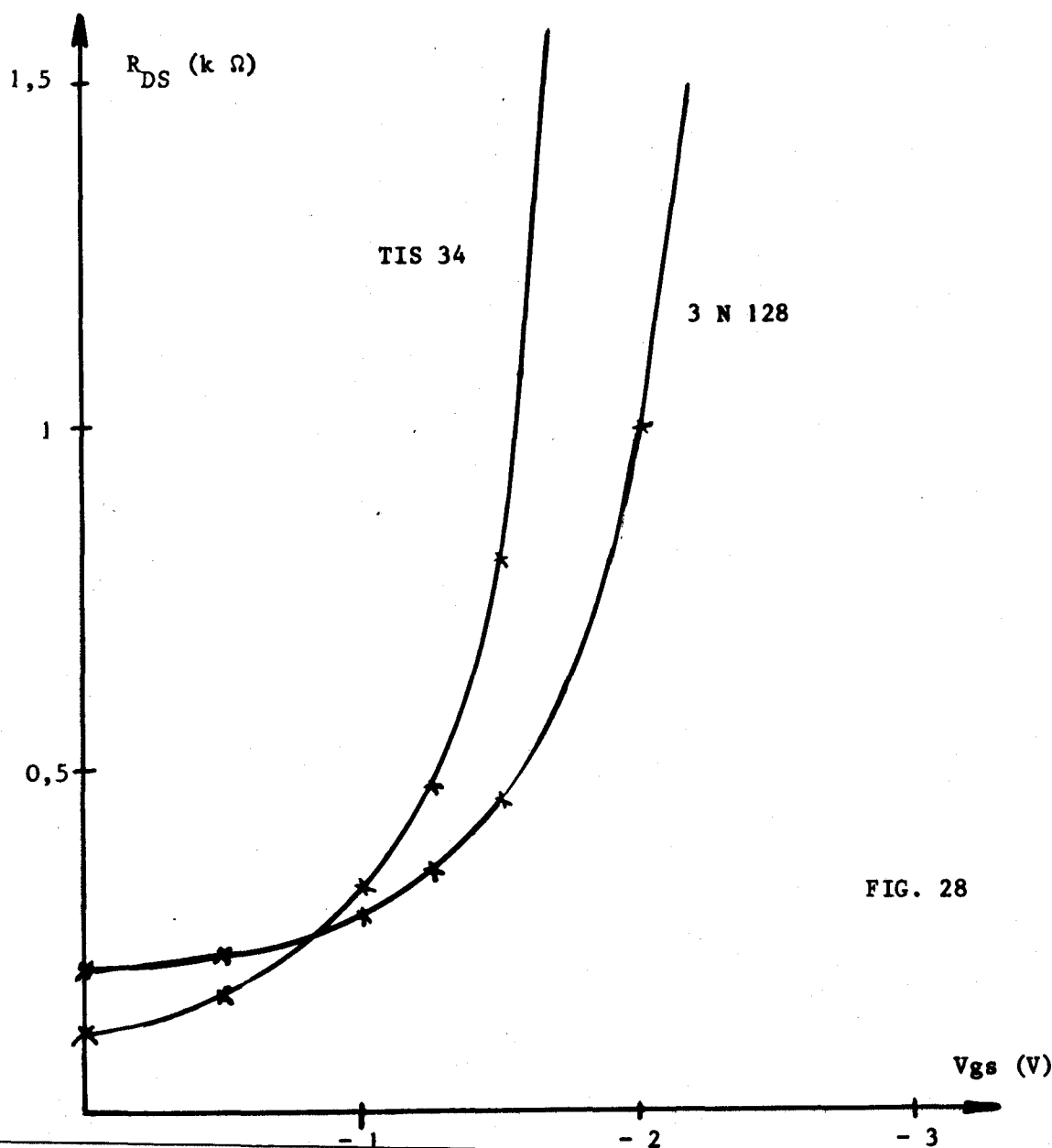


FIG. 28

- Le circuit détecteur et le comparateur (fig. 29)

Pour que la conductance électronique G^+ (transistor à "effet de champ") reste linéaire, le niveau d'oscillation aux bornes du résonateur est réglé à 100 mV efficaces.

L'information "niveau d'oscillation" existe :

- aux bornes du résonateur
- après l'amplificateur de gain 5.

Afin de ne pas modifier les caractéristiques du résonateur, le prélèvement se fait après l'amplificateur de gain 5.

Une détection linéaire (D_1, R_1, C_1) fournit à un comparateur une tension continue dont la valeur dépend à la fois du niveau d'oscillation et de la température.

Pour minimiser l'influence des effets de température, la tension de référence V_{Ref} présente des dérives identiques à celle de la tension détectée (Rôle de D_2).

Cette symétrie des dérives rend la tension V , qui commande la conductance électronique, indépendante des effets de température.

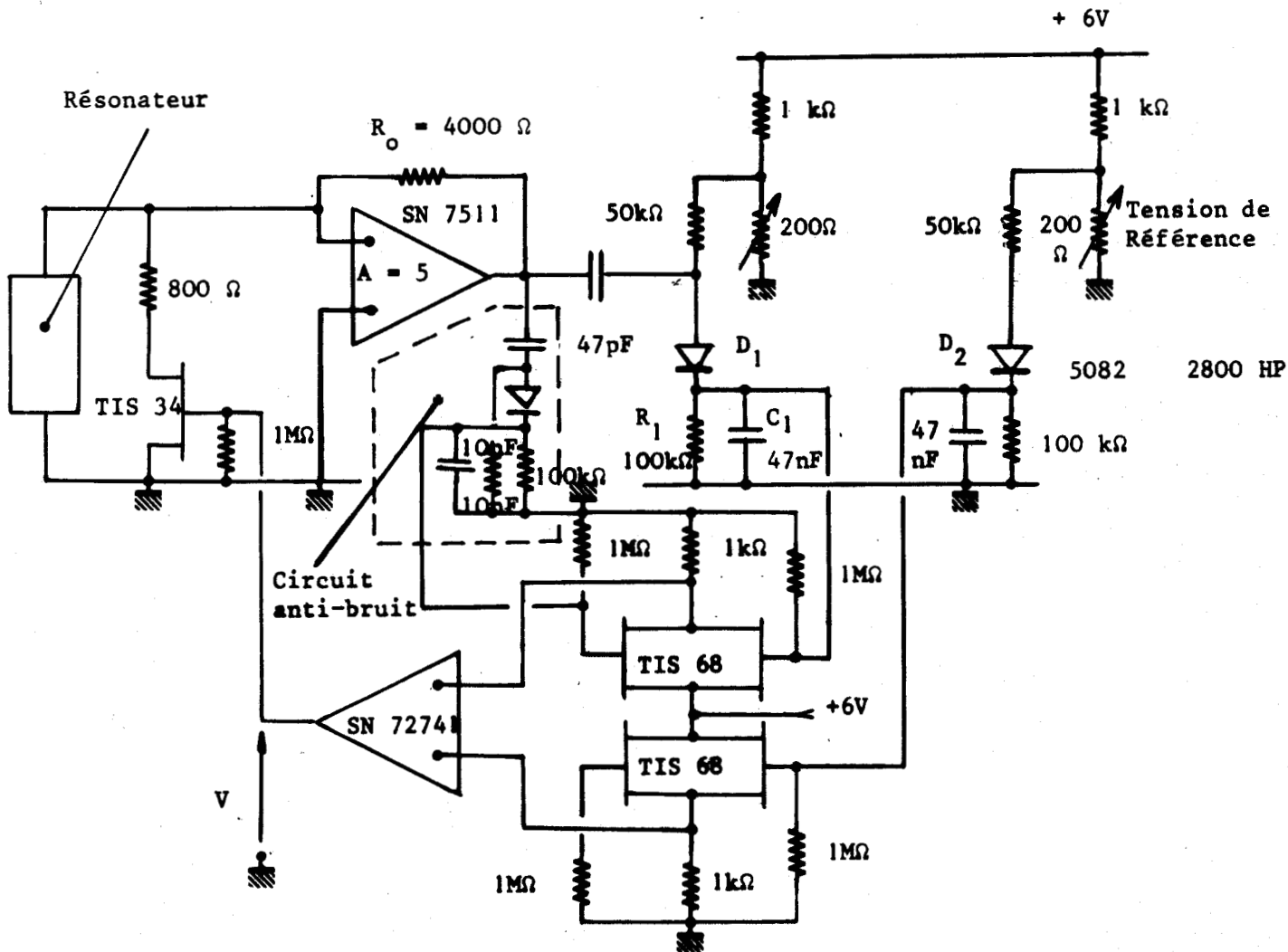


FIG. 29

VII.1.3 - La chaîne de lecture en conductance

- Principe (fig. 30)

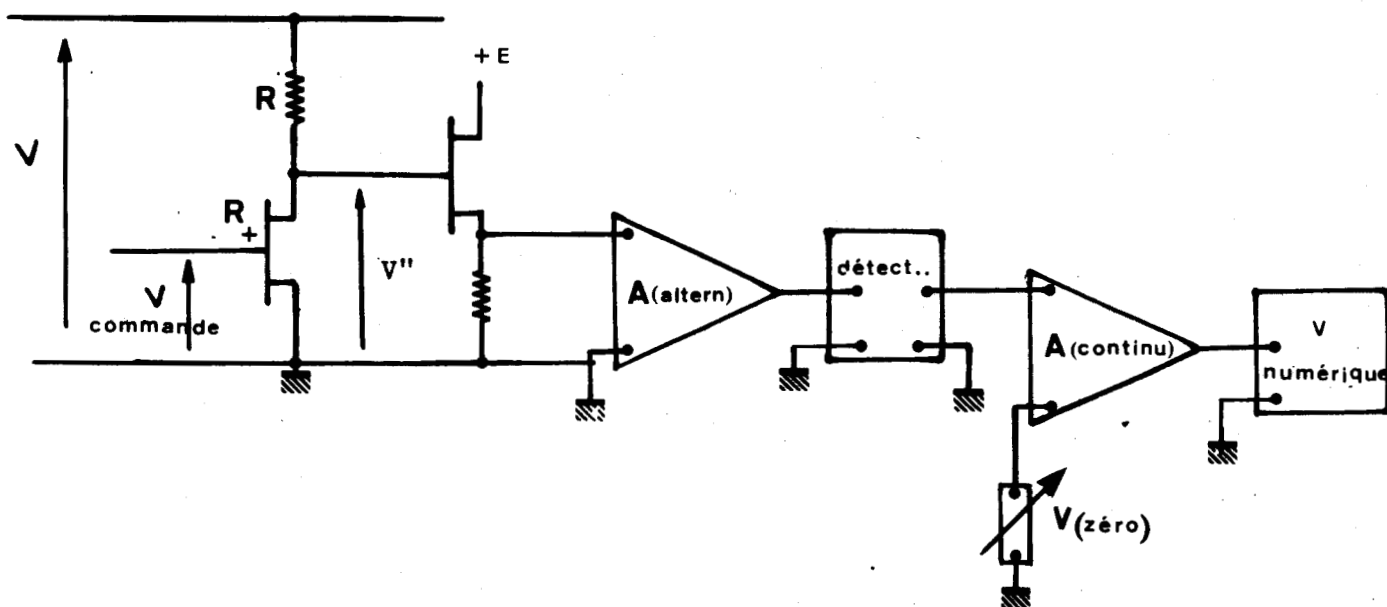


FIG. 30

Lorsque le niveau d'oscillation v est maintenu constant (rôle de l'asservissement en niveau), il existe une tension v'' aux bornes du transistor à "effet de champ", dont la valeur évolue linéairement en fonction de la conductance positive totale G_t du résonateur.

Pour un résonateur de pertes données, la détermination expérimentale d'une conductance inconnue G_x peut se faire par différence si la pente de la droite donnant l'évolution de la tension aux bornes de la conductance variable, en fonction des pertes du résonateur, est connue ou déterminée (paragraphe VI.22 et fig. 31).

$$\Delta V'' = v''_2 - v''_1 = v \cdot R \left[G_x + \Delta G_p \right]$$

$$\Delta G_p = G_{p2} - G_{p1}$$

A partir d'une détection linéaire et d'une tension de décalage de valeur réglable, on recueille en sortie d'un amplificateur différentiel de gain ajustable, une tension continue dont la valeur est proportionnelle à la conductance totale du résonateur (fig. 31).

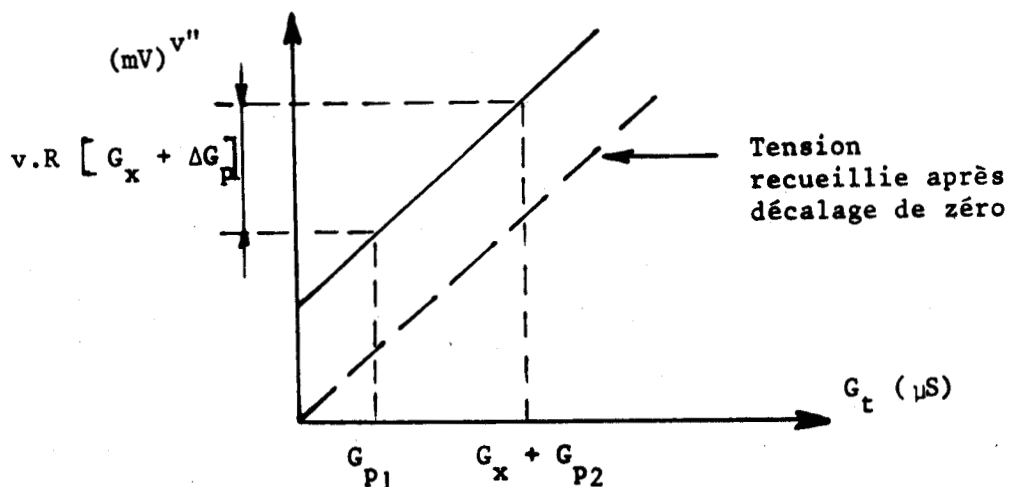


FIG. 31

Le coefficient de proportionnalité peut être modifié en changeant la valeur du gain de l'amplificateur différentiel.

Si ce coefficient de proportionnalité est une puissance de 10, un voltmètre continu branché en sortie de l'amplificateur différentiel affiche la valeur de G_t .

- Description (fig. 32) -

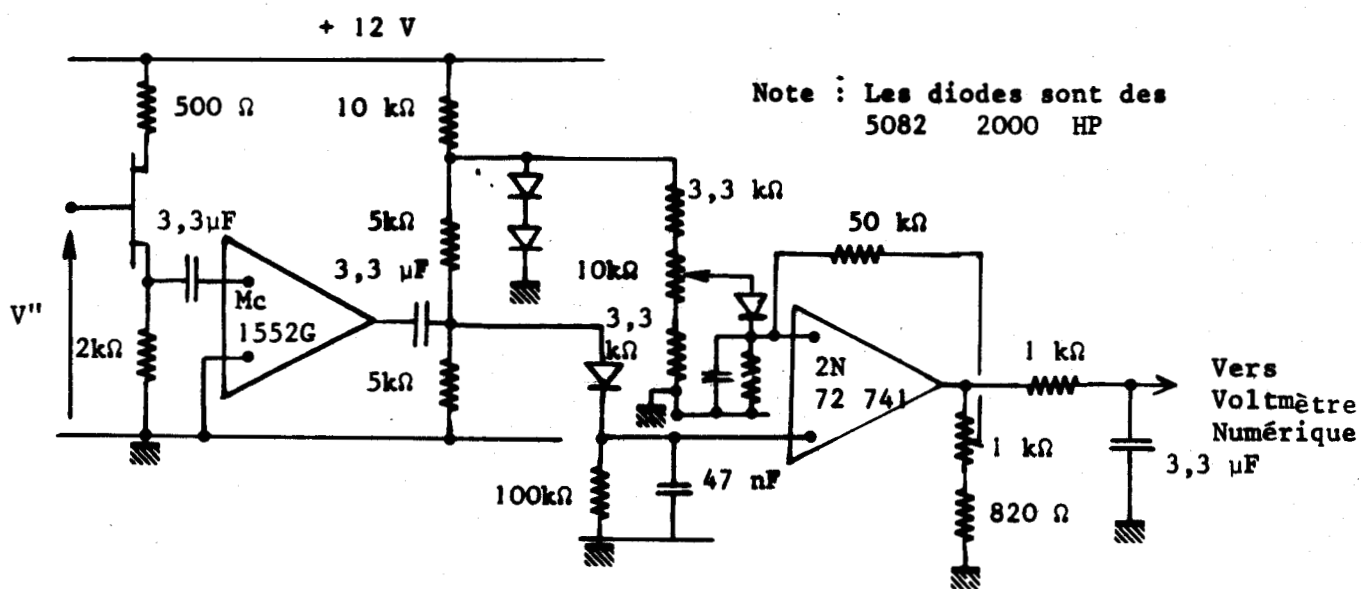


FIG. 32

Afin de minimiser au maximum les capacités parasites, le prélèvement de la tension v'' aux bornes de la conductance variable se fait à haute impédance (utilisation d'un transistor à "effet de champ" en séparateur).

La tension recueillie est amplifiée par un amplificateur alternatif faible dérive (MC . 15 52 G), puis détectée.

Pour éliminer l'influence des dérives de détection, la tension continue ajustable, servant au décalage de zéro, présente des dérives identiques à celle de la tension détectée.

Un amplificateur différentiel (2 N 72 741) de gain réglable permet l'obtention de la pente de conversion souhaitée : 10 mV/ μ s.

Un voltmètre numérique 2000 points, incorporé à l'appareil de mesure, affiche directement la valeur de la conductance totale du résonateur.

VII.1.4 - Les circuits annexes

Ces circuits comprennent :

- Le dispositif anti-bruit
- L'étage de sortie fréquencemètre.

- Le dispositif anti-bruit (fig.29)

Compte tenu des faibles non-linéarités, toute fluctuation provenant : des tensions d'alimentation, des couplages parasites ... entraînent une perturbation du niveau d'oscillation. Ces faibles fluctuations, généralement périodiques, se traduisent par une modulation de l'amplitude d'oscillation.

Cette modulation, détectée puis filtrée, commande la conductance variable.

Ce dispositif diminue notablement le "bruit d'enveloppe" aux bornes du résonateur.

- L'étage de sortie fréquencemètre (fig. 33)

Pour éviter toute perturbation de la conductance négative G_n , due au branchement d'un fréquencemètre, l'information fréquence est prise après un

étage séparateur. Une seconde sortie 50 Ω permet d'utiliser l'appareil en générateur.

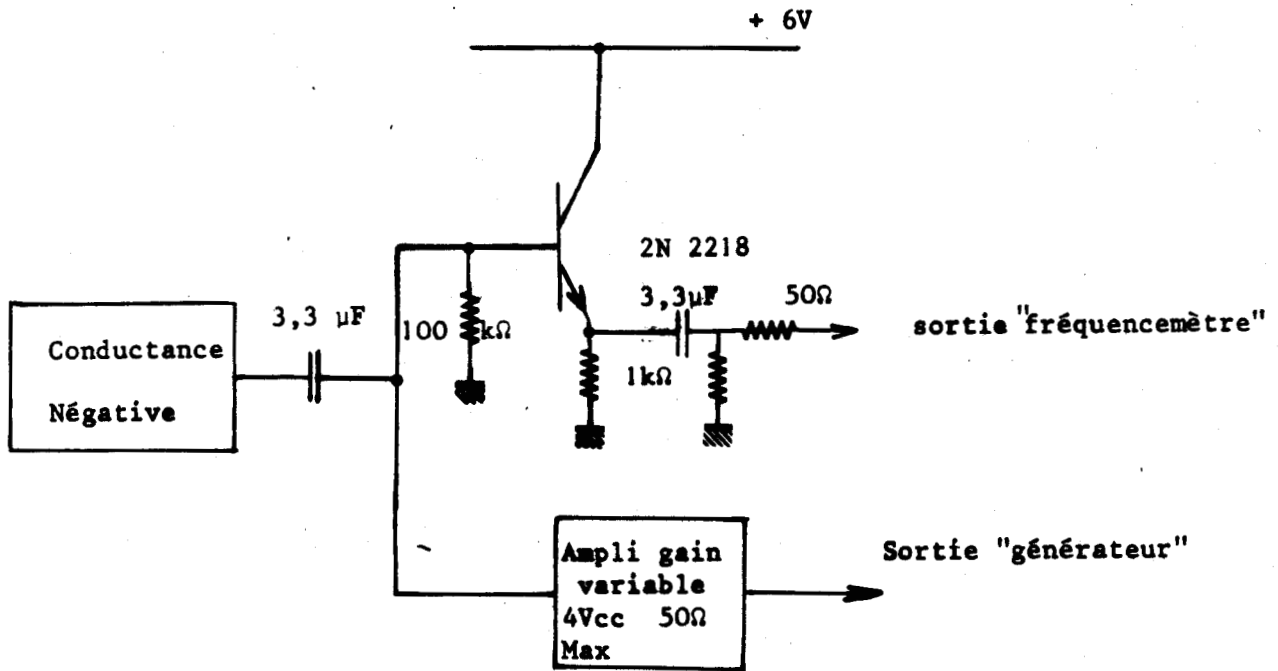


FIG. 33

VII.2 - Caractéristique de l'appareil

VII.2.1 - Bande de fréquence : 10 kHz - 10 MHz

- Un jeu de 10 bobines commutables placé à l'intérieur de l'appareil permet, pour un dipôle donné, d'obtenir la fréquence désirée.
- Un condensateur linéaire, variable et étalonné de 10 à 200 pF (précision $\pm 0,5$ pF pour des valeurs inférieures à 100 pF ; ± 1 % au delà) permet des mesures par substitution et le réglage éventuel de la fréquence à la valeur désirée.

Le tableau ci-dessous donne pour les diverses positions du commutateur, la valeur de la bobine et la plage de fréquence correspondant aux valeurs extrêmes de la capacité étalon.

Position	Valeur de L (± 1 %)	Fréquence
1	200 mH	20 kHz - 45 kHz
2	40 mH	45 kHz - 100 kHz
3	10 mH	100 kHz - 200 kHz
4	2 mH	200 kHz - 500 kHz
5	400 μ H	500 kHz - 1 MHz
6	100 μ H	1 MHz - 2 MHz
7	30 μ H	2 MHz - 4 MHz
8	20 μ H	2,5 MHz - 5 MHz
9	10 μ H	3 MHz - 6 MHz
10	2 μ H	5 MHz - 10 MHz

- La position 11 permet l'utilisation d'une bobine extérieure.

Sur cette position, la capacité étalon reste branchée.

Les caractéristiques du dispositif de mesure sont alors :

- Capacité résiduelle = 50 pF
- Pertes parallèles = négligeables.

- Une borne U.H.F. supplémentaire, placée en parallèle sur la borne "mesure", permet l'utilisation de capacité additionnelle de forte valeur.

Des mesures sont alors possibles jusque 1 kHz.

Remarque :

Le dispositif nécessite, en continu, le retour à la masse de la borne "mesure" par une résistance inférieure à 1 k Ω .

Cette condition est réalisée lorsque nous utilisons les bobines internes au dispositif.

VII.2.2 - Bande de mesure en conductance

La valeur de la conductance maximum mesurable varie avec la fréquence de mesure.

Sur le prototype réalisé, est-elle égale à 500 μS si la fréquence est inférieure à 6 MHz.

Elle décroît progressivement pour atteindre 430 μS à 10 MHz

VII.2.3 - Précision de la mesure en conductance

La précision de la mesure en G_x varie avec la fréquence de mesure, mais reste toujours meilleure que 2 %.

VII.2.4 - Amplitude du signal aux bornes du dipôle mesuré

Le dipôle mesuré, placé en parallèle sur le résonateur, a à ses bornes un niveau constant et égal à 100 mV efficaces.

Cette faible tension alternative rend négligeable les perturbations liées à l'effet Joule ou aux non linéarités.

VII.2.5 - Amplitude du signal sur la sortie "générateur"

Une sortie 50 Ω de niveau réglable (valeur maximum 4 Vcc sur 50 Ω) permet l'utilisation de l'appareil en générateur.

VII.2.6 - Sortie "conductance"

Une sortie analogique "conductance" fournit une tension continue dont la valeur, proportionnelle à la conductance totale du résonateur, permet l'utilisation éventuelle d'un voltmètre extérieur ou d'un enregistreur.

La pente de conversion reste égale à 10 mV/ μS .

VII.2.7 - Stabilité en fréquence

La stabilité en fréquence dépend essentiellement de la qualité du résonateur.

Lorsque le dispositif est placé dans une enceinte thermostatée, la stabilité en fréquence est de l'ordre de 10^{-5} .

VII.2.8 - Influence de la température

Le dispositif fonctionne sans réglage correctif dans une gamme de température comprise entre + 10°C et + 40°C.

VII.2.9 - Influence des variations de tension secteur
.....

L'appareil fonctionne sur secteur 110 ou 220 V.

Il est insensible aux fluctuations de tension secteur inférieure à $\pm 20\%$.

Sa consommation est égale à 50 Watts.

VII.3 - Emploi : notion générale sur son utilisation.

Les nombreuses utilisations de l'appareil relèvent à la fois du domaine des mesures industrielles et de laboratoire.

Donnant simultanément des informations numériques liées aux composantes parallèles d'un dipôle inconnu, il est particulièrement adapté aux contrôles rapides de fabrication et à l'étude de dipôles dont les composantes parallèles peuvent être modifiées par un agent extérieur : temps, température, champ magnétique, hygrométrie, etc...

Actuellement, en collaboration avec les industries chimique et textile, certaines de ses applications font l'objet d'études plus spécialisées.

C O N C L U S I O N

C O N C L U S I O N

L'utilisation de conductances négatives variables, valables à très large bande de fréquence, a permis la réalisation d'un "G-B mètre" automatique couvrant trois décades. Cet appareil fournit instantanément des informations numériques sur la conductance et sur la susceptance d'un dipôle inconnu.

C'est d'abord un appareil de contrôle pour les Laboratoires industriels et scientifiques.

Sa facilité d'emploi, son affichage direct et sa grande précision, le rendent particulièrement adapté aux contrôles rapides des chaînes de fabrication et aux mesures des perturbations de dipôles dont les composantes parallèles peuvent être modifiées par un agent extérieur.

Ses performances techniques permettent d'envisager des versions simplifiées de l'appareil de base pour des utilisations en tant que capteurs industriels basés sur une variation de bobine, de capacité ou de conductance.

Par ailleurs, la réalisation de conductances négatives ajustables à une valeur donnée et valables à large bande de fréquence, permet une étude systématique des amplificateurs fonctionnant en conductance négative. Nous avons proposé une interprétation thermique de certains effets basses fréquences observés lors de l'utilisation d'amplificateurs faible gain réalisés à partir d'éléments discrets.

Ce travail constitue une étape dans l'utilisation de conductance négative pour la mesure de dipôles. La sensibilité de la méthode doit permettre pour des petites bandes de fréquences et pour des circuits stables d'obtenir une précision supérieure au 1 %.

Des essais en cours, effectués par d'autres membres de l'Equipe font penser qu'une mesure de type numérique apporterait une amélioration.

A N N E X E

INFLUENCE D'EFFETS THERMIQUES SUR LE COMPORTEMENT DE DIPOLES
ET DES AMPLIFICATEURS BOUCLES .

I - ADMITTANCE EQUIVALENTE D'ENTREE D'UN DIPOLE OU SE MANIFESTENT DES EFFETS
THERMIQUES.

I.1 - Etude théorique

I.1.1 - Présentation du problème
.....

Dans un milieu ambiant de température T_A constante, considérons un dipôle (E) traversé par un courant I dont les caractéristiques dépendent à la fois de la tension V appliquée à ses bornes et de sa température interne T (fig. 34)

$$I = f (V, T, T_A)$$

Ce dipôle dont la température interne T est supposée uniforme a une capacité thermique C_{th} et une résistance thermique R_{th} constantes qui dépendent des matériaux constituants.

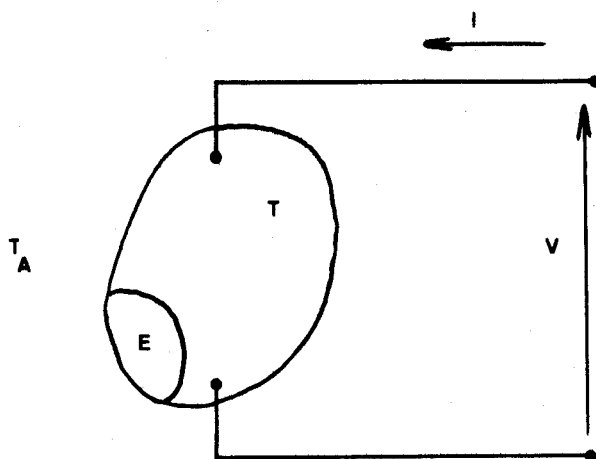


FIG. 34

Toute variation dI de courant est le résultat de deux effets "liés" :
une modification de tension dV et une perturbation de température interne dT

$$di = \frac{\partial I}{\partial V} dV + \frac{\partial I}{\partial T} dT$$

Pour obtenir le rapport instantané $\frac{d I}{d V}$ appelé admittance du dipôle, il est nécessaire de relier, toute modification de température interne $d T$, aux variations $d V$ de tension et $d I$ de courant.

En régime harmonique, la variation de température interne du dipôle conduit à l'évolution de l'admittance équivalente en fonction des différents paramètres statiques et dynamiques.

I.1.2 - Calcul de la variation de température interne du dipôle

Toute variation d'énergie $P d t$ fournie au dispositif, entraîne d'une part l'échauffement, d'autre part une évacuation de calories vers le milieu ambiant. Nous pouvons écrire, en accord avec l'équation fondamentale de la thermodynamique :

$$\Delta P = C_{th} \frac{d [T - T_A]}{dt} + \frac{T - T_A}{R_{th}} \quad (2)$$

Autour d'un point de fonctionnement défini par :

V_o, I_o, T_o , toute variation de tension $d V_o$ entraîne une modification $d I_o$ de courant et $d T_o$ de température interne telle que :

$$\Delta P = I_o d V_o + V_o d I_o \approx C_{th} \frac{d [T_o - T_A]}{dt} + \frac{T_o - T_A}{R_{th}} \quad (3)$$

Dans l'hypothèse où $d V_o$ est supposée sinusoïdale et le dipôle linéaire, cette équation différentielle, une fois le régime permanent établi, conduit à :

$$d T_o = \frac{R_{th} [I_o d V_o + V_o d I_o]}{1 + j \omega R_{th} C_{th}} \quad (4)$$

I.1.3 - Admittance apparente du dipôle

Autour du point de fonctionnement donné (I_o, V_o, T_o), la combinaison des relations (1) et (4) conduit à :

$$d I_o = \frac{\partial I_o}{\partial V_o} d V_o + \frac{\partial I_o}{\partial T_o} \cdot \frac{R_{th} (I_o d V_o + V_o d I_o)}{1 + j \omega R_{th} C_{th}}$$

et permet d'exprimer l'admittance Y du dipôle sous la forme :

$$Y = \frac{dI_o}{dV_o} = \frac{K_1 (1 + j \omega R_{th} C_{th}) + K_2 R_{th} I_o}{1 - K_2 R_{th} V_o + j \omega R_{th} C_{th}} \quad (5)$$

où :

$$K_1 = \left(\frac{\partial I_o}{\partial V_o} \right) \quad T = \text{constante}$$

$$K_2 = \left(\frac{\partial I_o}{\partial T_o} \right) \quad V = \text{constante}$$

L'admittance du dipôle se met sous la forme :

$$Y = G + j B$$

avec :

$$G = \frac{(K_1 + K_2 R_{th} I_o) (1 - K_2 R_{th} V_o) + K_1 (\omega R_{th} C_{th})^2}{(1 - K_2 R_{th} V_o)^2 + (\omega R_{th} C_{th})^2} \quad (6)$$

$$B = \frac{\omega R_{th}^2 C_{th} K_2 (K_1 V_o + I_o)}{(1 - K_2 R_{th} V_o)^2 + (\omega R_{th} C_{th})^2} \quad (7)$$

où I_o , V_o et T_o sont liés par la relation

$$\frac{T_o - T_A}{R_{th}} = V_o I_o = P_o$$

Remarque :

Les coefficients K_1 et K_2 supposés réels peuvent être, selon le dipôle considéré, positifs ou négatifs.

L'admittance définie autour du point de fonctionnement (I_o , V_o , T_o) suppose que le dipôle est stable thermiquement.

$$\partial P \leq \frac{\partial [T_o - T_A]}{R_{th}} = \frac{\partial T_o}{R_{th}}$$

$$\frac{\partial P}{\partial I} \cdot \frac{\partial I}{\partial T_o} \leq \frac{1}{R_{th}}$$

$$K_2 = \frac{\partial I}{\partial T_o} \leq \frac{1}{R_{th}} \left(\frac{\partial I}{\partial P} \right) \quad V = \text{constante}$$

d'où :

$$K_2 \leq \frac{1}{R_{th} V_o}$$

I.1.4 - Influence des coefficients K_1 et K_2 sur l'évolution de la capacité équivalente au dipôle.

La capacité équivalente au dipôle

$$C = - \frac{R_{th}^2 C_{th} K_2 [K_1 V_o + I_o]}{(1 - K_2 R_{th} V_o)^2 + (\omega R_{th} C_{th})^2}$$

nulle pour des fréquences élevées, tend en très basses fréquences vers une valeur finie égale à :

$$C_{BF} = - \frac{R_{th}^2 C_{th} K_2 [K_1 V_o + I_o]}{(1 - K_2 R_{th} V_o)^2}$$

Elle peut se mettre sous la forme :

$$C = C_{BF} \times \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2} \tag{9}$$

avec :

$$f_c = \frac{1 - K_2 V_o R_{th}}{2 \pi R_{th} C_{th}} \tag{10}$$

appelée fréquence critique.

La capacité équivalente au dipôle :

- Positive si : $K_2 [K_1 V_o + I_o] < 0$

- Négative si : $K_2 [K_1 V_o + I_o] > 0$

à une dérivée

$$\frac{dc}{d\omega} = \frac{2\omega R_{th}^2 C_{th}^2 [R_{th}^2 C_{th} K_2 (K_1 V_o + I_o)]}{[(1 - K_2 R_{th} V_o)^2 + (\omega R_{th} C_{th})^2]^2}$$

dont le signe, lié à celui du produit $K_2 [K_1 V_0 + I_0]$ montre que la courbe $C(\omega)$ est croissante lorsque la capacité équivalente au dipôle est négative, décroissante dans le cas contraire.

Cette courbe présente généralement un point d'inflexion donné par :

$$\omega_{\text{inf}} = \frac{1 - K_2 V_0 R_{\text{th}}}{\sqrt{3} R_{\text{th}} C_{\text{th}}} \quad (11)$$

I.1.5 - Influence du coefficient de dérive thermique : $K_2 = \left(\frac{\partial I}{\partial T} \right)_V = \text{const}$
 sur l'évolution de la capacité avec la fréquence.

En supposant le coefficient

$$K_1 = \left(\frac{\partial I}{\partial V} \right)_T = \text{constante réel et positif,}$$

selon le signe du coefficient de dérive thermique

$$K_2 = \left(\frac{\partial I}{\partial T} \right)_V = \text{const}$$

le dipôle sera soit capacitif : $K_2 < 0$
 soit selfique : $K_2 > 0$

I.1.5.1. : $0 < K_2 < \frac{1}{R_{\text{th}} V_0}$

Le dipôle stable thermiquement, présente une capacité négative (élément selfique) dont l'évolution avec la fréquence est donnée figure 35.

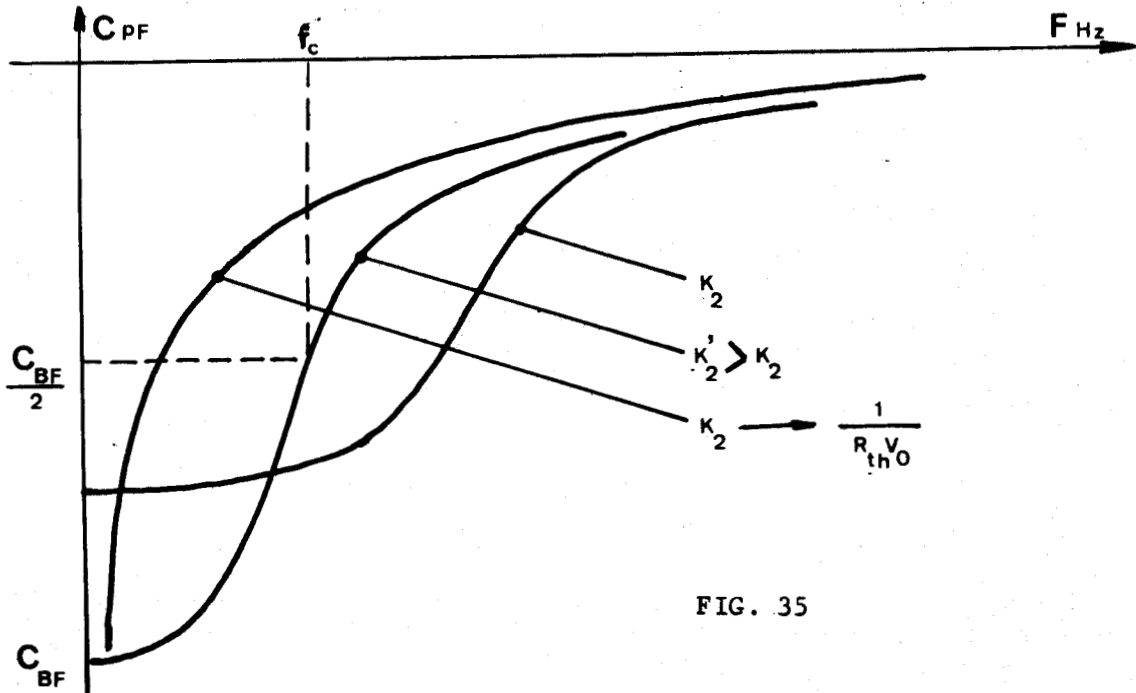


FIG. 35

I.1.5.2. :

$$K_2 < 0$$

Le dipôle présente une capacité dont la courbe d'évolution en fonction de la fréquence est donnée fig. 36.

Pour des valeurs de K_2 décroissantes, la fréquence critique se déplace vers les fréquences élevées.

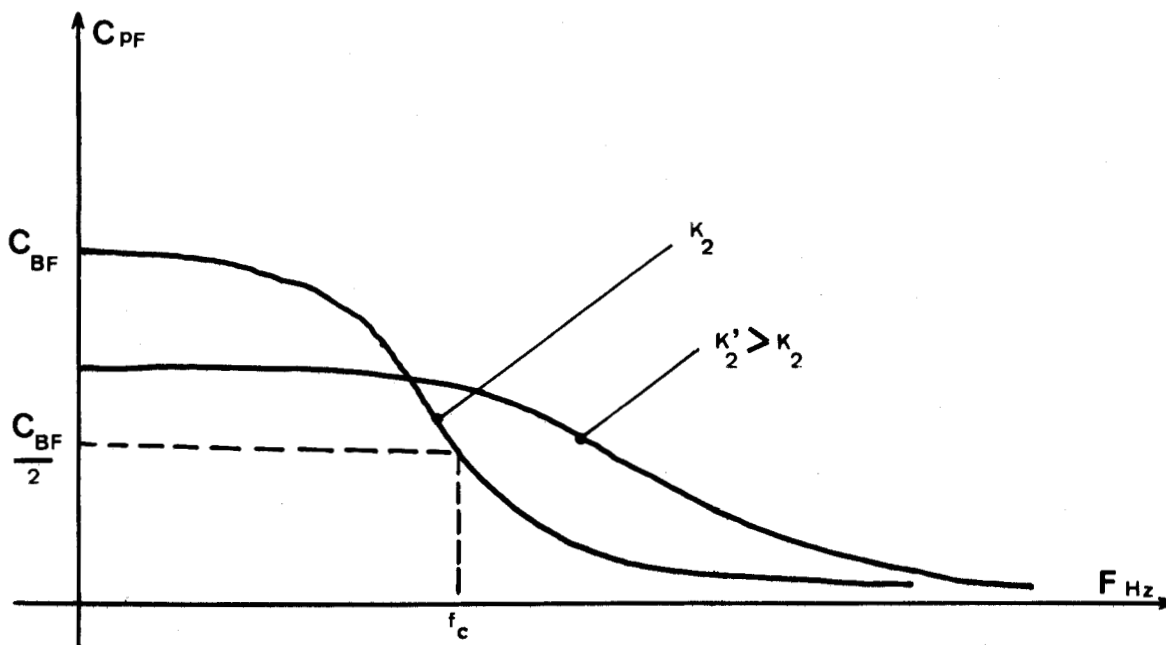


FIG. 36

Remarque :

Dans le cas particulier où

$$I_o dV_o + V_o dI_o = 0$$

la température interne du dipôle est constante.

Pour de faibles variations de I_o et de V_o , la conductance dynamique de l'élément est égale à

$$K_1 = - \frac{I_o}{V_o}$$

I.1.6 - Evolution de la conductance du dipôle avec la fréquence

La conductance présentée par le dipôle :

$$G = \frac{(K_1 + K_2 R_{th} I_o) (1 - K_2 R_{th} V_o) + K_1 (\omega R_{th} C_{th})^2}{(1 - K_2 R_{th} V_o)^2 + (\omega R_{th} C_{th})^2}$$

Prend vers les hautes fréquences la valeur $G_{HF} = K_1$ (échauffement nul) et devient :

$$G_{BF} = \frac{K_1 + K_2 R_{th} I_o}{1 - K_2 R_{th} V_o}$$

en basses fréquences. Elle peut se mettre sous la forme :

$$G = \frac{\frac{K_1 + K_2 R_{th} I_o}{1 - K_2 R_{th} V_o} + K_1 \left(\frac{\omega R_{th} C_{th}}{1 - K_2 R_{th} V_o} \right)^2}{1 + \left(\frac{\omega R_{th} C_{th}}{1 - K_2 R_{th} V_o} \right)^2}$$

$$G = \frac{G_{BF} + G_{HF} (f/f_c)^2}{1 + (f/f_c)^2} \tag{12}$$

En l'absence de phénomène thermique la conductance apparente du dipôle étant dans toute la gamme de mesure égale à $G = G_{HF}$, l'effet thermique est, en fait, la cause d'une conductance G' telle que :

$$G = G' + G_{HF} = \text{conductance mesurée}$$

d'où

$$G' = G - G_{HF}$$

$$G' = \frac{G_{BF} + G_{HF} (f/f_c)^2}{1 + (f/f_c)^2} - G_{HF}$$

$$G' = \frac{G_{BF} - G_{HF}}{1 + (f/f_c)^2}$$

I.1.7 - Dipôle équivalent à l'effet thermique

Nos résultats théoriques montrent que l'effet thermique est équivalent à un dipôle parallèle formé d'une capacité C' et d'une conductance G' dont les valeurs sont :

$$G' = \frac{G_{BF} - G_{HF}}{1 + (f/f_c)^2}$$

$$C' = \frac{C_{BF}}{1 + (f/f_c)^2}$$

Ce dipôle shunte la conductance haute fréquence du dispositif étudié (fig. 37)

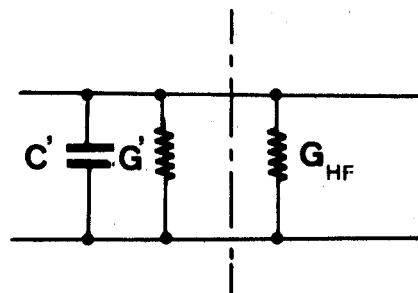


FIG. 37

I.2 - Présentation des résultats expérimentaux portant sur l'étude de dipôles où se manifestent des effets thermiques.

I.2.1 - Introduction

Afin de vérifier la validité de l'exposé théorique, nous avons entrepris l'étude expérimentale de l'admittance apparente de quelques dipôles présentant des effets thermiques.

L'étude expérimentale a porté en particulier sur des dipôles tels que : thermistances, diodes fonctionnant en régime avalanche, transistors à "effet de champ", transistors bipolaires.

Nous donnons les principaux résultats expérimentaux avec leurs interprétations.

I.2.2 - Etude d'une thermistance

Une thermistance "perle" présente une capacité négative dont la courbe d'évolution en fonction de la fréquence est donnée fig. 38 .

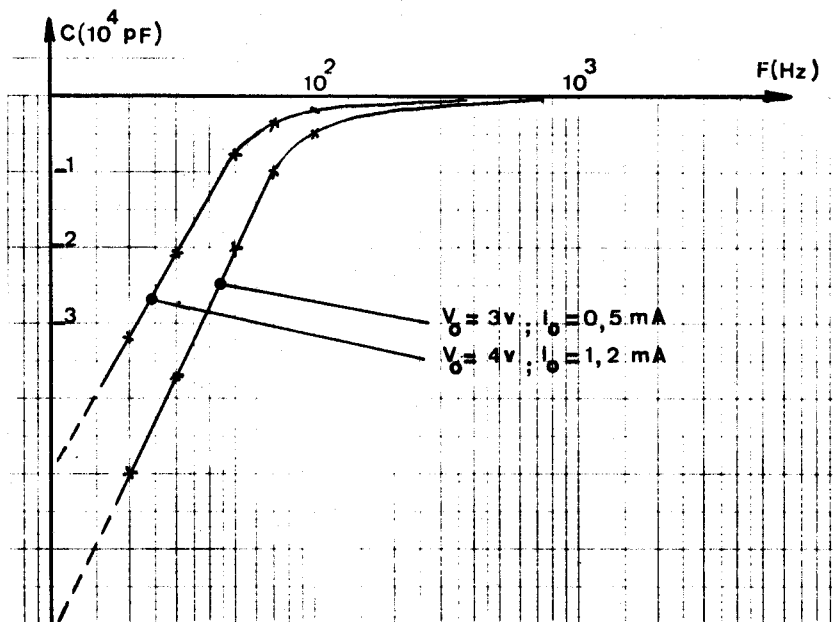


FIG. 38

En accord avec les résultats théoriques (page 64) le signe et l'importante valeur de la capacité apparente sont dus à un coefficient de dérive thermique positif et de forte valeur.

L'imposante constante de temps thermique, le signe et la valeur du coefficient de dérive thermique, ne permettent pas de mettre en évidence la fréquence critique qui est rejetée vers le domaine basses fréquences.

Pour que la fréquence critique soit relativement élevée , il est souhaitable de disposer d'un dipôle de faible constante de temps thermique et de coefficient de dérive $K_2 = \left(\frac{\partial I}{\partial T} \right)_V = \text{const}$ négatif.

Ces deux conditions étant réunies pour une diode avalanche, nous avons entrepris l'étude correspondante.

I.2.3 - Etude de l'évolution, en fonction de la fréquence, de la capacité apparente d'une diode avalanche.

Le coefficient $K_2 = \left(\frac{\partial I}{\partial T} \right)_V = \text{const}$ étant négatif, la capacité apparente de la diode doit théoriquement à partir de la valeur asymptotique basse fréquence

$$C_{TB} = - R_{th}^2 C_{th} K_2 \cdot \frac{K_1 V_o + I_o}{(1 - K_2 R_{th} V_o)^2}$$

tendre, en hautes fréquences, vers une valeur nulle.

Le relevé expérimental donné fig. 39 vérifie l'allure de la courbe théorique.

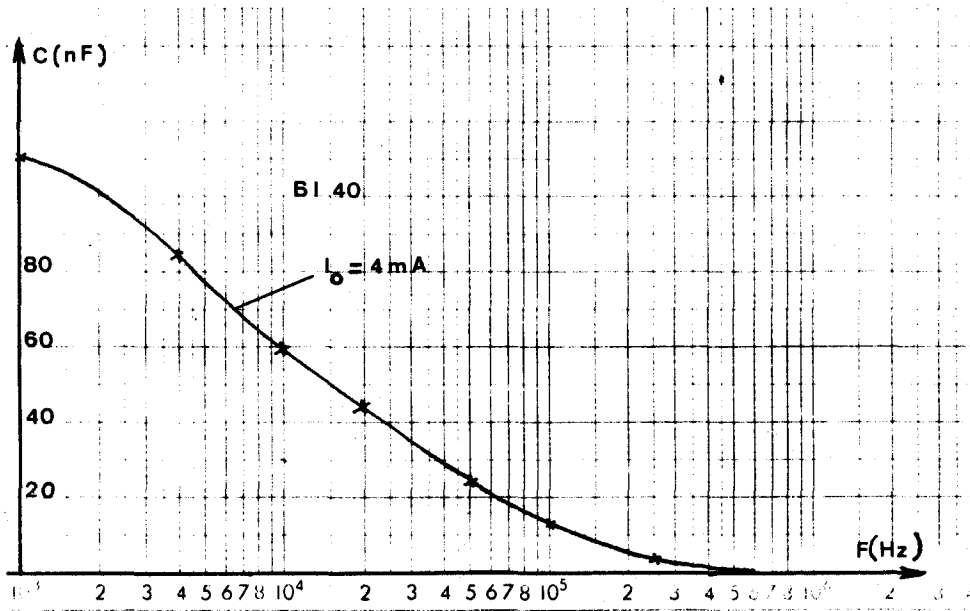


FIG. 39

Notons la valeur extrêmement importante de la capacité apparente en basse fréquence : 120 nF ainsi que la fréquence critique : $f_c = 10^4$ Hz.

La détermination expérimentale du coefficient K_2 et la valeur de la fréquence critique permet de tirer certaines caractéristiques thermiques appartenant à la diode et son support (10).

I.2.4 - Etude d'un transistor "bipolaire"

L'étude du transistor "bipolaire" est extrêmement importante. Elle permet la compréhension de phénomènes particuliers aux amplificateurs bouclés.

Un transistor "bipolaire" dont le coefficient de dérive thermique est toujours positif présente une capacité apparente négative.

A une fréquence donnée, la valeur de la capacité apparente est liée aux conditions de fonctionnement et peut être modifiée par des résistances additionnelles placées dans l'émetteur et dans la base du transistor étudié. (Fig. 40)

Les transistors de puissance dont la constante de temps thermique est plus importante, voient leur courbe d'évolution en capacité se translater vers les basses fréquences.

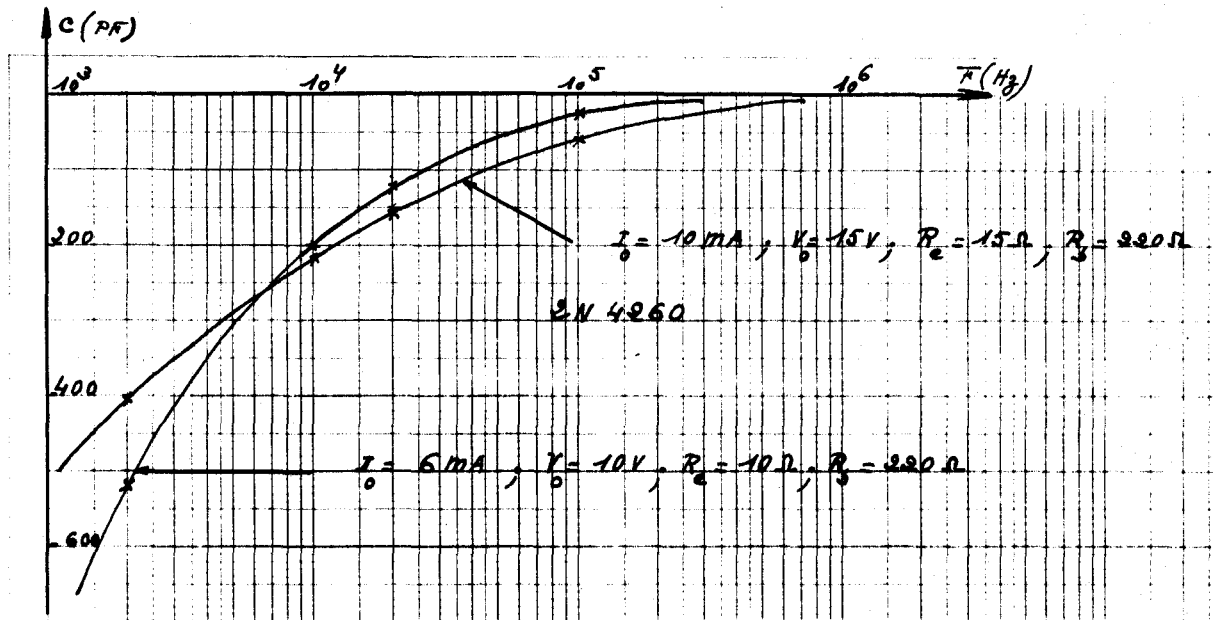


FIG. 40

En accord avec la théorie, la conductance apparente du transistor évolue avec la fréquence.

Le relevé expérimental de cette évolution est toutefois plus délicat que celui du terme réactif. Ceci est dû au fait que la conductance thermique G' , variable avec la fréquence, est masquée par la conductance fixe G_{HF} du transistor étudié (fig. 41)

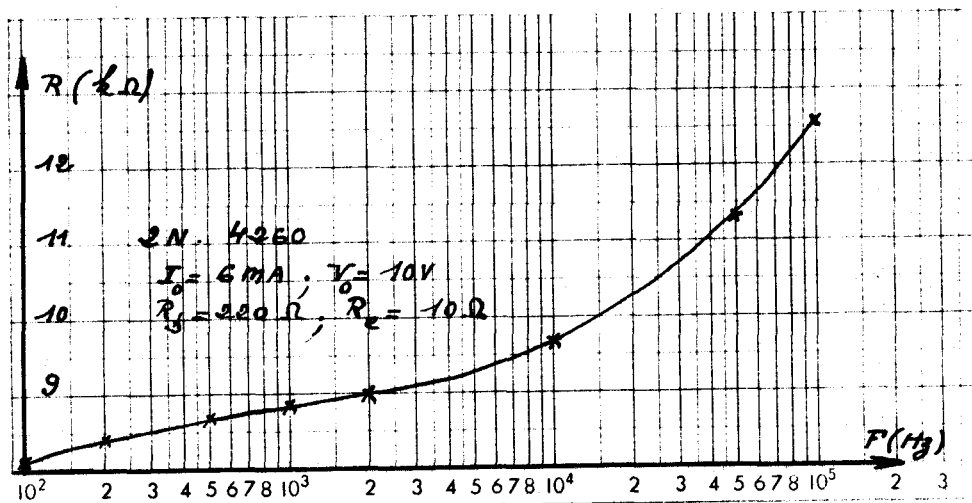


FIG. 41

1.2.5 - Etude d'un transistor à "effet de champ"

Il est intéressant d'entreprendre l'étude d'un dipôle dont le coefficient de dérive thermique K_2 peut être variable en grandeur et en signe.

Ceci est l'une des particularités du transistor à "effet de champ" pour lequel, autour d'un point de non dérive, le coefficient K_2 peut devenir positif ou négatif selon la valeur de la tension appliquée entre "gate" et "source".

Expérimentalement (fig.42), on vérifie que le changement de signe de K_2 entraîne une modification de celui de la capacité apparente.

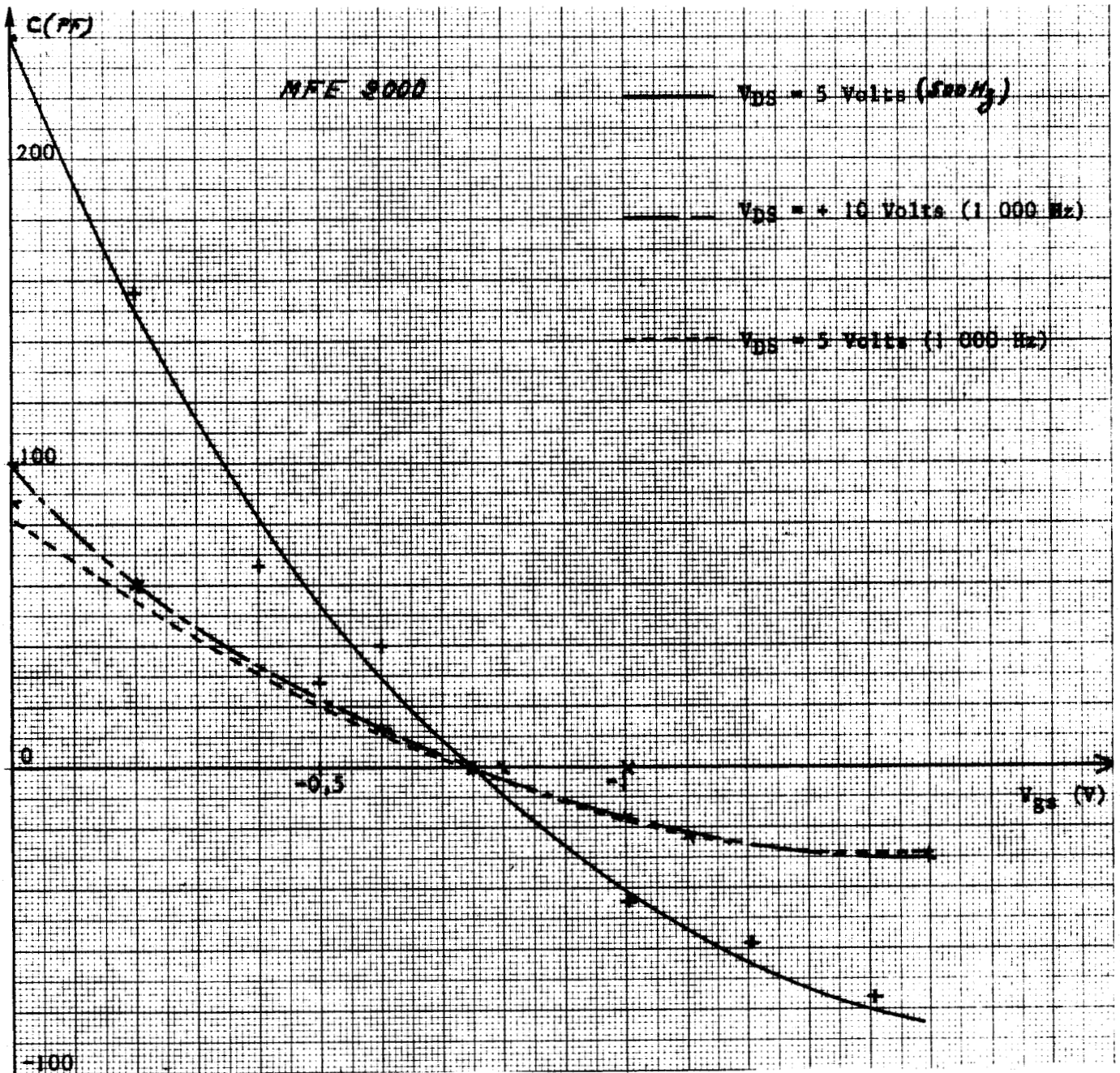


FIG. 42

Lorsque le transistor est polarisé au point de non dérive, la capacité apparente devient nulle et indépendante de la fréquence.

Cette remarque permet la détermination expérimentale du point de non dérive.

II - INFLUENCE DES EFFETS THERMIQUES SUR L'ADMITTANCE APPARENTE D'ENTREE D'UN AMPLIFICATEUR BOUCLE.

II.1 - Etude théorique

II.1.1 - Introduction
.....

Dans un milieu ambiant de température T_A constante, plaçons un quadripôle amplificateur, formé de plusieurs étages, dont le courant de sortie I_2 dépend de la tension d'entrée V_1 , de la tension de sortie V_2 et de la température interne T des jonctions du dernier étage.

$$I_2 = f(V_1, V_2, T) \quad ; \quad P = V_2 I_2 = \frac{T - T_A}{R_{th}}$$

$$dI_2 = \frac{\partial I_2}{\partial V_1} dV_1 + \frac{\partial I_2}{\partial V_2} dV_2 + \frac{\partial I_2}{\partial T} dT$$

Le courant d'entrée I_1 , indépendant de V_1 , de V_2 et de T est supposé nul.

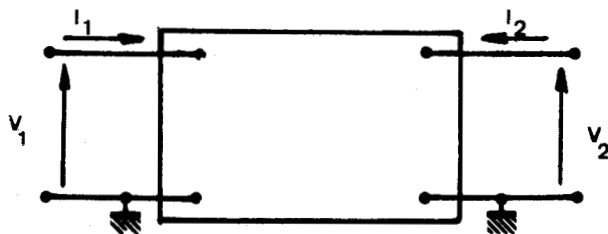


FIG. 43

Ce quadripôle étant supposé linéaire, en régime harmonique et autour d'un point de fonctionnement donné (V_2 , I_2 et T) la variation dT de température interne

$$dT = \frac{R_{th} [V_2 dI_2 + I_2 dV_2]}{1 + j \omega R_{th} C_{th}}$$

permet d'écrire la matrice admittance du quadripôle amplificateur sous la forme :

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ \frac{Y_{21} (1 + j \omega R_{th} C_{th})}{1 - R_{th} V_2 K_2 + j \omega R_{th} C_{th}} & \frac{Y_{22} (1 + j \omega R_{th} C_{th}) + R_{th} I_2 K_2}{1 - R_{th} V_2 K_2 + j \omega R_{th} C_{th}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix}$$

avec :

$$i_1 = dI_1$$

$$i_2 = dI_2$$

$$v_1 = dV_1$$

$$v_2 = dV_2$$

$$Y_{21} = \left(\frac{\partial I_2}{\partial V_1} \right)_{V_2 \text{ et } T = \text{constante}}$$

$$Y_{22} = \left(\frac{\partial I_2}{\partial V_2} \right)_{V_1 \text{ et } T = \text{constante}}$$

$$K_2 = \left(\frac{\partial I_2}{\partial T} \right)_{V_1 \text{ et } V_2 = \text{constante}}$$

$R_{th} C_{th}$ = constante de temps thermique de l'étage de sortie.

Le courant I_2 lié à la température interne T du dernier étage rend les paramètres Y'_{21} et Y'_{22} variables avec la fréquence.

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ Y'_{21} & Y'_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix}$$

II.1.2 - Expression de l'admittance apparente d'entrée d'un amplificateur réactionné

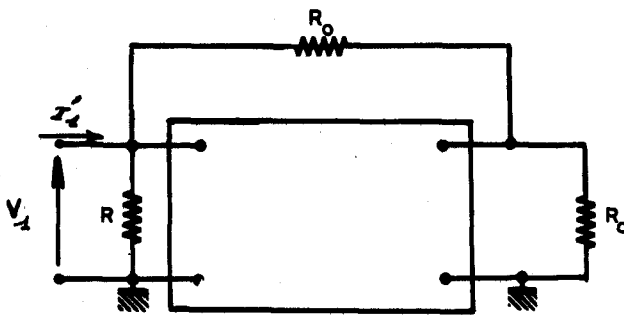


FIG. 44

L'amplificateur chargé par une résistance R_c est bouclé en réaction par deux résistances R et R_o (fig. 44).

L'admittance apparente d'entrée $\frac{i'_1}{V_1}$ s'écrit

$$\frac{i'_1}{V_1} = G + G_o + G_o \frac{Y'_{21} - G_o}{Y'_{22} + G_o + G_c}$$

Généralement des valeurs de G_c (10^{-2}) et de Y'_{21} très grandes vis à vis de Y'_{22} (10^{-4}) et de G_o permettent d'écrire cette admittance d'entrée sous une forme approchée.

$$\frac{i'_1}{V_1} \approx G + G_o + \frac{G_o}{G_c} Y'_{21}$$

II.1.3 - Evolution de l'admittance apparente d'entrée fonction de la fréquence

L'admittance apparente d'entrée :

$$\frac{i'_1}{V_1} \neq G + G_o + \frac{G_o}{G_c} Y_{21} \frac{1 + j \omega R_{th} C_{th}}{1 - R_{th} V_2 K_2 + j \omega R_{th} C_{th}}$$

est indépendant de la fréquence lorsque le coefficient de dérive thermique

$$K_2 = \left(\frac{\partial I_2}{\partial T} \right)_{V_1} \text{ et } V_2 = \text{const}$$

est nul.

Elle s'écrit alors :

$$\frac{i'_1}{V_1} = G + G_o + \frac{G_o}{G_c} Y_{21} = G + G_o [1 - A]$$

avec $A = \frac{-Y_{21}}{G_c}$

Si le coefficient K_2 n'est pas nul, elle peut se mettre sous la forme :

$$\frac{i'_1}{V_1} = G + G_o + \frac{G_o}{G_c} Y_{21} \frac{1 - R_{th} V_2 K_2 + \omega^2 R_{th}^2 C_{th}^2}{(1 - R_{th} V_2 K_2)^2 + (\omega R_{th} C_{th})^2} - j \frac{G_o}{G_c} Y_{21} \frac{\omega R_{th}^2 C_{th} V_2 K_2}{(1 - R_{th} V_2 K_2)^2 + (\omega R_{th} C_{th})^2}$$

et il est intéressant de relier, en particulier, la valeur de son terme réactif à celui de l'admittance de sortie à partir des relations théoriques précédemment établies.

$$Y'_{22} = G'_{22} + j B'_{22}$$

$$B'_{22} = - \frac{\omega R_{th}^2 C_{th} K_2 [Y_{22} V_2 + I_2]}{(1 - K_2 R_{th} V_o)^2 + (\omega R_{th} C_{th})^2}$$

Le terme réactif de l'admittance apparente d'entrée se met sous la forme :

$$j \frac{G_o}{G_c} Y_{21} \frac{B'_{22} V_2}{(Y_{22} V_2 + I_2)} \neq - j G_o A \frac{B'_{22} V_2}{I_2}$$

Son évolution est à un coefficient près celui du terme réactif de l'admittance de sortie.

La valeur de $K_2 = \left(\frac{\partial I_2}{\partial T} \right) V_1$ et $V_2 = \text{const}$ généralement positive (transistors bipolaires) entraîne pour B'_{22} une valeur négative qui fait que le terme réactif ramené à l'entrée est capacitif.

Il est possible à partir d'un relevé expérimental donnant l'évolution de B'_{22} en fonction de la fréquence de connaître la valeur du terme réactif ramené à l'entrée.

La valeur ainsi déduite est proche de la valeur expérimentale.

II.2 - Présentation des résultats expérimentaux obtenus sur des amplificateurs réalisés à partir d'éléments discrets.

II.2.1 - Caractéristiques de l'amplificateur

Pour faciliter l'exploitation des résultats théoriques et expérimentaux, nous restons sur une structure d'amplificateur très simple dont le schéma est donné fig. 45 .

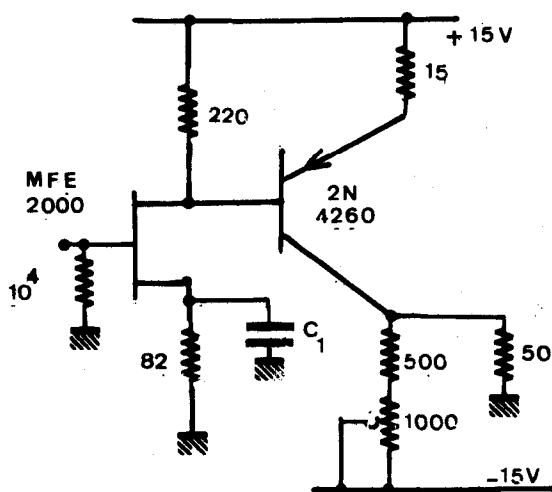


FIG. 45

Cet amplificateur de gain 2 est stable à $6 \cdot 10^{-3}$ lorsque la température ambiante varie entre -10°C et $+50^{\circ}\text{C}$ dans toute la plage de fréquence allant du continu à 10 MHz.

Son admittance d'entrée est équivalente à celle d'un dipôle parallèle formé d'une résistance de 10 kΩ (résistance entre "gate" et masse) et d'une capacité constante de 3 pF.

Son déphasage nul ou inappréciable en basses fréquences est environ 1 degré/MHz en hautes fréquences (fig. 46).

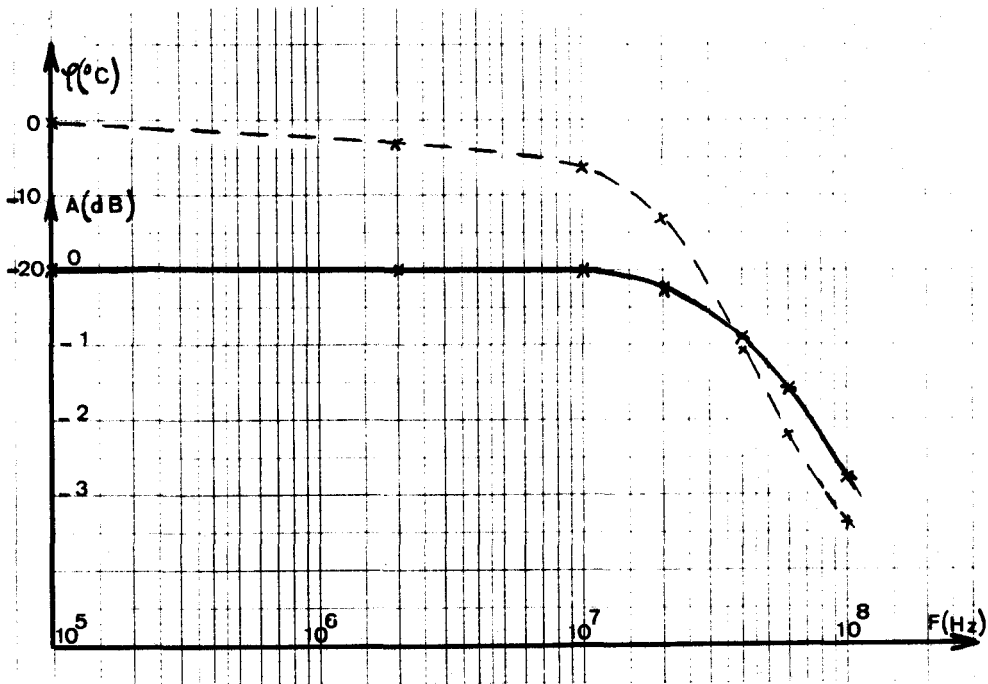


FIG. 46

Le courant de sortie étant imposé par la tension base émetteur du dernier étage, une résistance variable placée dans le collecteur permet d'ajuster le potentiel de sortie à celui de la masse.

II.2.2 - Evolution de l'admittance apparente d'entrée avec la fréquence

Bouclé par une résistance R_o égale à 18 kΩ, l'admittance apparente d'entrée devient équivalente à un dipôle parallèle R et C donc les valeurs évoluent avec la fréquence.

II.2.2.1 - Evolution de la capacité apparente d'entrée en fonction de la fréquence

L'évolution de la capacité apparente d'entrée est à un coefficient près celle de sortie du dernier étage.

$$C_{in} \approx - \frac{G_o A V_2}{I_2} C'_{22}$$

C'_{22} = capacité apparente de sortie du dernier transistor.

Dans le cas particulier, où :

$$A = 2, \quad R_o = 18 \text{ k}\Omega, \quad V_2 = 15 \text{ V} \text{ et } I_2 = 10 \text{ mA}$$

$$C_{\#} = \frac{C'_{22}}{6}$$

La courbe expérimentale, fig. 47, vérifie ce résultat.

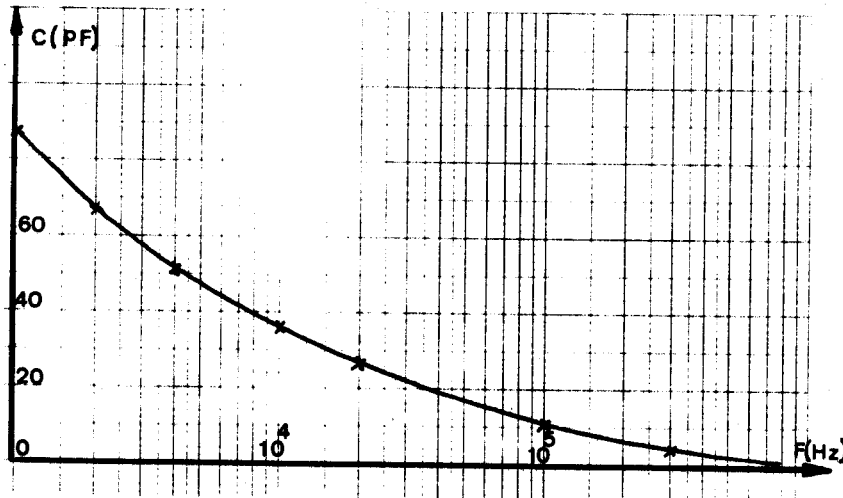


FIG. 47

II.2.2.2 - Evolution de la résistance d'entrée fonction de la fréquence

La courbe expérimentale (fig.48), montre que la résistance d'entrée évolue à la fois vers les basses et vers les hautes fréquences.

Cependant, si en hautes fréquences, cette évolution provient du déphasage de l'amplificateur (1 degré/MHz), en basses fréquences, la diminution de la conductance apparente d'entrée est due aux effets thermiques.

La conductance apparente d'entrée égale aux fréquences moyennes à :

$$G + G_o + \frac{G_o Y_{21}}{G_c}$$

décroît vers les basses fréquences et tend vers la valeur :

$$G + G_o + \frac{G_o Y_{21}}{G_c} \times \frac{1}{1 - R_{th} V_2 K_2}$$

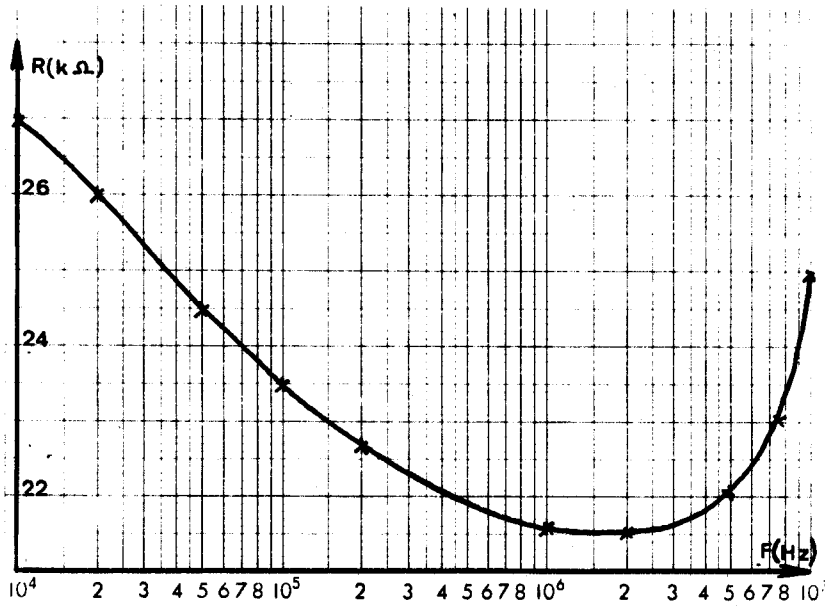


FIG. 48

II.2.3 - Compensation des effets thermiques

Dans la mesure où la résistance de charge R_c reste faible, l'expérience montre que l'évolution de l'admittance d'entrée est indépendante du terme Y_{22} .

L'effet thermique qui se traduit essentiellement par une perturbation du paramètre Y_{21} revient à introduire un générateur de courant parasite dont le déphasage négatif varie avec la fréquence ($K_2 > 0$).

L'introduction de cellules dont le déphasage est positif permet de compenser partiellement cet effet.

En particulier la fig. 49 montre l'influence de la valeur de la capacité C_1 servant au découplage de la source du transistor d'entrée.

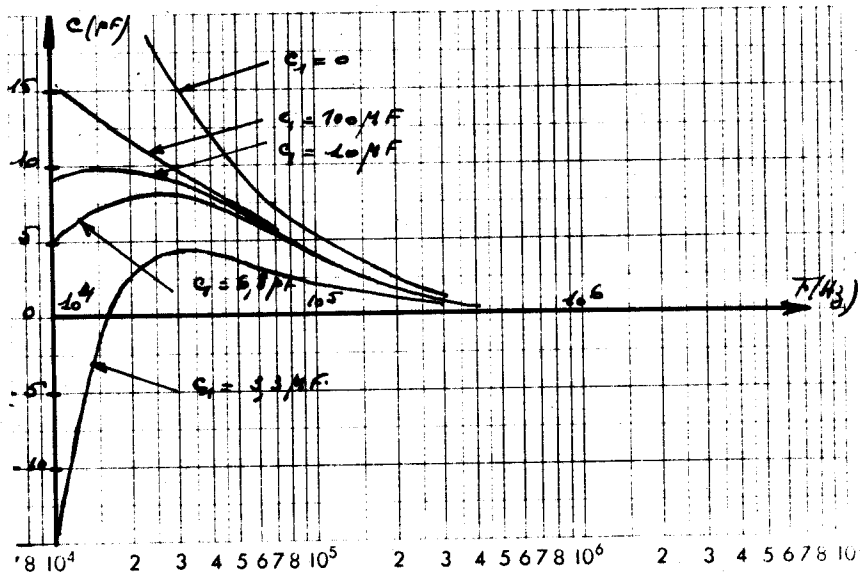


FIG. 49

II.2.4 - Influence des caractéristiques du transistor de sortie

Lorsque le transistor de sortie est de forte puissance (constante de temps thermique importante), la courbe d'évolution de sa susceptance de sortie se translate vers les basses fréquences.

Pour retrouver la même capacité apparente d'entrée, la fréquence doit être diminuée (fig. 50).

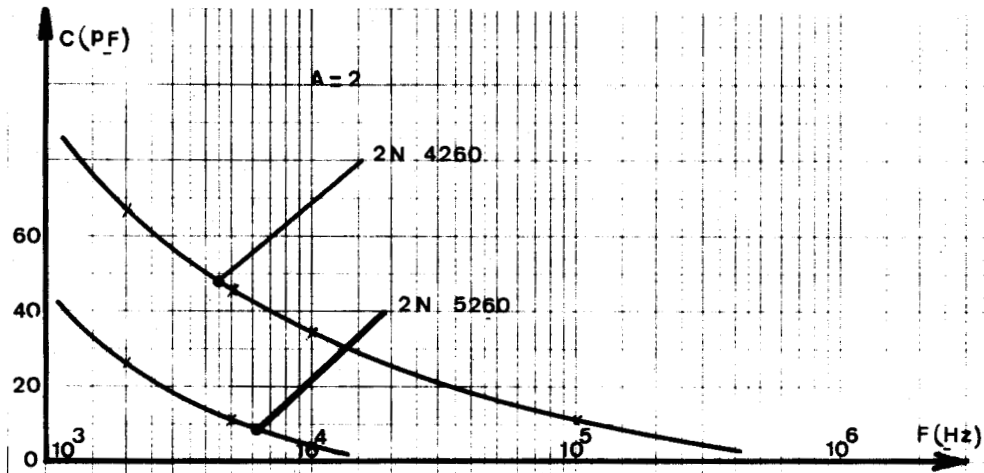


FIG. 50

II.2.5 - Influence de la résistance de bouclage R_0

Pour un amplificateur donné, la capacité apparente d'entrée est proportionnelle à G_0 . La courbe expérimentale donnée fig. 51 vérifie ce résultat.

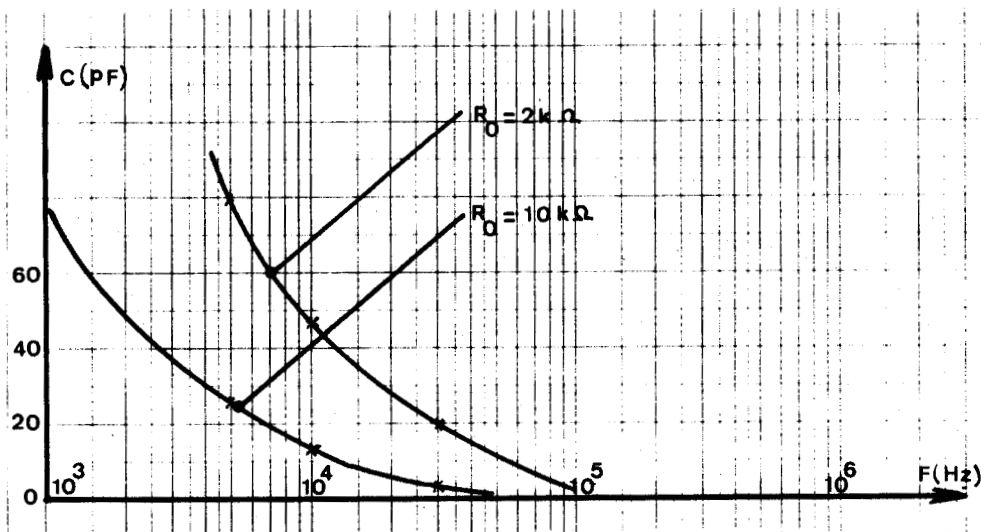


FIG. 51

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

- (1) DELECROIX : Sur l'étude de l'oscillateur dipôle asservi en amplitude.
Réalisation d'un L C mètre automatique à affichage numérique dans la bande 10kHz-100MHz.
Thèse 3° cycle, Lille, Juillet 69.
- (2) HUELSMAN : A fundamental classification of negative convertors.
I.E.E.E. International convention record, 65
- (3) KHARKEVITCH : Phénomènes non linéaires et paramétriques en électronique.
Dunod.
- (4) DELECROIX : Etude et réalisation de deux dispositifs de mesure automatiques à affichage numérique.
Mémoire C.N.A.M., Octobre 65.
- (5) VO HOANG HIEM et MESNARD : Convertisseur pour résistance négative utilisant un amplificateur opérationnel.
Onde Electrique, N° 505, Avril 69.
- (6) ANTONIOU : Negative impedance convertors using operational amplifiers.
Electronic Letters, Vol. 1, Juin 65.
- (7) PENFIELD : Noise in negative . Resistance amplifiers.
IRE Transaction on circuit theory, Juin 60.
- (8) BAYARD : Contribution à l'étude de la stabilité des conductances négatives fonctionnant à large bande de fréquence.
D.E.A., Lille, Juillet 72.
- (9) SION : Thèse Docteur Ingénieur.
Lille, à paraître.
- (10) PAUQUET : Sur la réalisation d'un dispositif électronique permettant la détermination des propriétés thermiques, électriques et structurales des diodes semi-conductrices polarisées en régime avalanche.
Mémoire C.N.A.M., Lille, 68.