

50376
1976
17

N° d'ordre : 182

50376
1976
17

THESE

Présentée à

L'UNIVERSITÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR INGENIEUR

(ELECTRONIQUE)

par

Charles SION

**ETUDE ET CONCEPTION DE CONDUCTANCES
NEGATIVES A COMMANDE NUMERIQUE.
REALISATION D'UN DISPOSITIF DE MESURE DE DIPOLES
A LARGE BANDE : DE FREQUENCES, DE CONDUCTANCES,
DE SUSCEPTANCES.**



Soutenu le **Février 1976**, devant la **COMMISSION D'EXAMEN**

Membres du Jury : MM.	M. BECART	Président
	A. LEBRUN	Rapporteur
	G. SALMER	Examineur
	J. FOCT	Examineur
	L. GOURLET	Invité

A ma Femme,

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 suis particulièrement reconnaissant à Monsieur le Professeur M. BECART pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury. Qu'il veuille bien trouver ici l'expression de ma gratitude.

Je remercie vivement Messieurs les Professeurs G. SALMER et J. FOCT de l'honneur qu'ils me font en acceptant de juger ce travail.

Je remercie tout spécialement Monsieur L. GOURLET, Ingénieur à la Compagnie Schlumberger, pour les conseils qu'il m'a donnés.

Mes remerciements vont également aux membres de l'équipe de Mesures Automatiques et tout particulièrement à Messieurs BAYARD et WATTRELOT pour leur aide efficace.

Enfin, je remercie vivement Madame CASTEGNIER et Monsieur VANDERMOERE, ainsi que tous ceux qui ont contribué sur le plan technique et administratif à l'élaboration de ce travail.

S O M M A I R E

<u>INTRODUCTION</u>	1
<u>CHAPITRE I : LES OSCILLATEURS A CONDUCTANCE NEGATIVE</u>	
I-1 LES OSCILLATEURS A CONDUCTANCE NEGATIVE.	4
I-1-1 <i>L'oscillateur à conductance négative.</i>	4
I-1-2 <i>Détermination expérimentale des composantes parallèles d'un dipôle inconnu à l'aide d'une conductance négative.</i>	4
I-1-3 <i>Obtention de la conductance négative.</i>	6
I-2 CARACTERISTIQUES DES CONDUCTANCES NEGATIVES REALISEES A L'AIDE D'AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS.	7
I-2-1 <i>Introduction.</i>	7
I-2-2 <i>Expression de la conductance négative.</i>	7
I-2-3 <i>Influence du gain de mode différentiel.</i>	8
I-2-3-1 <i>Influence de l'instabilité du gain de mode différentiel sur la conductance négative.</i>	9
I-2-3-2 <i>Influence du gain de mode différentiel en fonction de la fréquence sur la conductance négative.</i>	10
I-2-3-3 <i>Influence du gain de mode différentiel en fonction de la fréquence sur la capacité apparente d'entrée.</i>	13
I-2-4 <i>Influence du gain de mode commun.</i>	16
I-2-4-1 <i>Influence du gain de mode commun en fonction de la fréquence sur la conductance négative.</i>	17
I-2-4-2 <i>Influence du gain de mode commun en fonction de la fréquence sur la capacité apparente d'entrée.</i>	18
I-2-5 <i>Influence de l'impédance d'entrée de mode commun.</i>	18
I-2-5-1 <i>Influence de l'impédance d'entrée de mode commun sur la conductance négative.</i>	19

I-2-5-2	Influence de l'impédance d'entrée de mode commun sur la capacité apparente d'entrée.	20
I-2-6	Influence de l'impédance d'entrée de mode différentiel.	21
I-2-6-1	Influence de l'impédance d'entrée de mode différentiel sur la conductance négative.	22
I-2-6-2	Influence de l'impédance d'entrée de mode différentiel sur la capacité apparente d'entrée.	22
I-2-7	Influence de l'impédance de sortie.	23
I-2-7-1	Influence de la résistance de sortie sur la conductance négative.	23
I-2-7-2	Influence de l'impédance de sortie sur la capacité apparente d'entrée.	24
I-2-8	Etude numérique de l'admittance négative d'entrée d'un amplificateur à réaction positive (BB 3400 A).	25
I-3	VARIATIONS DE LA CONDUCTANCE NEGATIVE LIEES AUX NON LINEARITES DE L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL.	29
I-3-1	Non linéarité de la conductance négative liée à un amplificateur.	30
I-3-2	Influence de la non linéarité "Résonateur conductance négative" sur la sensibilité du dispositif.	32
I-3-2-1	Influence d'une non linéarité de type "NL1".	33
I-3-2-2	Influence d'une non linéarité de type "NL2".	37
I-3-2-3	Interprétation de l'ensemble de nos résultats sur la non linéarité liée à la conductance négative.	39
 <u>CHAPITRE II : ANALYSE CRITIQUE DES METHODES DE REALISATION D'UN DISPOSITIF DE MESURE A CONDUCTANCE NEGATIVE POUR DES DIPOLES A FAIBLES ET FORTES PERTES DANS UNE LARGE BANDE DE FREQUENCES.</u>		
II-1	RAPPEL DES CONDITIONS DE MISE EN OSCILLATION.	42
II-2	ASSERVISSEMENT ANALOGIQUE.	42
II-2-1	Asservissement analogique par variation d'une conductance positive.	43

II-2-2	Asservissement analogique par variation d'une conductance négative.	45
II-3	ASSERVISSEMENT NUMERIQUE.	46
II-3-1	Réalisation d'un asservissement numérique du dispositif de mesure par une conductance positive variable (associée à une conductance négative fixe).	49
II-3-1-1	Description d'un asservissement de type "A. R. S."	49
II-3-1-2	Description d'un asservissement de type "A. R. P."	51
II-3-2	Asservissement numérique du dispositif de mesure par une conductance négative variable.	52
II-4	GENERALITES SUR LA DUREE EFFECTIVE D'UN CYCLE D'ACQUISITION DE DONNEES.	55
II-4-1	Etude expérimentale du temps d'établissement de l'oscillation.	57
II-4-1-1	Influence du bruit lié à la conductance négative sur le temps d'établissement de l'oscillation.	57
II-4-1-2	Influence de " Σ_1 " sur le temps d'établissement.	58
II-4-2	Etude expérimentale du temps d'extinction de l'oscillation.	59
II-4-2-1	Influence de la valeur " Σ_1 " avant commutation sur le temps d'extinction de l'oscillation.	59
II-4-2-2	Influence de la somme des conductances existantes après commutation.	61
II-4-3	Durée complète d'un cycle d'acquisition de données en fonction du type d'asservissement.	62
II-4-3-1	Description d'un asservissement de type AS 1.	62
II-4-3-2	Description d'un asservissement de type AS 2.	63
<u>CHAPITRE III : DESCRIPTION ET CARACTERISTIQUES D'UN DISPOSITIF AUTOMATIQUE DE MESURE DE DIPOLES A FAIBLES ET FORTES PERTES, A LARGE BANDE DE FREQUENCES, A ASSERVISSEMENT NUMERIQUE.</u>		
III-1	DESCRIPTION	65
III-1-1	Description de la conductance négative.	65
III-1-2	Description du cycle de l'asservissement numérique de la conductance négative.	67

III-1-2-1 Choix du gain.	67
III-1-2-2 Recherche de la valeur de R_0 .	69
III-1-2-3 Schéma de principe de l'asservissement numérique.	72
III-1-2-4 Fonction de détection.	73
III-1-2-5 Fonction horloge.	75
III-1-2-6 Registre à décalage.	77
III-1-2-7 Fonction mémorisation et commande.	77
III-1-2-8 Fonction d'initialisation .	78
III-1-3 Asservissement analogique.	79
III-1-4 Chaîne de lecture de G_x ou R_x .	80
III-1-5 Chaîne de mesure de fréquence.	82
III-1-6 Circuits annexes.	83
III-1-6-1 Circuit de limitation de la tension de saturation.	83
III-1-6-2 Circuit de commande du gain A_0 .	84
III-1-6-3 Capacité étalon.	84
III-2 CARACTERISTIQUES TECHNIQUES DE L'APPAREIL.	85
III-2-1 Caractéristiques générales du dispositif réalisé.	85
III-2-1-1 Caractéristiques de la conductance négative utilisée dans le dispositif.	85
III-2-2 Mesure de dipôles G_x, C_x .	87
III-2-2-1 Mesure de G_x, C_x à fréquence fixe (F_0 imposée).	87
III-2-2-2 Mesure de G_x, C_x à fréquence variable.	89
III-2-3 Mesure de dipôles L_x, G_x .	90
III-2-3-1 Mesure de L_x, G_x (L_x bobine du résonateur).	90
III-2-3-2 Mesure de L_x, G_x (L_x en parallèle sur le résonateur).	91
III-2-3-2-1 Mesure à fréquence fixe.	91
III-2-3-2-2 Mesure à fréquence variable.	92

III-2-4 Mesure de G_x .	92
III-3 POSSIBILITES DE MESURES DU DISPOSITIF.	92
III-4 EXEMPLES D'APPLICATION.	92
III-4-1 Neutralisation d'un acide.	92
III-4-2 Mesure de l'impédance apparente d'entrée d'un câble coaxial, en fonction de la résistance de charge.	94
III-4-3 Etude des caractéristiques d'une bobine.	95
III-4-3-1 Mesure d'une bobine de forte valeur.	95
III-4-3-2 Mesure d'une faible bobine.	96
III-4-4 Mesure de l'impédance apparente d'entrée d'un transformateur en fonction de la résistance de charge.	96
CONCLUSION	98
ANNEXES	100
BIBLIOGRAPHIE	120

INTRODUCTION

- 3°) - A la réalisation et aux caractéristiques techniques du dispositif de mesure correspondant.

Dans le Chapitre I nous étudions :

- 1°) - L'influence des paramètres de l'amplificateur opérationnel sur la stabilité de la conductance négative.

En particulier, nous examinons les effets, du gain de mode différentiel, du gain de mode commun, de l'impédance d'entrée de mode commun, de l'impédance de sortie sur la tenue en fréquence de la conductance négative.

- 2°) - L'influence des non linéarités de l'amplificateur opérationnel sur les caractéristiques de la conductance négative. Nous distinguons deux types de non linéarités et examinons leurs effets.

Dans la deuxième partie, nous analysons les différentes possibilités de réalisation d'un dispositif de mesure avec une conductance négative.

Après avoir rappelé les différents types d'asservissement analogique, nous étudions les possibilités d'asservir numériquement un dispositif de mesure à l'aide d'une conductance positive variable, puis d'une conductance négative variable.

Nous étudions expérimentalement le temps de mise en oscillation et le temps d'extinction de l'oscillation, pour connaître la durée effective d'un cycle d'acquisition de données. Cette étude montre que l'on peut avoir deux types d'asservissement numérique, nous donnons les éléments du choix.

Dans le Chapitre III, nous décrivons les différentes parties du dispositif de mesure réalisé, et précisons ses caractéristiques et ses limites.

Ce dispositif permet des mesures pratiquement impossibles avec d'autres ensembles, nous donnons quelques exemples d'application dans le domaine des mesures industrielles et de laboratoire.

CHAPITRE I

LES OSCILLATEURS A CONDUCTANCE NEGATIVE.



I-1 LES OSCILLATEURS A CONDUCTANCE NEGATIVE

I-1-1- L'oscillateur à conductance négative

Considérons la figure 1 représentant le schéma équivalent d'un résonateur associé à une conductance négative. G_p étant l'ensemble des pertes à une fréquence considérée.

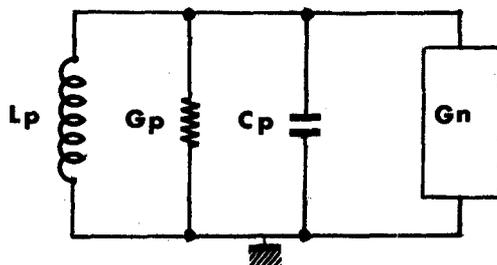


Figure 1

Les équations caractéristiques donnant les conditions d'entretien de l'oscillation à partir de la condition énergétique peuvent s'écrire :

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

La condition de fréquence est alors :

$$\Sigma B = 0 \qquad F_0 = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L_p C_p}}$$

Si la conductance négative et le résonateur sont idéaux, l'amplitude de l'oscillation est indéterminée.

Cependant, en pratique, compte-tenu des très faibles non linéarités, l'amplitude se stabilise sur un niveau v pour lequel les conditions :

$$\Sigma G = \Sigma_1 \neq 0 \qquad \text{et} \qquad \Sigma B = \Sigma_2 \neq 0$$

restent vraies en première approximation, souvent à mieux que 10^{-6} .

L'exploitation de ces deux conditions permet la détermination expérimentale des composantes parallèles d'un dipôle inconnu.

I-1-2- Détermination expérimentale des composantes parallèles d'un dipôle inconnu à l'aide d'une conductance négative

La détermination expérimentale des composantes parallèles d'un dipôle inconnu est possible à partir de l'exploitation de :

$\Sigma G = 0$ et de $\Sigma B = 0$

Lorsqu'un dipôle inconnu est placé en parallèle sur le résonateur (figure 2), il y a une double perturbation:

- modification de G_n pour conserver $\Sigma G = 0$
- modification de la fréquence d'oscillation liée à $\Sigma B = 0$

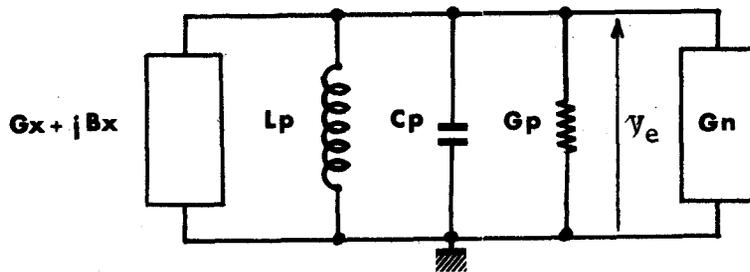


Figure 2

Deux méthodes sont possibles pour la détermination de G_x et de B_x :

- à fréquence fixe
- à fréquence variable.

- Mesure à fréquence fixe :

Pour retrouver en présence du dipôle inconnu la même fréquence F_0 et le même niveau d'oscillation qu'en l'absence de dipôle inconnu, il est nécessaire de modifier la conductance négative G_n de ΔG_n et le condensateur d'accord C_p du circuit de AC.

A la fréquence F_0 choisie les composantes parallèles du dipôle sont :

$$G_x = - \Delta G_n$$

$$B_x = - \Delta C \cdot \omega_0$$

Cette méthode présente l'avantage : de rendre la mesure de G_x indépendante des pertes du résonateur,
de laisser le choix de la fréquence de mesure.

- Mesure à fréquence variable :

En l'absence de dipôle les conditions d'entretien sont les suivantes :

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

$$V_e = v$$

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

Lorsqu'un dipôle inconnu est placé en parallèle sur le résonateur, une modification de la conductance négative de ΔG_n ramène le niveau d'oscillation à la valeur v .

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

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

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

d'où la valeur de G_x

$$G_x = \Delta G_n + \Delta G_p \quad \text{avec} \quad \Delta G_p = G_{p0} - G_{p1}$$

Les relations traduisant la fréquence d'oscillation et la somme des susceptances nulles conduit à :

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

Cette méthode présente l'avantage dans le cas où L_p est connue à toutes les fréquences de donner la valeur de B_x sous forme d'une information numérique en fréquence. Mais elle nécessite pour la détermination de la composante G_x une connaissance parfaite des pertes du résonateur.

1-1-3- Obtention de la conductance négative

Une conductance négative variable peut être obtenue de nombreuses façons :

- à partir d'une conductance négative fixe G_n associée à une conductance positive variable,
- à partir d'une conductance négative variable.

L'obtention d'une conductance négative associée à une conductance positive a fait l'objet d'un mémoire de docteur-ingénieur⁽¹⁾. Ce type de conductance négative ne permet pas d'obtenir une précision meilleure que 1 % sur la mesure de la conductance du dipôle inconnu dans une large bande de fréquence. Cette conductance négative n'est pas adaptée pour la mesure de résonateur dont le rapport L/C est très disproportionné ($L/C > 10^8$). Pour palier à ces inconvénients et obtenir des informations pour toutes les conditions, nous avons choisi une conductance négative variable.

Les caractéristiques limites de la conductance négative variable, imposées au départ, étaient les suivantes :

- conductance négative : $10^{-6} \text{ S} < |G_n| < 10^{-2} \text{ S}$
 - . précision meilleure que 1%
 - . gamme de fréquence du continu à 1 MHz.

I-2- CARACTERISTIQUES DES CONDUCTANCES NEGATIVES REALISEES A L'AIDE D'AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS

I-2-1- Introduction

Les conductances négatives obtenues par réaction sur les amplificateurs opérationnels présentent les avantages d'être stables, facilement réglables et d'avoir une bonne linéarité dans toute la gamme de fréquence souhaitée. Les conductances négatives présentées par les diodes à "effet tunnel" ou "backward" manquent à la fois de linéarité et de stabilité.

I-2-2- Expression de la conductance négative

Soit un amplificateur parfait, de gain A_1 réel, d'impédance de sortie nulle, d'impédance d'entrée infinie.

Introduisons une réaction positive sur cet amplificateur par une résistance R_0 (figure 3).

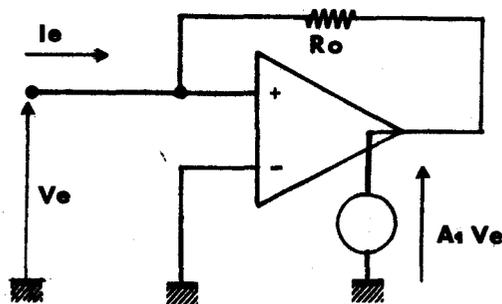


Figure 3

La conductance négative peut s'exprimer par la relation :

$$G_n = G_0 (1 - A_1) \quad \text{avec} \quad G_0 = \frac{1}{R_0}$$

Un cahier des charges fixant une conductance négative comprise entre $10^{-6}S$ et $10^{-2}S$ avec une précision meilleure que le 1% impose :

- une résistance R_0 variable sur trois décades
- un gain A_1 variable par bonds et stable, $(1-A_1)$ étant un multiple de la puissance de 10 pour faciliter l'affichage de la conductance négative.

La résistance R_0 variable par bonds de 10Ω entre $1 k\Omega$ et $9,99 k\Omega$ entraîne les gammes de fonctionnement suivantes :

Gamme 1	$A_1 = 11$	$100 \Omega < R_n < 999 \Omega$
Gamme 2	$A_1 = 2$	$1 k\Omega < R_n < 9,99 k\Omega$
Gamme 3	$A_1 = 1,1$	$10 k\Omega < R_n < 99,9 k\Omega$
Gamme 4	$A_1 = 1,01$	$100k\Omega < R_n < 999 k\Omega$

Dans la suite de cette étude, nous précisons successivement l'influence des différents paramètres d'un amplificateur opérationnel sur la conductance négative, dans tous les cas le gain A_1 est obtenu par contre réaction d'un amplificateur opérationnel.

I-2-3- Influence du gain de mode différentiel

Le gain A_1 est obtenu par contre réaction sur un amplificateur opérationnel parfait (figure 4).

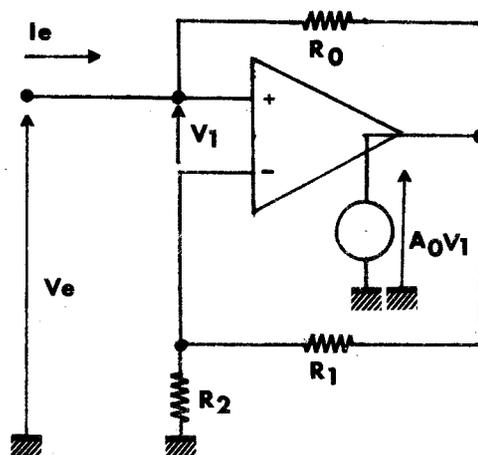


Figure 4

La valeur de la conductance négative est alors :

$$G_{no} = G_o \frac{R_2 + R_1(1-A_o)}{R_1 + R_2(1+A_o)}$$

avec $G_o = \frac{1}{R_o}$

A_o : gain de mode différentiel basse fréquence.

I-2-3-1- Influence de l'instabilité du gain de mode différentiel sur la conductance négative

En admettant que les résistances R_1, R_2, R_o sont stables. L'instabilité de la conductance négative est liée à celle du gain A_o par la relation :

$$\frac{\Delta G_{no}}{G_{no}} = \frac{\Delta A_o}{A_o} \frac{A_o}{[1 - (\beta+1) A_o] [1 - \beta A_o]} \quad (1)$$

avec $\beta = \frac{-R_2}{R_1 + R_2} \quad 0,0909 < |\beta| < 0,99009$

Pour que $\left| \frac{\Delta G_{no}}{G_{no}} \right|$ reste inférieure à 10^{-3} , le gain A_o doit être supérieur à 10.000, ce que montre les courbes de la figure 5.

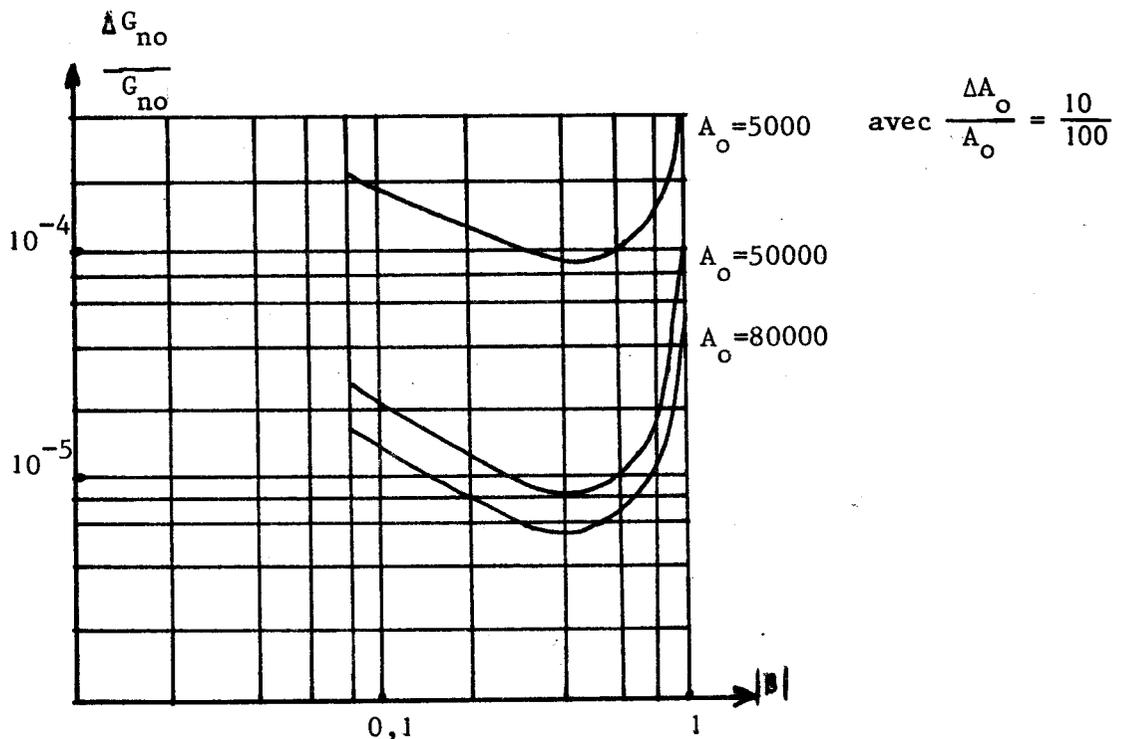


Figure 5.

Cependant le rapport $\frac{\Delta G_{no}}{G_{no}}$ (1) ne tient pas compte de la variation du gain en fonction de la fréquence.

I-2-3-2- Influence du gain de mode différentiel en fonction de la fréquence sur la conductance négative

En première approximation l'expression du gain de mode différentiel d'un amplificateur opérationnel peut s'exprimer par une expression de la forme :

$$A' = \frac{A_o}{(1 + j \frac{f}{f_1})(1 + j \frac{f}{f_2})} \quad (2)$$

f_1 et f_2 étant les fréquences de coupure de l'amplificateur ($f_1 < f_2$),

Avec contre réaction, un tel dispositif présente un gain A_2 donné par la relation :

$$A_2 = \frac{A'}{1 - A'\beta}$$

cependant en basse fréquence ($f \ll f_1$)

$$A_1 \approx \frac{A_o}{1 - A_o \beta}$$

pour des fréquences plus élevées ($f \geq f_1$), le gain peut se mettre sous la forme :

$$A_2 = \frac{A_o}{(1 + j \frac{f}{f_1})(1 + j \frac{f}{f_2}) - A_o \beta}$$

L'évolution du gain en fonction de la fréquence entraîne une modification de la conductance négative par rapport à la valeur basse fréquence. Cette perturbation peut se mettre sous la forme :

$$\frac{\Delta Y_n}{G_{no}} = \frac{\Delta G_n + j B_n}{G_{no}} = \frac{G_{no} - Y_n}{G_{no}}$$

En remplaçant G_{no} et Y_n par l'expression reliant la conductance négative au gain on obtient :

$$\frac{\Delta Y_n}{G_{no}} = \frac{A_2 - A_1}{1 - A_1}$$

d'où

$$\frac{\Delta Y_n}{G_{no}} = \frac{A_o}{1 - A_o \beta - A_o} \cdot \frac{[\omega^2 T_1 T_2 - j\omega (T_1 + T_2)] [(1 - A_o \beta - \omega^2 T_1 T_2) - j\omega (T_1 + T_2)]}{(1 - A_o \beta - \omega^2 T_1 T_2)^2 + \omega^2 (T_1 + T_2)^2}$$

avec

$$T_1 = \frac{1}{2\pi f_1} \quad \text{et} \quad T_2 = \frac{1}{2\pi f_2}$$

en prenant la partie réelle :

$$\frac{\Delta G_n}{G_{no}} = \frac{A_o}{1 - A_o \beta - A_o} \frac{\omega^2 T_1 T_2 (1 - A_o \beta - \omega^2 T_1 T_2) - \omega^2 (T_1 + T_2)^2}{(1 - A_o \beta - \omega^2 T_1 T_2)^2 + \omega^2 (T_1 + T_2)^2}$$

On admettra pour simplifier que :

$$T_1 \gg T_2 \quad A_o \beta \gg 1$$

d'où :

$$\frac{\Delta G_n}{G_{no}} \approx \frac{\omega^2 T_1 (T_1 + T_2 A_o \beta + \omega^2 T_1 T_2^2)}{(1 + \beta) [(A_o \beta + \omega^2 T_1 T_2)^2 + \omega^2 T_1^2]}$$

β étant négatif, $\frac{\Delta G_n}{G_{no}}$ peut être nul pour une fréquence particulière.

On a alors la relation :

$$T_1 + T_2 A_o \beta + \omega^2 T_1 T_2^2 = 0$$

En première approximation le gain A_o aura pour valeur :

$$A_o \approx \frac{T_1}{T_2 \beta} \approx \frac{f_2}{f_1 \beta} \quad (3)$$

Le rapport $f_2/f_1 \beta$ (3) est généralement inférieur au gain de mode différentiel, lorsque β est voisin de l'unité.

Pour que l'équation 3 soit satisfaite, il faut diminuer artificiellement le gain en boucle ouverte A_o en fonction de la gamme de conductance négative demandée. Cette réduction sera obtenue par un diviseur résistif suivi d'un étage suiveur (figure 6).

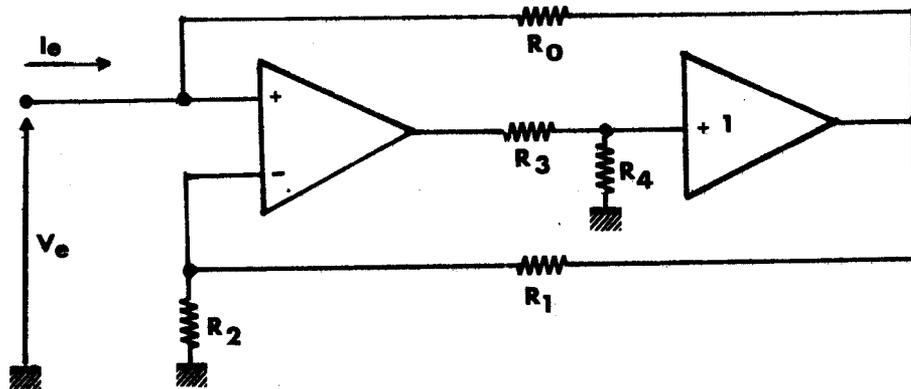


Figure 6

Compte-tenu de la présence de ce diviseur, l'amplificateur est équivalent à un nouvel amplificateur de gain A'_o .

Exemple :

Amplificateur BB 3400 A

$$A_o = 80000 \quad T_1 = 2,5 \cdot 10^{-4} \text{ R/s}^{-1} \quad T_2 = 3 \cdot 10^{-8} \text{ R/s}^{-1}$$

Gamme 1	$A_1 = 11$	$A'_o \approx 80000$
Gamme 2	$A_1 = 2$	$A'_o \approx 16600$
Gamme 3	$A_1 = 1,1$	$A'_o \approx 9160$
Gamme 4	$A_1 = 1,01$	$A'_o \approx 8400$

Les figures 7,8,9,10 montrent l'évolution de $\frac{\Delta G_n}{G_{no}}$ en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de gain A'_o , β étant pris comme paramètre.

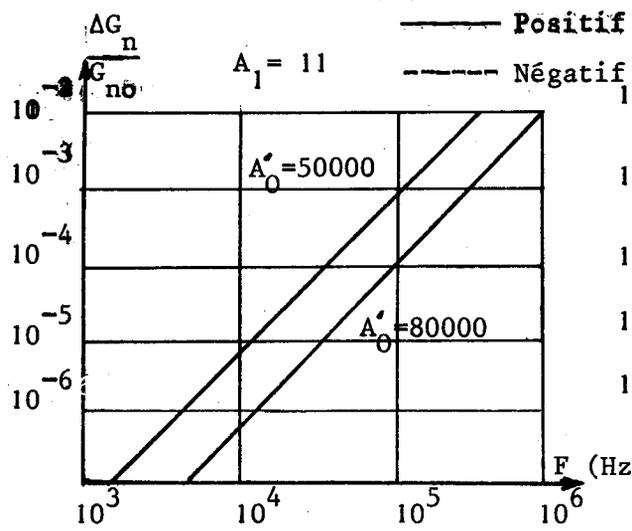


Figure 7

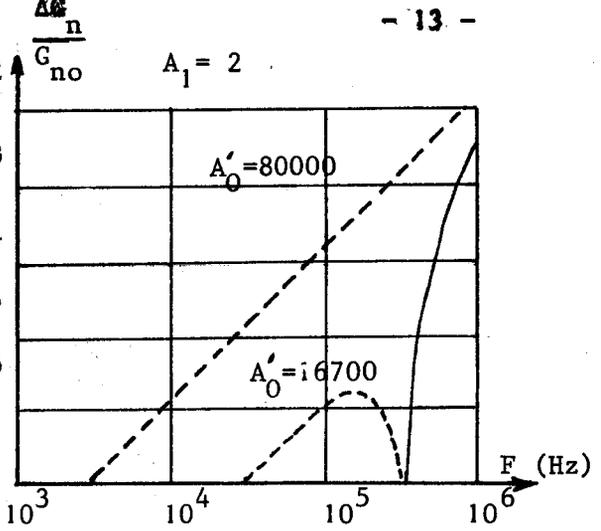


Figure 8

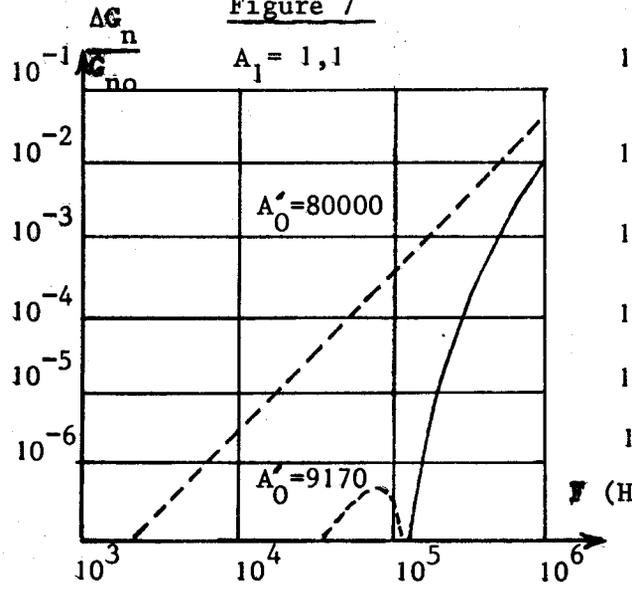


Figure 9

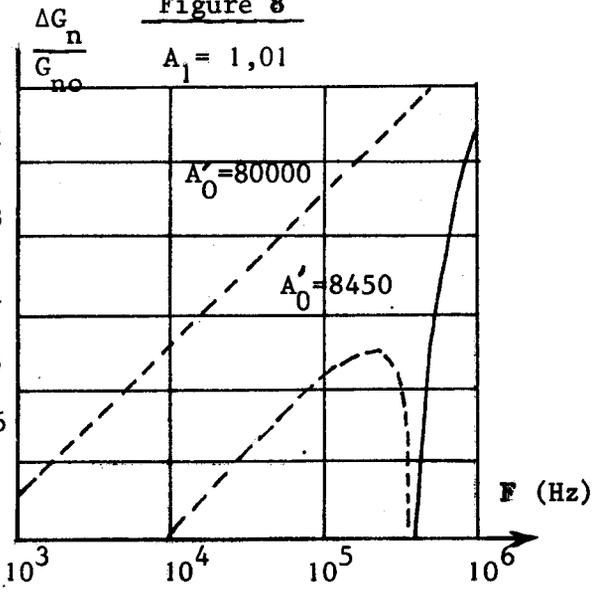


Figure 10

Pour les gains 1,1 et 1,01, le gain A'_0 doit être inférieur à 10^4 . Ceci est incompatible avec la relation 1 qui montre que le gain A_0 doit être supérieur à 10^4 afin d'obtenir une précision meilleure que 10^{-3} . On adoptera donc un compromis sur le gain A'_0 pour obtenir une précision maximum sur G_n .

I-2-3-3- Influence du gain de mode différentiel en fonction de la fréquence sur la capacité apparente d'entrée

La présence d'un déphasage entre la tension d'entrée et la tension de sortie d'un amplificateur opérationnel ramène en parallèle sur la conductance négative d'entrée une susceptance dont la valeur dépend essentiellement du gain de mode différentiel :

$$Y_n = G_o(1-A_2) \quad \text{avec} \quad A_2 = \frac{A'_o}{(1+j\omega T_1)(1+j\omega T_2) - A'_o \beta}$$

En remplaçant A_2 dans Y_n on obtient :

$$Y_n = G_n + jB_n = G_o \frac{[1 - \omega^2 T_1 T_2 - A'_o(1+\beta) + j\omega (T_1+T_2)]}{1 - \omega^2 T_1 T_2 - A'_o\beta + j\omega (T_1+T_2)}$$

en prenant la partie imaginaire on obtient la susceptance ramenée à l'entrée

$$B_n = \frac{G_o A'_o \omega (T_1+T_2)}{(1 - \beta A'_o - \omega^2 T_1 T_2)^2 + \omega^2 (T_1+T_2)^2}$$

en admettant $T_1 \gg T_2$

$$C_n = \frac{G_o A'_o T_1}{(1 - \beta A'_o - \omega^2 T_1 T_2)^2 + \omega^2 T_1^2}$$

En basse fréquence, la capacité ramenée sera voisine de :

$$C_{nBF} \approx \frac{G_o T_1}{\beta^2 A'_o}$$

La figure 11 représente d'une part les variations de C_n calculées, d'autre part les valeurs de C_n mesurées en fonction de la fréquence pour $F > 1\text{kHz}$.

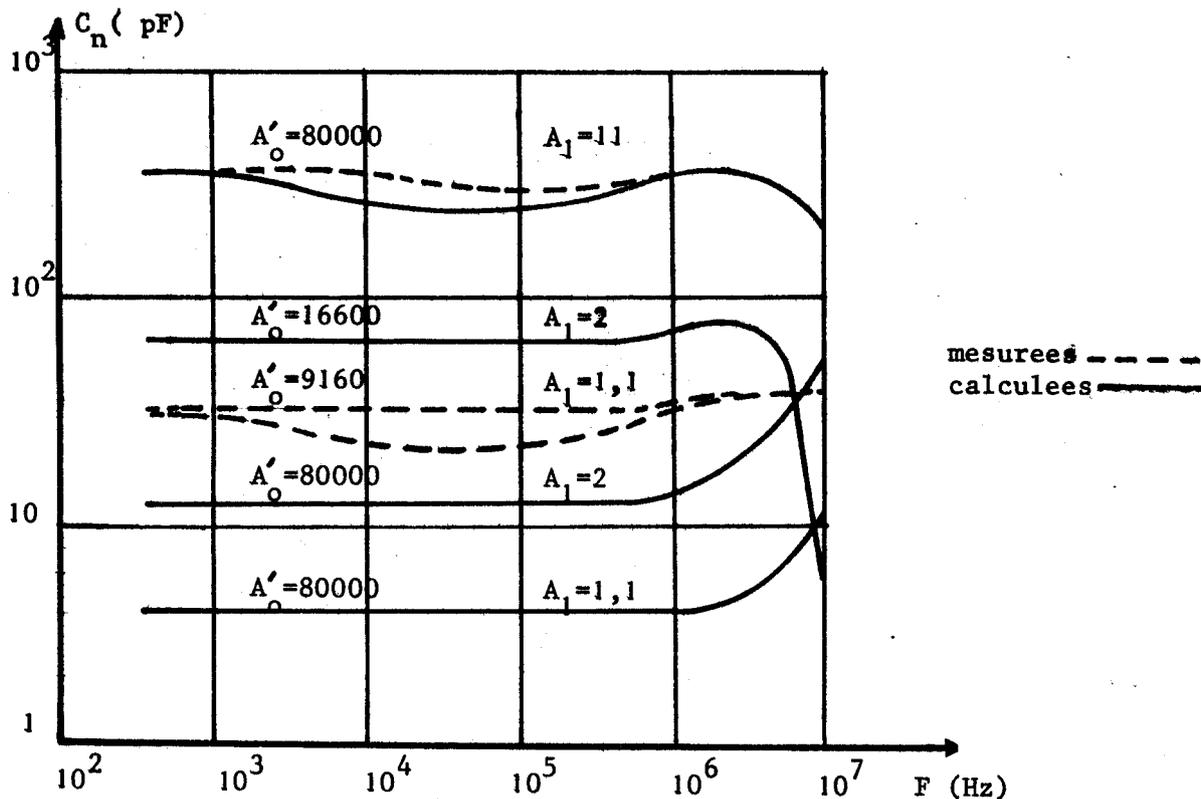


Figure 11

Deux remarques s'imposent :

- Les divergences entre la courbe théorique et la courbe expérimentale sont liées à l'expression du gain de mode différentiel qui est d'un ordre supérieur à 2.

- L'augmentation de précision de G_n en fonction de la fréquence par une diminution du gain A_o , entraîne une augmentation de la capacité d'entrée.

En dessous de 500 Hz, l'expression du gain $A'(2)$ en fonction de la fréquence n'est plus représentative du gain de mode différentiel. Ceci est dû à un effet d'origine thermique qui s'ajoute aux effets précédents et perturbe le gain aux basses fréquences⁽²⁾. Cet effet est d'autant plus important que la fréquence est basse. Compte-tenu de l'expression compliquée du gain, nous calculons la capacité ramenée pour des fréquences inférieures à 500 Hz directement à partir des valeurs mesurées du gain en boucle ouverte. La figure 12 donne d'une part les variations de C_n calculées en fonction de la fréquence pour l'amplificateur BB 3400 A, d'autre part la valeur expérimentale de C_n .

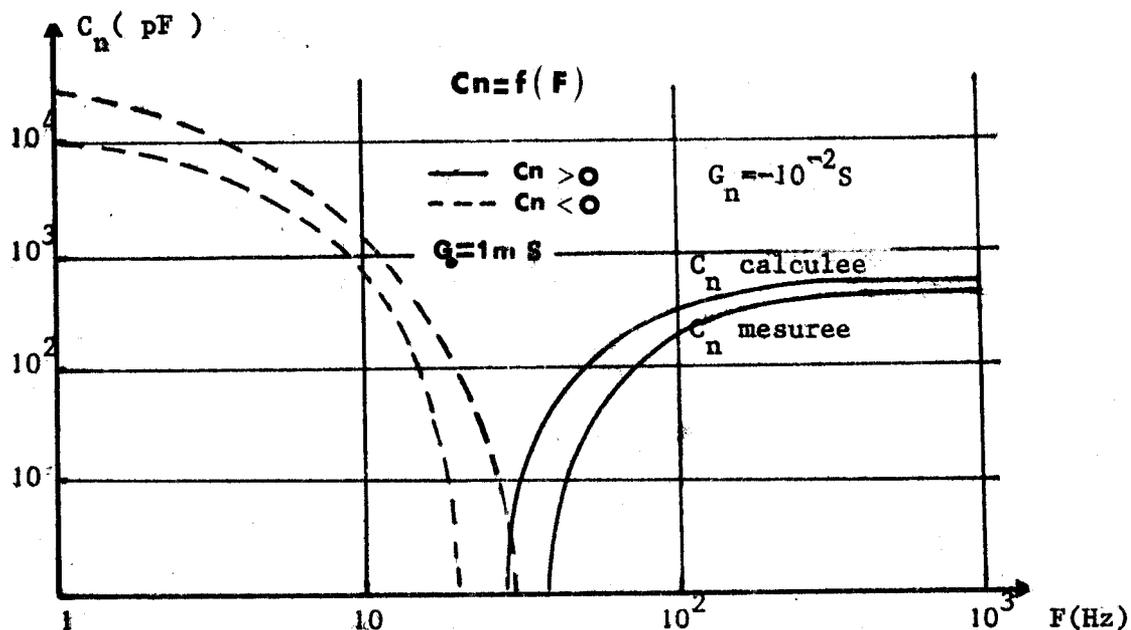


Figure 12

La translation observée entre les valeurs expérimentales et les valeurs calculées provient d'un manque de précision sur la mesure du module et de l'argument du gain en boucle ouverte ($A_o \approx 98$ dB).

1-2-4- Influence du gain de mode commun

A'_c étant le gain de mode commun (figure 13)

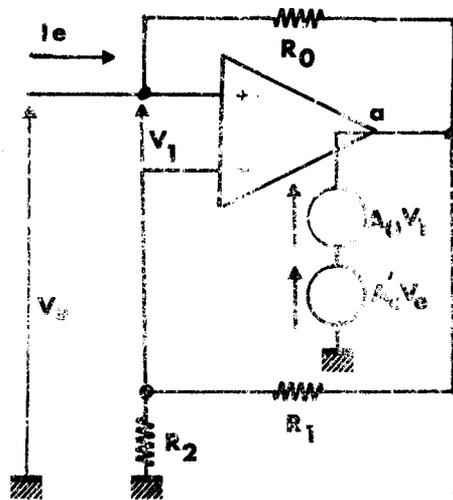


Figure 13

en fonction de A'_c et de A_0 , l'expression de la conductance négative peut s'écrire :

$$G_{nc} = G_0 \left[1 - \frac{A_0 + A'_c}{1 - \beta A_0} \right]$$

L'introduction de la conductance négative G_{nc} due au gain de mode différentiel conduit à :

$$G_{nc} = G_{no} - \frac{A'_c G_0}{1 - \beta A_0}$$

avec $|\beta A_0| \gg 1$ on a :

$$G_{nc} \approx G_{no} + \frac{G_0}{\beta} \cdot \frac{A'_c}{A_0}$$

en faisant intervenir le taux de rejection qui a pour expression :

$$T'_r = \frac{A'_c}{A_0}$$

la conductance négative devient :

$$G_{nc} \approx G_{no} + \frac{G_0}{\beta} \cdot \frac{1}{T'_r}$$

Le taux de rejection est une fonction de la fréquence (annexe 1, figure 103); il peut se mettre sous la forme :

$$T'_r = \frac{T_r}{1 + j \frac{f}{f_r}} \quad f_r \text{ étant la fréquence de coupure du taux de rejection}$$

on obtient :

$$Y_{nc} \approx G_{no} + \frac{G_o}{\beta} \frac{1 + j \frac{f}{f_r}}{T_r} \quad (4)$$

I-2-4-1- Influence du gain de mode commun en fonction de la fréquence sur G_n

L'erreur due au gain de mode commun sur la conductance négative devient :

$$\frac{\Delta G_{nc}}{G_{no}} \approx \frac{G_{no} - G_{nc}}{G_{no}} = - \frac{G_o}{\beta T_r} \frac{1}{G_{no}}$$

en remplaçant G_{no} par sa valeur on obtient :

$$\frac{\Delta G_{nc}}{\Delta G_{no}} \approx - \frac{1}{T_r (1 + \beta)}$$

L'erreur due au gain de mode commun est en première approximation (entre 500 Hz et 1 MHz) indépendante de la fréquence. Pour obtenir une conductance négative donnée, il faut choisir un taux de contre réaction qui tienne compte de l'influence du gain de mode commun sur G_n .

exemple : amplificateur BB 3400 A

$$T_r \approx - 68,6 \text{ dB}$$

Gamme 1	$A_1 = 11$	$\frac{\Delta G_{nc}}{G_{no}} \approx + 3,7 \cdot 10^{-4}$
Gamme 2	$A_1 = 2$	$\frac{\Delta G_{nc}}{G_{no}} \approx + 7,4 \cdot 10^{-4}$
Gamme 3	$A_1 = 1,1$	$\frac{\Delta G_{nc}}{G_{no}} \approx + 3,7 \cdot 10^{-3}$
Gamme 4	$A_1 = 1,01$	$\frac{\Delta G_{nc}}{G_{no}} \approx + 3,7 \cdot 10^{-2}$

Erreur aux basses fréquences

On retrouve aux fréquences inférieures à 500 Hz, l'influence de l'effet thermique sur le taux de rejection. La répercussion sur le $\frac{\Delta G_{nc}}{G_{no}}$ devient importante pour des fréquences inférieures à 10 Hz.

Exemple : $F = 1 \text{ Hz}$ $T_r \approx -67,4 \text{ dB}$ $A_1 = 1,01$

$$\frac{\Delta G_{nc}}{G_{no}} \approx + 4,3 \cdot 10^{-2}$$

I-2-4-2- Influence du gain de mode commun en fonction de la fréquence sur la capacité apparente d'entrée

La capacité apparente d'entrée ramenée par le gain de mode commun se déduit de l'équation 4 d'où :

$$C_n = \frac{G_o}{\beta T_r \omega_r}$$

avec $\omega_r = 2 \pi f_r$

Exemple : BB 3400 A

$f_r \approx 22 \text{ kHz}$ $G_o = 10^{-3} \text{ S}$
 $T_r \approx -68,6 \text{ dB}$

Gamme 1	$A_1 = 11$	$C_n \approx 40 \text{ pF}$
Gamme 2	$A_1 = 2$	$C_n \approx 7,4 \text{ pF}$
Gamme 3	$A_1 = 1,1$	$C_n \approx 4 \text{ pF}$
-Gamme 4	$A_1 = 1,01$	$C_n \approx 3,7 \text{ pF}$

Pour pouvoir négliger les effets dus au gain de mode commun, il faut utiliser un amplificateur opérationnel ayant un taux de rejection supérieur à 80 dB.

I-2-5- Influence de l'impédance d'entrée de mode commun

L'impédance d'entrée de mode commun (figure 14) perturbe :

- le taux de contre réaction
- la conductance négative en ramenant un terme parallèle sur celle-ci.

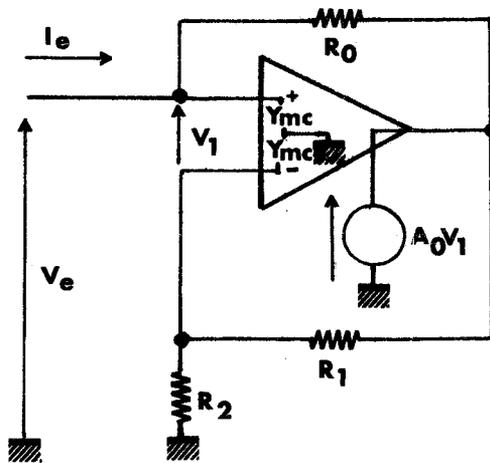


Figure 14

Avec Y_{MC} admittance d'entrée de mode commun de l'amplificateur, l'admittance d'entrée de l'étage devient :

$$Y_N = G_{MC} + jB_{MC} + G_o \frac{G_1 + (G_2 + G_{MC} + jB_{MC})(1-A_o)}{G_1 + G_2 + G_{MC} + jB_{MC} + A_o G_1} \quad (5)$$

avec $G_1 = \frac{1}{R_1}$ $G_2 = \frac{1}{R_2}$ $G_o = \frac{1}{R_o}$

I-2-5-1- Influence de l'impédance d'entrée de mode commun sur G_n

En admettant les hypothèses simplificatrices :

$$A_o \gg 1 \quad A_o G_1 \gg G_{MC}$$

$$(G_1 + G_2 + A_o G_1)^2 \gg B_{MC}^2$$

L'erreur sur la conductance négative devient :

$$\frac{\Delta G_n}{G_{no}} \approx G_{MC} \frac{G_1 + G_2 + A_o G_1 + G_o (1-A_o)}{G_o [G_1 + G_2 (1-A_o)]}$$

La figure 15 donne la valeur de la résistance d'entrée de mode commun minimum nécessaire pour obtenir $\left| \frac{\Delta G_n}{G_{n0}} \right| = 10^{-3}$, pour les différentes gammes de conductances négatives (ex : $A_1 = 1,1$, $R_{MC} \gg 10^8 \Omega$).

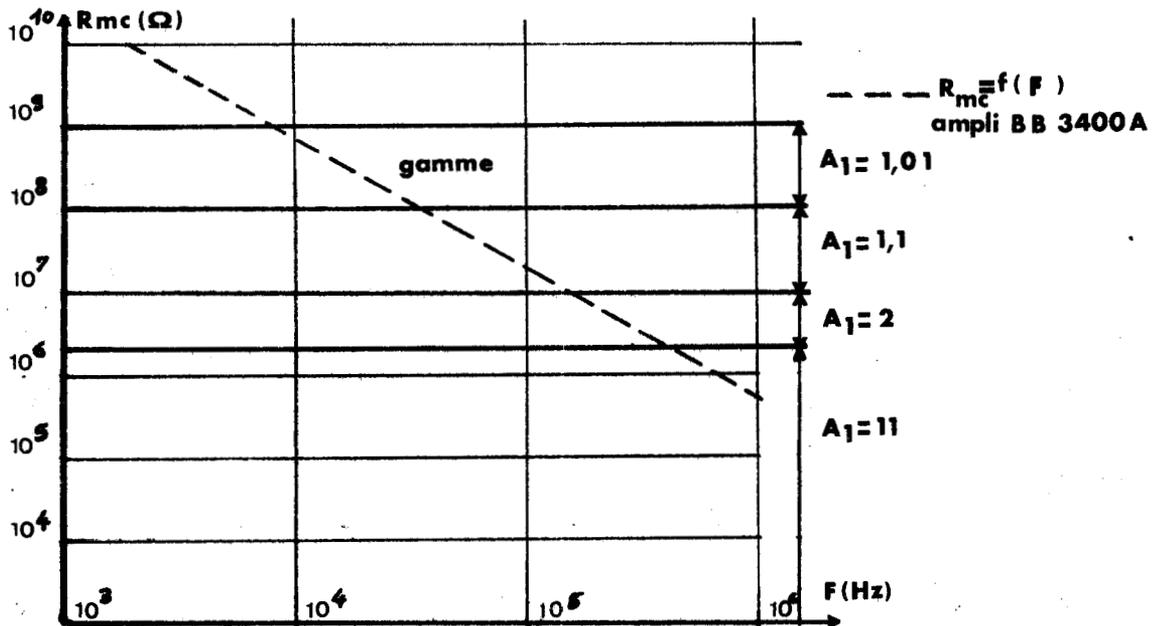


Figure 15

Le trait pointillé de la figure 15 représente la résistance d'entrée de mode commun de l'amplificateur BB 3400 A, en fonction de la fréquence.

La précision absolue sur la conductance négative sera limitée en fonction de la gamme et de la fréquence.

exemple : BB 3400 A

$$\left| \frac{\Delta G_n}{G_{n0}} \right| = 10^{-3}$$

Gamme 1	$10^{-6} S < G_n < 10^{-5} S$	$F \leq 10 \text{ kHz}$
Gamme 2	$10^{-5} S < G_n < 10^{-4} S$	$F \leq 40 \text{ kHz}$
Gamme 3	$10^{-4} S < G_n < 10^{-3} S$	$F \leq 150 \text{ kHz}$
Gamme 4	$10^{-3} S < G_n < 10^{-2} S$	$F \leq 420 \text{ kHz}$

I-2-5-2- Influence de l'impédance d'entrée de mode commun sur la capacité apparente d'entrée

A partir de la relation (5) donnant $Y_n = f(Y_{MC})$, et avec les mêmes approximations que précédemment, on obtient la capacité apparente d'entrée :

$$C_n \approx C_{MC} \left(1 - \frac{G_o}{G_1} \right)$$

Les variations de la capacité ramenée à l'entrée en fonction de la résistance de réaction sont données par la figure 16.

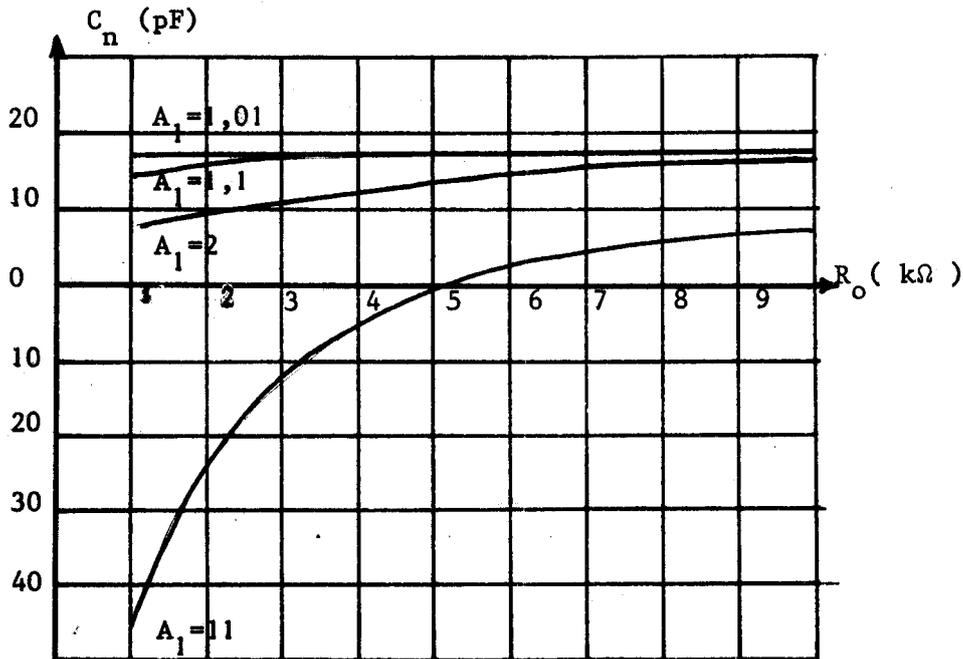


Figure 16

Les variations de C_n sont assez importantes pour $A_1 = 11$; elles viendront s'ajouter aux variations dues au gain de mode différentiel ainsi qu'au gain de mode commun et aux "effets thermiques".

1-2-6- Influence de l'impédance d'entrée de mode différentiel

Z_{MD} étant l'impédance d'entrée de mode différentiel (figure 17),

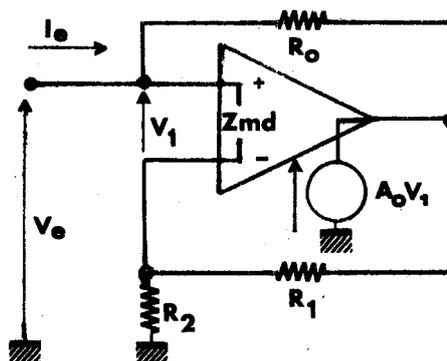


Figure 17

l'admittance négative s'écrit :

$$Y_n = G_o \left[\frac{R_1 + R_2 - A_o R_1}{R_1 + R_2 + A_o R_2} \right] + Y_{MD} \left[\frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + A_o R_2} \right]$$

I-2-6-1- Influence de l'impédance d'entrée de mode différentiel sur G_n

Avec $Y_{MD} = G_{MD} + jC_{MD} \omega$ l'erreur sur la conductance négative devient :

$$\frac{\Delta G_n}{G_{no}} = \frac{G_{MD} (R_1 + R_2)}{G_o (R_1 + R_2 - A_o R_1)}$$

avec $A_o R_1 \gg R_1 + R_2$ l'expression devient :

$$\frac{\Delta G_n}{G_{no}} = - \frac{G_{MD} (R_1 + R_2)}{G_o A_o R_1}$$

Le rapport $\frac{R_1 + R_2}{R_1}$ sera maximum pour le gain de 1,01, la valeur maximum de G_{MD} pour obtenir $\left| \frac{\Delta G_n}{G_{no}} \right| = 10^{-3}$ est de l'ordre de $8 \cdot 10^{-5}$ S.

Tous les amplificateurs avec des transistors "FET" à l'entrée ont une conductance en mode différentiel inférieure à $8 \cdot 10^{-5}$ S.

I-2-6-2- Influence de l'impédance d'entrée de mode différentiel sur la capacité apparente d'entrée

La susceptance ramenée à l'entrée par l'impédance d'entrée de mode différentiel peut s'écrire :

$$B_n = \frac{B_{MD} (R_1 + R_2)}{R_1 + R_2 + A_o R_2}$$

en 1ère approximation : $A_o R_2 \gg R_1 + R_2$

$$C_n \approx - \frac{C_{MD}}{A_o \beta}$$

La capacité C_{MD} étant faible, la capacité apparente d'entrée sera d'autant plus faible, donc négligeable.

L'impédance d'entrée en mode différentiel a une influence négligeable au premier ordre sur la valeur de la conductance négative.

I-2-7- Influence de l'impédance de sortie

L'expression de la conductance négative tenant compte de l'impédance de sortie figure 18

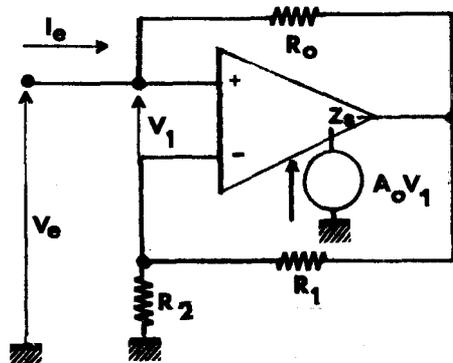


Figure 18

peut se mettre sous la forme :

$$Y_n = G_o \left[\frac{R_1 + R_2 + Z_s - A_o R_1}{R_1 + R_2 + A_o R_2 + Z_s (1 + G_o (R_1 + R_2))} \right]$$

A partir de cette formule nous étudions la répercussion de la résistance de sortie sur la conductance négative.

I-2-7-1- Influence de la résistance de sortie sur la conductance négative

Pour simplifier les calculs nous admettons que l'impédance de sortie est purement réelle. L'erreur sur la conductance négative devient :

$$\frac{\Delta G_n}{G_{no}} = \frac{R_s}{A_o} (1 + R_1 G_o) (G_1 + G_2)$$

Elle est d'autant plus faible que le gain de mode différentiel sera important.

exemple : BB 3400 A $A_o \approx 80.000$, $R_s \approx 350 \Omega$, $G_o = 10^{-3} S$

Gamme 1	$A_1 = 1,01$	$\left \frac{\Delta G_n}{G_{no}} \right \approx 9 \cdot 10^{-4}$
Gamme 2	$A_1 = 1,1$	$\left \frac{\Delta G_n}{G_{no}} \right \approx 1,10^{-4}$
Gamme 3	$A_1 = 2$	$\left \frac{\Delta G_n}{G_{no}} \right \approx 2,6 \cdot 10^{-5}$
Gamme 4	$A_2 = 11$	$\left \frac{\Delta G_n}{G_{no}} \right \approx 5,8 \cdot 10^{-5}$

Pour ce type d'amplificateur la résistance de sortie influence peu la conductance négative.

I-2-7-2- Influence de l'impédance de sortie de l'amplificateur sur la capacité apparente d'entrée.

A_3 et B_3 étant la partie réelle et imaginaire du gain de mode différentiel, l'expression de l'admittance négative peut se mettre sous la forme :

$$Y_n = G_o \left[\frac{R_1 + R_2 - (A_3 + jB_3) R_1 + R_s + jX_s}{R_1 + R_2 + (A_3 + jB_3) R_2 + (R_s + jX_s) (1 + G_o (R_1 + R_2))} \right]$$

Le terme imaginaire prépondérant sera toujours $B_3 R_1$ ou $B_3 R_2$ devant la réactance de sortie de l'amplificateur.

exemple : BB 3400 A $R_1 = 5 \cdot 10^3 \Omega$
 $F = 1 \text{ kHz}$ $R_1 B_3 = - 15 \cdot 10^7 \Omega$ $X_s \approx 25 \Omega$
 $F = 1 \text{ MHz}$ $R_1 B_3 = - 3 \cdot 10^5 \Omega$ $X_s \approx 100 \Omega$

En première approximation la réactance de sortie ne perturbera pas la capacité apparente d'entrée. Mais il y a lieu d'en tenir compte lorsque le terme B_3 devient très faible, c'est-à-dire en très basse fréquence. Dans le cas de l'amplificateur BB 3400 A le terme B_3 devient nul à la fréquence de 30 Hz.

I-2-8- Etude numérique de l'admittance négative d'entrée d'un amplificateur à réaction positive (BB 3400 A)

Nous avons jusqu'ici étudié les influences des divers paramètres pris séparément d'un amplificateur opérationnel sur la conductance négative. Il nous a semblé intéressant de faire une étude sur un modèle numérique équivalent pour étudier l'influence totale des divers paramètres d'un amplificateur opérationnel.

A partir de la figure 19 :

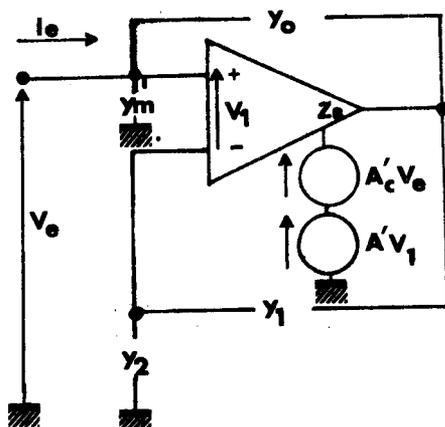


Figure 19

et en prenant :

$$Y_1 = G_1 + j C_1 \omega$$

$$A'_c = A_{MC} + j B_{MC}$$

$$Y_2 = G_2 + G_{MC} + j C_{MC} \omega$$

$$Z_s = R_s + j X_s$$

$$A' = A_{MD} + j B_{MD}$$

$$Y_o = G_o + j C_o \omega$$

$$Y_M = G_{MC} + j C_{MC} \omega$$

L'expression de la conductance négative peut se mettre sous la forme :

$$Y_n = Y_M + Y_o \left[\frac{Y_1 + Y_2 - A'Y_2 + Z_s Y_1 Y_2 - A'_c (Y_1 + Y_2)}{Y_1 + Y_2 + A'Y_1 + Z_s [Y_o (Y_1 + Y_2) + Y_1 Y_2]} \right]$$

A partir de l'expression de l'admittance négative nous avons calculé le $\frac{\Delta G_n}{G_{no}}$, G_{no} étant la conductance négative due au gain de mode différentiel lorsque celui-ci a un argument nul en basse fréquence.

Avec $G_o = 10^{-3} S$ $G_2 = 2 \cdot 10^{-3} S$ $G_1 = 2 \cdot 10^{-4} S$

et Y_2, A', Y_M, A'_C les valeurs mesurées sur l'amplificateur BB 3400 A en boucle ouverte en fonction de la fréquence, nous avons représenté les variations de $\frac{\Delta G_n}{G_{no}}$ en fonction :

- du gain de mode différentiel :

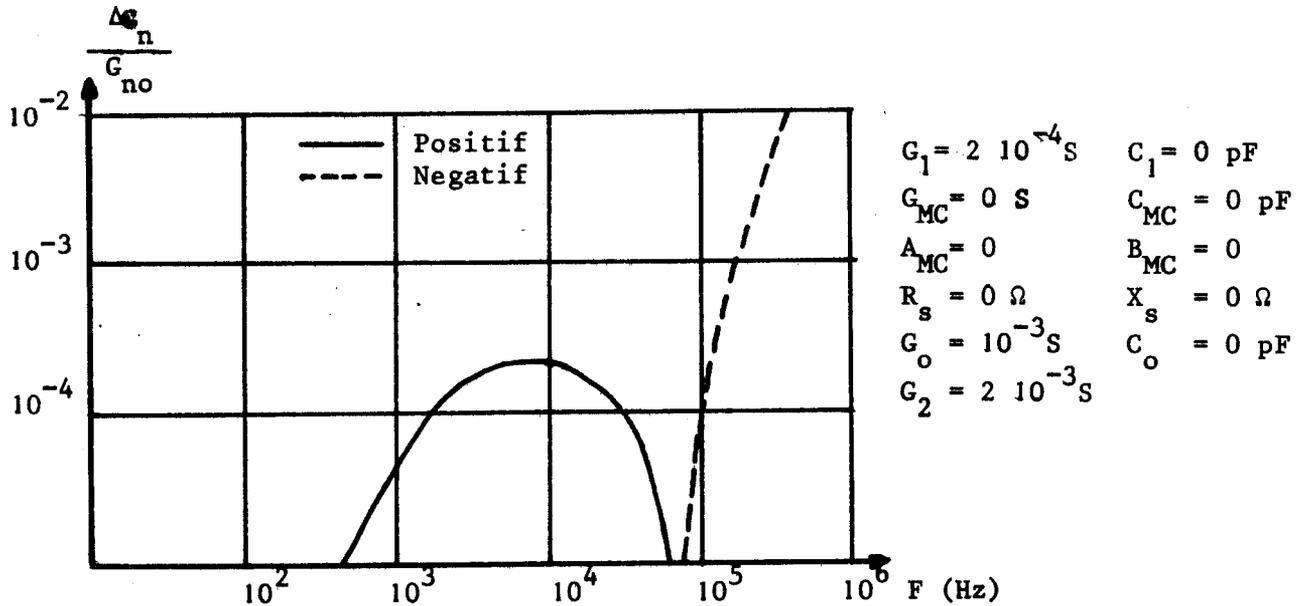


Figure 20

- du gain de mode différentiel et de l'impédance de sortie

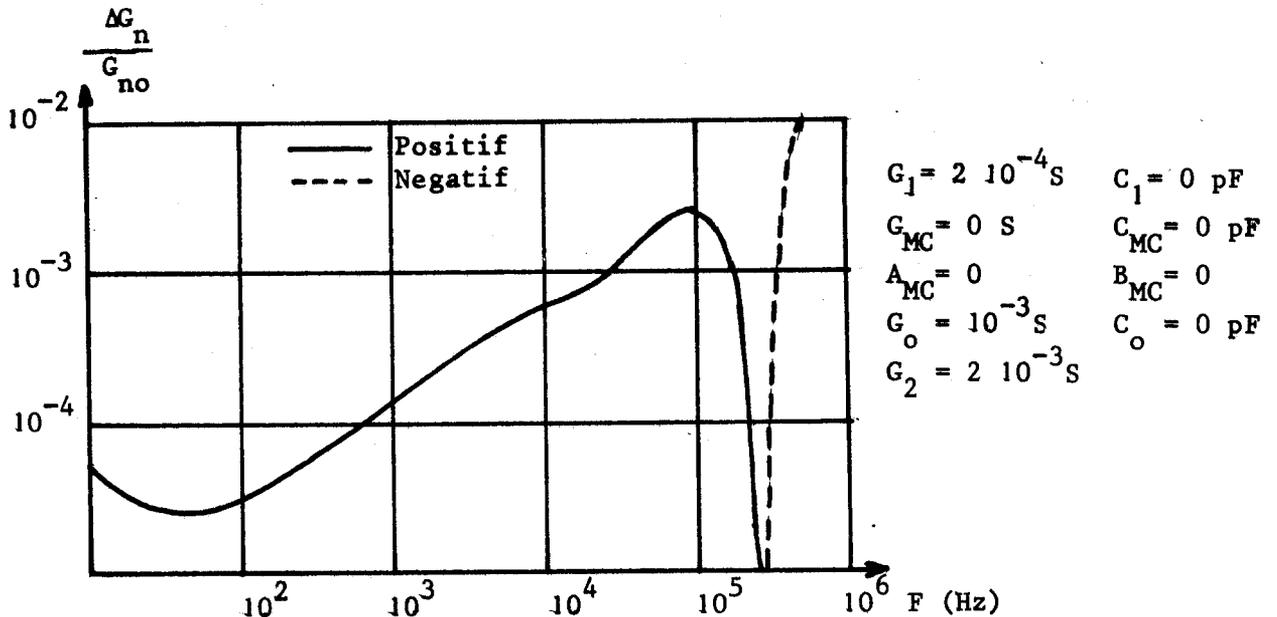
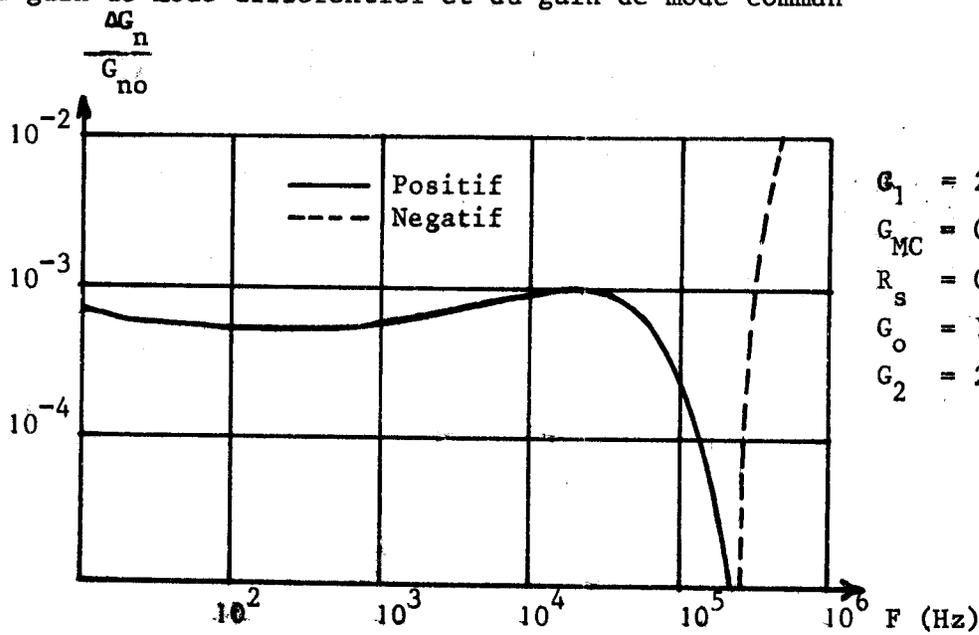


Figure 21

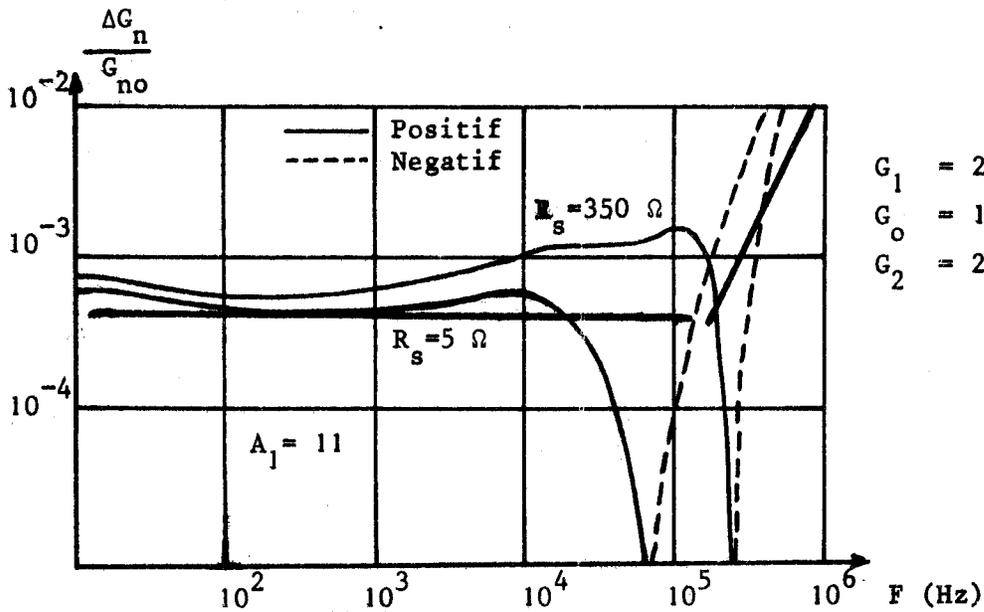
- du gain de mode différentiel et du gain de mode commun



$$\begin{aligned}
 G_1 &= 2 \cdot 10^{-4} \text{ S} & C_1 &= 0 \text{ pF} \\
 G_{MC} &= 0 \text{ S} & C_{MC} &= 0 \text{ pF} \\
 R_s &= 0 \text{ } \Omega & X_s &= 0 \text{ } \Omega \\
 G_o &= 10^{-3} \text{ S} & C_o &= 0 \text{ pF} \\
 G_2 &= 2 \cdot 10^{-3} \text{ S} & &
 \end{aligned}$$

Figure 22

- de tous les paramètres de l'amplificateur



$$\begin{aligned}
 G_1 &= 2 \cdot 10^{-4} \text{ S} & C_1 &= 2 \text{ pF} \\
 G_o &= 10^{-3} \text{ S} & C_o &= 2 \text{ pF} \\
 G_2 &= 2 \cdot 10^{-3} \text{ S} & &
 \end{aligned}$$

Figure 23

L'erreur sur la conductance négative peut se décomposer en trois parties :

- erreur due au gain de mode commun
- erreur due à l'impédance de sortie
- erreur due au gain de mode différentiel.



En ajoutant un étage adaptateur ayant une résistance de sortie de 5 Ω en sortie de l'amplificateur, l'erreur est essentiellement due au gain de mode différentiel et de mode commun.

Le trait plein horizontal de la figure 23 représente l'erreur calculée à partir de l'expression littérale $\frac{\Delta G_n}{G_{no}} = f(A_o, A'_c)$ (A_o gain de mode différentiel basse fréquence, A'_c gain de mode commun). Le trait plein oblique de la figure 23 représente l'erreur sur la conductance négative calculée à partir de l'expression $\frac{\Delta G_n}{G_{no}} = f(A')$.

L'étude analytique et expérimentale diffèrent de 50 % sur $\frac{\Delta G_n}{G_{no}}$ pour des fréquences inférieures à 50 kHz, au dessus de cette fréquence l'étude analytique manque de précision sur le rapport $\frac{\Delta G_n}{G_{no}}$.

Les variations de la capacité apparente d'entrée sont représentées sur la figure 24; elles sont essentiellement dues au gain de mode différentiel.

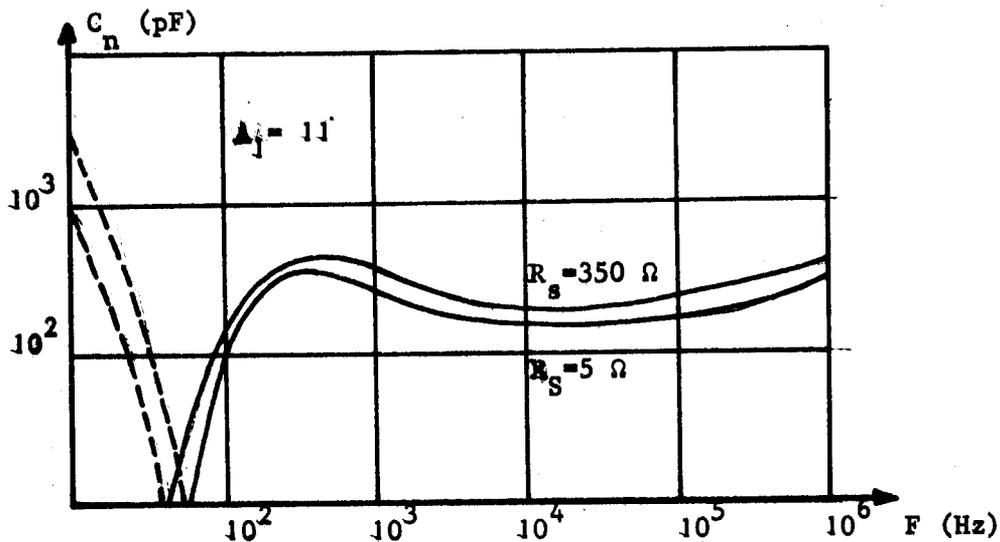


Figure 24

Conclusion

Le facteur important dans le choix d'un amplificateur opérationnel pour l'obtention d'une conductance négative est le gain de mode différentiel. La valeur de celui-ci dépend de la gamme de conductance négative demandée et de la précision souhaitée. Le gain de mode différentiel étant fixé, il faut choisir l'amplificateur ayant la plus grande bande passante.

Le taux de réjection de l'amplificateur opérationnel choisi doit être le plus grand possible ($T_R = -68$ dB, $\left| \frac{\Delta G_n}{G_{no}} \right| < 10^{-3}$) ; il apporte sur la conductance négative une erreur sensiblement constante qu'il est possible de compenser en modifiant le taux de contre réaction.

L'impédance de sortie de l'amplificateur doit être la plus faible possible en basse fréquence.

I-3- VARIATIONS DE LA CONDUCTANCE NEGATIVE LIEES AUX NON LINEARITES DE L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

Nous avons montré au chapitre I-1 que la mise en oscillation d'un résonateur parallèle associé à une conductance négative doit satisfaire à la relation :

$$G_n + G_p = \Sigma_1$$

$$B_n + B_p = \Sigma_2$$

Avec Σ_1 et Σ_2 liées (pour une conductance négative fixée) :

- aux non linéarités
- à l'amplitude de la tension d'oscillation
- au rapport L/C du résonateur considéré.

Les variations de la conductance négative " G_n " observées en fonction de la tension continue (V_e) existante à ses bornes présentent souvent l'un des deux types :

- Type NL1 : la valeur absolue de la conductance négative croît avec V_e (fig. 25, a) ou décroît (fig. 25, b).

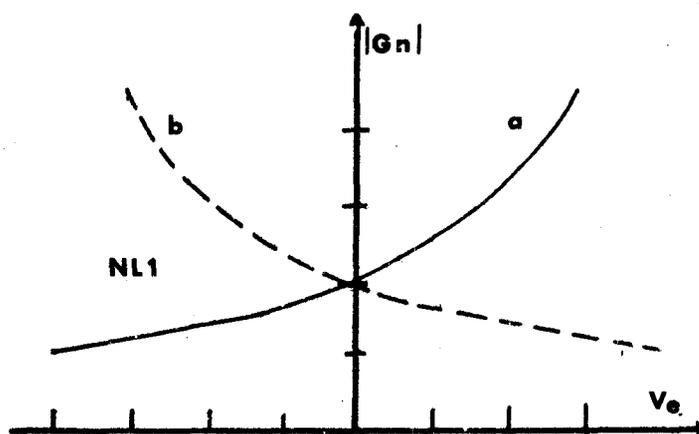


Figure 25

- Type NL2 : la valeur absolue de la conductance négative diminue avec celle de $|V_e|$

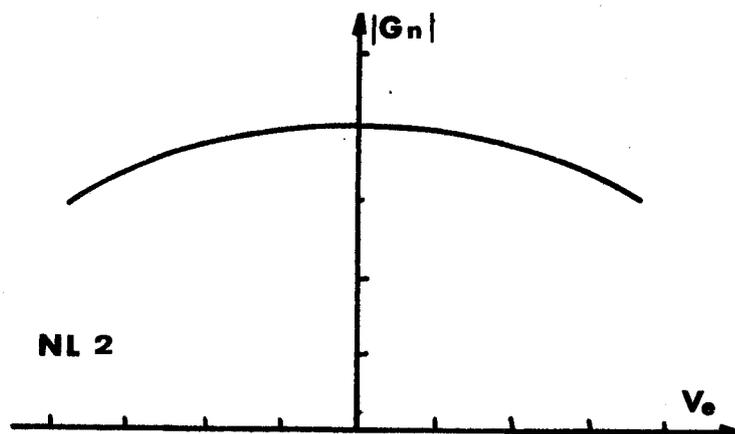


Figure 26

1-3-1- Non linéarité de la conductance négative liée à un amplificateur

La conductance négative G'_n obtenue à partir du bouclage d'un amplificateur opérationnel peut s'exprimer par :

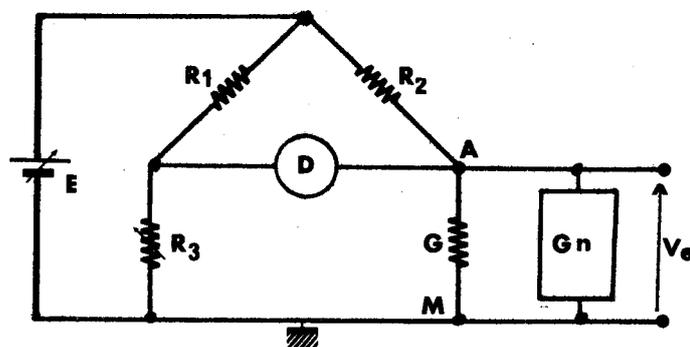
$$G'_n = G_n + \Delta G'_n$$

Avec G_n conductance négative idéale, parfaitement linéaire, associée à une conductance $\Delta G'_n$ englobant les non linéarités.

Nous avons mesuré le rapport :

$$\frac{\Delta G'_n}{G_n} = f(V_e)$$

par une méthode de pont (figure 27).



- $G_n = - 100 \mu S$
- $G = 101 \mu S$
- $R_1 = R_2 = 1 M\Omega$

Figure 27

Le principe de mesure est le suivant :

On associe à la conductance négative, dont on veut mesurer la non linéarité, une conductance G positive idéale. La conductance équivalente à l'ensemble prend la valeur :

$$G_4 = G + G_n + \Delta G'_n$$

à l'équilibre

$$G_3 = G_4$$

Les variations de G_3 en fonction du niveau continu V_e permettent de tracer les variations relatives de la conductance négative. Pour l'amplificateur BB3400A, on a les données figure 28.

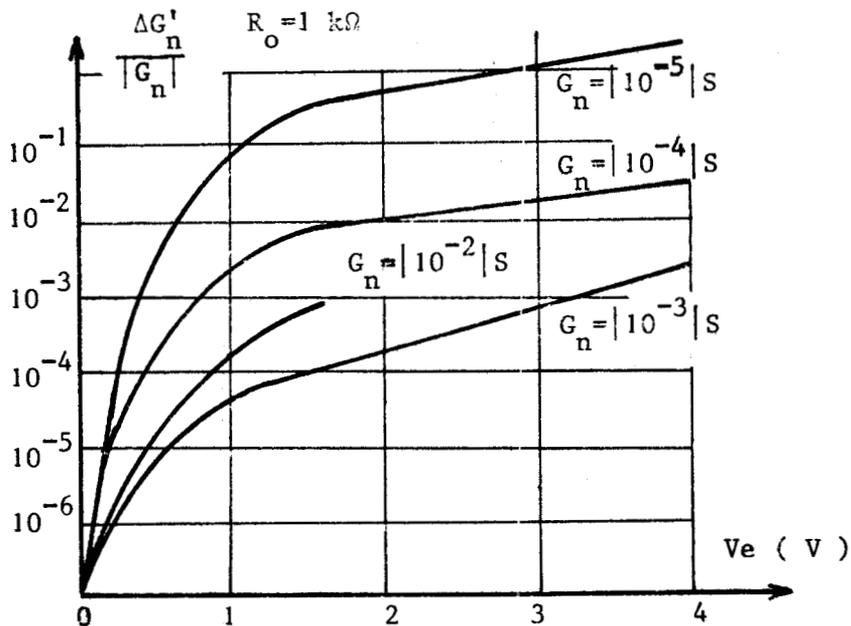


Figure 28

Remarques :

- a) La variation relative de la conductance négative passe par un minimum pour $1 \text{ mS} < |G_n| < 10 \text{ mS}$.
- b) Lorsqu'on applique une tension négative aux bornes de G_n , la conductance négative augmente (fig. 29) sauf pour $G_n = -10 \text{ mS}$.

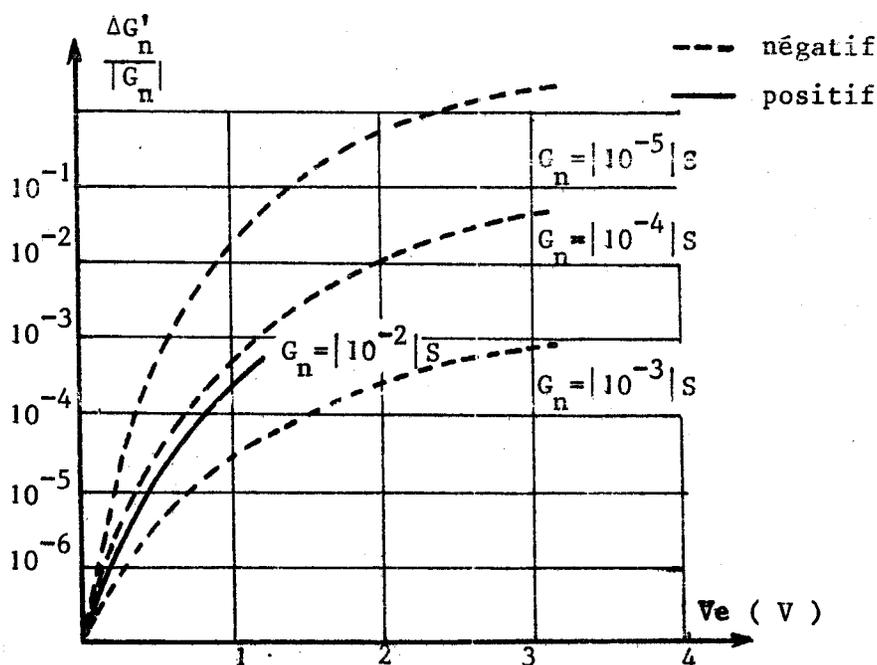


Figure 29

Les courbes montrent que pour obtenir une non linéarité faible il convient de ne pas dépasser :

$$|V_e| \leq 800 \text{ mv}$$

I-3 2- Influence de la non linéarité "Résonateur conductance négative" sur la sensibilité du dispositif

Lorsqu'une conductance négative G_n est associée à un résonateur (figure 30), la sensibilité du dispositif peut se caractériser par la variation de l'amplitude de l'oscillation en fonction d'une variation ΔG de la conductance positive au voisinage de $\Sigma G = 0$.

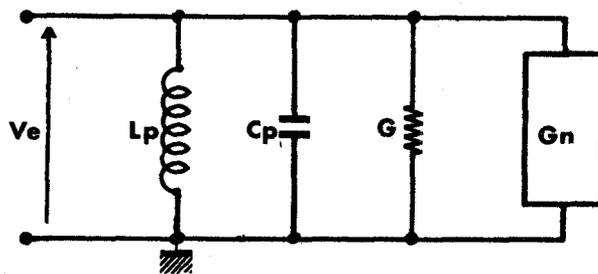


Figure 30

Avec V_e tension d'oscillation alternative, le rapport :

$$\frac{\Delta V_e}{\Delta G} = S \quad (\text{paramètre } G_n)$$

exprime la sensibilité du dispositif.

Cette sensibilité dépend en grande partie de la non linéarité de G_n .

1-3-2-1- Influence d'une non linéarité de type "NLI"

L'influence de la non linéarité peut être étudiée en ajoutant une conductance positive fortement non linéaire en parallèle sur la conductance négative supposée idéale.

Une non linéarité de type NLI est obtenue à l'aide d'un transistor à effet de champ. Sa variation de conductance entre drain et source en fonction de la tension à ses bornes est donnée figure 31.

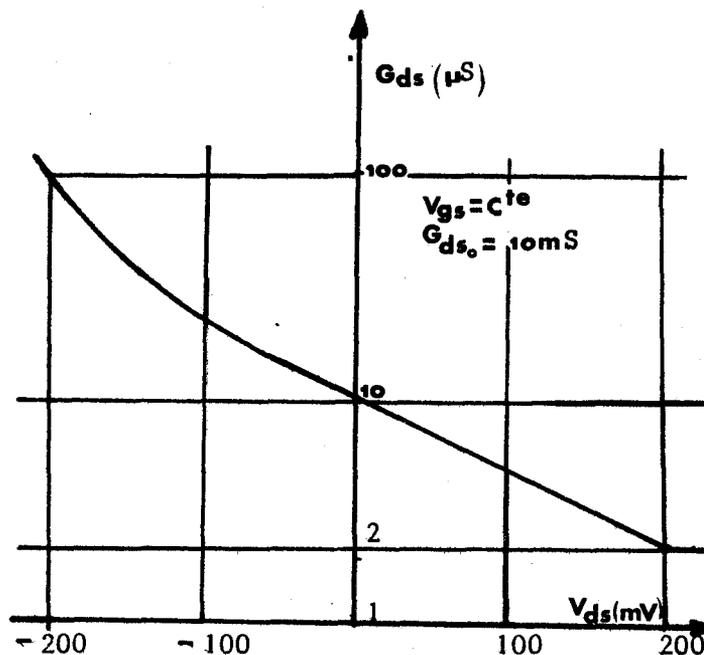


Figure 31

On associe au transistor à effet de champ :

- une conductance positive variable (G) parfaitement linéaire
- une conductance négative
- le résonateur

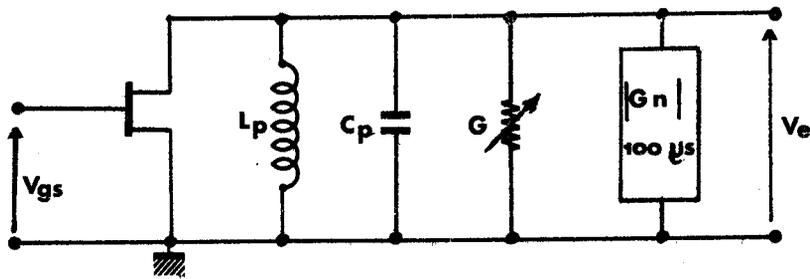


Figure 32

Le montage (figure 32) étant à la limite d'oscillation, une faible variation de la conductance positive G, entraîne une variation du niveau d'oscillation v_e . Cette variation de niveau, fonction de ΔG (G_n constante), permet de connaître le rapport :

$$\frac{\Sigma_1}{G_n} = f(v_e, G_n)$$

L'association du transistor à effet de champ (non linéarité de type NL1) et d'un résonateur se caractérise par :

- a) le rapport $\frac{\Sigma_1}{G_n}$ en fonction du niveau d'oscillation v_e , pour différentes valeurs du rapport L/C (figure 33).

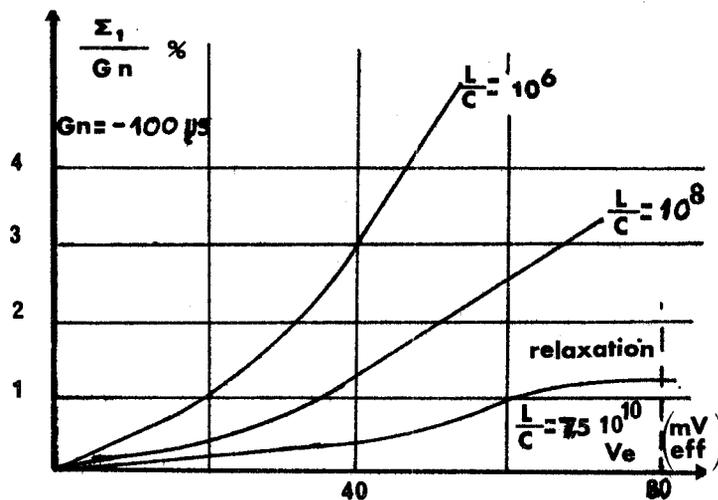


Figure 33

b) La variation de fréquence en fonction du niveau d'oscillation v_e , pour différentes valeurs du rapport L/C (figure 34),

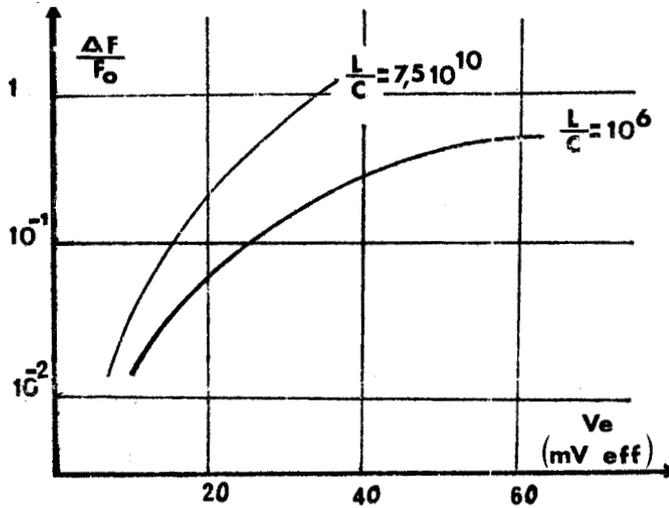


Figure 34

c) L'amplitude des harmoniques par rapport au terme fondamental en fonction du niveau d'oscillation (fig. 35) pour différentes valeurs du rapport L/C . La figure 36 montre l'influence du rapport L/C sur l'amplitude des harmoniques.

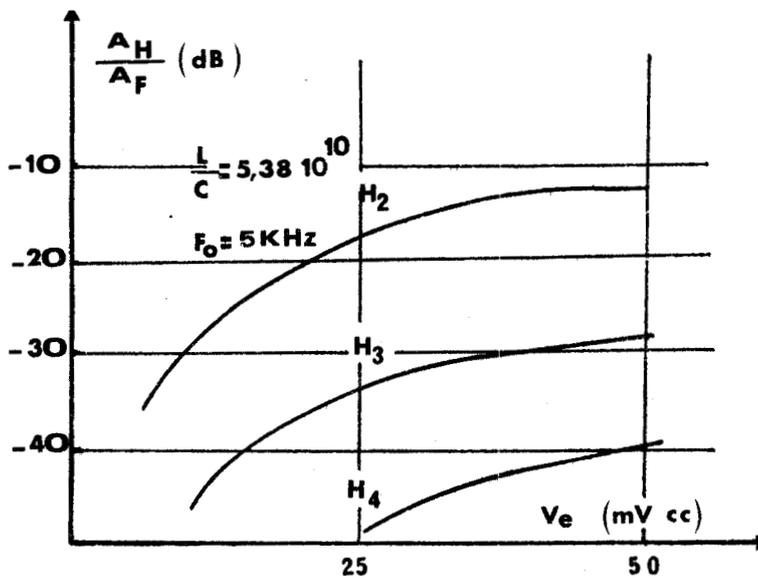


Figure 35.

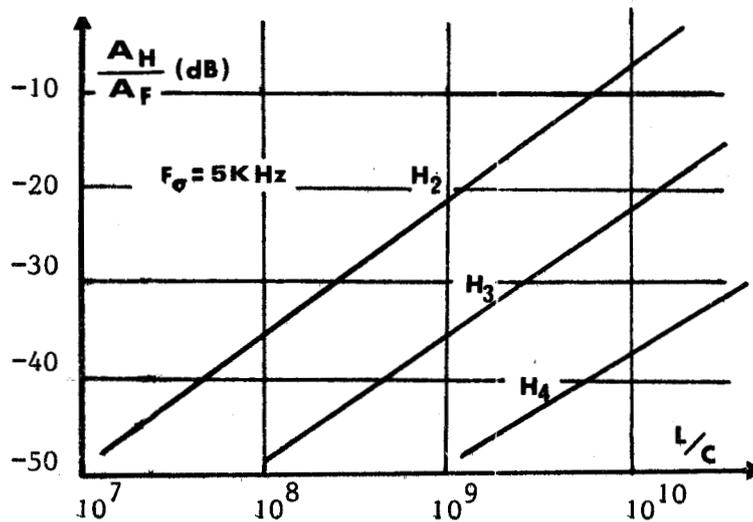


Figure 36

Remarques :

- 1) Le dispositif est très sensible pour les valeurs $\frac{L}{C} > 7 \cdot 10^{10}$; une relaxation apparait lorsque la tension d'oscillation est supérieure à 80 mv eff. (fig.33).
- 2) La variation de fréquence est une fonction du rapport $\frac{L}{C}$ (pour un niveau d'oscillation donnée)(fig. 34).
- 3) L'amplitude de l'harmonique 2 est supérieure à l'amplitude des autres harmoniques, ceci implique la présence d'une dissymétrie importante.

Conclusions :

Ce type de non linéarité dissymétrique ($\Delta G_{DS}/G_{DS0} = - 1,8$ pour $V_{DS} = + 100 \text{ mv}$, $\Delta G_{DS}/G_{DS0} = + 0,7$ pour $V_{DS} = - 100 \text{ mv}$) perturbe le montage oscillateur et entraîne :

- une augmentation de la conductance négative ($\frac{\Sigma 1}{G_n} = 2,5 \%$ pour $v_e = 50 \text{ mv eff}$, $\frac{L}{C} = 10^6$)
- une variation de la fréquence d'oscillation ($\frac{\Delta F}{F} = 0,8$ pour $v_e = 50 \text{ mv eff}$, $\frac{L}{C} = 10^6$)
- une sensibilité de $4 \cdot 10^4 \text{ V/S}$ pour $v_e < 30 \text{ mv eff}$ et $\frac{L}{C} = 10^6$.

I-3-2-2- Influence d'une non linéarité de type "NL2"

Une non linéarité de type "NL2" peut être obtenue avec un transistor à effet de champ, en plaçant une résistance entre le "gate" et le drain (fig. 37, annexe II).

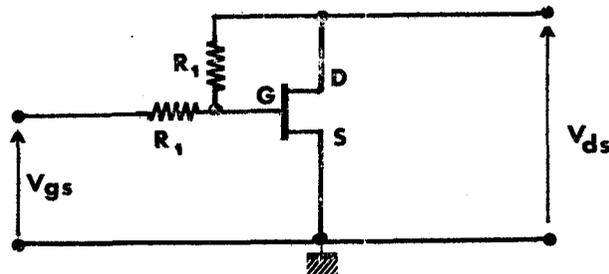


Figure 37

La courbe de la figure 38 donne la valeur de la conductance entre drain et source en fonction de la tension V_{DS} .

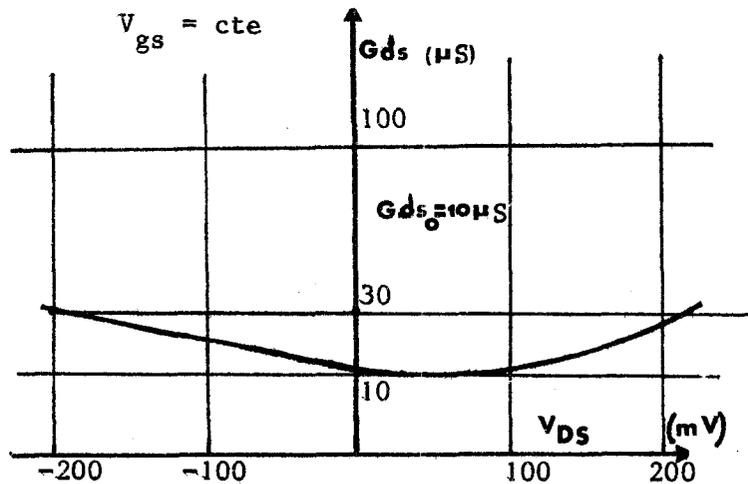


Figure 38

On caractérise l'association du transistor à effet champ (Non linéarité de type NL2) et du résonateur par :

- a) le rapport $\frac{\Sigma_1}{G}$ en fonction du niveau d'oscillation avec le rapport $\frac{L}{C}$ comme paramètre (figure 39).

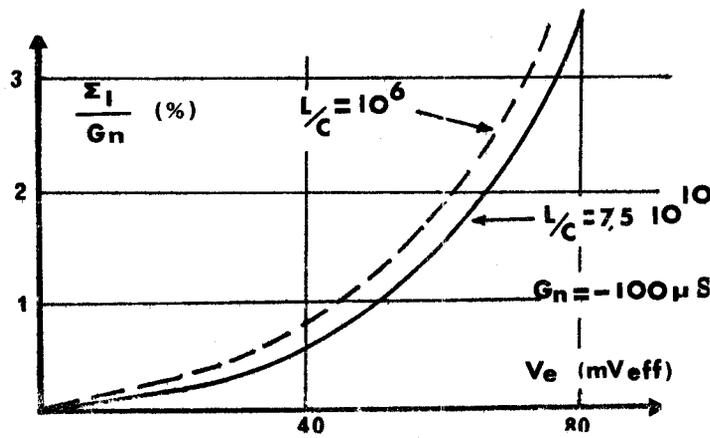


Figure 39

b) La variation de fréquence en fonction du niveau d'oscillation (figure 40)

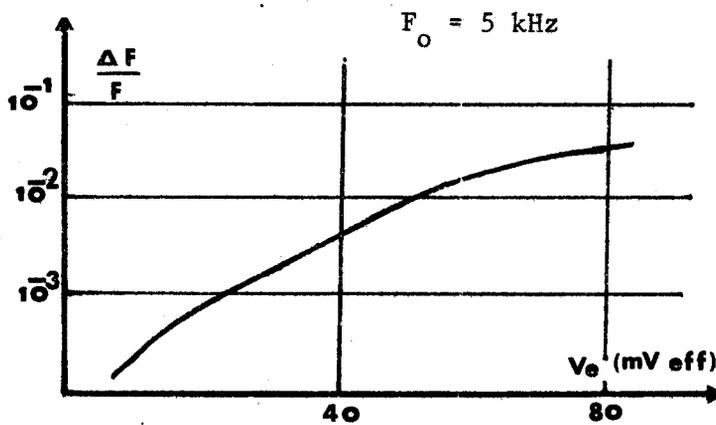


Figure 40

c) L'amplitude des harmoniques par rapport au terme fondamental (figure 41)

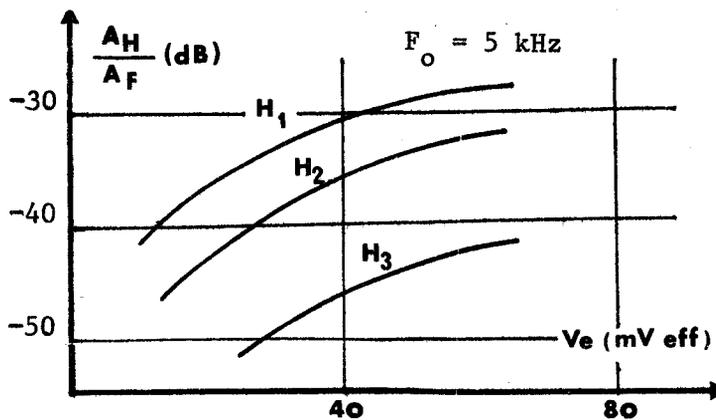


Figure 41



Remarques

1) Le rapport $\frac{\Sigma_1}{G_n}$ varie peu en fonction du rapport $\frac{L}{C}$ contrairement à la non linéarité de type "NL1" (fig. 39).

2) La variation due à la non linéarité de type "NL2" est faible.

Exemple : $v_e = 50$ mv eff.

$$\frac{L}{C} = 10^6$$

NL1 $\frac{\Delta F}{F} = 0,3$

NL2 $\frac{\Delta F}{F} = 7 \cdot 10^{-3}$

3) L'amplitude des harmoniques est beaucoup plus faible, comme le montre le tableau 42.

	NL1	NL2
H1	- 15 dB	- 28 dB
H2	- 28 dB	- 33 dB
H3	- 37 dB	- 45 dB

Tableau 42

Conclusions

La non linéarité de type "NL2", dont la variation de conductance est presque symétrique, entraîne pour un rapport $\frac{L}{C}$:

- une très faible variation du rapport $\frac{\Sigma_1}{G_n}$

- un $\frac{\Delta F}{F}$ indépendant du rapport $\frac{L}{C}$, pratiquement l'ensemble ne relaxe pas

- une sensibilité de $8 \cdot 10^4$ V/S pour $v_e < 30$ mv eff

Une étude théorique et expérimentale de l'influence des non linéarités sur le comportement d'un oscillateur à conductance négative fait l'objet de recherche dans le cadre d'un doctorat d'état (3).

1-3-2-3- Interprétation de l'ensemble de nos résultats sur la non linéarité liée à la conductance négative

La non linéarité de la conductance négative se caractérise par :

a) Le rapport $\frac{\Sigma_1}{G_n}$ en fonction de la tension d'oscillation, pour différentes valeurs de conductances négatives (fig. 43)

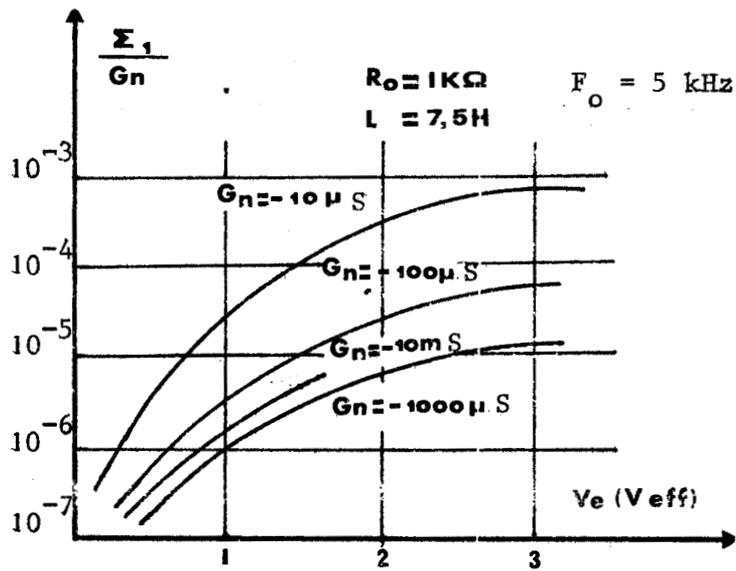


Figure 43

b) La variation de fréquence en fonction du niveau d'oscillation, pour différentes valeurs de conductances négatives (fig. 44)

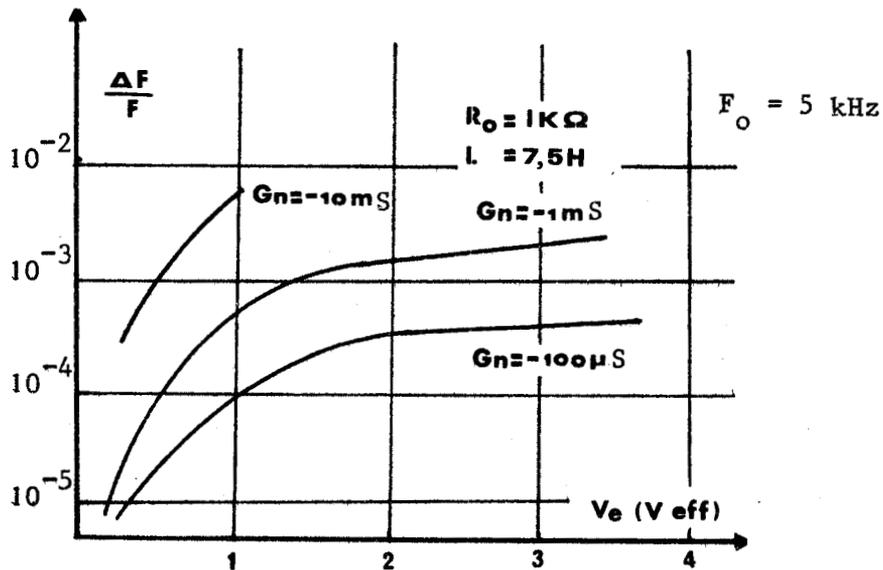


Figure 44

c) L'amplitude des harmoniques. Le rapport entre l'amplitude des harmoniques et du terme fondamental est supérieur à 60 dB.



Remarques :

1) Pour obtenir $\frac{\Sigma}{G_n}$ le plus petit possible pour un niveau d'oscillation donné , il faut choisir G_n compris entre -1 mS et -10 mS (fig. 43)

exemple : $v_e < 1$ v eff. $1 \text{ mS} < |G_n| < 10 \text{ mS}$ $\frac{\Sigma}{G_n} \leq 10^{-6}$

2) La variation de fréquence augmente avec la valeur de la conductance.

exemple : $v_e < 1$ v eff $\Delta F/F \leq 5 \cdot 10^{-3}$ $|G_n| < 10^{-2} \text{ S}$

3) Nos études expérimentales montrent qu'il est difficile, sinon impossible avec l'amplificateur choisi (BB 3400 A) de trouver un rapport L/C qui conduise à une relaxation (Non linéarité de type NL1)

4) La sensibilité est meilleure que 10^9 V/S pour $v_e < 1$ v eff.

Conclusion

Nos essais sur de nombreux dipôles de non linéarités très diverses montrent :

- qu'il est préférable de choisir un dispositif amplificateur permettant la réalisation d'une conductance négative dont la non linéarité de type NL2 est la plus faible possible.

- qu'il est indispensable de choisir un niveau d'oscillation de faible amplitude pour obtenir une meilleure sensibilité et une variation de fréquence faible.

CHAPITRE II

ANALYSE CRITIQUE DES METHODES DE REALISATION D'UN DISPOSITIF DE MESURE
A CONDUCTANCE NEGATIVE POUR DES DIPOLES A FAIBLES ET FORTES PERTES DANS
UNE LARGE BANDE DE FREQUENCES.

II-1- RAPPEL DES CONDITIONS DE MISE EN OSCILLATION

La condition de mise en oscillation du résonateur associé à une conductance négative (fig. 45) avec une faible amplitude d'oscillation est donnée par :

$$G_p + G_v + G_n = \Sigma_1$$

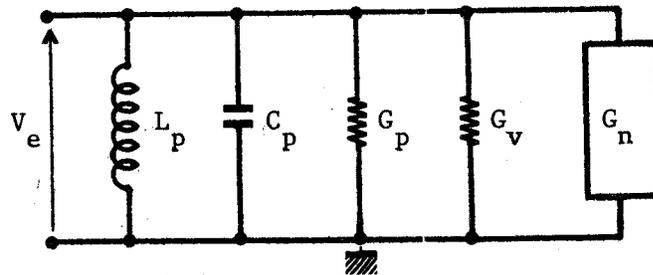


Figure 45

Avec un dipôle inconnu connecté aux bornes du résonateur, il faut modifier soit G_v , soit G_n pour garder un niveau d'oscillation constant. Ceci peut être réalisé par :

- un asservissement de la conductance positive (G_v)
- un asservissement de la conductance négative (G_n)

Cet asservissement peut être :

- analogique
- numérique

L'asservissement doit rendre possible la détermination de la valeur de la conductance inconnue.

II-2- ASSERVISSEMENT ANALOGIQUE

L'asservissement analogique fait intervenir un élément dont la valeur varie en fonction d'une grandeur physique.

Les éléments qui présentent une résistance variable en fonction d'une tension ou d'un éclairement ou d'un champ magnétique sont les plus couramment utilisés.

II-2-1- Asservissement analogique par variation d'une conductance positive

Le principe de l'asservissement analogique du résonateur associé à une conductance négative fixe est donné figure 46.

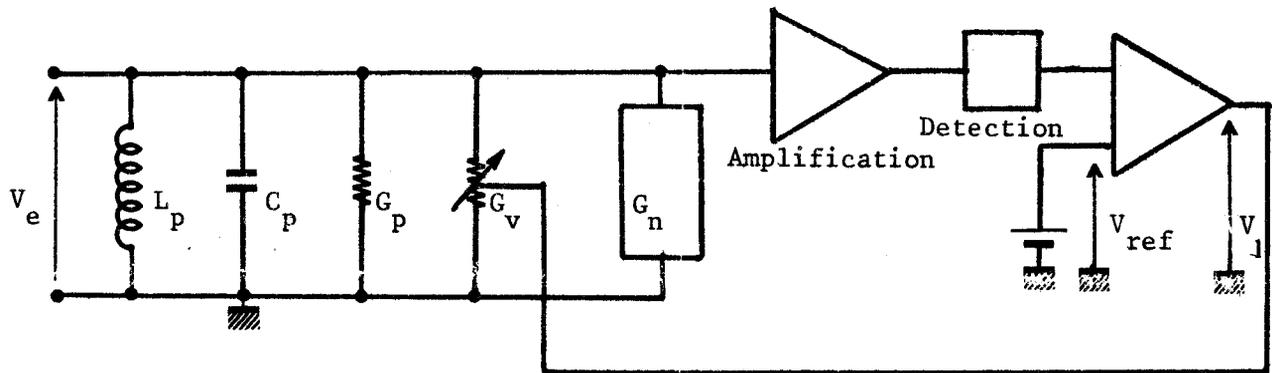


Figure 46

Le niveau v_e est maintenu constant par l'asservissement pour :

$$\Sigma G_+ \ll |G_n|$$

avec $\Sigma G_+ = G_p + G_v$

Lorsque la conductance G_v varie linéairement en fonction de la tension de commande (V_1) on peut écrire :

$$G_v = k V_1$$

Si le système est linéaire, Σ_1 est négligeable, on obtient :

$$G_p = |G_n| - k V_1$$

Lorsqu'on branche un dipôle inconnu, on obtient la relation :

$$G_p + G_x = |G_n| - k V_2$$

d'où

$$G_x = k(V_1 - V_2)$$

En pratique, il est très difficile de trouver un élément dont la conductance varie linéairement en fonction d'une tension dans une grande gamme de conductance.

Pour pallier à cet inconvénient, on met une résistance R_3 en série avec la conductance variable (fig. 47).

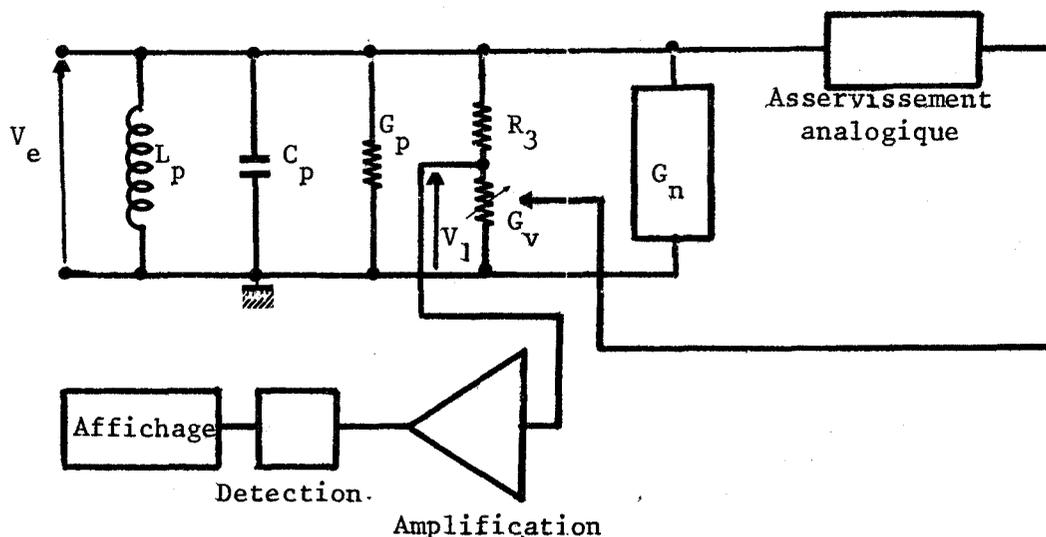


Figure 47

La condition d'entretien devient

$$G_p + \frac{1}{R_3 + R_v} + G_n = \Sigma_1$$

Quand on connecte la conductance inconnue G_x (v_e maintenue constante) on montre (1) que :

$$\frac{\Delta V_1}{V_e} = R_3 G_x$$

Avec ΔV_1 égale à la variation de tension alternative aux bornes de R_v , due au branchement de G_x .

La précision sur la mesure de conductance du dipôle inconnu dépend dans ce cas :

- de la chaîne d'asservissement de l'amplitude de la tension d'oscillation,
- de la chaîne de lecture de la conductance inconnue liée à ΔV_1
- de la stabilité de la conductance négative
- de la non linéarité totale du montage (non linéarité de G_n et de la conductance variable).

11-2-2- Asservissement analogique par variation d'une conductance négative

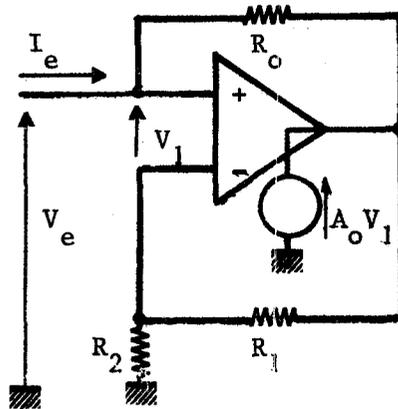


Figure 48

Rappelons que l'expression de la conductance négative obtenue à partir du montage de la figure 48 est égale à :

$$G_n = G_o \frac{R_2 + R_1 (1 - A_o)}{R_1 + R_2 (1 + A_o)}$$

On peut obtenir G_n variable de nombreuses façons :

1°) Une conductance G_o variable

avec $G_o = k V_1$ V_1 étant une tension de commande

On obtient :

$$G_n = k_1 V_1$$

La difficulté expérimentale résulte dans l'obtention d'un élément ayant une loi linéaire de variation de conductance en fonction de la tension de commande et ne possédant pas de point masse. Cette solution n'est pas actuellement retenue (en attente de nouveaux éléments).

2°) Une résistance R_1 variable

Cette solution présente les mêmes inconvénients que la première solution (absence de référence masse).

3°) Une résistance R_2 variable

En première approximation, on peut écrire :

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

si $A_0 R_1 \gg R_2 + R_1$
 $A_0 R_2 \gg R_1 + R_2$

on commet une erreur de l'ordre de 1% sur la valeur de la conductance négative, due à l'approximation.

Si l'élément variable a une loi de variation de la forme :

a) $G_2 = k_1 V_1$

on obtient

$$G_n = k V_1$$

b) $R_2 = k_2 V_1$

on obtient

$$R_n = k_3 V_1$$

On peut retenir ce procédé pour de faibles variations de la conductance négative autour d'une valeur donnée (précision de l'ordre de 1%).

Conclusion

On peut obtenir une précision meilleure que 1% avec un asservissement analogique à la condition d'avoir :

- a) une faible gamme de conductance à mesurer
- b) un élément variable qui soit linéaire (la résistance ne varie pas en fonction de la tension à ses bornes)
- c) une gamme de fréquence de mesure peu étendue.

Le problème posé, large bande de fréquence et de conductance ne peut être satisfait avec une précision suffisante par un asservissement de type analogique.

II-3- ASSERVISSEMENT NUMERIQUE

Pour asservir un dispositif par une commande de type numérique, il faut disposer d'un élément qui soit commutable par valeurs, suivant un cycle déterminé.

La loi de variation de l'élément peut être :

- de type linéaire
- de type B C D.

Le choix de la loi de variation dépend essentiellement du dispositif de mesure.

L'amplitude de la tension d'oscillation du dispositif peut être asservie à partir :

- a) d'une conductance positive variable (fig. 49)

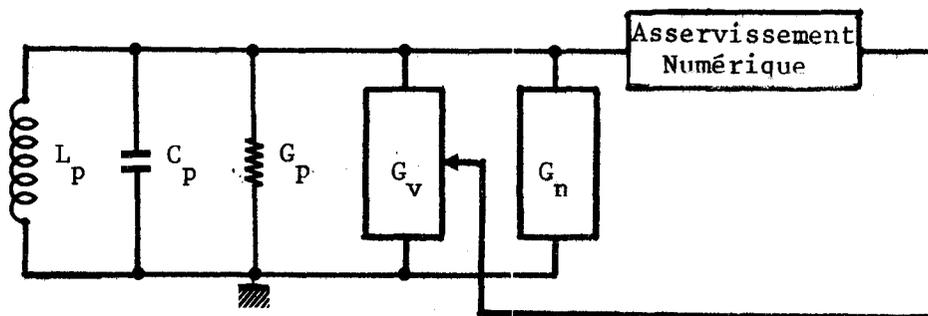


Figure 49

$$G_+ = G_p + G_v$$

- b) d'une conductance négative variable (figure 50)

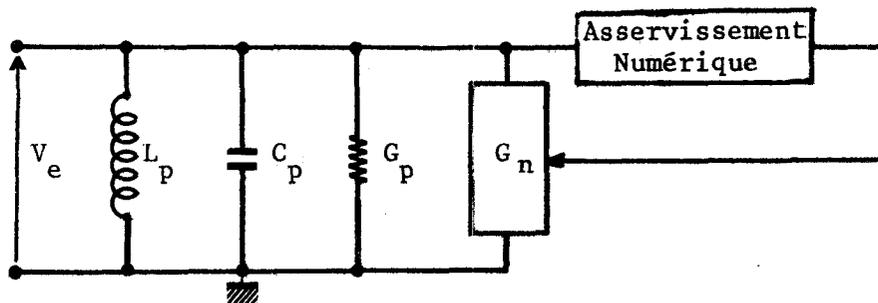


Figure 50

$$G_+ = G_p$$

Dans ces deux types d'asservissement, lorsque la tension d'oscillation est établie, on a la relation :

$$G_+ + G_n = \Sigma_1$$

Exemple de valeur de Σ_1

Pour obtenir avec une conductance négative

$$G_n = - 10 \text{ mS}$$

une amplitude d'oscillation inférieure à 0,5 V eff, il faut réaliser la condition :

$$|- 10^{-2} \text{ S} + G_+| \leq 10^{-8} \text{ S} \quad |\Sigma_1| \leq 10^{-8} \text{ S}$$

ce qui demande une variation de G_+ couvrant 6 décades.

On peut restreindre le nombre de décades, en asservissant la conductance négative sur 3 décades et en associant un asservissement analogique pour obtenir la tension d'oscillation sinusoïdale demandée (fig. 51). Pour réaliser cet objectif l'asservissement numérique explore toutes les valeurs possibles de conductance négative et s'arrête sur celle donnant la valeur du Σ_1 la plus petite, l'asservissement analogique diminue le niveau d'oscillation en augmentant la valeur de la conductance G_A .

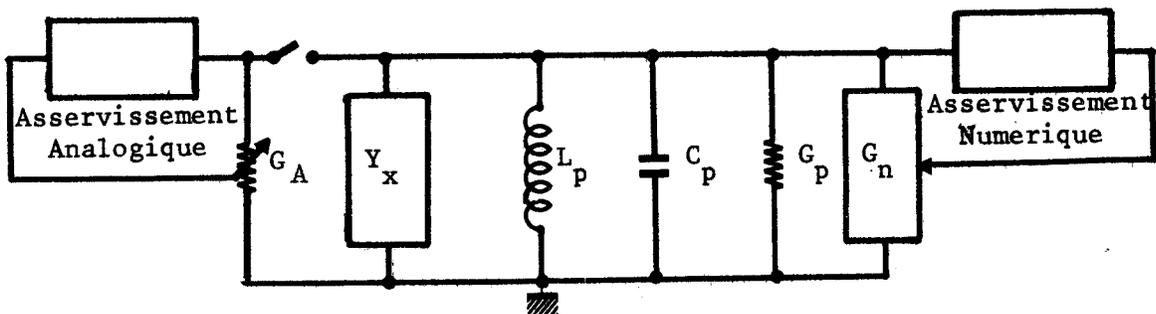


Figure 51

II-3-1- Réalisation d'un asservissement numérique du dispositif de mesure par une conductance positive variable (associée à une conductance négative fixe)

La conductance G_V de la figure 49 est variable soit :

- par une association de résistances en série (A.R.S.)
- par une association de résistances en parallèle (A.R.P.)

Rappelons que pour les deux types d'association il faut que la conductance G_x soit obtenue avec 3 chiffres significatifs exacts.

II-3-1-1- Description d'un asservissement de type "A.R.S."

La résistance variable R_V (conductance G_V) est composée de plusieurs décades de résistances séries (figure 52).

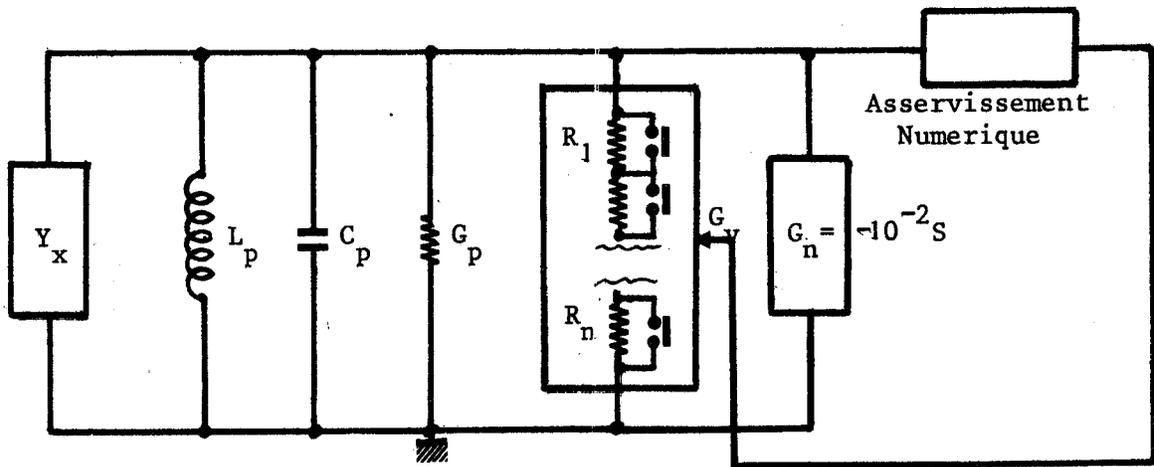


Figure 52

En négligeant les non linéarités, la condition d'entretien s'écrit:

$$G_T + G_V + G_n = 0$$

avec

$$G_T = G_p + G_x$$

$$G_V = \frac{1}{R_1 + R_2 + \dots + R_n} = \frac{1}{R_V}$$

Pour couvrir la gamme de conductances à mesurer, la valeur de G_V doit être comprise entre :

$$10^{-5} \text{ S} < G_V < 10^{-2} \text{ S}$$

d'où

$$10^2 \Omega < R_V < 10^5 \Omega$$

Lorsque G_T est de l'ordre de μS , en prenant une résistance R_V variable sur trois décades, on n'a aucune précision sur la valeur de G_T . Pour obtenir trois chiffres significatifs sur la conductance G_T lorsque celle-ci est comprise entre $10^{-6} S$ et $10^{-2} S$, il faut que :

$$10^{-4} \Omega < R_V < 10^5 \Omega$$

ce qui nécessite une résistance R_V variable sur 9 décades.

Remarques

- En pratique la commutation d'un élément ayant une résistance inférieure à 1 ohm est difficile à réaliser.
- Lorsqu'on commute un élément, on ramène en parallèle sur celui-ci une capacité parasite due à l'élément de commutation (figure 53).

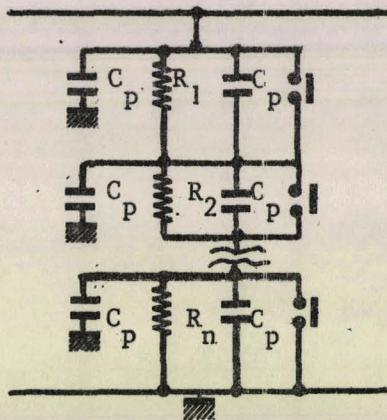


Figure 53

Les capacités parasites (C_p) sont au minimum de l'ordre du pF. Pour négliger leurs influences en fonction de la fréquence il faut que les valeurs des résistances R_n soient faibles ($R_n < 10 k\Omega$).

- L'affichage de G_T à partir de la valeur de G_n et de R_V nécessite l'inversion d'un nombre, puis une soustraction. Ceci peut être réalisé par une logique câblée ou par une unité arithmétique de calcul.

Conclusion

Ce type d'asservissement peut convenir pour une bande étroite de conductance à la condition que G_T soit du même ordre que G_n . La gamme de fréquence dépend de la valeur des éléments à commuter.

II-3-1-2- Description d'un asservissement de type "A.R.P."

La conductance variable G_V est composée d'un réseau de conductances en parallèle (fig. 54).

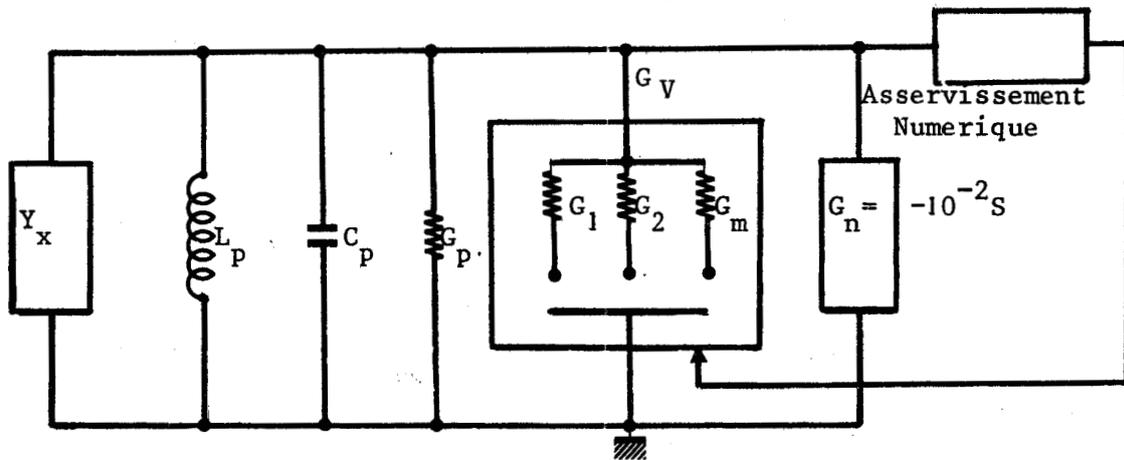


Figure 54

En négligeant les non linéarités, la condition d'entretien s'écrit :

$$G_T + G_V + G_n = 0$$

avec

$$G_T = G_p + G_x$$

La conductance G_T comprise entre $1 \mu\text{S}$ et 10 mS , entraîne une variation :

$$10^{-5} \text{ S} < G_V < 10^{-2} \text{ S}$$

Pour obtenir trois chiffres significatifs sur G_T lorsque celui-ci a une valeur de l'ordre du μS il faut que :

$$10^{-8} \text{ S} < G_V < 10^{-2} \text{ S}$$

ce qui entraîne une variation de G_V sur 6 décades.

Remarques :

- Les capacités parasites prennent une grande influence lorsque les valeurs de conductances à commuter sont faibles (G_T de l'ordre de μS).
- L'affichage de G_T nécessite une soustraction entre un nombre constant ($|G_n|$) et une variable (G_V).

Conclusion

Ce type d'asservissement est en pratique plus facile à mettre en oeuvre que le précédent. Il est limité en fréquence par la capacité en série avec l'élément à commuter, cette capacité parasite étant due à l'élément de commutation.

II-3-2- Asservissement numérique du dispositif de mesure par une conductance négative variable

Rappelons le schéma utilisé pour obtenir une conductance négative (fig. 55)

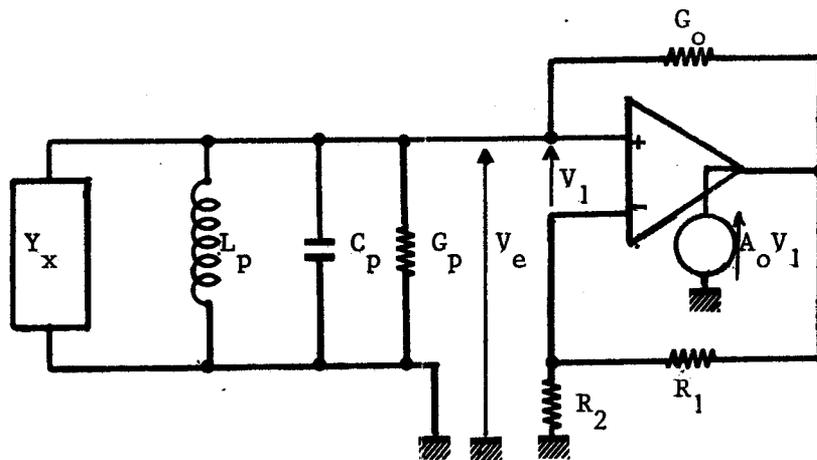


Figure 55

avec $G_n = G_o (1 - A_1)$

et $A_1 = \frac{A_o}{1 - A_o \beta}$ $\beta = \frac{-R_2}{R_1 + R_2}$

En négligeant les non linéarités, la condition d'entretien s'écrit :

$$G_T + G_o (1 - A_1) = 0$$

avec

$$G_T = G_x + G_p$$

d'où

$$G_T = - G_o (1 - A_1)$$

ou encore

$$R_T = \frac{-R_o}{1 - A_1}$$

On dispose de deux variables pour modifier la conductance négative :

- 1) La conductance G_0
- 2) Le gain A_1 variable par les résistances R_1 et R_2

Pour obtenir le minimum d'éléments à commuter, tout en ayant trois chiffres significatifs ($10^{-6} \text{ S} < G_T < 10^{-2} \text{ S}$), on peut choisir :

- 1) G_0 prenant des valeurs fixes et $(1 - A_1)$ variable par les résistances R_1 ou R_2 . En connaissant les valeurs de R_1 et R_2 il est difficile d'en déduire G_n avec précision, (erreur de l'ordre du % sur G_n en prenant pour expression simplifiée $G_n = -G_0 R_1 G_2$).
- 2) $(1 - A_1)$ variable par puissance de 10 (A_1 prenant les valeurs 1,01, 1,1, 2, 11, 101) et G_0 variant sur trois décades (ex : $100 \cdot 10^{-6} \text{ S} < G_0 < 999 \cdot 10^{-6} \text{ S}$). Cette méthode permet un affichage facile de la valeur de R_0 ou de G_0 .

Pour obtenir un gain A_1 constant dans une grande gamme de fréquence il faut que celui-ci :

- 1 soit différent de 1 (1,01 est une limite inférieure)
- 2 soit inférieure à 20.

La conductance G_0 peut varier à partir d'un réseau de résistances en série ou d'un réseau de résistances en parallèle. Le choix entre un réseau série ou parallèle doit tenir compte de la valeur de l'élément à commuter (influence des capacités de commutation) et de la valeur du gain A_1 .

Exemple n° 1.

G_0 est composé d'un réseau de résistances parallèle avec $A_1 = 1,01$ G_0 varie de 10^{-4} S à 10^{-3} S et G_T varie de 10^{-6} S à 10^{-5} S .

Les décades pour obtenir 3 chiffres significatifs sont :

1er décade	$10^{-4} \text{ S} < G_{D1} < 9 \cdot 10^{-4} \text{ S}$
2ème décade	$10^{-5} \text{ S} < G_{D2} < 9 \cdot 10^{-5} \text{ S}$
3ème décade	$10^{-6} \text{ S} < G_{D3} < 9 \cdot 10^{-6} \text{ S}$

La gamme de fréquence sera restreinte du fait de la commutation d'éléments ayant une faible conductance.

Exemple n° 2

G_o est composé d'un réseau de résistances série avec $A_1 = 1,01$ R_o varie de $10^3 \Omega$ à $10^4 \Omega$ et R_T varie de $10^5 \Omega$ à $10^6 \Omega$

Pour obtenir trois chiffres significatifs, il faut que :

la 1ère décade de R_o $10^3 \Omega < R_{D1} < 9 \cdot 10^3 \Omega$

la 2ème décade de R_o $10^2 \Omega < R_{D2} < 9 \cdot 10^2 \Omega$

la 3ème décade de R_o $10 \Omega < R_{D3} < 9 \cdot 10^1 \Omega$

La commutation d'éléments série présente l'avantage de commuter des valeurs de résistance moyennes ($R_o \text{ MAX} \leq 9 \text{ k}\Omega$; $R_o \text{ min} \geq 10 \Omega$).

Pour afficher la valeur de G_o il faut procéder à l'inversion numérique d'un nombre compris entre 100 et 999 et donner la puissance correspondante.

Le schéma synoptique d'un ensemble asservissement numérique de ce type est représenté par la figure 56.

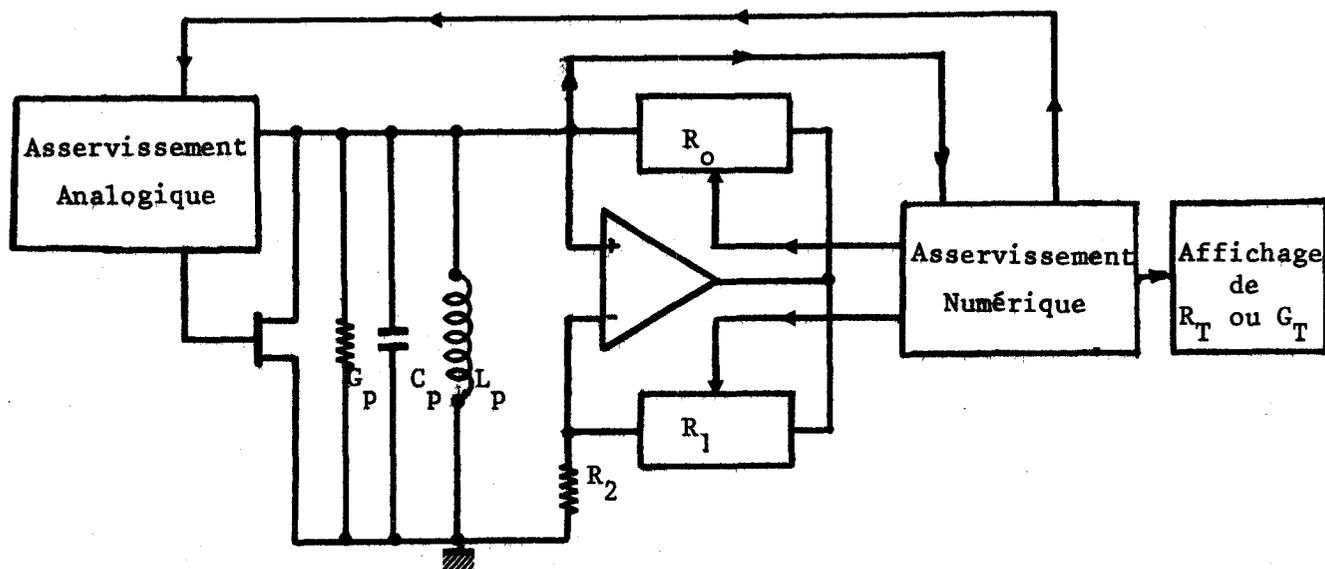


Figure 56

Remarques :

La commutation

a) des résistances de contre réaction (R_1), permet d'obtenir les gains A_1 compris entre 1,01 et 11,

b) des résistances de réaction (R_0 , 3 décades)

doit satisfaire aux exigences suivantes :

a) une résistance de contact inférieure à 1Ω ,

b) une non linéarité négligeable vis à vis de celle de l'amplificateur opérationnel,

c) des capacités parasites très faibles.

La commutation par relais est celle qui à notre avis répond le mieux à ces critères.

Conclusion :

L'asservissement par une conductance négative à commande numérique permet :

- de diminuer le nombre d'éléments à commuter (15) (24 dans le cas d'un asservissement par une conductance positive réalisée à l'aide d'un réseau de résistances parallèles)

- d'afficher facilement la valeur de la résistance R_T
($1/R_T = 1/R_P + 1/R_X$) ou la valeur de la conductance G_T

- d'augmenter la gamme de fréquences d'utilisation

II-4- GENERALITES SUR LA DUREE EFFECTIVE D'UN CYCLE D'ACQUISITION DE DONNEES

Le temps d'un cycle de mesure d'une conductance inconnue G_X dépend :

1°) du nombre de commutations

2°) de la durée d'une commutation

3°) du type d'asservissement utilisé

Si on choisit la conductance négative variable (entre 10^{-6} S et 10^{-2} S avec trois chiffres significatifs), le nombre de commutation est de 15.

La durée de chaque commutation est liée :

- a) au type de relais
- b) au temps d'établissement de l'oscillation
- c) au temps d'extinction de l'oscillation

La tension de régime permanent, qui apparaît aux bornes d'un résonateur parallèle (fig. 57) associé à une conductance négative idéale (4) (avec $\alpha^2 < \omega^2$), a pour expression

$$v_e = V e^{-\alpha t} \sin(\omega' t + \phi)$$

avec $\omega'^2 = \omega^2 - \alpha^2$

$$\omega^2 = \frac{1}{L \cdot C} (1 + r (G + G_n))$$

$$\alpha = \frac{1}{2} \left(\frac{r}{L} + \frac{1}{C} (G + G_n) \right) \quad (6)$$

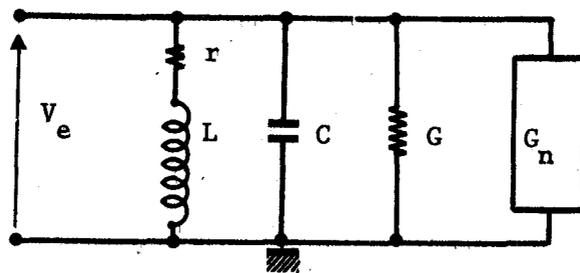


Figure 57

Les non linéarités peuvent s'introduire en première approximation comme des perturbations des valeurs de α et de ω' . Une étude théorique complète (3) précisera l'influence des non linéarités sur l'équation donnant la tension aux bornes du résonateur. Nous donnons ici quelques résultats de l'étude expérimentale effectuée.

II-4-1- ETUDE EXPERIMENTALE DU TEMPS D'ETABLISSEMENT DE L'OSCILLATION

On peut définir le temps d'établissement (t_e) par le segment 0 A (fig. 58).

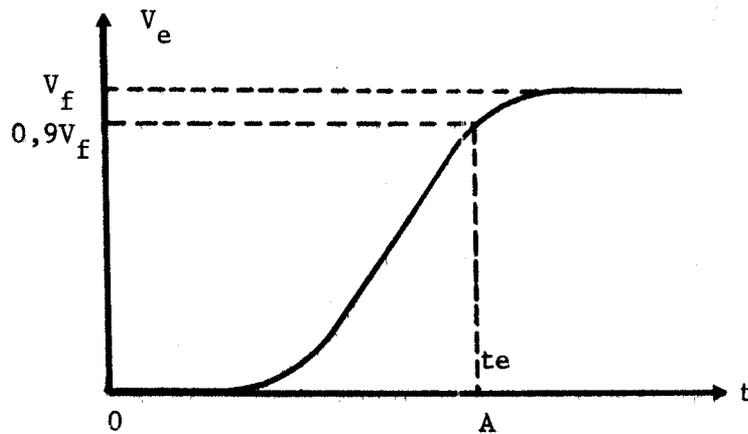


Figure 58

Le temps d'établissement liée à la conductance négative dépend :

- du bruit ramené par celle-ci (5)
- de la valeur de Σ_1 ($\Sigma_1 = G_n + \Sigma G_+$)

II-4-1-1- Influence du bruit lié à la conductance négative sur le temps d'établissement de l'oscillation

La figure 59 montre l'évolution de l'établissement de la tension d'oscillation en fonction du temps, pour trois tensions de bruit (V_b) avec $V_{b3} > V_{b2} > V_{b1}$ (L, C , la non linéarité, l'amplitude finale d'oscillation, la conductance négative G_n , sont des paramètres).

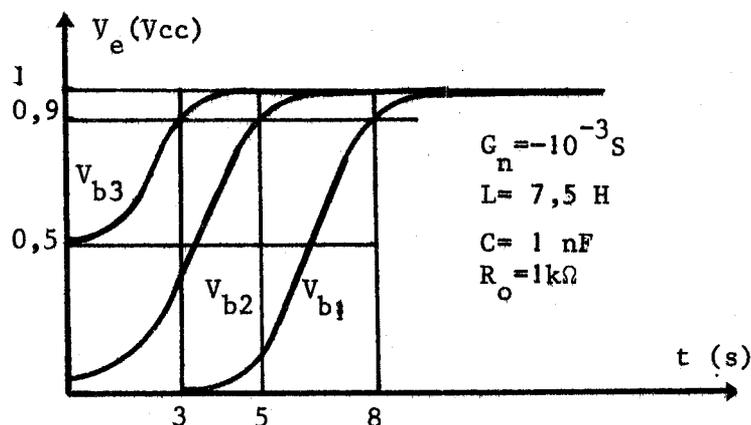


Figure 59

Le temps d'établissement diminue quand la tension de bruit augmente. Remarquons par contre que le signal obtenu (régime permanent) est alors perturbé.

II-4-1-2- Influence de " Σ_1 " sur le temps d'établissement

Rappelons que :

$$\Sigma G_+ + G_n = \Sigma_1$$

La valeur de Σ_1 fixe le niveau d'oscillation en régime permanent. La mise en oscillation est d'autant plus rapide que la valeur de $|\Sigma_1|$ est importante (fig. 60)

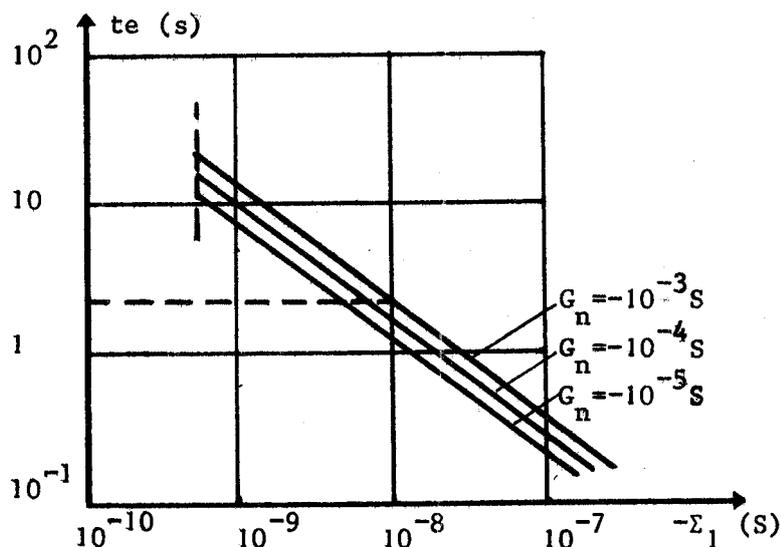


Figure 60.

La valeur de Σ_1 nécessaire, pour obtenir une amplitude d'oscillation donnée, dépend de la non linéarité de l'amplificateur.

En première approximation le temps de mise en oscillation (t_e), pour obtenir un niveau d'oscillation donné, varie peu en fonction de la conductance négative dans la bande -10^{-5} S à -10^{-3} S.

Remarque :

- la mise en oscillation dépend de la capacité C. La relation (6) indique la liaison entre α et C, en pratique la non linéarité vient ajouter un temps de retard sensiblement dépendant de C.

II-4-2- ETUDE EXPERIMENTALE DU TEMPS D'EXTINCTION DE L'OSCILLATION

On peut définir le temps d'extinction (t_d) par le segment BC (fig. 61)

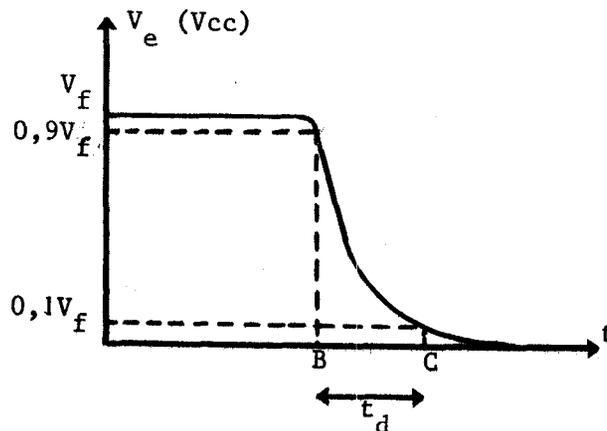


Figure 61

Expérimentalement le temps d'extinction (t_d) est fonction :

- a) de la valeur de Σ_1 avant commutation
- b) de la valeur des conductances après commutation

II-4-2-1- Influence de la valeur de Σ_1 avant commutation sur le temps d'extinction de l'oscillation

Rappelons que suivant la valeur de Σ_1 avant commutation le système peut :

- a) soit osciller sinusoïdalement

Exemple :

$$G_n = -10 \text{ mS avec } |\Sigma_1| < 10^{-8} \text{ s}$$

- b) soit relaxer

Exemple :

$$G_n = -10 \text{ mS avec } |\Sigma_1| > 10^{-6} \text{ s}$$

La transition entre relaxation et oscillation sinusoïdale étant continue

Le problème bien connu est celui traité dans les ouvrages d'électronique et d'électrotechnique, d'un résonnateur (L_p, C_p, R_p) avec à l'état initial apport d'énergie (G_n conductance négative) puis modification de l'apport d'énergie, par exemple ΣG positif.

Lorsque le système relaxe, après modification de ΣG , il y a un régime transitoire, puis un régime sinusoïdal amorti qui dépend de la valeur de la conductance équivalente à l'état final.

L'allure des résultats expérimentaux observés est donnée fig. 62

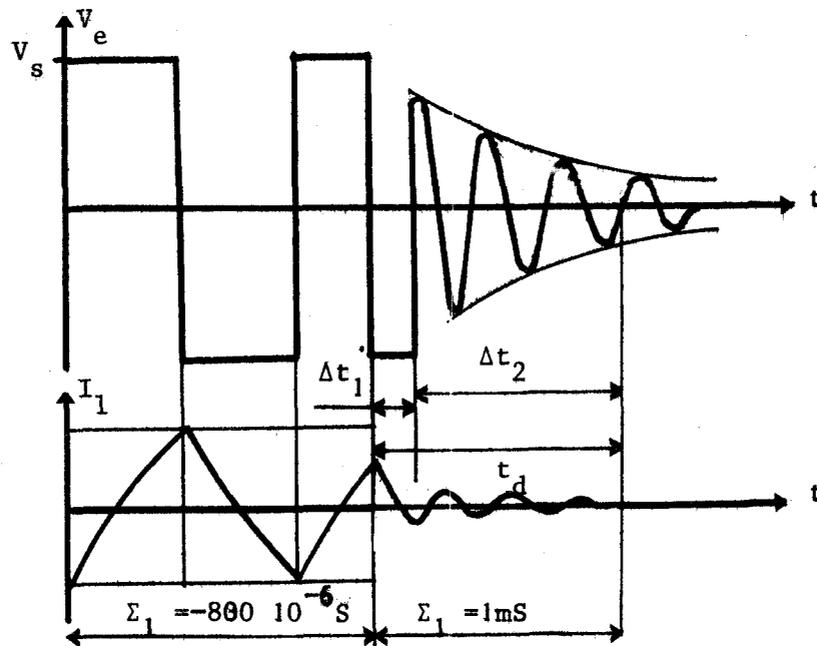


Figure 62

Le temps Δt_1 dépend de l'instant de commutation. Ce temps sera d'autant plus long que le courant dans la bobine est important.

Exemple pour $G_n = -10^{-3} S$, $L = 7,5 H$, $V_s = 24 V_{cc}$

on obtient :

F de relaxation $\approx 40 H_z$ $\Delta t_1 \text{ max} \approx 6 \text{ ms}$ F d'oscillation $= 2 \cdot 10^3 \text{ Hz}$

Remarques :

Pour diminuer le temps Δt_1 on peut :

- Synchroniser la commutation, pour la réaliser lorsque le courant dans la bobine passe par zéro
- Réduire le courant crête dans la bobine en diminuant la tension de saturation (V_s) de l'amplificateur au moment de la commutation.

En pratique la synchronisation est difficilement réalisable (large bande de fréquences). Nous avons choisi de réduire la tension de saturation (V_s), donc du courant I_1 , à partir d'un circuit à diodes (figure 63)

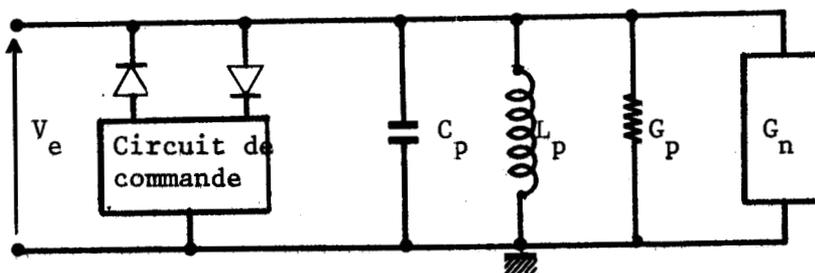


Figure 63

Il est possible de modifier, au cours du cycle d'acquisition des informations sur G_x et B_x , la prépolarisation des diodes à l'aide du circuit de commande.

En pratique cette prépolarisation (III-1-6) est d'une valeur suffisamment importante pour ne pas perturber les mesures.

II-4-2-2- Influence de la somme des conductances existantes après commutation

Le temps Δt_2 dépend :

a) de l'ensemble résonateur conductance positive équivalente lorsqu'elle est de valeur suffisante $|\Sigma_1| > 10^{-4} \text{ S}$

b) de l'ensemble des éléments du résonateur associés à la valeur de la conductance négative avec ses non linéarités lorsque la conductance résultante est voisine de zéro. $|\Sigma_1| < 10^{-6} \text{ S}$

Exemple :

Pour $L_p = 7,5 \text{ H}$ $C_p = 1 \text{ nF}$ $G_n = -1 \text{ mS}$

Avant commutation $\Sigma_1 = -10^{-7} \text{ S}$ (oscillation sinusoïdale)

La valeur de $\Delta t_2 = f(\Sigma_1)$ est donnée figure 64

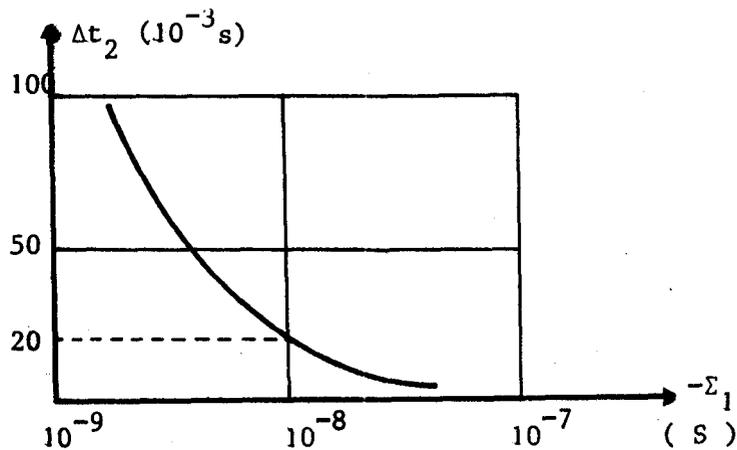


Figure 64

II-4-3 - DUREE COMPLETE D'UN CYCLE D'ACQUISITION DE DONNEES EN FONCTION DU TYPE D'ASSERVISSEMENT

Rappelons que deux asservissements sont possibles :

1°) le premier à partir d'une condition initiale $|G_n| \ll \Sigma G_+$ et en augmentant progressivement la conductance négative G_n de façon à obtenir une tension d'oscillation (asservissement type AS 1)

2°) le deuxième à partir d'une condition initiale $|G_n| \gg \Sigma G_+$ (le système relaxe), on diminue alors progressivement G_n de manière à obtenir une tension d'oscillation sinusoïdale (asservissement type AS 2)

L'information permettant d'asservir la conductance négative peut être :

1°) la pente de l'enveloppe de l'établissement de la tension d'oscillation

2°) un ou plusieurs niveaux de référence de la tension d'oscillation,

L'information sur la pente de l'enveloppe est difficile à obtenir à cause du temps d'établissement de l'oscillation ($10^{-3} \text{ s} < t_e < 20 \text{ s}$).

La mise en oeuvre de ce principe complique fortement le dispositif d'asservissement, nous préférons la seconde solution qui est facilement réalisable mais qui présente l'inconvénient de prendre en considération l'information au bout d'un temps t suffisant pour que le régime permanent soit établi,

II-4-3-1 Description d'un asservissement de type AS 1

Pour éviter de nombreuses commutations, on explore d'abord les valeurs importantes de G_n , une valeur est conservée lorsqu'il n'y a pas d'oscillation au bout d'un temps t_1 . Lorsqu'il y a oscillation on revient à la valeur précédente de G_n pendant le temps t_2 suffisant pour que l'extinction soit réalisée.

Exemple : Figure 65

Conditions initiales

$$\Sigma G_+ = 71 \cdot 10^{-6} \text{ S}$$

$$10^{-5} \text{ s} < |G_n| < 10^{-4} \text{ s}$$

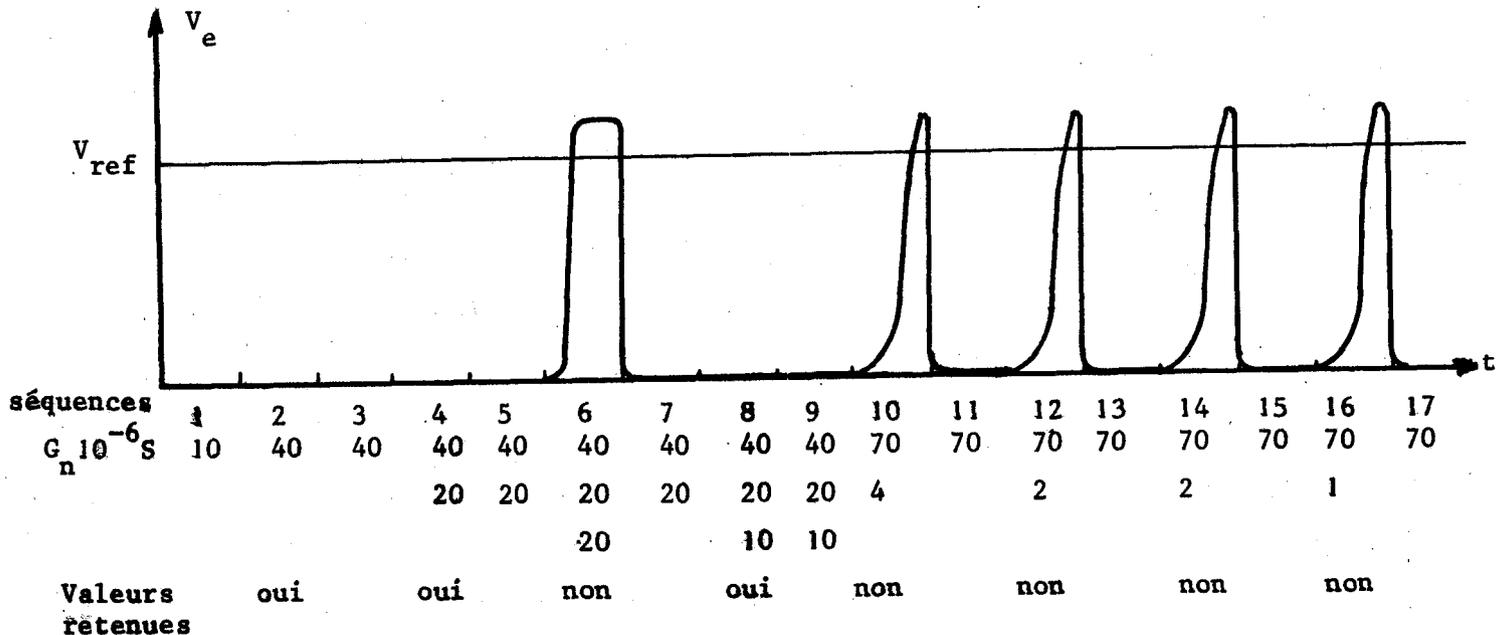


Figure 65

En procédant avec cette logique on trouve G_x par valeur inférieure, et en fin d'asservissement il faut augmenter analogiquement la valeur de G_n pour obtenir une oscillation sinusoïdale permettant une détermination précise de fréquence.

Remarque :

Cet asservissement convient lorsque R_o est constituée de résistances en parallèle (logique de commutation). La validation peut être incorrecte si le temps d'établissement de l'oscillation est important car nous choisissons arbitrairement une durée de commutation.

II-4-3-2- Description d'un asservissement de type AS 2

Contrairement à l'asservissement précédent une valeur de R_o est conservée lorsqu'il y a oscillation au bout d'un temps t_1 . Lorsqu'il n'y a pas d'oscillation, on revient à la valeur précédente de G_n pendant un temps t_2 suffisant pour que la mise en oscillation soit réalisée.

Exemple : Figure 66

Conditions initiales

$$\Sigma G_+ = 80 \cdot 10^{-6} \text{ S}$$

$$10^{-5} \text{ s} < |G_n| < 10^{-4} \text{ s}$$

$$R_+ = \frac{1}{G_+} = 12,5 \cdot 10^3 \Omega$$

$$10^4 \Omega < |R_n| < 10^5 \Omega$$

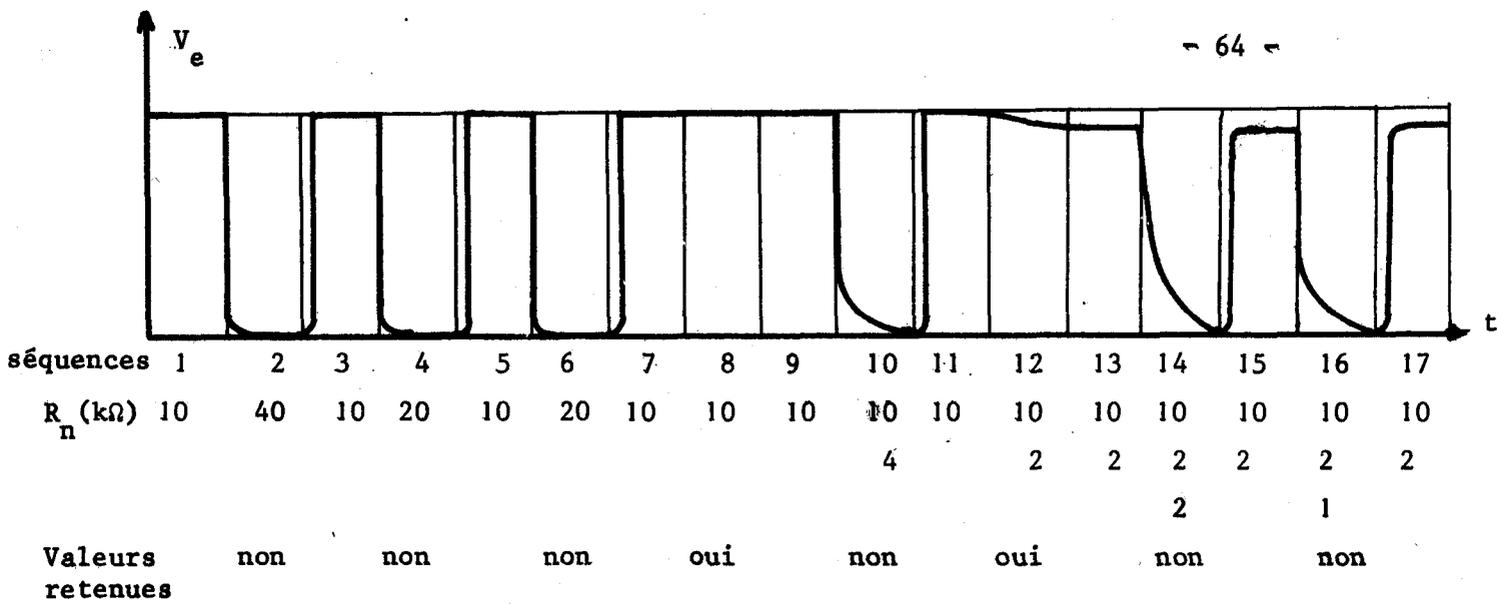


Figure 66

En fin d'asservissement numérique avec cette logique, il y a oscillation. L'asservissement analogique diminue alors le niveau d'oscillation pour obtenir une tension sinusoïdale permettant une mesure précise de fréquence.

Remarque :

- L'asservissement de type AS 2 est plus facile à mettre en œuvre lorsque R_o est constituée de décades avec des résistances en série. La validation d'une valeur de R_o dépend du temps d'extinction de l'oscillation (le temps d'extinction de l'oscillation est toujours plus court que le temps de mise en oscillation pour un même niveau final)

Conclusion:

L'asservissement numérique du dispositif (fig. 56) est de type AS 2 ce qui facilite la mise en œuvre et diminue le temps d'acquisition de G_x

CHAPITRE III

DESCRIPTION ET CARACTERISTIQUES D'UN DISPOSITIF AUTOMATIQUE DE MESURE DE
DIPOLÉS A FAIBLES ET FORTES PERTES A LARGE BANDE DE FREQUENCES A ASSERVISSEMENT
NUMERIQUE.

III-1- DESCRIPTION

L'appareil automatique réalisé peut être décrit comme un ensemble de modules associés :

- 1) la conductance négative
- 2) l'asservissement numérique de la conductance négative
- 3) l'asservissement analogique
- 4) la chaîne de lecture de R ou G
- 5) la chaîne de mesure de fréquence
- 6) les circuits annexes

III-1-1- Description de la conductance négative

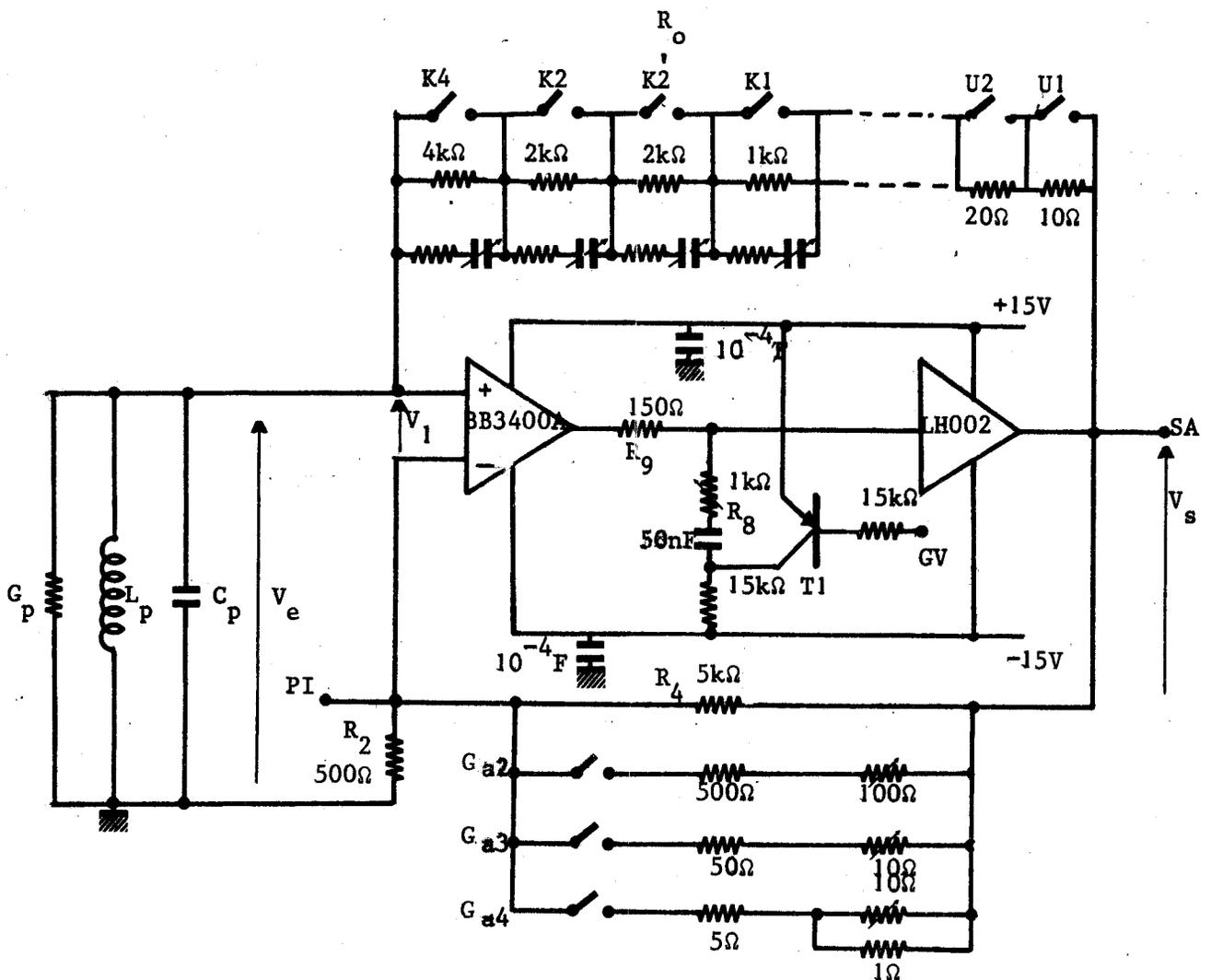


Figure 67

Elle est réalisée (fig. 67) à partir d'un amplificateur opérationnel BB 3400 A. Cet amplificateur répond le mieux à notre connaissance aux différents critères demandés dans le Chapitre 1.

L'amplificateur est suivi d'un étage adaptateur qui permet :

- 1°) de diminuer l'impédance de sortie du montage sans contre réaction (Exemple pour l'amplificateur LH002 $R_s = 5\Omega$)
- 2°) d'adapter le gain de la chaîne d'amplification (v_s / v_1) en boucle ouverte (Chapitre 1-2-3-2) à l'aide d'un diviseur résistif commandé par le transistor T_1

La résistance de réaction positive (R_o) est constituée de trois décades en série, chacune d'elle est constituée de 4 résistances en série (loi de variation 4-2-2-1). La commutation des résistances est réalisée à l'aide de relais "CLARE", directement commandés par une logique "TTL".

Une capacité ajustable est placée en parallèle sur les résistances de poids les plus élevés, pour diminuer la capacité apparente à l'entrée de l'amplificateur (6). Rappelons qu'en première approximation la valeur de cette capacité à mettre en parallèle est donnée par la relation :

$$C = \frac{1}{2 \pi F_1 A'_o R_o \beta}$$

avec

- F_1 = fréquence de coupure du 1° ordre de l'amplificateur opérationnel
- A'_o = gain en boucle ouverte
- R_o = résistance de réaction
- β = taux de contre réaction

En pratique, il faut ajouter une résistance en série avec la capacité (C) pour tenir compte de l'ordre de l'amplificateur.

La commutation des gains est assurée par les relais G_{a2} , G_{a3} , G_{a4} . La résistance R_4 (gain de 11) étant toujours connectée, une résistance ajustable est prévue pour les autres gammes pour obtenir les valeurs exactes calculées.

III-1-2 - Description du cycle de l'asservissement numérique de la conductance négative

Le cycle logique de l'asservissement numérique de type "AS2" est le suivant (fig. 68)

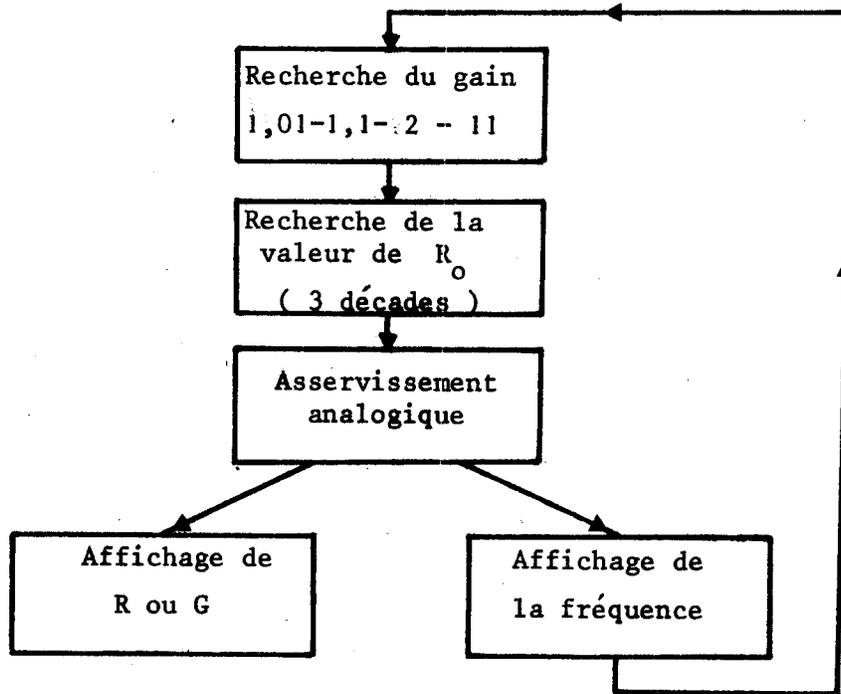


Figure 68

III-1-2-1- Choix du gain

L'asservissement, en fonction de G_T ($G_T = G_X + G_P$), recherche d'abord le gain (A_1) convenable (gain le plus faible donnant une oscillation ou une relaxation. Rappelons que $R_o = ct \approx -10^3 \Omega$).

Gamme 1	$A_1 = 11$	$10^2 \Omega < R_T \leq 9,99 \cdot 10^2 \Omega$
Gamme 2	$A_1 = 2$	$10^3 \Omega < R_T \leq 9,99 \cdot 10^3 \Omega$
Gamme 3	$A_1 = 1,1$	$10^4 \Omega < R_T \leq 9,99 \cdot 10^4 \Omega$
Gamme 4	$A_1 = 1,01$	$10^5 \Omega < R_T \leq 9,99 \cdot 10^5 \Omega$

Remarque :

- Avant chaque commutation de gain, la conductance négative est établie à sa valeur maximale ($G_n = -10^{-2}$ S).

Le diagramme logique est donné figure 69

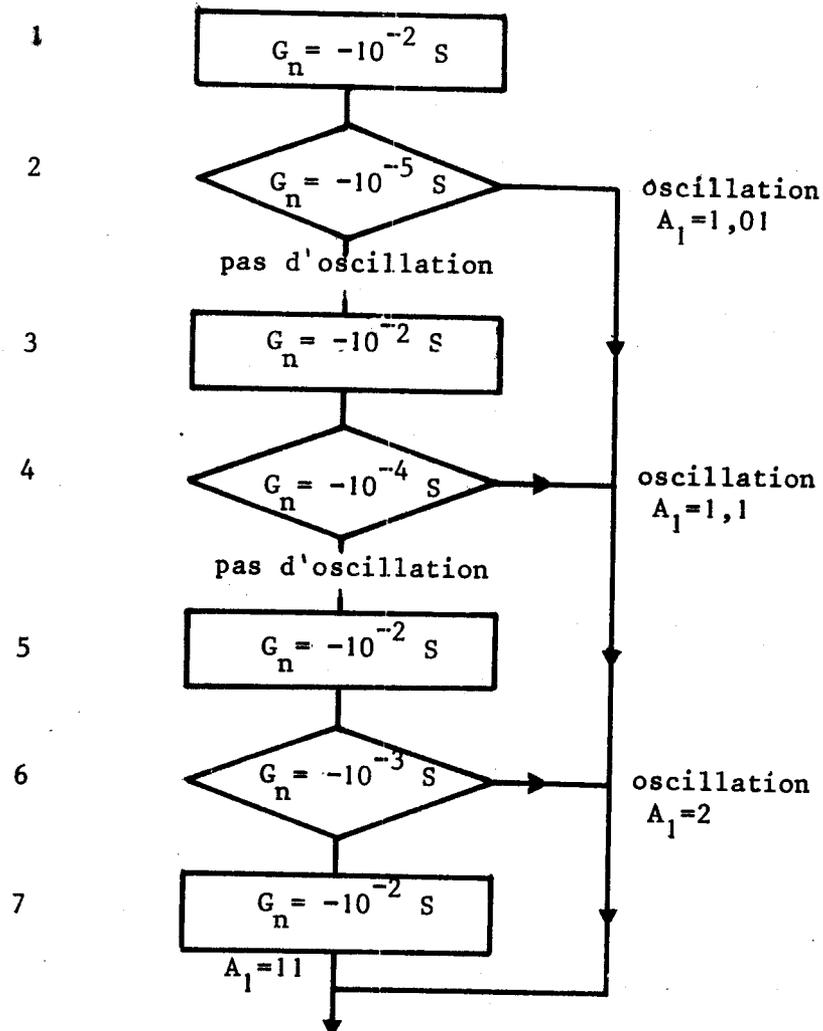


Figure-69

On valide le gain lorsque le niveau d'oscillation est supérieur à une tension de référence (III-1-2-4). La recherche du gain (4 gammes) demande, pour faciliter la réalisation d'une logique adaptée, 7 temps d'horloge.

Exemples figure 70 et 71

$$R_T = \frac{1}{G_T} = \frac{1}{G_X + G_P}$$

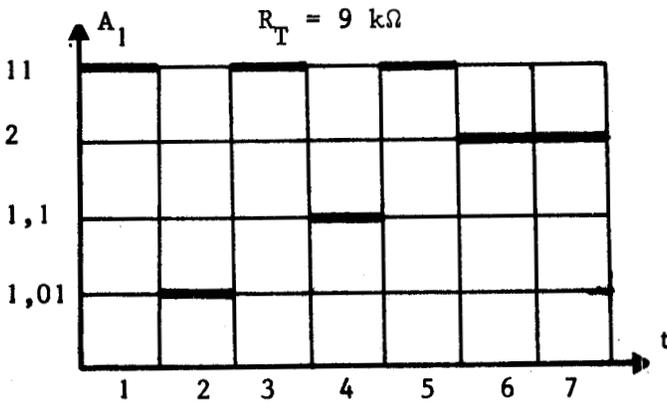


Figure 70

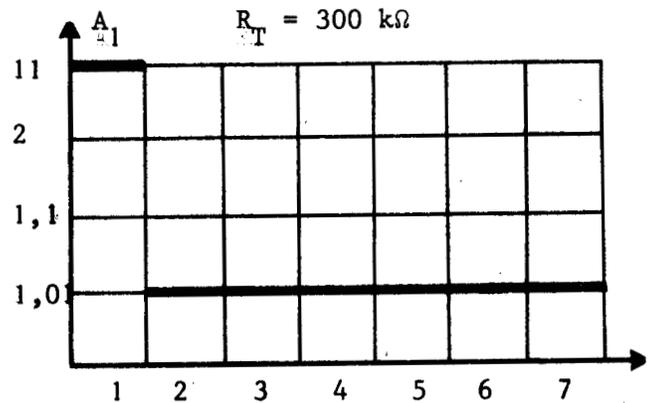


Figure 71

III-1-2-2- Recherche de la valeur de R_0

La valeur du gain établie, l'exploration des valeurs de R_0 s'effectue dans le sens des résistances croissantes, de $10^3 \Omega$ à $9,99 \cdot 10^3 \Omega$.

Le diagramme logique correspondant peut être scindé en trois parties :

1°) Recherche des valeurs élevées de R_0 ($\text{k}\Omega$)

Le diagramme de la figure 72 montre qu'avant chaque commutation des résistances de réaction ($4 \cdot 10^3 \Omega$, $2 \cdot 10^3 \Omega$, $2 \cdot 10^3 \Omega$, $10^3 \Omega$), la résistance de $1 \text{ k}\Omega$ est connectée si aucune des valeurs de R_0 n'a été retenue précédemment.

Cette recherche des valeurs élevées de R_0 correspond toujours à 8 temps d'horloge. La valeur retenue est appelée R'_0 .

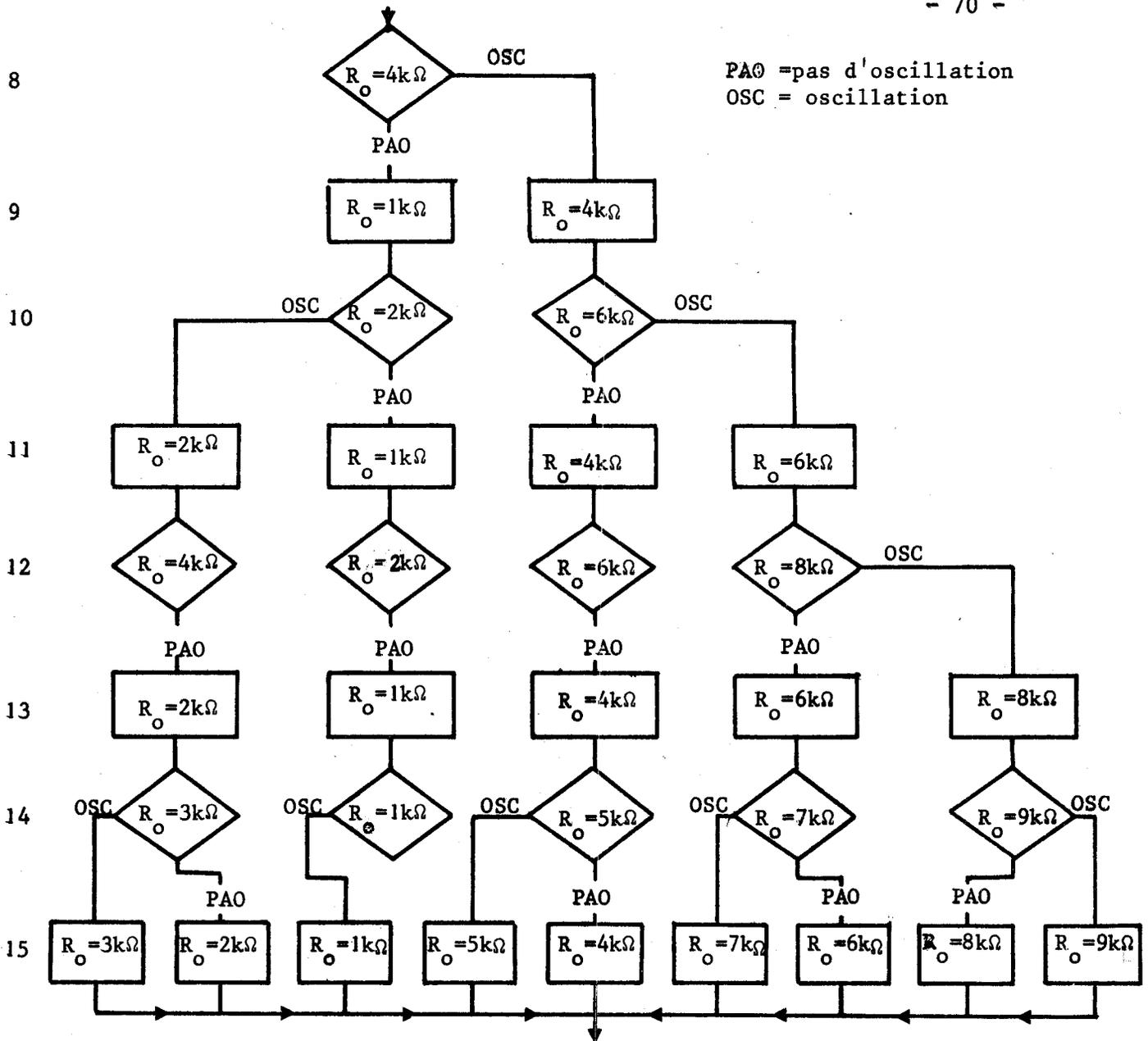


Figure 72

2°) Recherche des valeurs moyennes de R_o (centaines d'ohms)

La figure 73 montre le diagramme de recherche des valeurs moyennes de R_o .



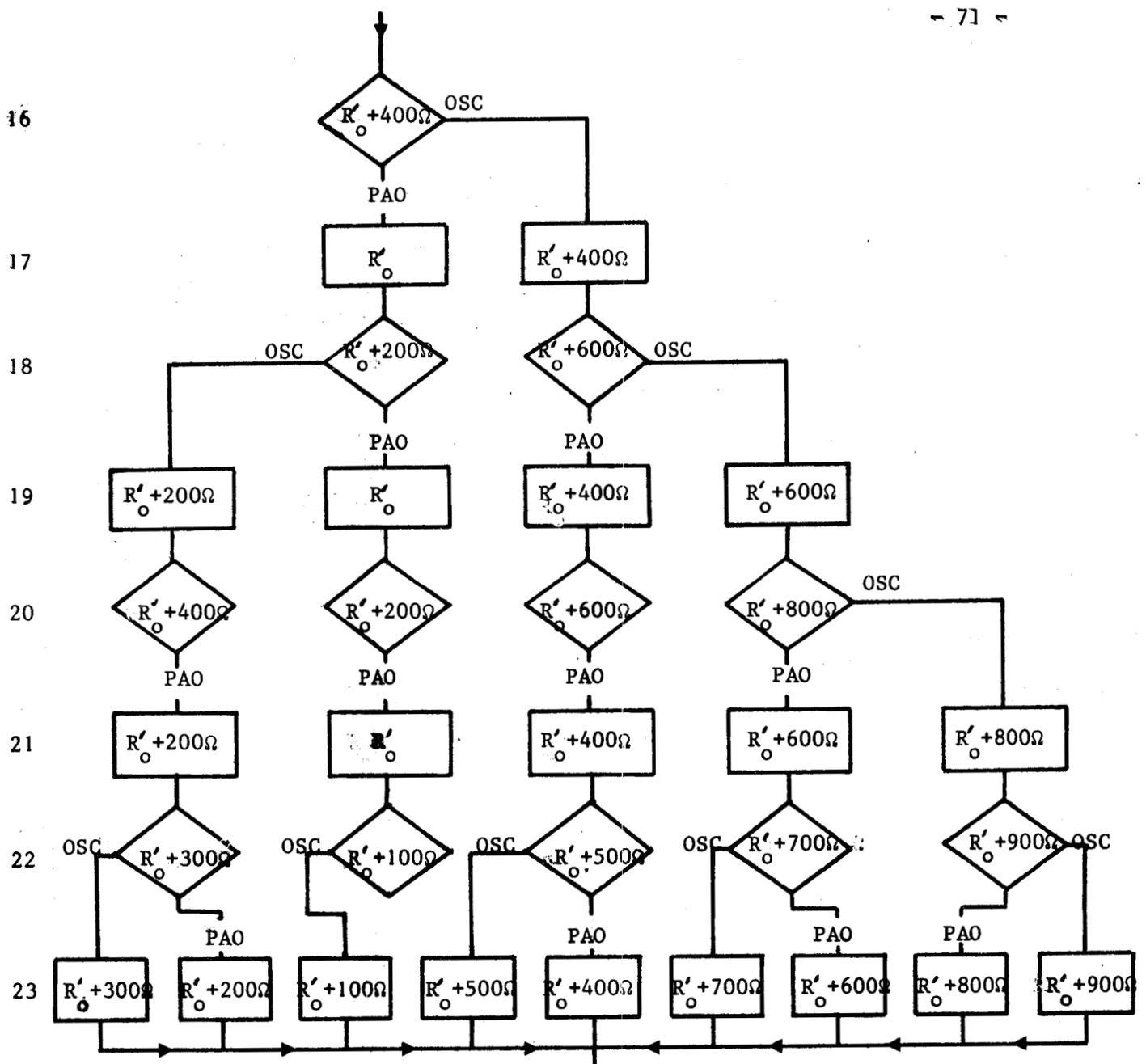


Figure 73

3°) Recherche des valeurs faibles de R_o (dizaines d'ohms)

La recherche est identique au diagramme de la figure 73

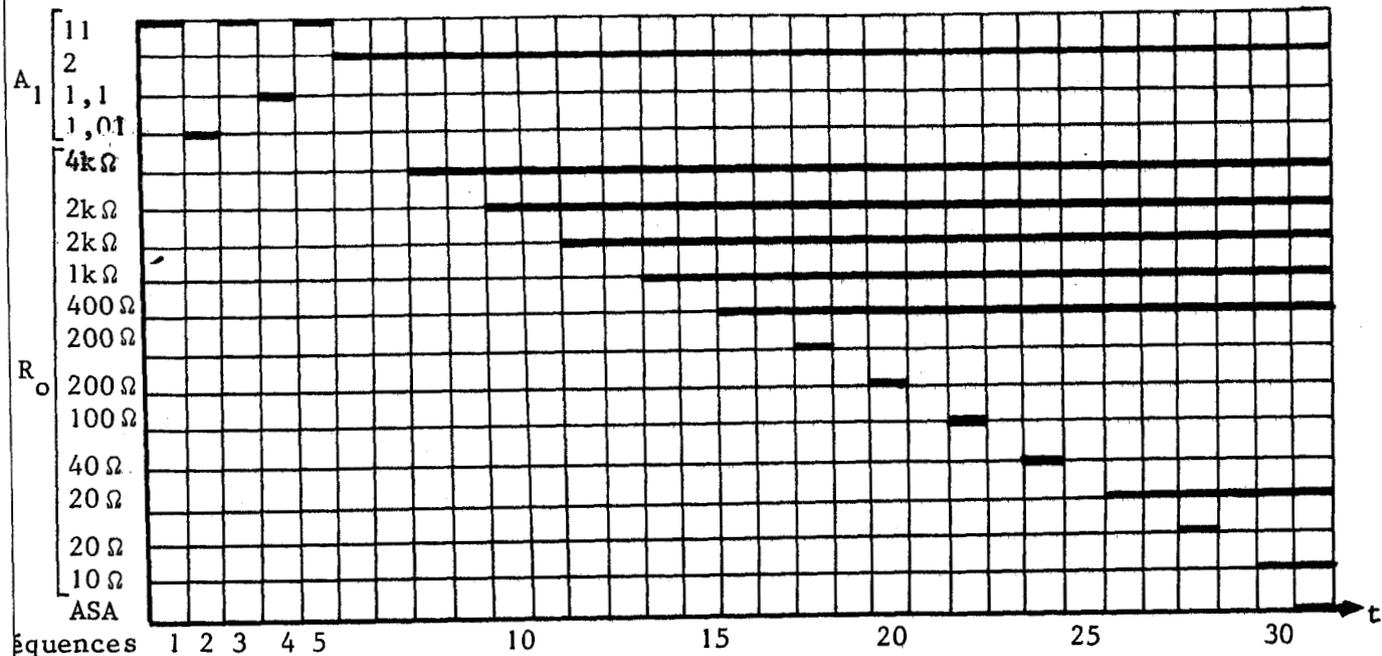
La recherche du gain et des valeurs de R_o correspond au total à 31 temps d'horloge.

Exemple :

$R_T = 9435\Omega$



Les différentes commutations sont représentées sur la figure 74



ASA = Asservissement analogique

Figure 74

Remarque :

- le trait continu indique que les valeurs correspondantes sont conservées jusqu'à la fin du cycle.

III-1-2-3- Schéma de principe de l'asservissement numérique

Le schéma de principe de l'asservissement numérique peut se décomposer en différentes fonctions (fig. 75) :

1°) la détection

elle permet :

- a) de commander l'horloge
- b) d'asservir analogiquement la tension aux bornes de la conductance négative

2°) l'horloge

elle commande :

- a) la fonction (registre) de décalage (31 positions)
- b) la fonction de mémorisation et de commande
- c) la fonction d'initialisation lorsqu'il n'y a pas d'oscillation dans une séquence impaire.

La fonction d'horloge est remise à zéro par la fonction d'initialisation.

3°) la fonction de décalage

elle commande la fonction de mémorisation.

La fonction d'initialisation remet à zéro et recharge le registre à décalage.

4°) la fonction de mémorisation et de commande

elle mémorise et commande les relais servant à la commutation du gain et des résistances R_0

5°) fonction d'initialisation

elle remet à zéro toutes les fonctions et place les différents éléments en situation logique convenable.

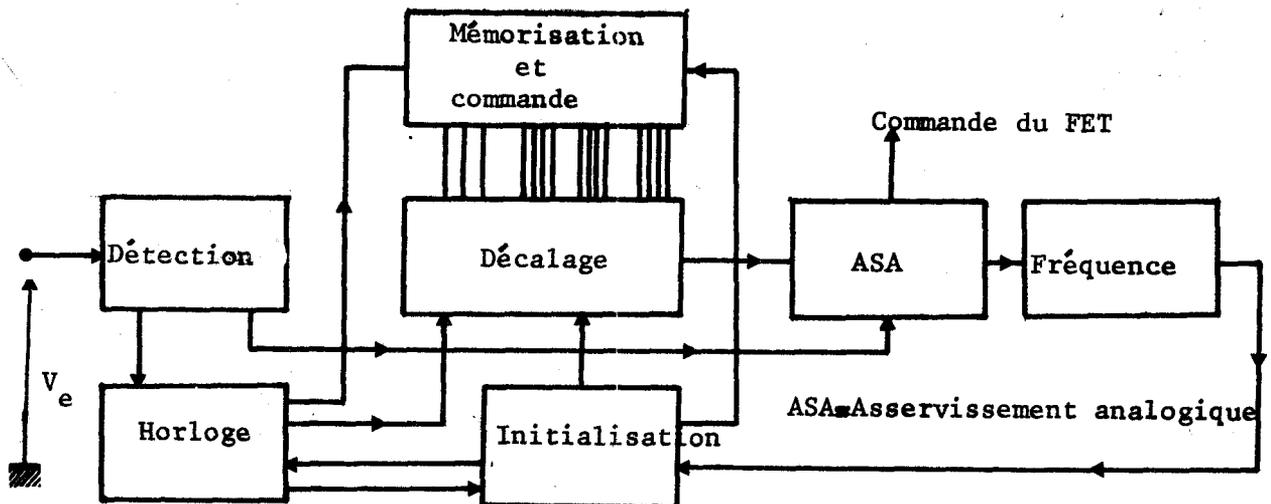


Figure 75

III-1-2-4- Fonction de détection

Le circuit de détection permet :

- d'avoir une information numérique sur le niveau d'oscillation (NH2, NH1)
- d'avoir une tension continue proportionnelle au niveau d'oscillation (DET)

La figure 76 donne un schéma de principe

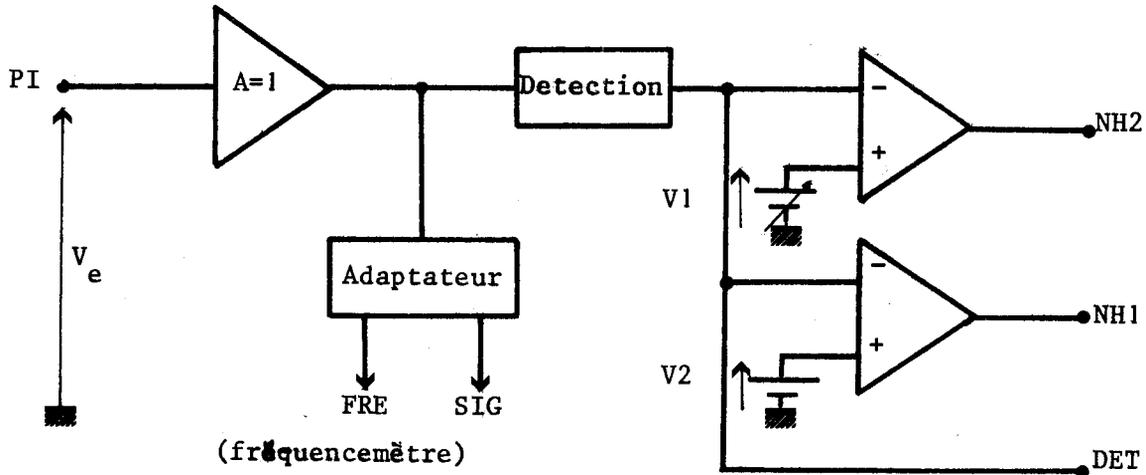


Figure 76

L'information sur le niveau d'oscillation est prise aux bornes de la résistance R_2 (PI Figure 67) pour ne pas perturber le dispositif conductance négative, circuit oscillant.

La détection est obligatoirement de type double alternance pour permettre :

- d'avoir une information lorsque le système est sur une de ses butées (la résistance continue de l'inductance est supérieure à 100Ω)
- d'avoir une tension détectée avec une faible ondulation résiduelle.

On obtient alors le schéma de principe suivant (fig. 77)

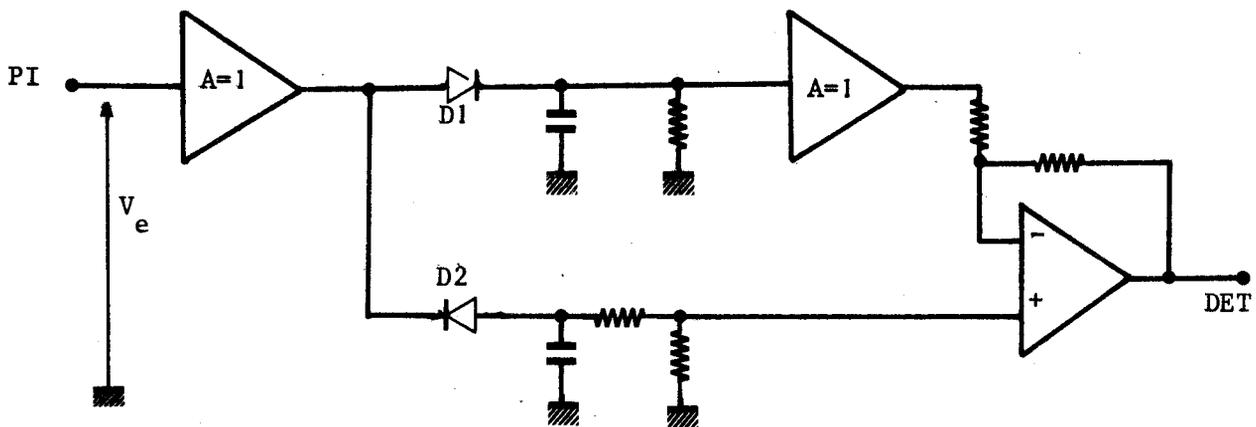


Figure 77

Pour obtenir un rendement de détection plus important, nous avons prépolarisé les diodes (D1 , D2) par une tension continue de 150 mv ($V_e \approx 0,3$ v eff).

La tension détectée est comparée à deux niveaux continus (V1 et V2 fig. 76). Le signal de sortie, du premier comparateur (NH1) synchronise l'horloge, celui du deuxième comparateur (NH2) sert à la fonction d'initialisation.

Le schéma complet de la fonction de détection se trouve dans l'annexe 4.

III-1-2-5- Fonction horloge

L'horloge doit :

1^a) commander le registre à décalage à l'aide de 31 impulsions (CL) de période T_1 fixée par l'horloge.

2^o) permettre la mémorisation d'une valeur de R_0 avant le décalage du registre par un signal "VAL".

elle reçoit :

a) une information logique (NH1) sur l'amplitude de la tension d'oscillation

b) un signal "S 3" lié au temps d'horloge durant certaines périodes (relance de l'oscillateur après essai d'une valeur de R_0)

elle comprend :

1^o) un circuit de commande

2^o) 3 monostables dont un a durée variable (M 2)

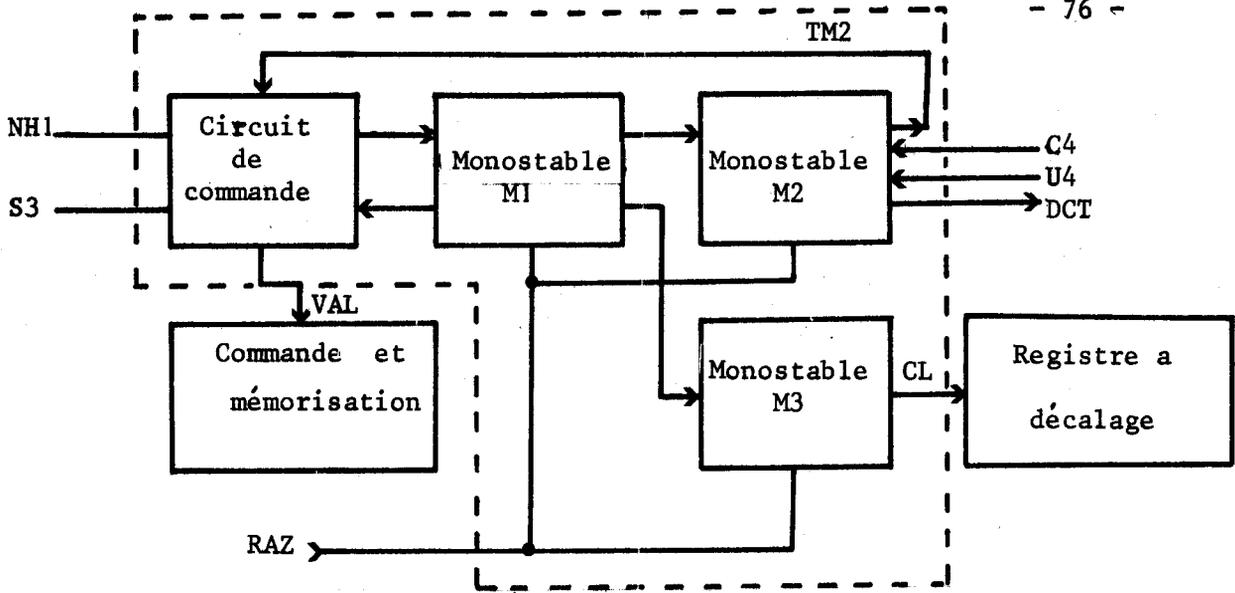


Figure 78

L'impulsion d'horloge a pour équation logique :

$$CL = (NH1 + \overline{NH1} \cdot \overline{S3}) \cdot TM2$$

avec $TM2 = 1$ quand le monostable M2 est à l'état de repos.

L'impulsion de mémorisation a pour équation logique :

$$VAL = NH1 \cdot \overline{S3} \cdot TM2$$

La figure 79 représente la forme des différents signaux possibles

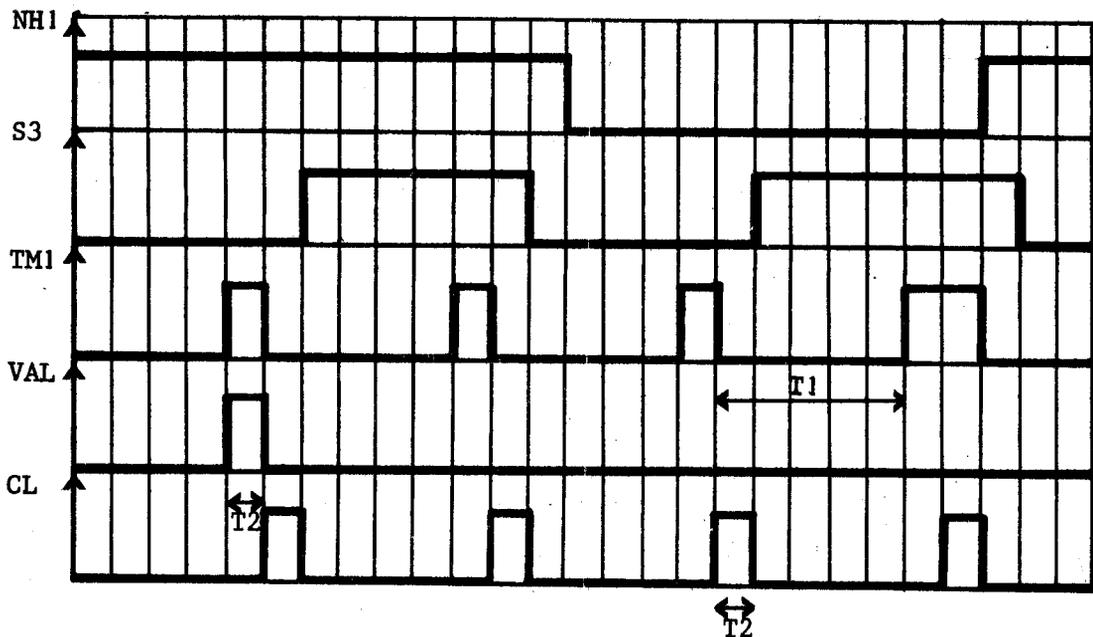


Figure 79

$$T2 \approx 10 \mu s$$

$$T1 \text{ min} = 20 \text{ ms}$$

Lorsque le temps T1 est terminé, dans un temps d'horloge ou il n'y a pas d'essai de R_0 ($S3 = 1$) avec $NH1 = 0$, on déclenche une temporisation et on allume l'indicateur défaut. Si la temporisation s'écoule sans que $NH1$ passe de "0" à "1" le dispositif est remis à l'état initial et on fait clignoter l'affichage de R ou G. Si $NH1$ passe de "0" à "1" pendant la temporisation on continue le cycle.

On peut en position automatique sélectionner manuellement 4 vitesses de fonctionnement :

1er	$T1 = 2 \cdot 10^{-2} \text{ s}$
2	$T1 = 4 \cdot 10^{-2} \text{ s}$
3	$T1 = 0,1 \text{ s}$
4	$T1 = 0,5 \text{ s}$

Remarque :

pour explorer la deuxième décade (centaines d'ohms) et la troisième décade (dizaines d'ohms) de la résistance R_0 on augmente la période d'horloge (T1) à l'aide des signaux C4 et U4 provenant de la fonction "mémorisation et commande" (le temps de mise en régime permanent est d'autant plus long que $G_n + G_t$ tend vers 0)

III-1-2-6- Registre à décalage

Les 31 séquences sont assurées par un registre à décalage qui est préalablement chargé à l'état initial à "1" sur la position 1, à "0" sur toutes les autres.

A chaque impulsion d'horloge (CL 1) le "1" se translate et assure une nouvelle séquence. La 31 ième position enclenche l'asservissement analogique et bloque la fonction horloge.

Au départ de chaque cycle de mesure le registre est remis à l'état initial.

III-1-2-7- Fonction mémorisation et commande

La commande des 15 relais assurant les diverses commutations est assurée par 15 fonctions de commande et de mémorisation identiques à celle de la figure 80.

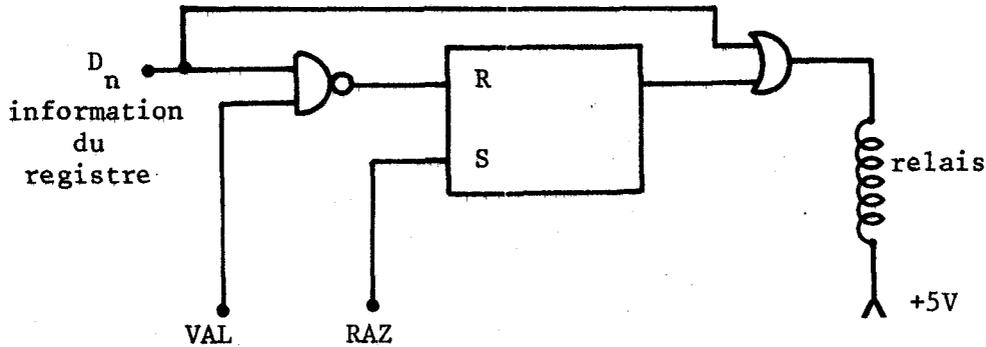


Figure 80

La mémorisation de l'information venant du registre à décalage est assurée par une bascule RS de type classique suivi d'une fonction "ou" excitant le relais (commande de la variation de la résistance de réaction R_o , ou du gain)

Remarques :

- la validation d'une valeur de gain (A_1) de l'amplificateur bloque la commutation des autres gains au niveau de la bascule RS, ce qui permet à la fonction registre de travailler avec un nombre de séquences constantes.
- une logique assure la commutation de la résistance $R_o = 1\text{ k}\Omega$, qui doit satisfaire aux conditions précisées au chapitre III-1-2-2

III-1-2-8- Fonction d'initialisation

L'initialisation peut être demandée :

- a) par le fréquencemètre lorsqu'il a terminé une mesure
- b) manuellement
- c) par la fonction horloge lorsque la vitesse de balayage est trop rapide.

Exemple du cas c

La figure 81 montre que la résistance de $200\ \Omega$ est validée, ($V_d > V_1$) alors que la tension détectée est décroissante, le système ne pourra plus osciller.

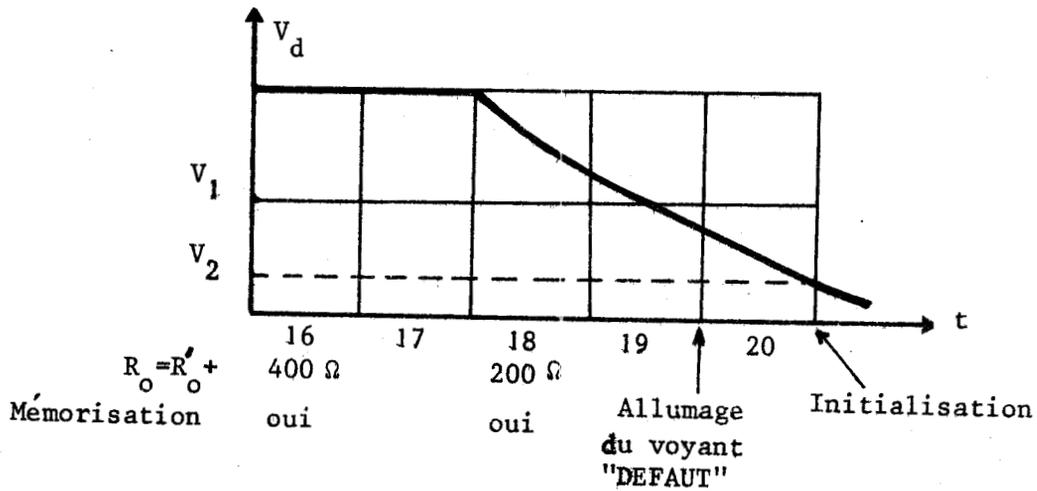


Figure 81

L'initialisation est toujours réalisée en deux temps :

1^{er} temps : Remise à zéro des mémoires, des monostables, du registre

2^{ème} temps : Chargement du registre

La fonction d'initialisation est constituée de deux monostables en cascade.

III-1-3- ASSERVISSEMENT ANALOGIQUE

La figure 82 représente le schéma de principe de l'asservissement analogique.

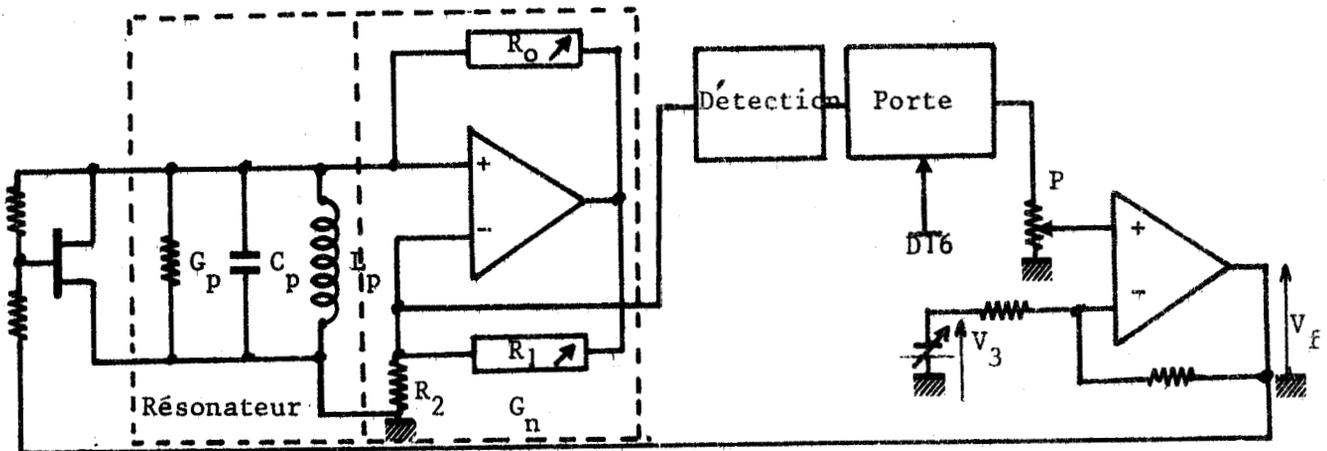


Figure 82

L'asservissement analogique comprend :

1°) le circuit de détection décrit dans chapitre III-I-2-4

2°) une porte analogique qui transmet le signal de détection lorsque l'asservissement numérique est terminé (31ème temps du cycle). Le signal de commande de cette porte provient du registre à décalage.

3°) un transistor "FET" canal "P" qui est l'élément régulateur. Celui ci est bloqué pendant l'asservissement numérique ($V_f = +15$ V). Il est commandé à partir du signal détecté qui est amplifié et comparé à une valeur de référence qui fixe le niveau d'oscillation

III-1-4- Chaîne de lecture de G_x ou R_x

Rappelons que la valeur

$$R_t = \left| \frac{R_o}{1 - A_1} \right|$$

avec

$$\frac{1}{R_t} = G_x + G_p$$

La valeur de R_t est obtenue à un coefficient numérique près $\left(\frac{1}{1 - A_1} \right)$ à partir de la valeur de R_o après asservissement. Le coefficient $1/(1 - A_1)$ étant une puissance de 10, le gain A_1 positionne l'emplacement de la virgule (la résistance R_t est exprimé en $k\Omega$). La valeur de G_t est calculée par inversion numérique de R_t .

Le schéma de principe de la chaîne de lecture est le suivant (figure 83)

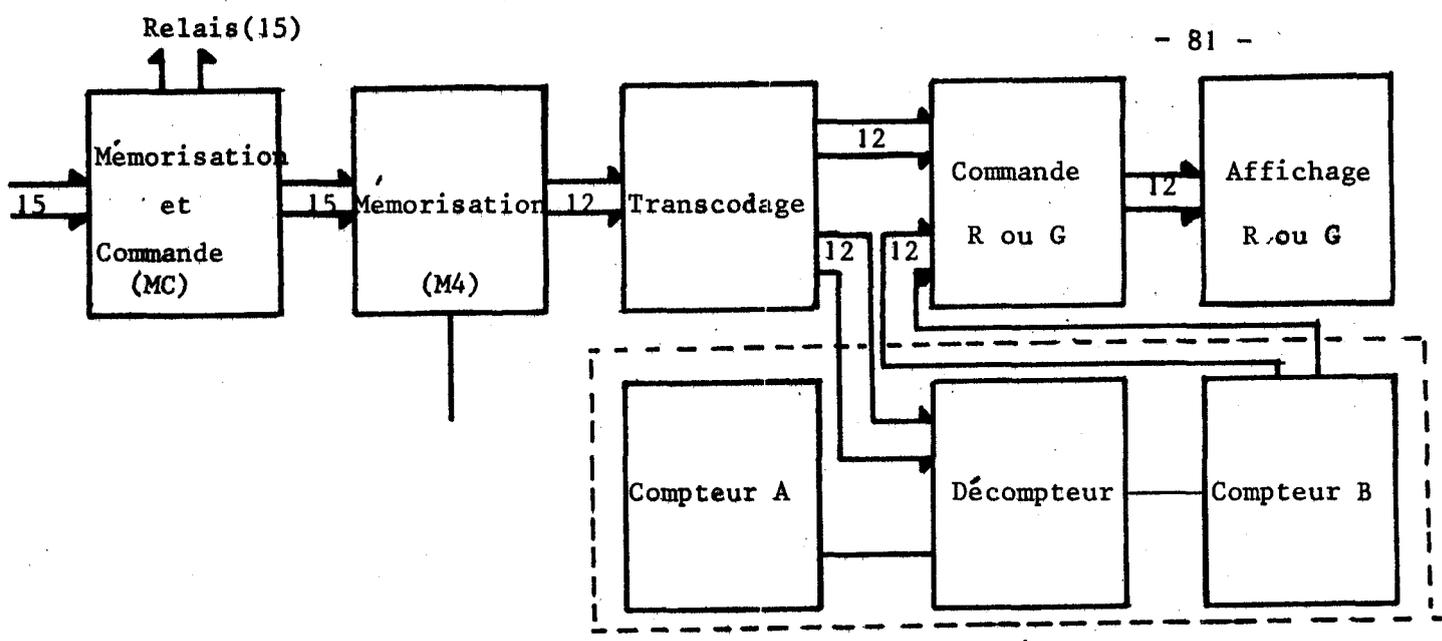


Figure 83

La chaîne comprend :

1°) une mémorisation (M4)

L'information est prise sur la fonction mémorisation et commande (MC). Cette information est mémorisée pendant la nouvelle acquisition de données en M4. La commande de mémorisation (DE3) provient du 31 ième temps d'horloge

2°) un transcodage

qui permet de passer du code 1. 2. 2. 4 au code 1. 2. 4. 8

3°) l'inversion d'un nombre compris entre 10^2 et $9,99 \cdot 10^2$ pour obtenir la valeur de G. L'inversion est réalisée en moins de 0,1 seconde.

4°) une commande d'affichage de R ou G

Celle ci permet de sélectionner l'information provenant du circuit de transcodage ou du dispositif d'inversion d'un nombre.

L'affichage de l'unité correspondant à R ou à G dépend de la valeur du gain (A_1) , le schéma de principe est le suivant (fig. 84)

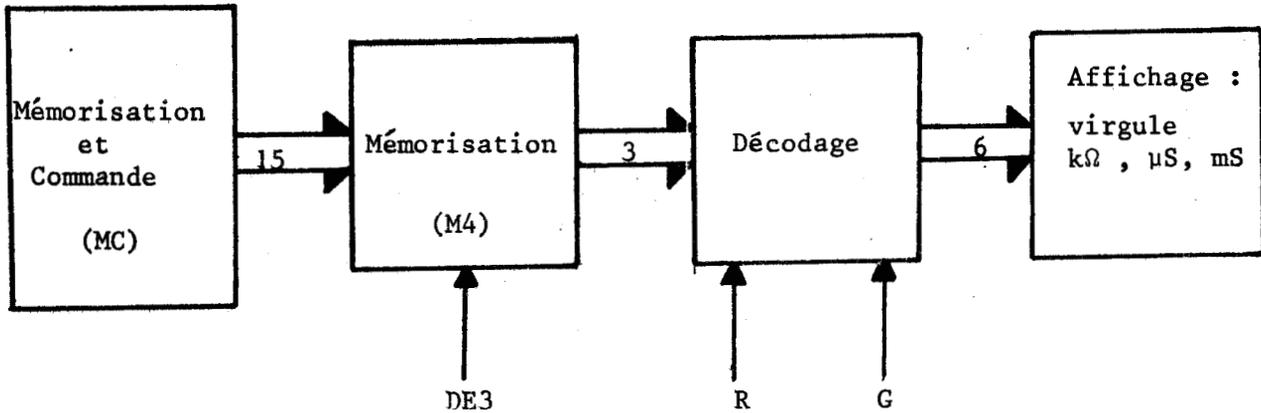


Figure 84

suyant la position d'affichage (R ou G) le circuit de décodage affiche l'unité correspondante (positionnement de la virgule).

III-1-5- Chaîne de mesure de fréquence

Le fréquencemètre est commandé 0,3 seconde après la fin de l'asservissement analogique de la tension d'oscillation (fig. 85)

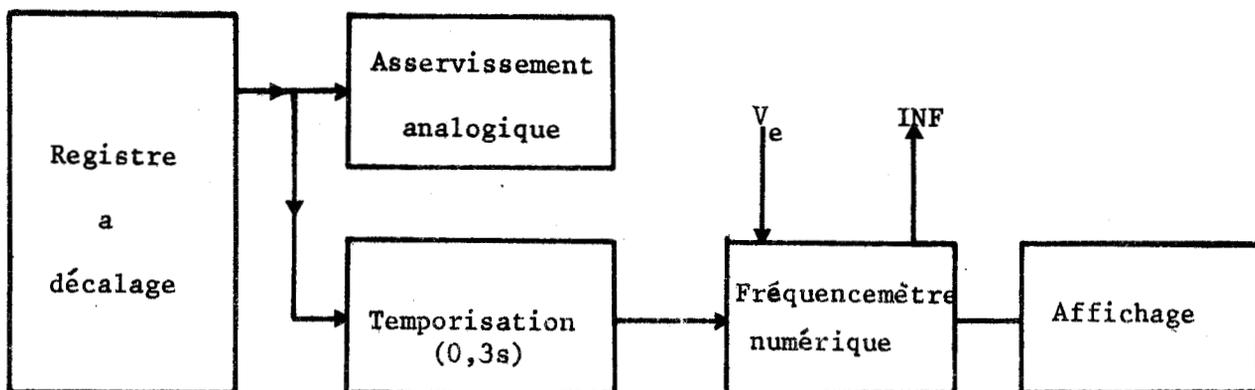


Figure 85

Lorsque l'affichage de la fréquence est terminé, le fréquencemètre envoie un signal à la fonction initialisation, qui commande alors un nouveau cycle de mesure.

Le fréquencesmètre est de type classique, on peut sélectionner 4 gammes de fréquence (10^3 Hz à 10^4 Hz, 10^4 Hz à 10^5 Hz, 10^5 Hz à 10^6 Hz, 10^6 Hz à 10^7 Hz).

III-1-6- Circuits annexes

III-1-6-1- Circuit de limitation de la tension de saturation

Pour limiter le courant maximum dans la bobine on place 2 diodes prépolarisées "tête bêche" en parallèle sur le circuit oscillant. Pour ne pas perturber la mesure de conductance, la prépolarisation des diodes est commandée, la tension de commande dépend de la valeur de R_o et du gain A_1 (Annexe III)

Le schéma de principe (figure 86)

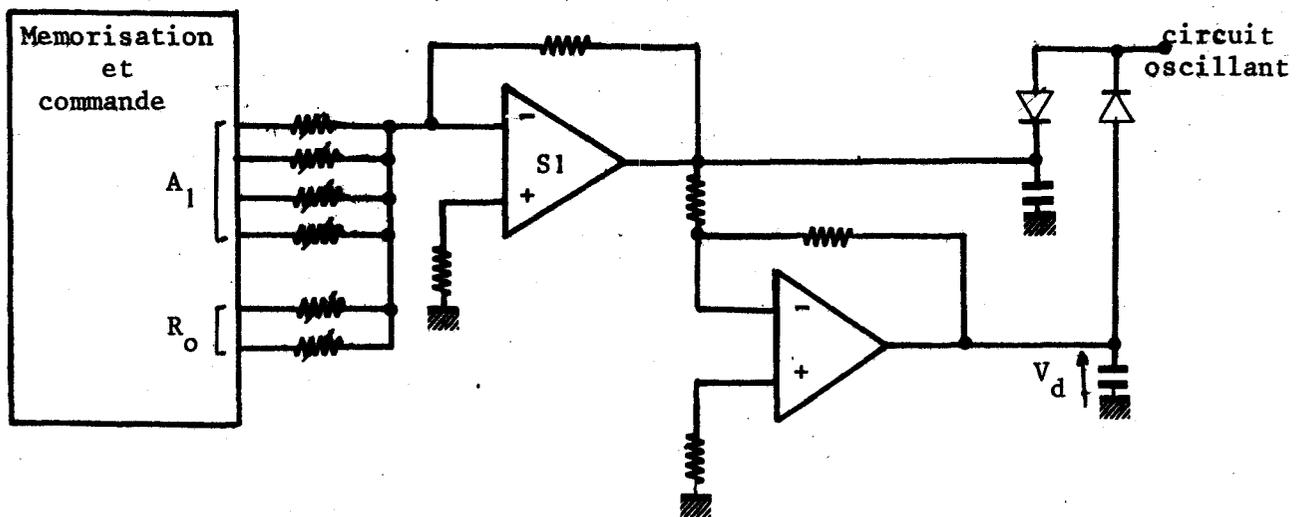


Figure 86

montre que la tension de prépolarisation est obtenue à l'aide d'un sommateur S1.

Exemple :

Valeurs des tensions de prépolarisation pour $R_t = 90$ k Ω

(Figure 87)

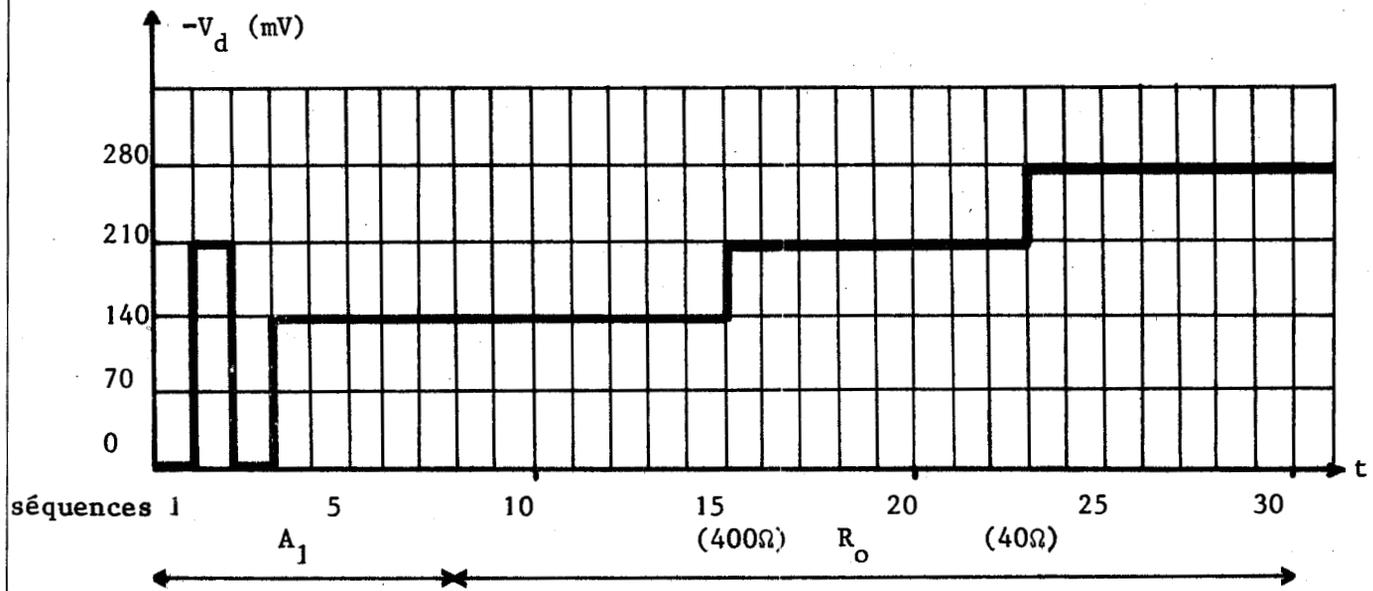


Figure 87

III-1-6-2- Circuit de commande du gain A_o

Le gain en boucle ouverte (1-2-3-2) prend deux valeurs, ($A'_{o1} = 8 \cdot 10^4$ et $A'_{o2} = 10^4$) ce qui permet de limiter le nombre de commutation.

Pour les gains $A_1 = 1,01$ et $1,1$ et 2 le gain $A'_o = A'_{o2} = 10^4$ pour le gain $A_1 = 11$ le gain $A'_o = A'_{o1} = 8 \cdot 10^4$.

La valeur de A'_o est assurée par le transistor T_1 (figure 67), qui est commandé par la fonction "mémorisation et commande".

III-1-6-3- Capacité étalon

Elle est composée d'un condensateur variable (0 à 100 pF) associé à 3 décades de condensateurs fixes (dizaines de nF, nF, centaines de pF).

Cette capacité est associée au résonateur et à la conductance négative.

III-2- CARACTERISTIQUES TECHNIQUES DE L'APPAREIL

III-2-1- Caractéristiques générales du dispositif réalisé

- Bande de fréquences de 10^2 Hz à 10^6 Hz
- Mesure d'inductance L_x de 10^{-6} H à 10^2 H
- Mesure de capacité C_x de 10^{-11} F à 10^{-6} F
- Mesure de conductance G_x de 10^{-6} S à 10^{-2} S
- Précision : sur L_x et C_x de 0,1 % à 5 % suivant la valeur et la fréquence,
sur G_x de 0,2 % à 10 % suivant la valeur et la fréquence
- Condensateur variable :
 - a) variation linéaire de 0 à 100 pF
précision $\pm 0,5$ pF
 - b) numérique de 10^{-10} F à 10^{-8} F
précision 1 %
 - c) capacité résiduelle 50 pF
- Capacité résiduelle du dispositif 50 pF + C_n
- Conductance résiduelle $G_r = 10^{-6}$ S
- Temps de mesure de 1,5 à 16 secondes
- Tension aux bornes du dipôle : $v_e = 0,2$ V eff
- Tension de sortie disponible : $v_s = 0,4$ V eff ($R_s = 100 \Omega$)

III-2-1-1- Caractéristiques de la conductance négative utilisée dans le dispositif

Le dipôle équivalent à la conductance négative réalisée se compose :

- 1) d'une conductance négative G_n
- 2) d'une capacité C_n faible.

La précision sur la valeur de la conductance négative (figure 88)

dépend :

- a) de la fréquence
- b) de la valeur de la conductance.

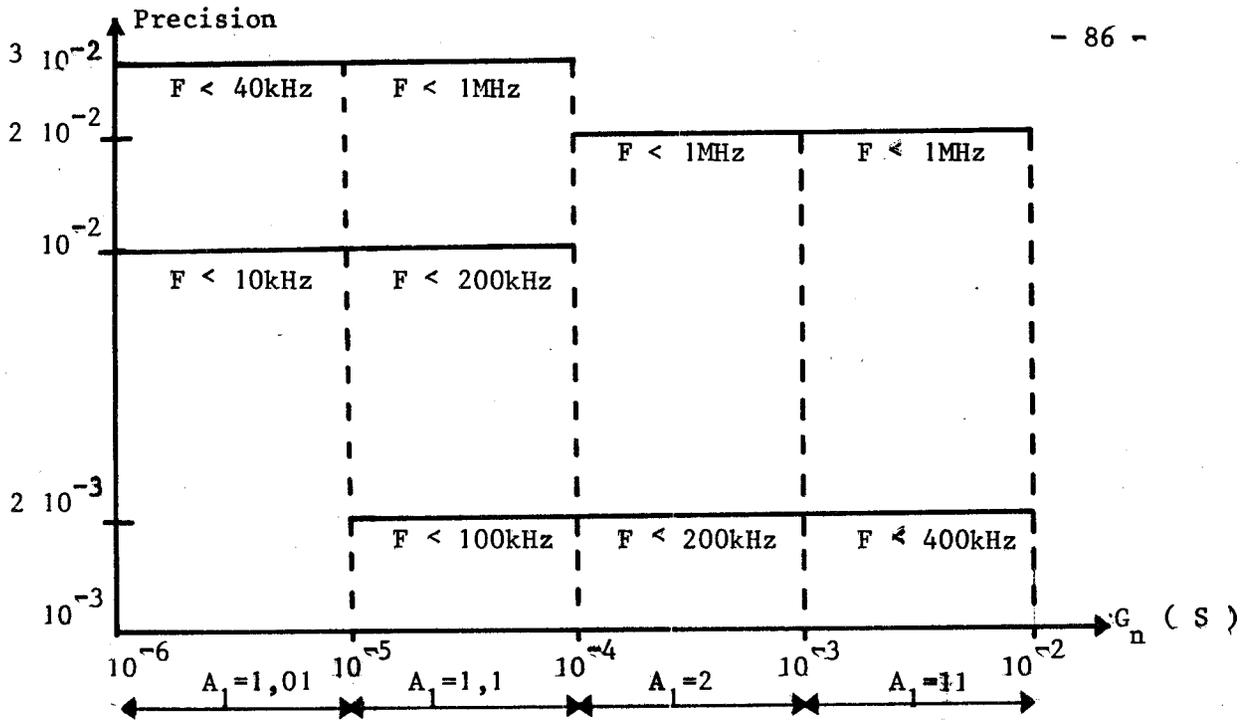


Figure 88

La précision est meilleure quand la fréquence est faible et la conductance négative élevée.

La capacité C_n ramenée (figures 89 à 92) dépend :

- a) de la fréquence
- b) de la valeur de la conductance négative

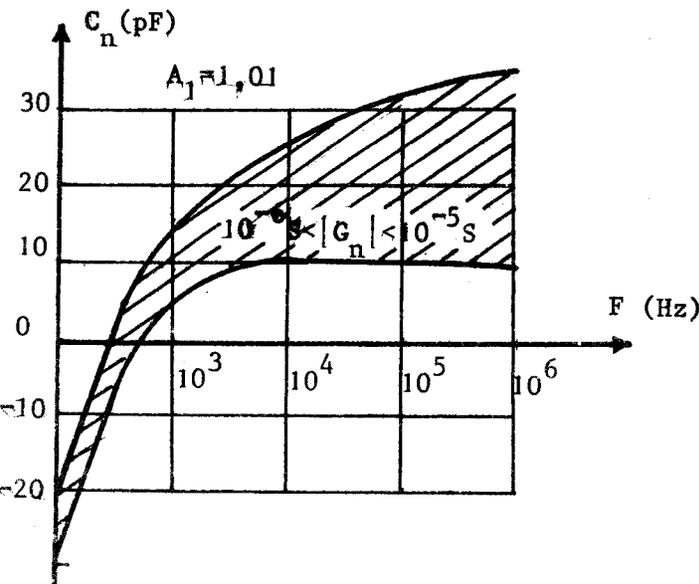


Figure 89

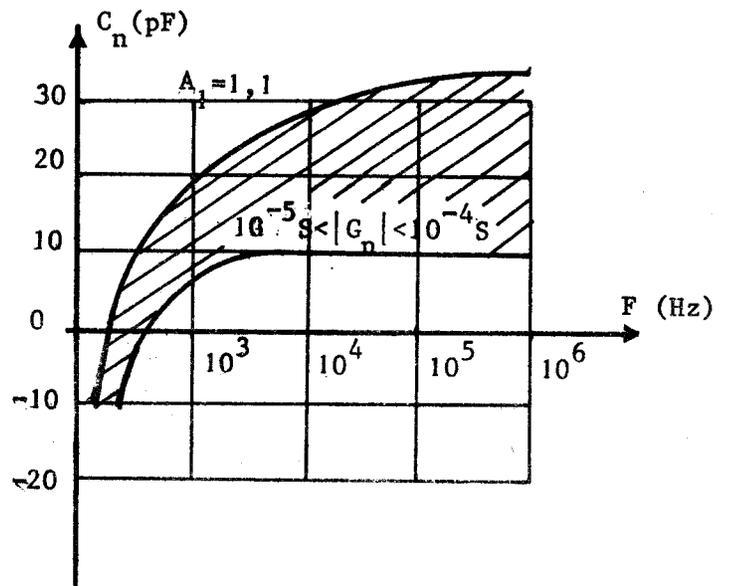


Figure 90

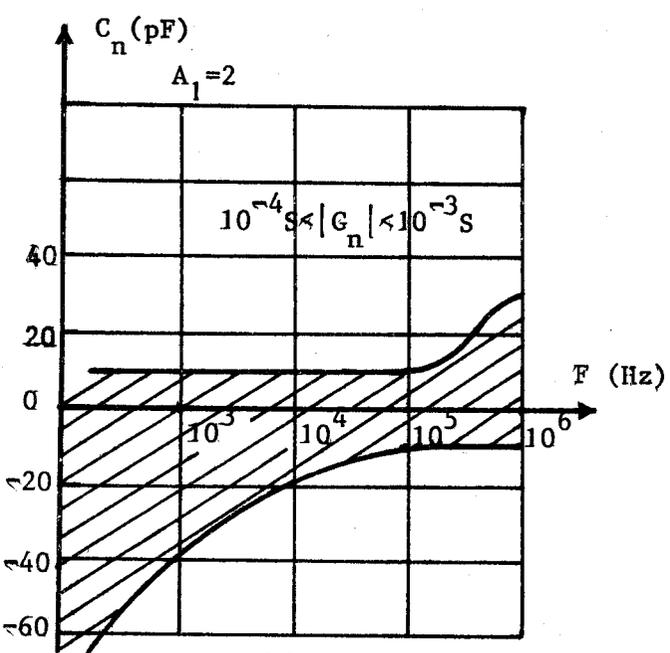


Figure 91

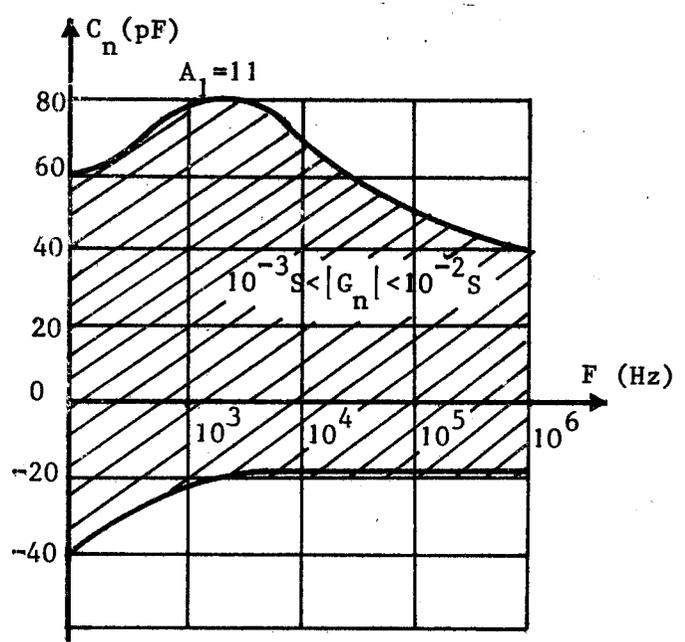


Figure 92

Les variations de capacité ramenée (C_n) par la conductance négative sont en moyenne plus importantes pour les valeurs de G_n élevées.

III-2-2- Mesure de dipôles G_x, C_x

La mesure de G_x et de C_x peut être faite :

- 1) à fréquence fixe imposée
- 2) à fréquence variable

III-2-2-1- Mesure de G_x, C_x à fréquence fixe (F imposée)

En l'absence du dipôle à mesurer (figure 93) avec une bobine et une capacité convenablement choisies on obtient :

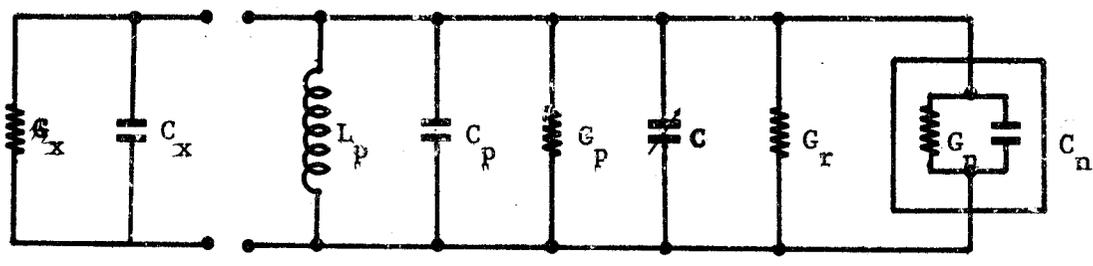


Figure 93

$$\Sigma G = G_{po} + G_{no} + G_r$$

$$G_r = 10^{-6} \text{ S}$$

On affiche G_{no}

$$\Sigma B = (C_o + C_p + C_{no}) \omega_o - \frac{1}{L_p \omega_o} = 0$$

On affiche la fréquence F_o .

Avec le dipôle inconnu, il faut modifier la capacité variable pour obtenir la même fréquence F_o .

On obtient :

$$\Sigma G = G_{po} + G_x + G_{n1} + G_r = 0$$

On affiche $|G_{n1}|$

$$\Sigma B = (C_x + C_1 + C_p + C_{n1}) \omega_o - \frac{1}{L_p \omega_o} = 0$$

d'où

$$G_x = |G_{n1}| - |G_{no}|$$

$$C_x = C_o - C_1 + \Sigma_c$$

avec $\Sigma_c = C_{no} - C_{n1}$ (Σ_c souvent inférieur à quelques pF)

La précision sur G_x dépend de la fréquence et de la conductance (figure 88).

La précision sur C_x dépend de la capacité Σ_c ramenée par la conductance négative et de l'étalonnage de la capacité étalon C.

Pour améliorer la précision sur la capacité inconnue C_x , on peut, soit :

a) faire une troisième mesure, en remplaçant le dipôle G_x , C_x par une conductance peu différente de G_x , à la fréquence F_o (la capacité C prend la valeur C'_1).

On obtient :

$$C_x = C'_1 - C_1$$

La précision sur C_x est alors obtenue à la précision de la capacité étalon.

b) Utiliser une table de mesure numérique donnant $C_n = f(G_n)$ et de la fréquence.

III-2-2-2- Mesure de G_x , C_x à fréquence variable

En absence de dipôle avec une bobine L_p

$$\Sigma G = G_{po} + G_{no} + G_r$$

On affiche $|G_{no}|$

$$\Sigma B = (C_o + C_{no} + C_p) \omega_o - \frac{1}{L_p \omega_o} = 0$$

On affiche F_o

Lorsque le dipôle inconnu est connecté au résonateur, il y a modification de la conductance négative et de la fréquence.

On obtient :

$$\Sigma G = G_{p1} + G_{n1} + G_x + G_r = 0 \quad (7)$$

On affiche $|G_{n1}|$

$$\Sigma B = (C_o + C_{n1} + C_p) \omega_1 - \frac{1}{L_p \omega_1} + B_x = 0 \quad (8)$$

On affiche F_1

avec $B_x = C_x \omega_1$

d'où $G_x = |G_{n1}| + \Sigma G$

avec $\Sigma G = - (G_{p1} + G_r)$ souvent inférieur à 10^{-6} S

$$C_x = \frac{1}{L_p} \left| \frac{1}{\omega_1^2} - \frac{1}{\omega_o^2} \right| + \Sigma C$$

avec $\Sigma C = C_{no} - C_{n1}$

La précision sur G_x dépend :

- a) de la précision de G_{n1}
- b) de la valeur exacte de Σ_G

La précision sur C_x dépend :

- a) de la connaissance de L_p à la fréquence F_1
- b) de la capacité de la conductance négative (Σ_c)

Il est possible de mesurer les composantes C_x et G_x dans une large gamme de fréquences, en choisissant un jeu de bobines convenables.

III-2-3- Mesure de dipôles L_x , G_x

La mesure de L_x et G_x peut être effectuée soit :

- 1) en utilisant L_x comme bobine du résonateur
- 2) en plaçant L_x en parallèle sur le résonateur et ceci à fréquence fixe ou variable.

III-2-3-1- Mesure de L_x , G_x (L_x bobine du résonateur)

On a la relation :

$$\Sigma G = G_{no} + G_x + G_r = 0$$

On affiche G_{no}

$$\Sigma B = (C_o + C_n) \omega_o - \frac{1}{L_x \omega_o} = 0$$

On affiche F_o

d'où
$$G_x = G_{no} - G_r$$

$$L_x = \frac{1}{(C_o + C_n) \omega_o^2}$$

La précision sur G_x dépend de la précision sur G_n .

La précision sur L_x dépend de la précision des capacités d'accord

(C_o et C_n).

III-2-3-2- Mesure de L_x, G_x (L_x en parallèle sur le résonateur)

III-2-3-2-1- Mesure à fréquence fixe

En l'absence de dipôle inconnu

$$\Sigma G = G_{po} + G_{no} + G_r = 0$$

on affiche $|G_{no}|$

$$\Sigma B = (C_o + C_p + C_{no}) \omega_o - \frac{1}{L_p \omega_o} = 0$$

On affiche F_o

Avec le dipôle inconnu, il faut modifier la capacité variable C pour obtenir la fréquence F_o .

On obtient :

$$\Sigma G = G_{po} + G_{nl} + G_r + G_x$$

$$\Sigma B = (C_1 + C_p + C_{nl}) \omega_o - \frac{1}{L_p \omega_o} - \frac{1}{L_x \omega_o} = 0$$

d'où

$$G_x = |G_{nl}| - |G_{no}|$$

$$L_x = \frac{1}{(C_1 - C_o - \Sigma c) \omega_o^2}$$

avec

$$\Sigma c = C_{no} - C_{nl}$$

Il est possible de connaître avec précision la valeur de Σc en faisant une troisième mesure avec une conductance G_e égale à G_x , à la fréquence F_o .

III-2-3-2-2- Mesure à fréquence variable
.....

A partir des relations 7 et 8 du chapitre III-2-2-2-, on obtient

$$G_x = |G_{nl}| + \Sigma G$$

$$L_x = \frac{1}{\frac{1}{L_p} \left(1 - \frac{\omega_1^2}{\omega_0^2}\right) + \omega_1^2}$$

III-2-4- Mesure de G_x

Elle se ramène à la mesure d'un dipôle C_x, G_x avec C_x = 0
(Chapitre III-2-2-1).

III-3- POSSIBILITES DE MESURES DU DISPOSITIF

Les possibilités de mesures du dispositif sont :

- 1) Large gamme de bobine, de capacité, de conductance, de fréquence
- 2) Etude de dipôle fortement déséquilibré
Ex : $\frac{L}{C} = 10^9$ à $\frac{L}{C} = 10^3$
- 3) Etude de forte conductance associée à une faible capacité ou une forte bobine
Ex : $\frac{G_x}{C_x \omega} = 10^6$
- 4) Etude de l'impédance d'entrée d'un quadripole plus ou moins chargé.

A titre indicatif, nous donnons quelques exemples de mesures réalisées.

III-4- EXEMPLES D'APPLICATION

III-4-1- Neutralisation d'un acide

Pour matérialiser les possibilités du dispositif, l'étude de la neutralisation d'un acide a été effectuée.

L'acide HCL a été neutralisé par une solution NAOH. Il est bien connu que les effets de polarisation aux électrodes sont très importants. La variation de conductance de la solution est représentée figure 94 pour deux fréquences de mesure.

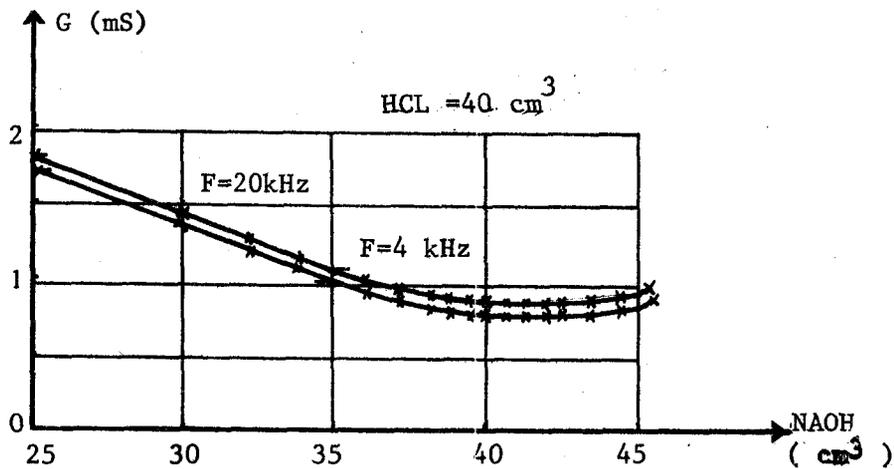


Figure 94

La figure 95 représente la variation de capacité aux bornes de l'électrode pour différentes fréquences.

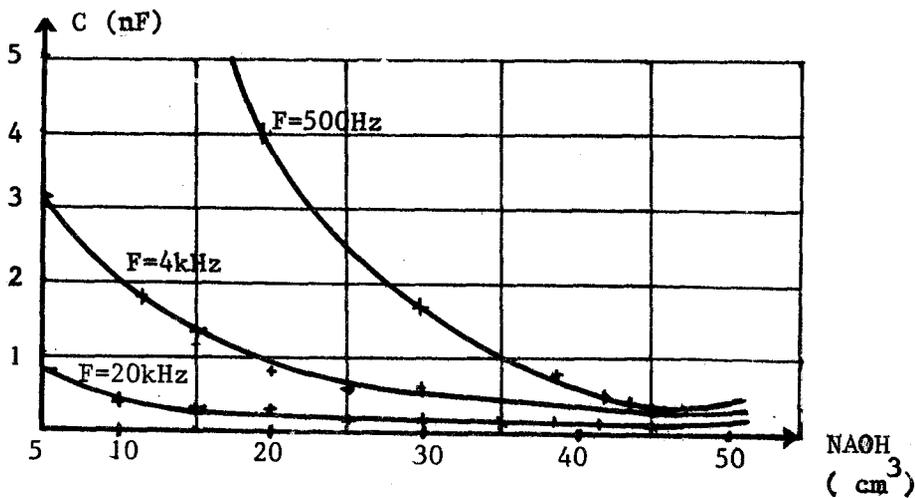


Figure 95

La polarisation aux électrodes modifie fortement la valeur de la capacité aux bornes des électrodes.

III-4-2- Mesure de l'impédance apparente d'entrée d'un câble coaxial, en fonction de la résistance de charge

Pour obtenir cette impédance compte tenu de l'impédance caractéristique du câble (environ 50Ω), nous avons placé une résistance en série de 100Ω (figure 96)

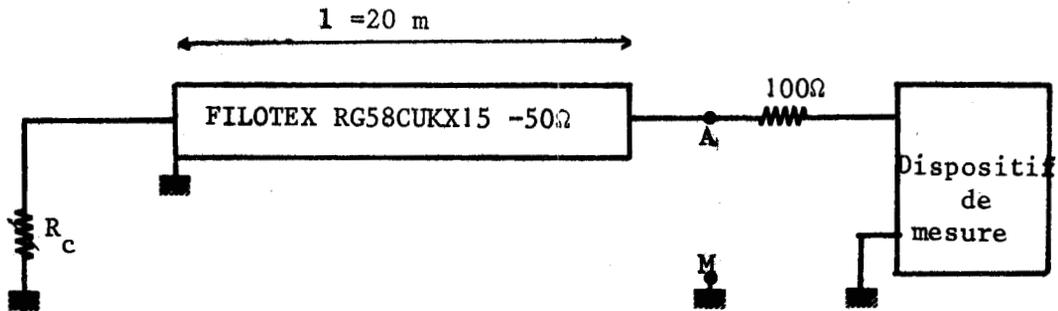


Figure 96

La figure 97 donne les composantes parallèles (R_{AM} et C_{AM}) dans le plan A M, calculées à partir des valeurs mesurées par le dispositif.

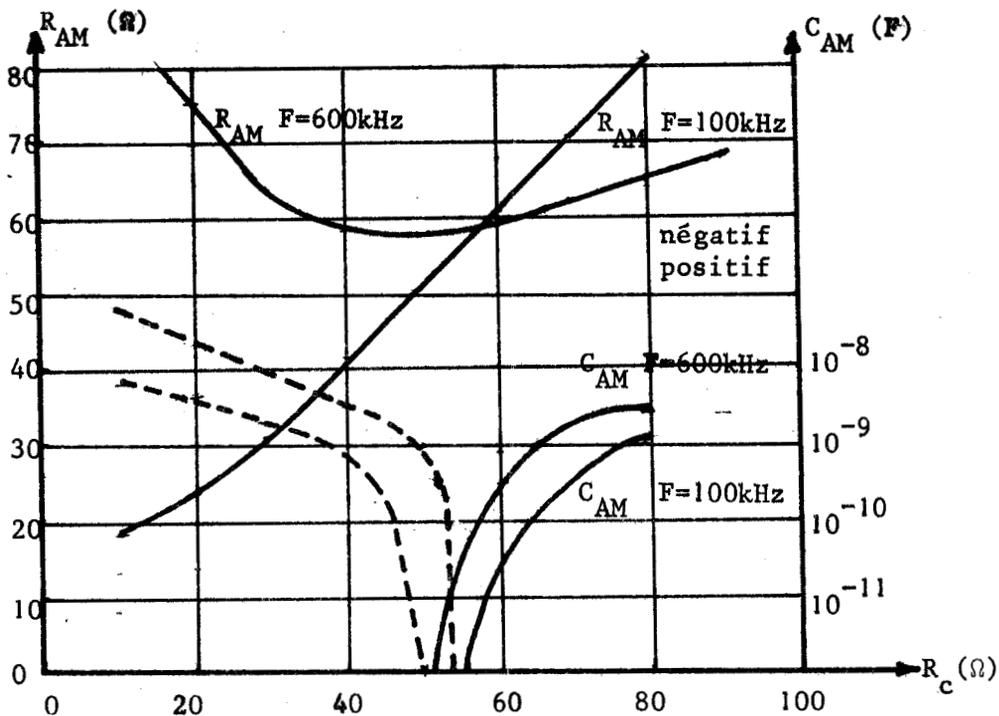


Figure 97

La susceptance ramenée est :

- 1°) nulle pour $R_c = 55 \Omega$ à 100 kHz et $R_c = 51 \Omega$ à 600kHz
- 2°) négative pour des valeurs de R_c inférieures à celles citées précédemment
- 3°) positive pour des valeurs de R_c supérieures à celles citées précédemment

La résistance R_{AM} augmente proportionnellement à R_c pour des fréquences inférieures à 100 kHz

III-4-3- Etude des caractéristiques d'une bobine

A titre indicatif, pour montrer les possibilités du dispositif nous avons caractérisé deux bobines :

- l'une de 450 H avec un rapport $L/C = 8 \cdot 10^{12}$ H/F
- l'autre de 10^{-4} H avec un rapport $L/C = 10^2$ H/F

La figure 98 représente le montage utilisé

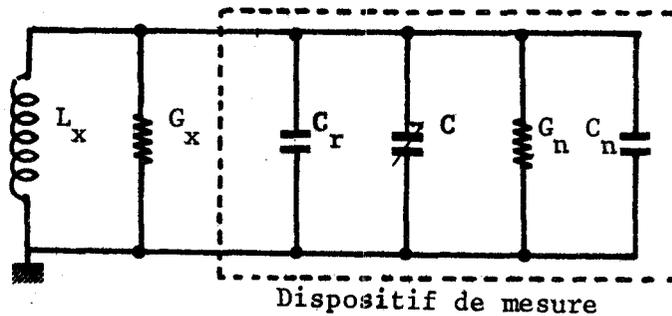


Figure 98

III-4-3-1- Mesure d'une bobine de forte valeur

Avec :

$$C_r = 50 \text{ pF} \quad (\text{capacité résiduelle})$$

$$C = 0 \quad (\text{capacité variable})$$

On obtient :

$$F = 320 \text{ Hz} \quad |G_n| = 1,1 \cdot 10^{-6} \text{ S}$$

$$0 < C_n < 8 \text{ pF}$$

d'ou :

$$L_x = 460 \text{ H} \pm 34 \text{ H}$$

$$G_x = 9,5 \cdot 10^{-8} \text{ S} \pm 5 \cdot 10^{-9} \text{ S}$$

Remarque :

- le rapport L/C de ce résonateur $\approx 8 \cdot 10^{12}$ H/F

III-4-3-2- Mesure d'une faible bobine

Avec :

$$C = 10^{-6} \text{ F} \quad (\text{Précision } 5 \%)$$

On obtient :

$$F = 14,4 \text{ kHz} \quad |G_n| = 9 \cdot 10^{-3} \text{ S}$$

d'ou :

$$L_x = 122 \cdot 10^{-6} \text{ H} \pm 6 \cdot 10^{-6} \text{ H}$$

$$G_x = 9 \cdot 10^{-3} \text{ S} \pm 10^{-5} \text{ S}$$

Remarques :

- Le rapport L/C de ce résonateur $\approx 10^2$ H/F et à notre connaissance aucun dispositif ne permet de caractériser les deux paramètres de cette bobine.

- Le coefficient de qualité du dipole à la fréquence considérée est peu différent de 10.

III-4-4- Mesure de l'impédance apparente d'entrée d'un transformateur en fonction de la résistance de charge.

Le montage utilisé est le suivant (figure 99) :

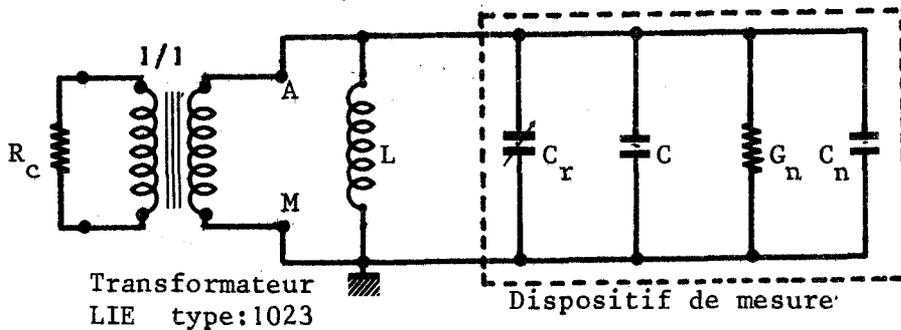


Figure 99

Les résultats sont donnés par les courbes de la figure 100

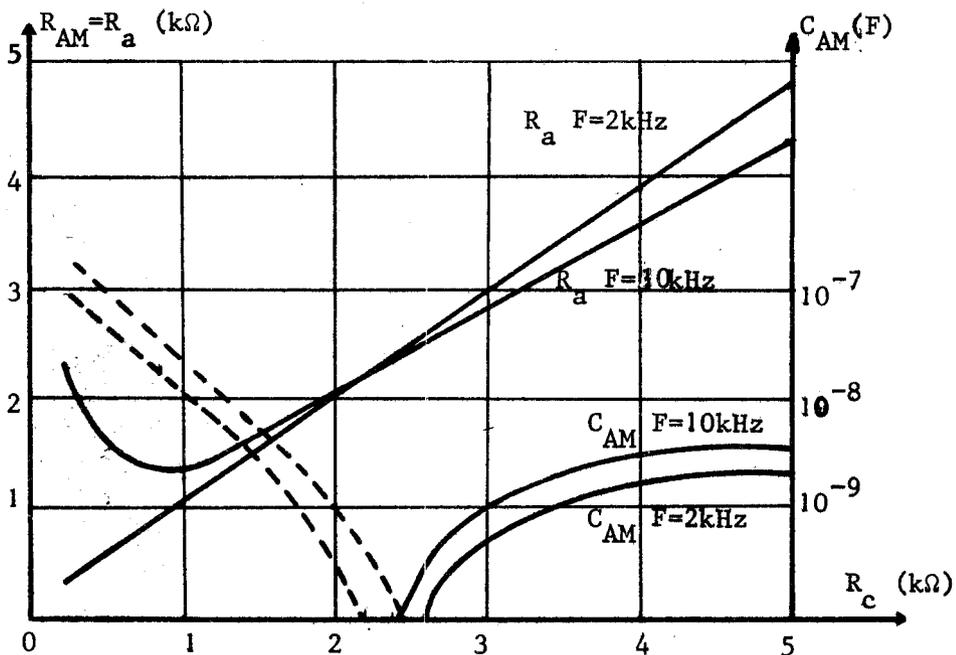


Figure 100

L'influence des selfs de fuite est négligeable sur la résistance apparente ramenée entre A M à la fréquence $F = 2 \text{ kHz}$ ($R_a/R_c = 1$ pour $200\Omega < R_c < 5k\Omega$)
 A la fréquence $F = 10 \text{ kHz}$ les selfs de fuite modifient fortement la résistance apparente pour R_c inférieure à $1 \text{ k}\Omega$, le rapport R_a/R_c est inférieur à 1 pour $R_c > 1 \text{ k}\Omega$. La susceptance ramenée est selfique puis capacitive, elle passe par zéro pour

$$R_c = 2,5 \text{ k}\Omega \text{ à } 2 \text{ kHz}$$

$$R_c = 2,3 \text{ k}\Omega \text{ à } 10 \text{ kHz}$$

A partir des éléments mesurés il est possible de déterminer le quadripole équivalent au transformateur dans une large bande de fréquence.

CONCLUSION

Nous décrivons le dispositif réalisé et donnons ses caractéristiques techniques : bande de fréquences, valeur de L, C, G, précision en fonction de la gamme de conductances et de fréquences.

Nous indiquons les développements possibles de l'appareil pour les mesures systématiques de laboratoire et industrielles.

A notre connaissance, les performances obtenues sont supérieures à celles ordinairement rencontrées (bande de fréquences : 100 Hz à 10^6 Hz, $L_x =$ de 10^{-6} H à 10^2 H, $C_x =$ de 10^{-11} F à 10^{-6} F, $G_x =$ 10^{-6} S à 10^{-2} S) dans les appareils commerciaux et de laboratoire. Les performances obtenues permettent d'envisager des versions simplifiées de l'appareil de base ayant une grande précision (de l'ordre de 10^{-5} pour de fortes conductances, dans une faible gamme de fréquences).

Des essais en cours, sur le remplacement d'une logique câblée par une logique programmée (microprocesseur), effectués par d'autres membres de l'équipe font penser que l'on peut augmenter les possibilités de mesure de l'appareil (précision, affichage de G_x , de C_x ou L_x sous formes parallèles ou séries, rapidité de mesure) tout en diminuant la complexité de l'appareil.



ANNEXES

A-1 CARACTERISTIQUES DE L'AMPLIFICATEUR BB 3400A.

A-I-1 Gain de mode différentiel en fonction de la fréquence
(Figure 101)

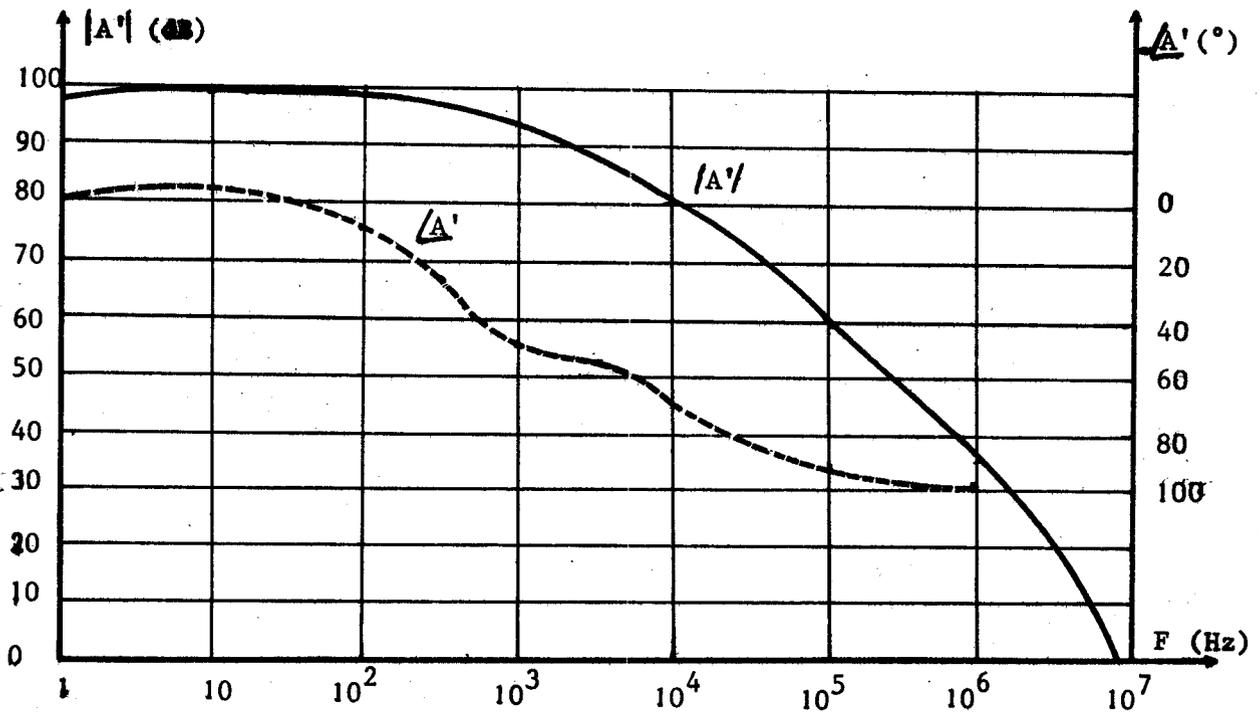


Figure 101

A-I-2 Gain de mode commun en fonction de la fréquence (figure 101)

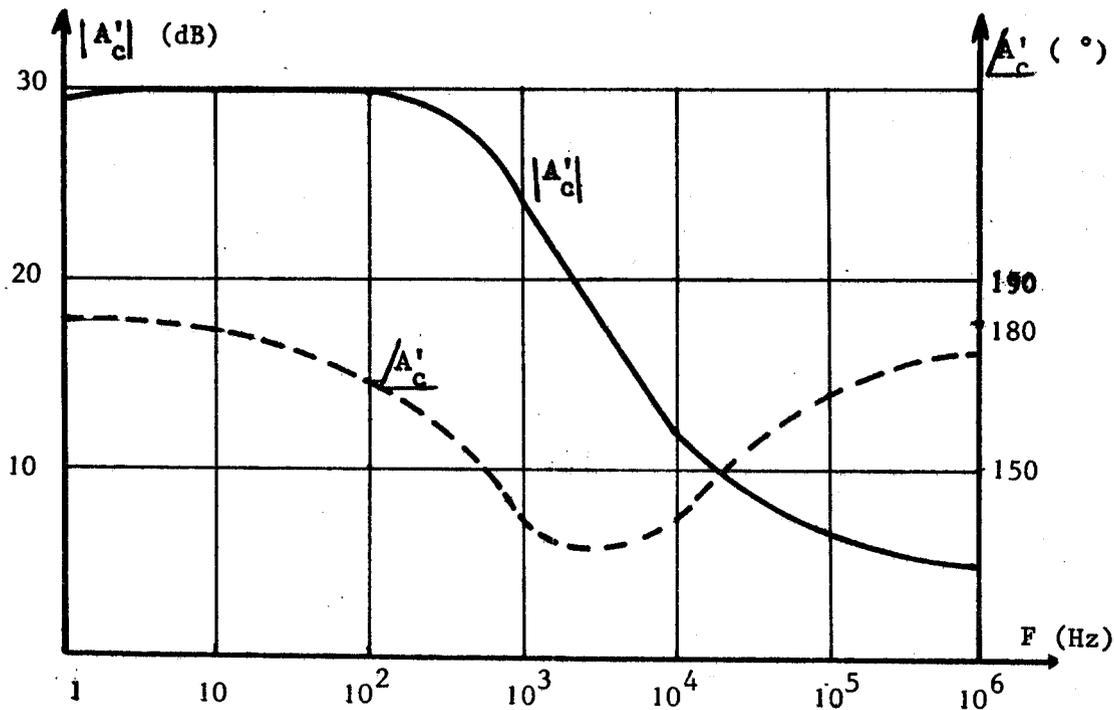


Figure 102



A-I-3 Taux de rejection en fonction de la fréquence (figure 103)

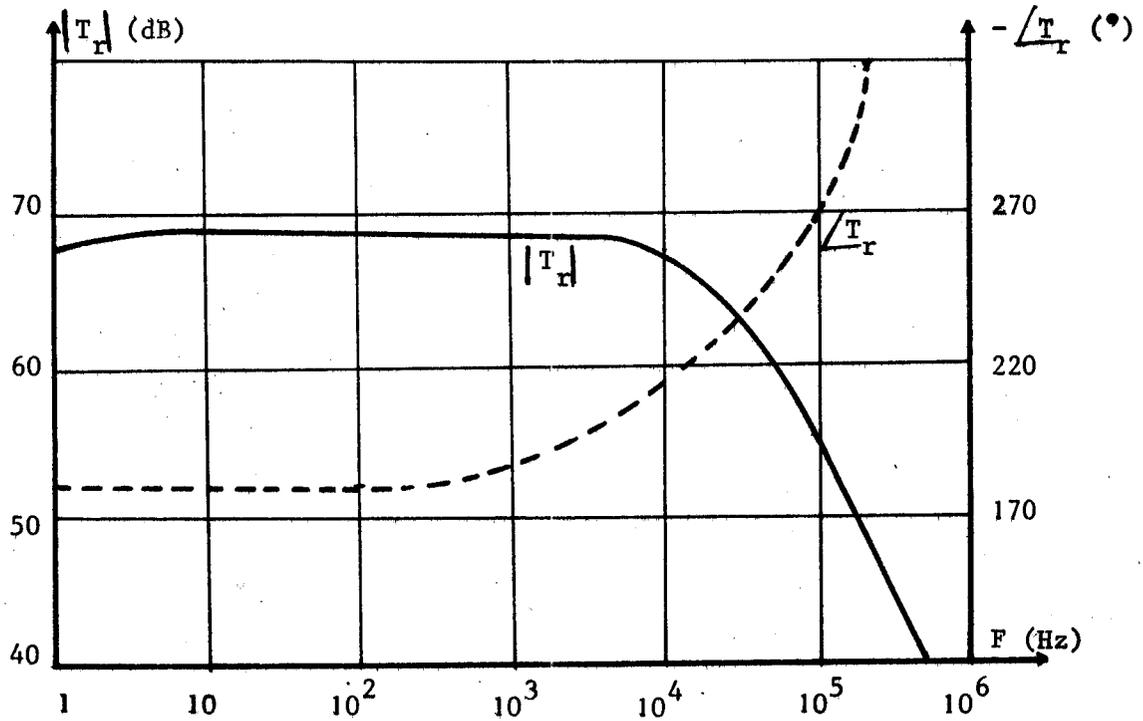


Figure 103

A-I-4 Impédance d'entrée de mode différentiel en fonction de la fréquence (figure 104)

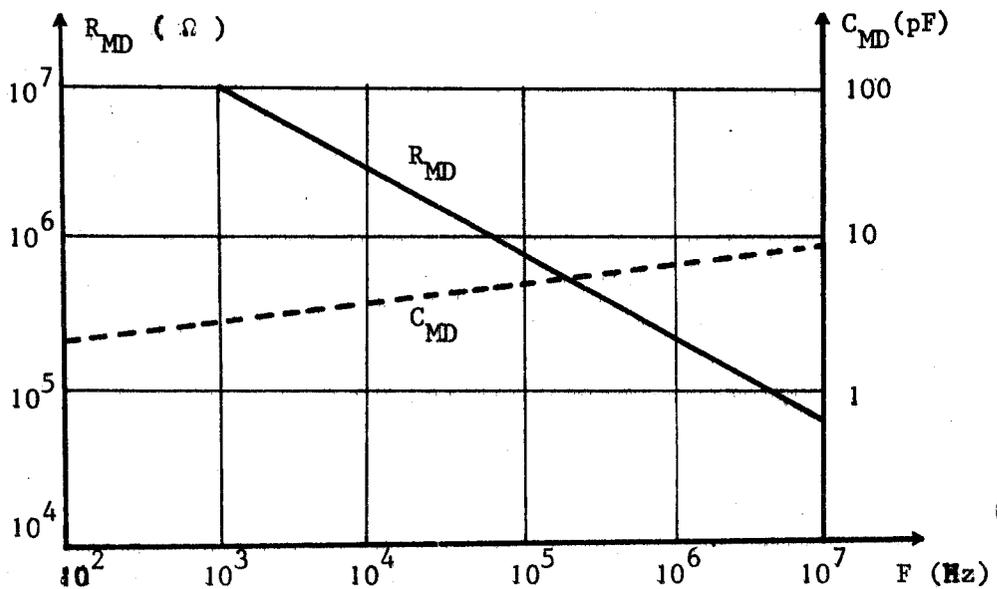


Figure 104



A-I-5 Impédance d'entrée de mode commun en fonction de la fréquence (figure 105)

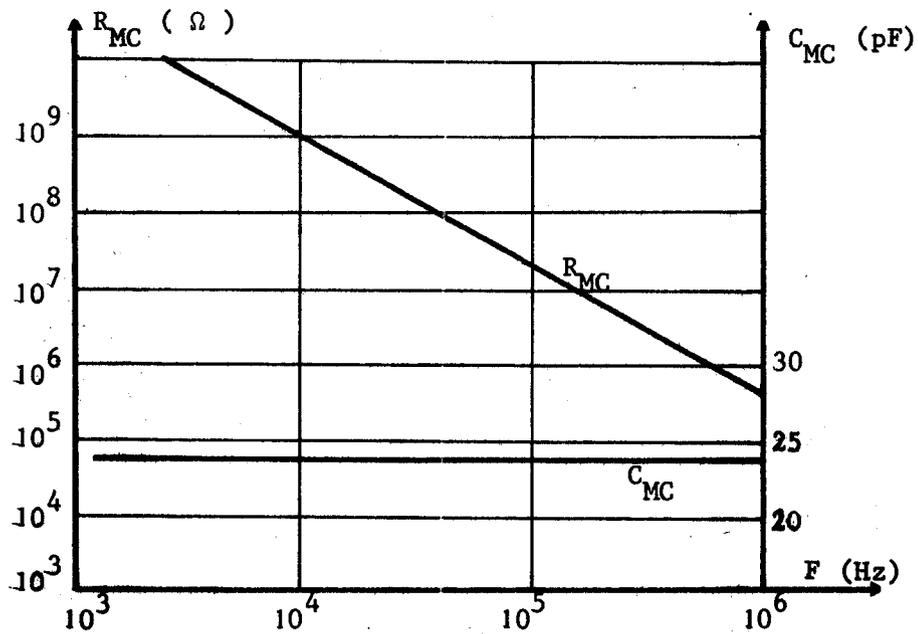


Figure 105

A-I-6 Impédance de sortie en fonction de la fréquence (figure 106)

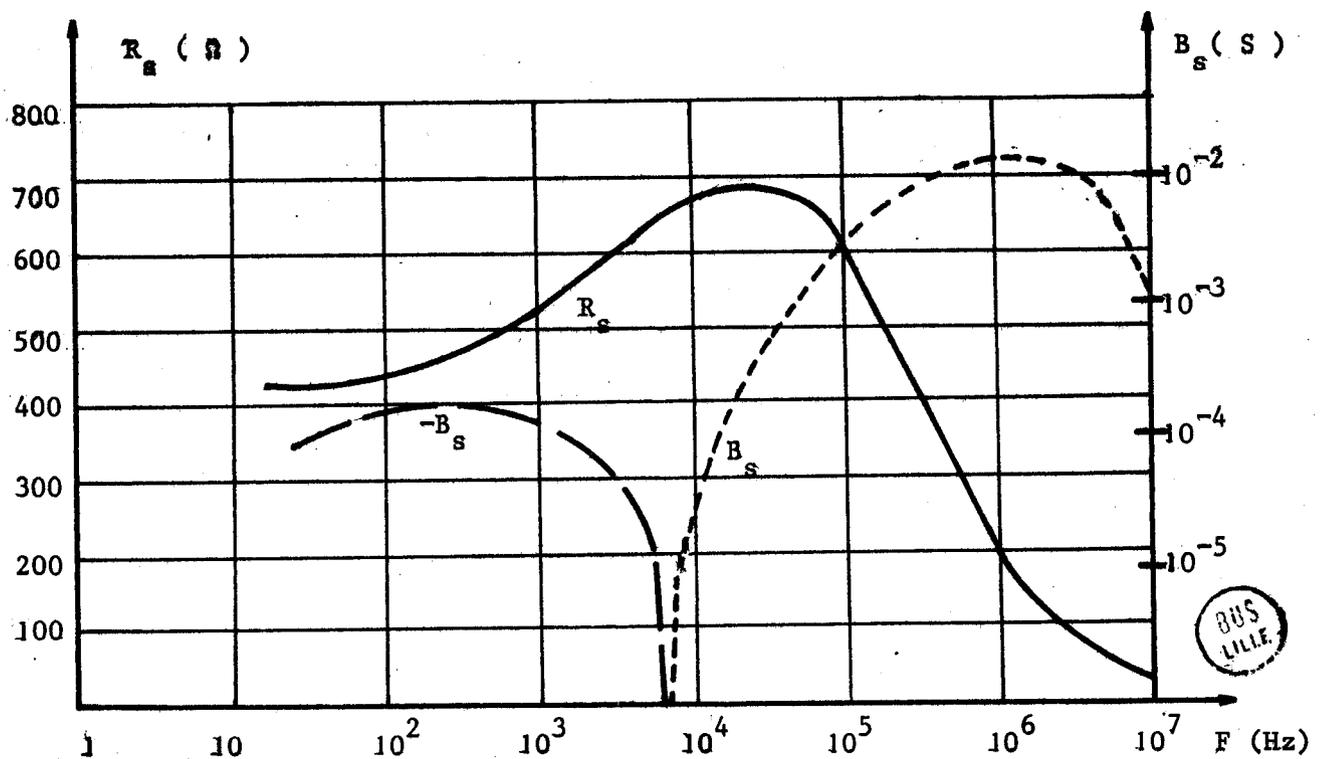


Figure 106

A-II-NON LINEARITE DE LA RESISTANCE R_{DS} DU TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP

La non linéarité de la résistance entre drain et source (R_{DS}) d'un transistor à effet de champ est de deux types :

- 1°) - Non linéarité due à la commande $R_{DS} = f(V_{GS})$
- 2°) - Non linéarité fonction de la tension existante à ses bornes $R_{DS} = f(V_{DS})$

A-II-1 Non linéarité de commande

En première approximation ⁽⁷⁾ la loi de variation de la résistance R_{DS0} est :

$$R_{DS0} = \frac{V_P}{2,25 I_{DSS}} \frac{V_P}{V_{GS} - V_P}$$

avec

V_{DS} de l'ordre du millivolt

V_P = Tension de pincement

I_{DSS} = Courant maximum de drain lorsque $V_{GS} = 0$

la résistance R_{DS0} minimum à pour valeur :

$$R_{DS0} \text{ min.} = \frac{V_P}{2,25 I_{DSS}}$$

En choisissant un transistor "FET", avec une tension de pincement élevée, on linéarise la variation de la résistance R_{DS0} en fonction de la tension V_{GS} dans une plage de valeurs (Figure 107) ⁽⁸⁾

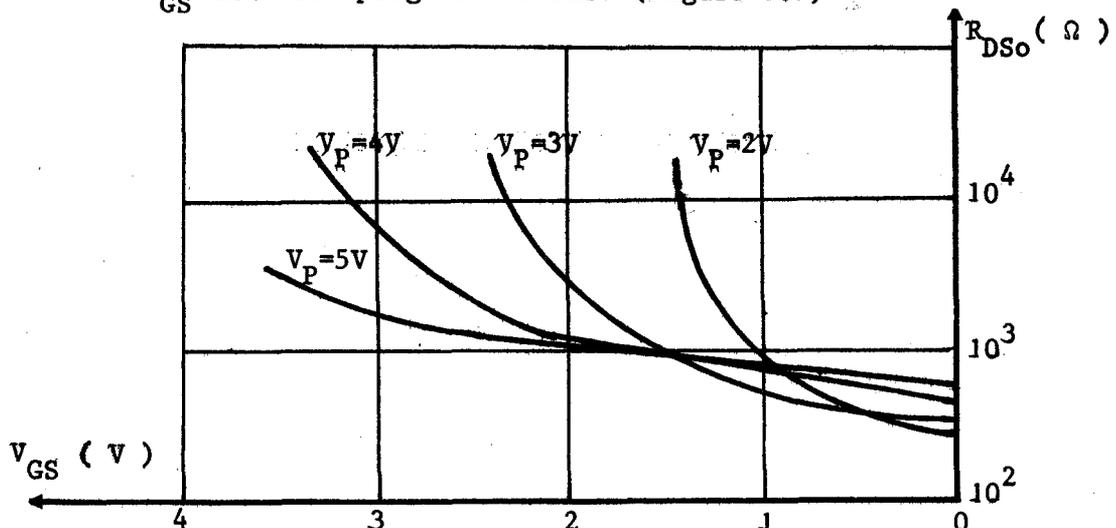


Figure 107

A-II-2 Non linéarité de la résistance R_{DS} en fonction de la tension V_{DS}

La loi de variation de la résistance R_{DS} en fonction de la tension V_{DS} et de V_{GS} (9) est la suivante :

$$R_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_{DSS} \left(\frac{5}{2} \frac{V_{DS}}{V_P} - \frac{3}{2} (V'^{5/3} - V^{5/3}) \right)}$$

avec

$$V' = \frac{V_{DS} - (V_{GS} + V_3)}{V_P}$$

$$V = - \frac{V_{GS} + V_3}{V_P}$$

$V_3 = 0,6$ V pour un transistor "FET".

La variation relative de la résistance R_{DS} en fonction de V_{DS} , pour différentes valeurs de R_{DS0} (Figure 108) devient importante lorsque la valeur de R_{DS0} est élevée.

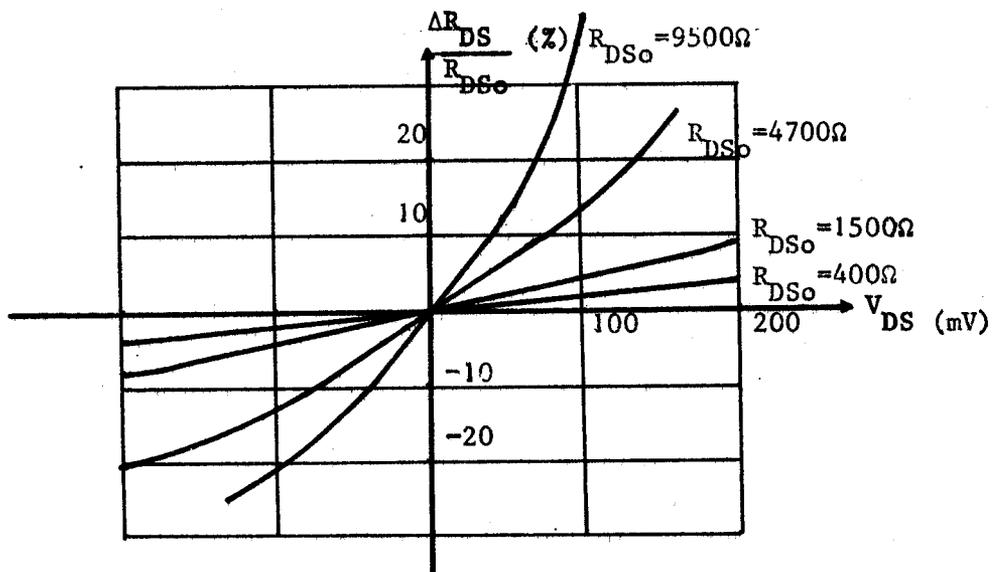


Figure 108

La figure 109 donne les variations relatives maximum de R_{DS} en fonction de R_{DS0} , pour différents transistors à effet de champ.

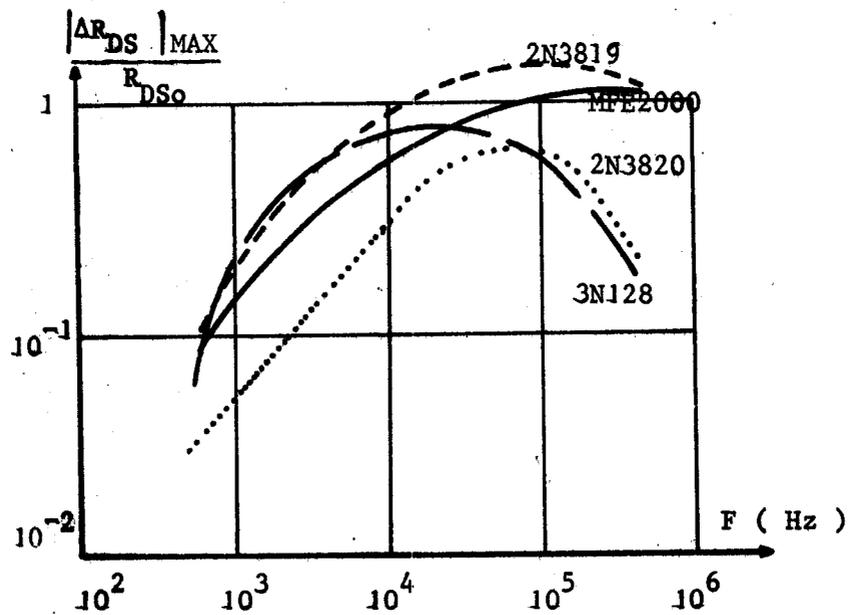


Figure 109

Parmi tous les transistors à effet de champ mesurés et étudiés, le transistor 2N3820 est celui qui présente un rapport $\Delta R_{DS}/R_{DS0}$ le plus faible pour une variation de R_{DS0} importante (Figure 109)

Il est possible de diminuer le rapport $\Delta R_{DS}/R_{DS0}$ en plaçant une résistance entre "Drain" et "Gate" du transistor à effet de champ (Figure 110)

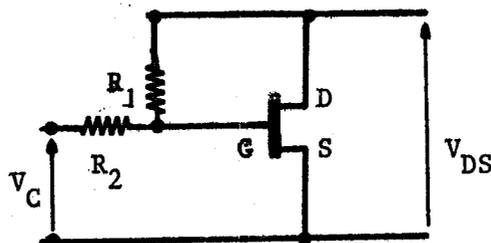


Figure 110

En prenant

$$k = \frac{R_1}{R_2}$$

la variation de la résistance R_{DS} passe par un minimum pour $k = 1$ (Figure 111) en fonction de la tension V_{DS}

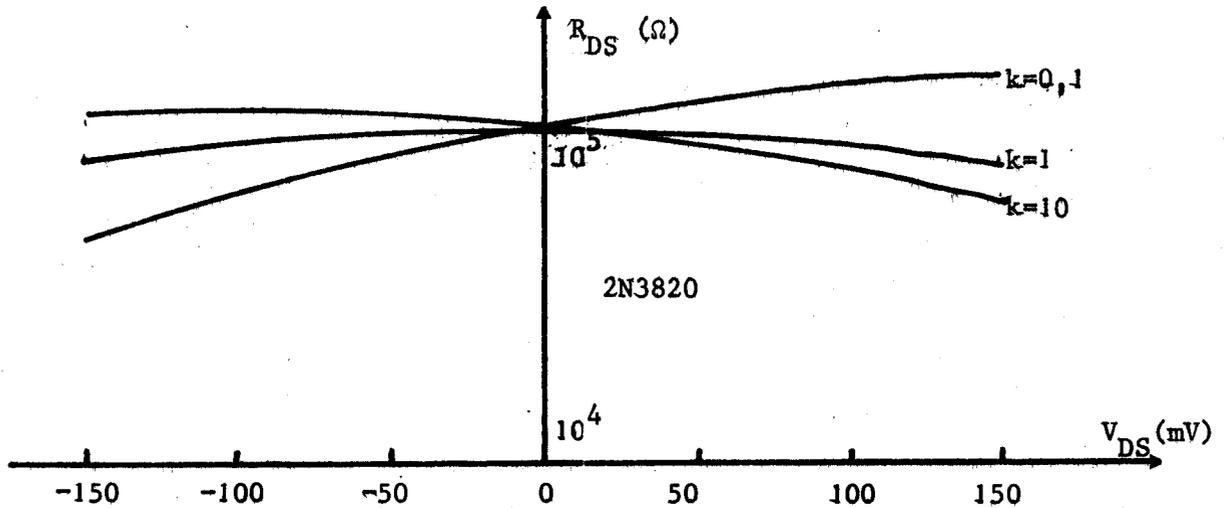


Figure 111

La variation relative de R_{DS} en fonction de la résistance R_{DS0} avec $k = 1$ est beaucoup plus faible par rapport au montage sans résistance (Figure 112).

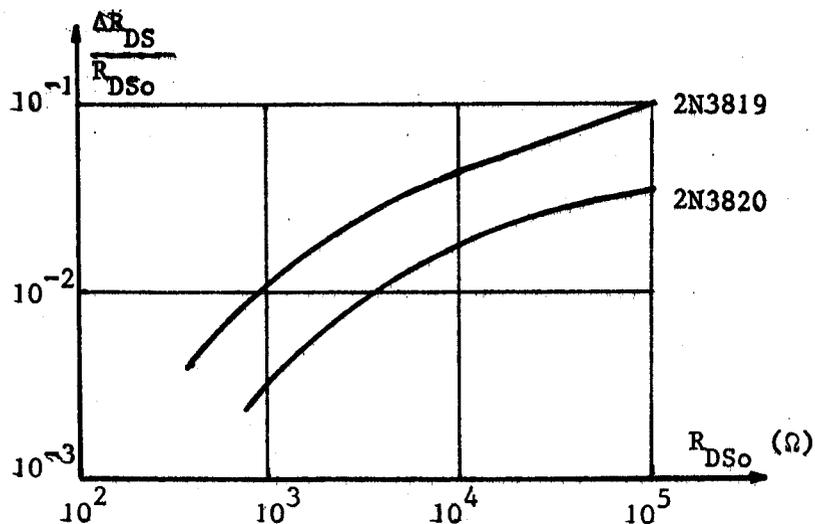


Figure 112

Ce montage (Figure 110) permet de linéariser la résistance R_{DS} du transistor à effet de champ en fonction de la tension à ses bornes.

Exemple :

$$R_{DS0} = 10^4 \Omega \text{ sans résistance} \left| \frac{\Delta R_{DS}}{R_{DS0}} \right| \text{ Max} = 0,3$$
$$R_{DS0} = 10^4 \Omega \text{ avec } k = 1 \left| \frac{\Delta R_{DS}}{R_{DS0}} \right| \text{ Max} = 0,02$$

A-III-CARACTERISTIQUES DE DIODES "TETE BECHE" PREPOLARISEES

Pour limiter le courant maximum dans la bobine lors de la séquence d'asservissement numérique, nous avons placé des diodes pré-polarisées en parallèle sur le résonateur.

La pré-polarisation des diodes doit être suffisante pour ne pas perturber la mesure de la conductance.

A-III-1 Valeur de la résistance équivalente à deux diodes pré-polarisées "tête bêche"

Pour mesurer cette résistance équivalente, nous avons réalisé le circuit suivant (Figure 113) :

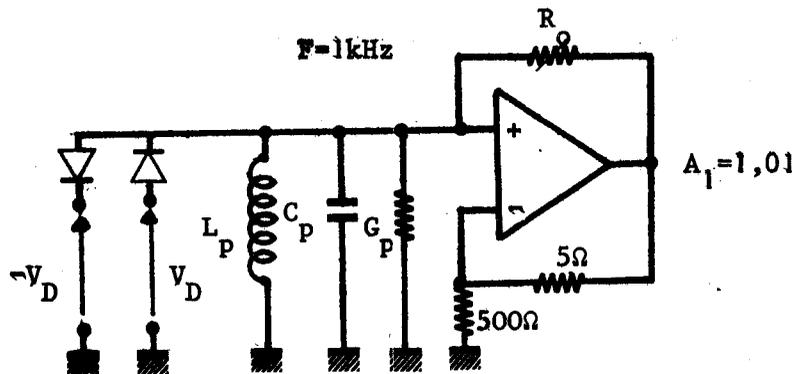


Figure 113

Une première mise en oscillation est effectuée sans les diodes à un niveau d'oscillation V_{e1} d'où :

$$G_p = G_{o1} \cdot 10^{-2} \quad (G_n = G_o (1 - A_1))$$

La deuxième mise en oscillation est réalisée avec les diodes pour différentes tensions de pré-polarisation, et à un niveau d'oscillation $V_{e2} = V_{e1}$

on a :

$$G_p + G_d = G_{o2} \cdot 10^{-2}$$

d'où la valeur de la conductance équivalente aux diodes :

$$G_d = (G_{o2} - G_{o1}) 10^{-2}$$

Rappelons que l'on élimine les non linéarités dues à l'amplificateur en travaillant à un même niveau d'oscillation V_e .

La figure 114 donne les variations de la résistance équivalente aux deux diodes en fonction du niveau d'oscillation, pour différentes tensions de prépolarisation.

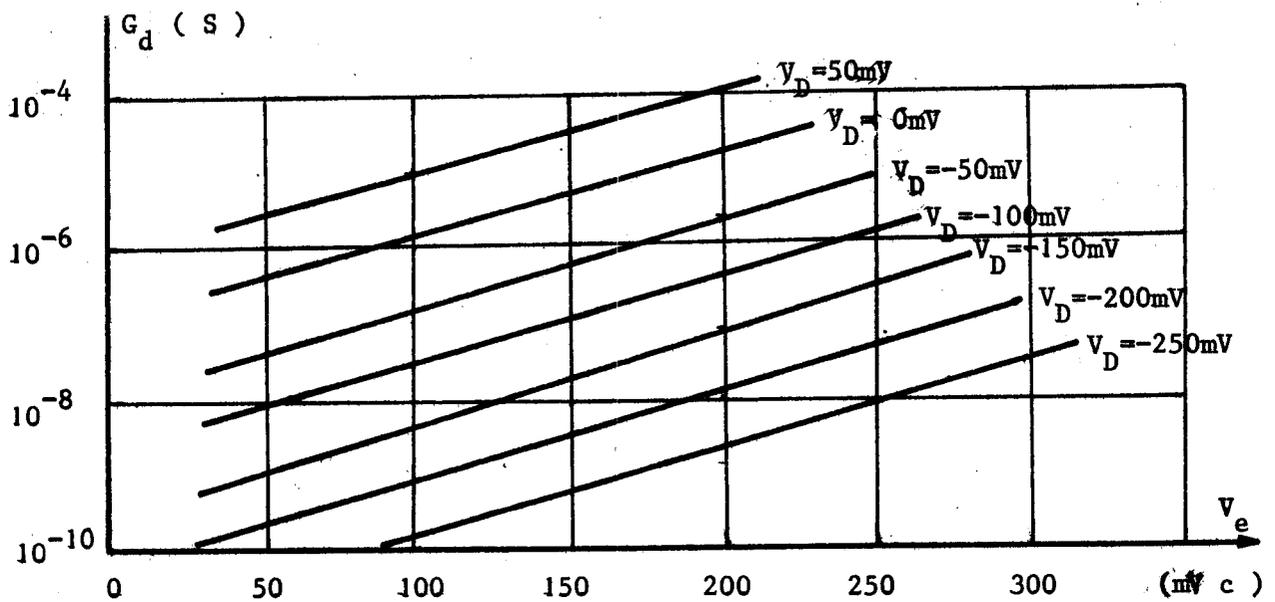
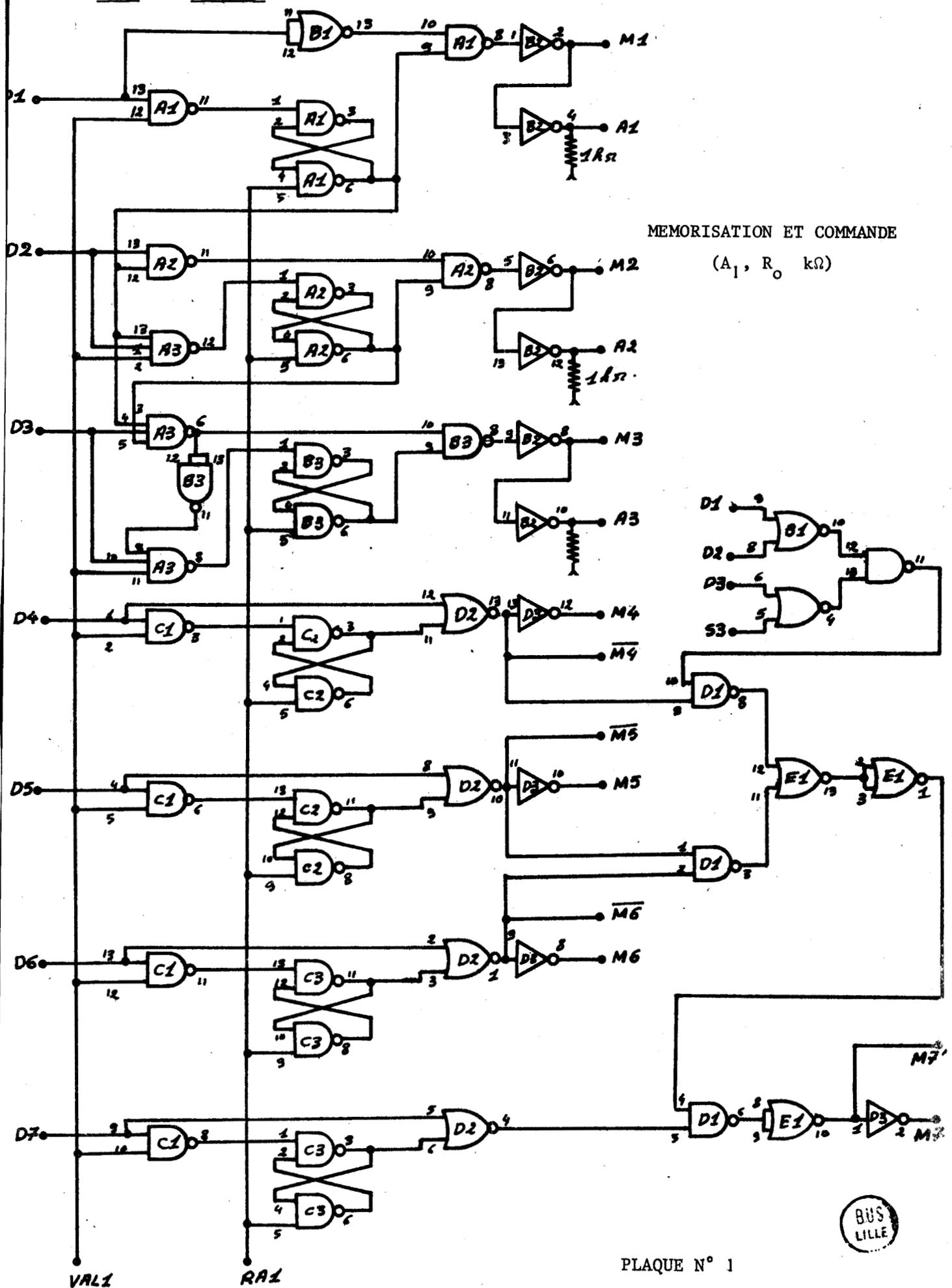


Figure 114

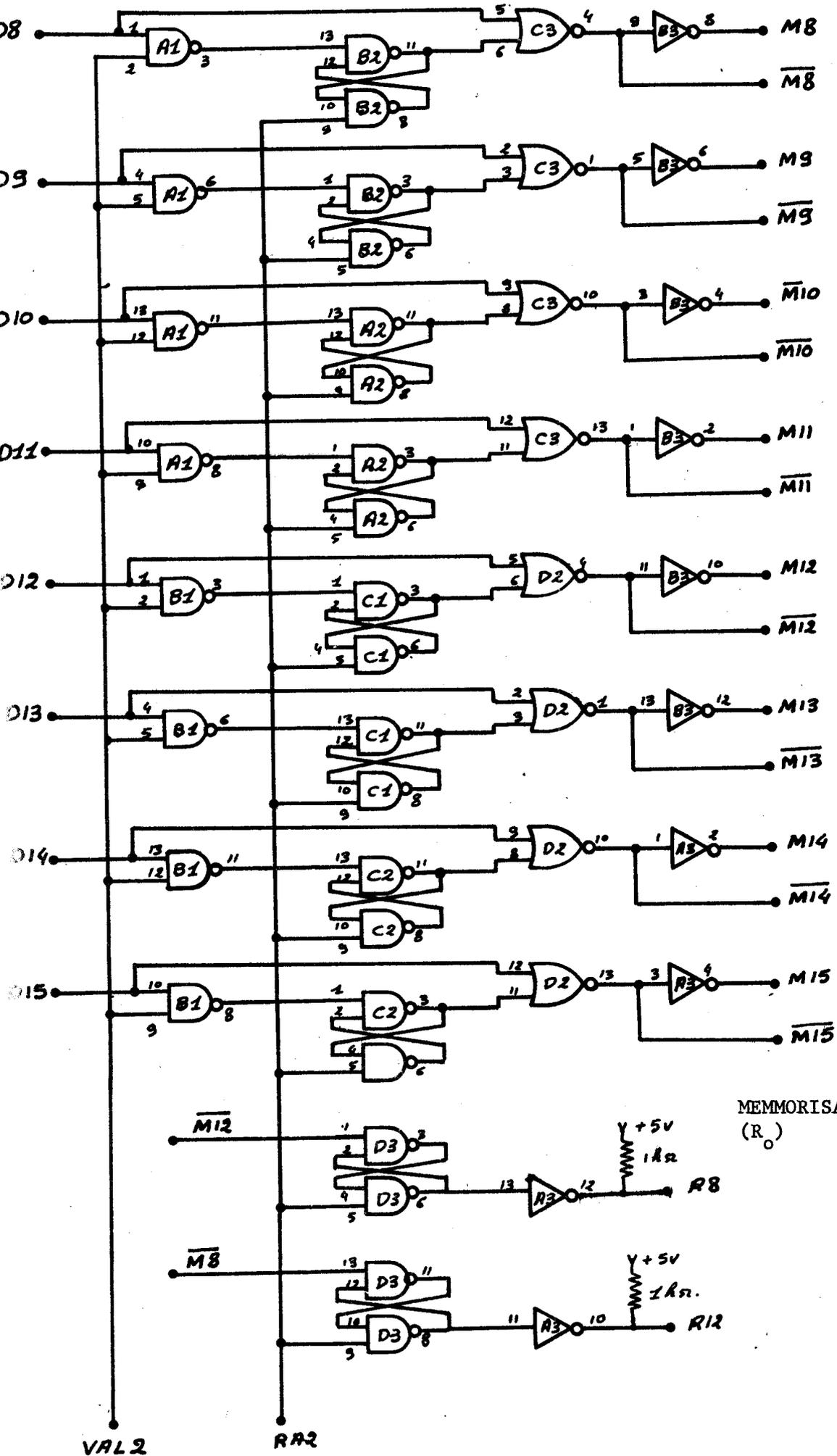
A partir des valeurs obtenues, on détermine la tension de prépolarisation nécessaire pour ne pas perturber la mesure de G_x (la perturbation due aux diodes doit être inférieure à 0,1 %).



MEMORISATION ET COMMANDE

(A₁, R₀ kΩ)





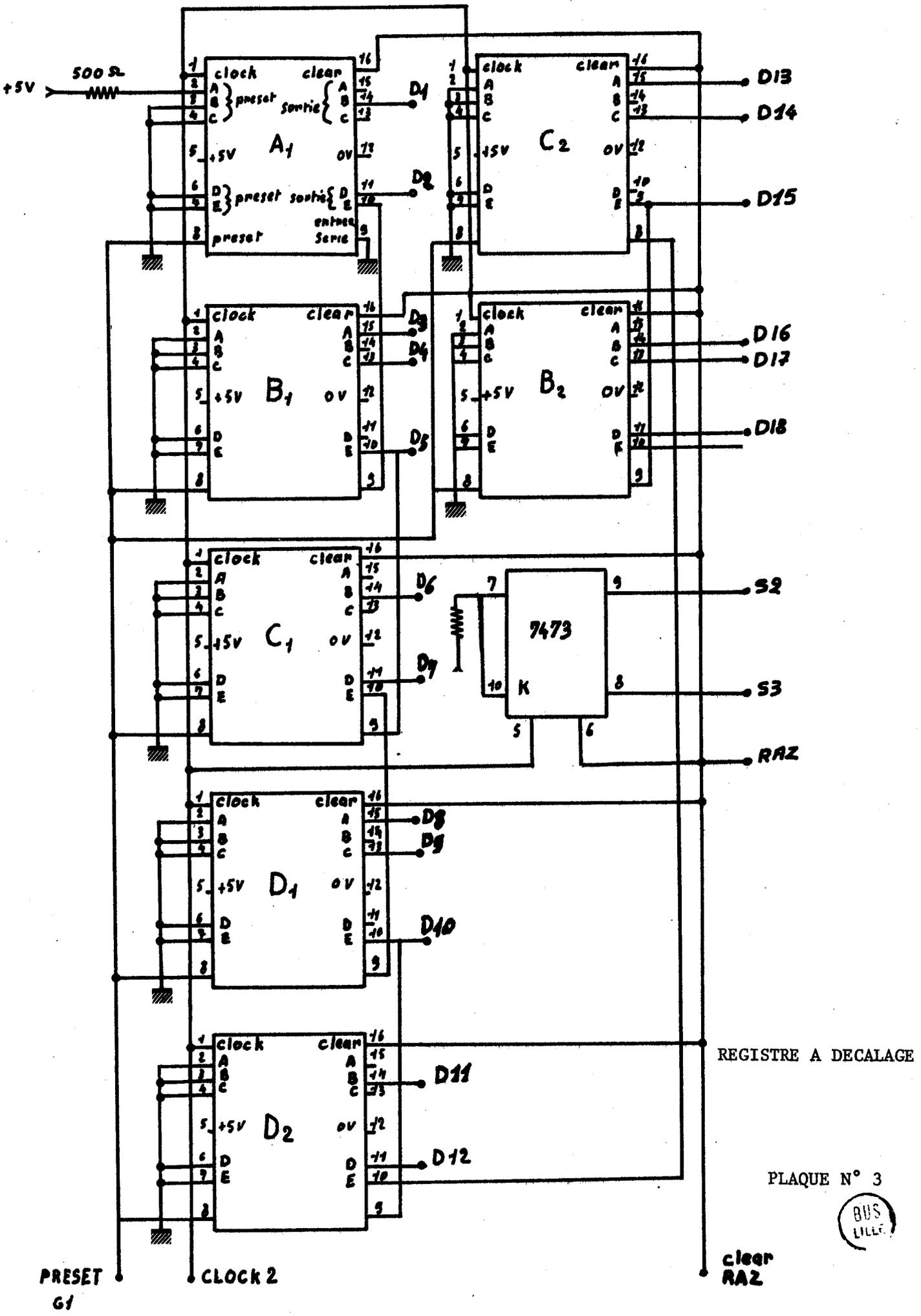
MEMMORISATION ET COMMANDE (R₀)

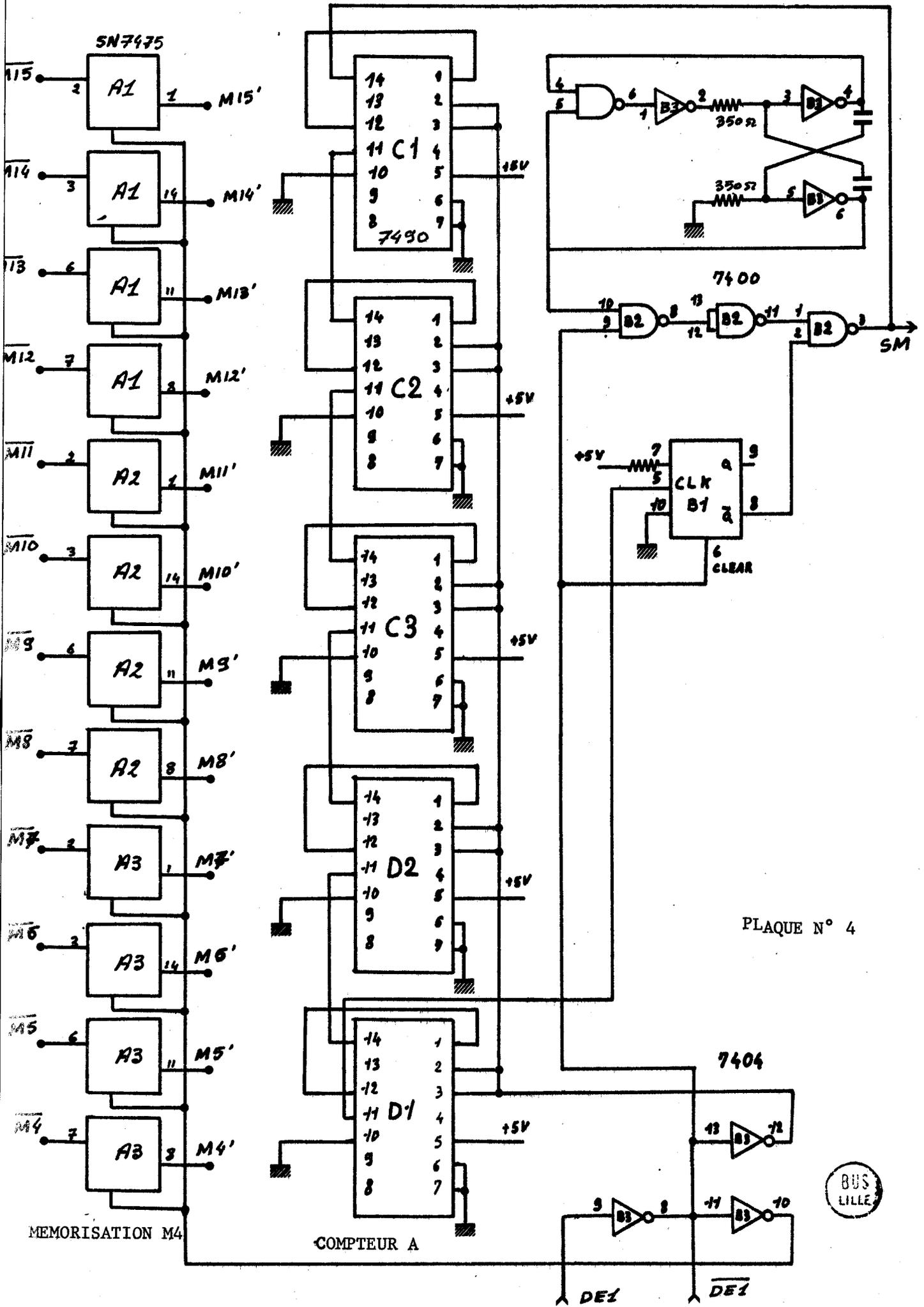
PLAQUE N° 2

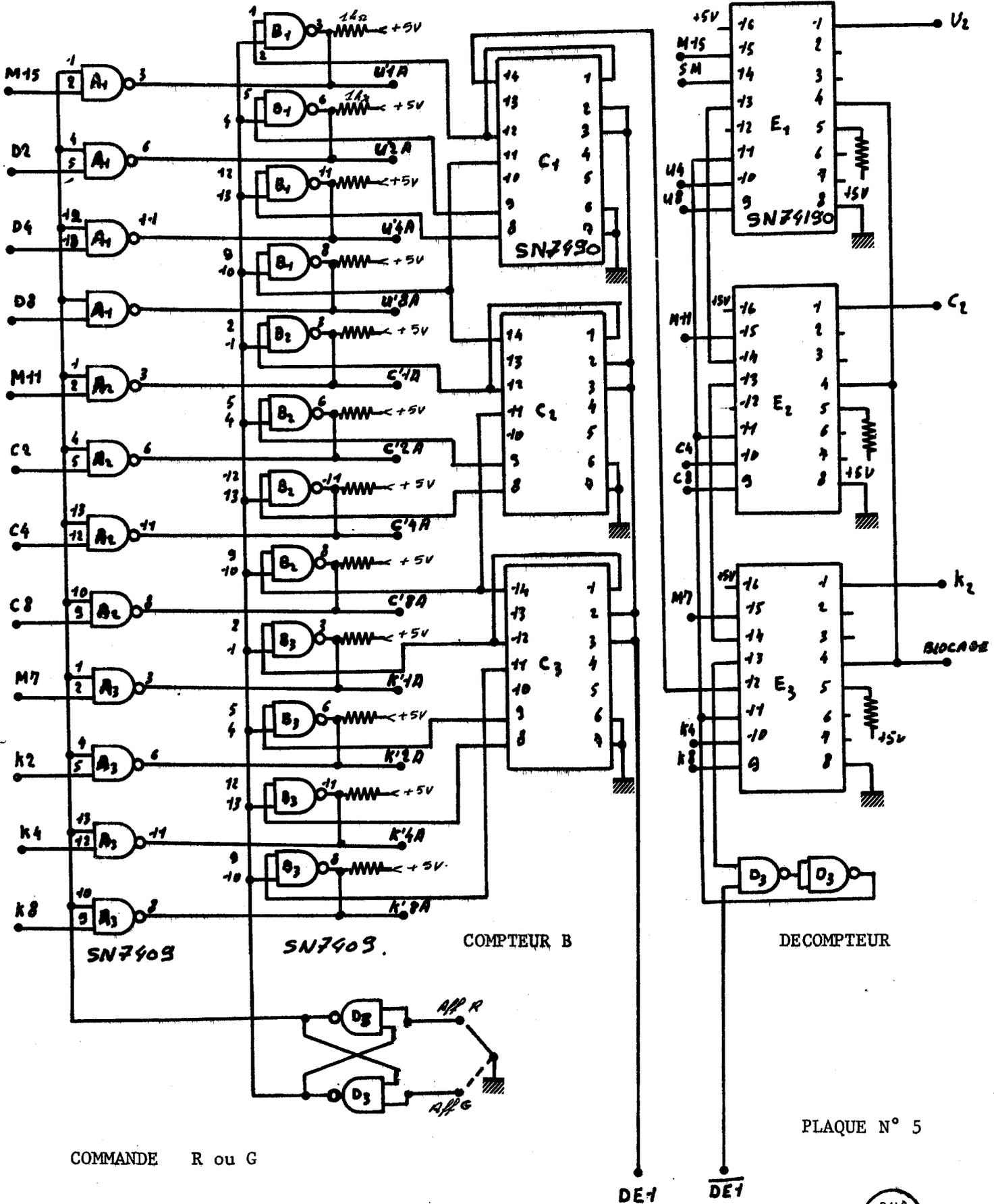


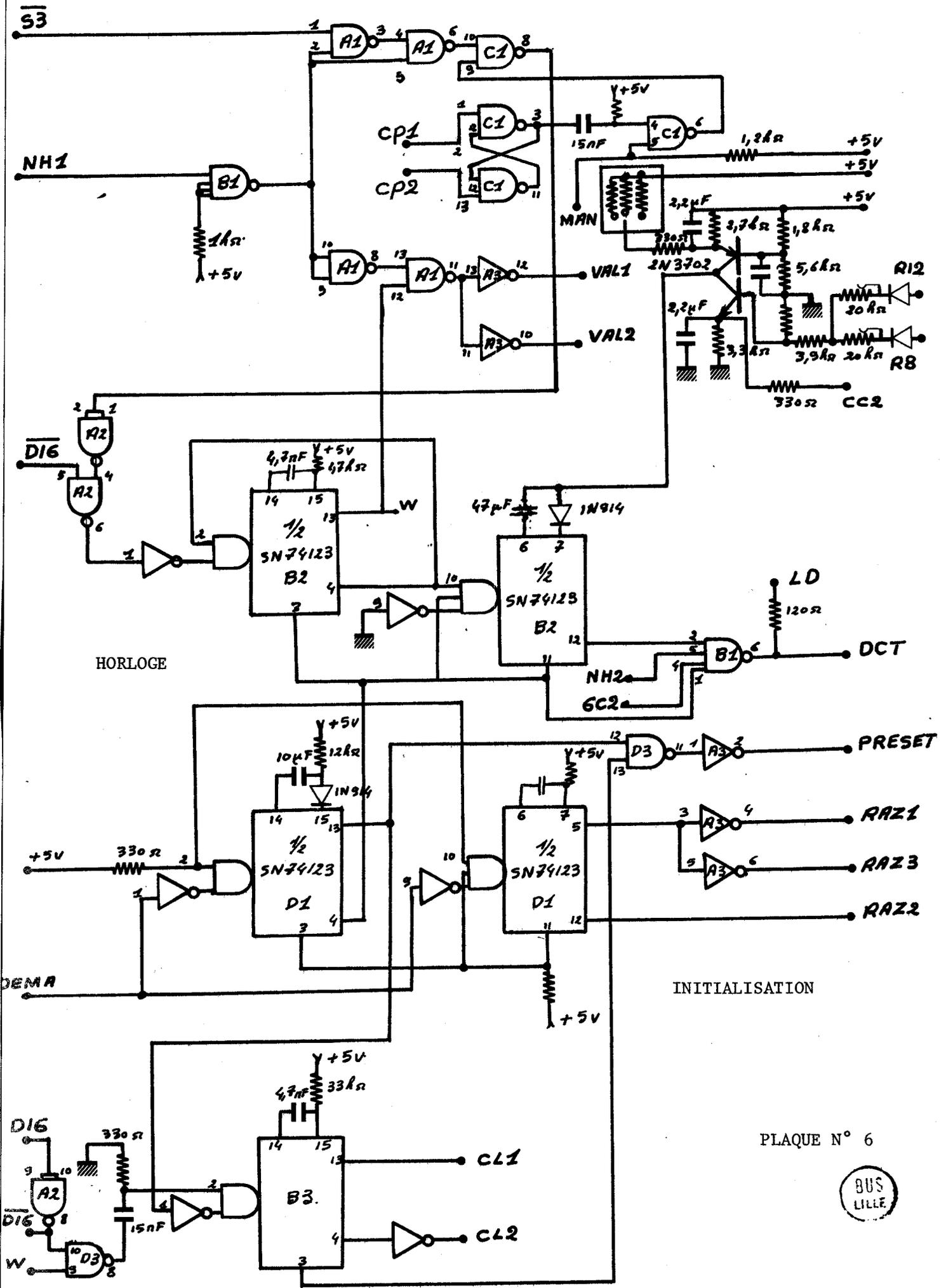
VAL2

RA2



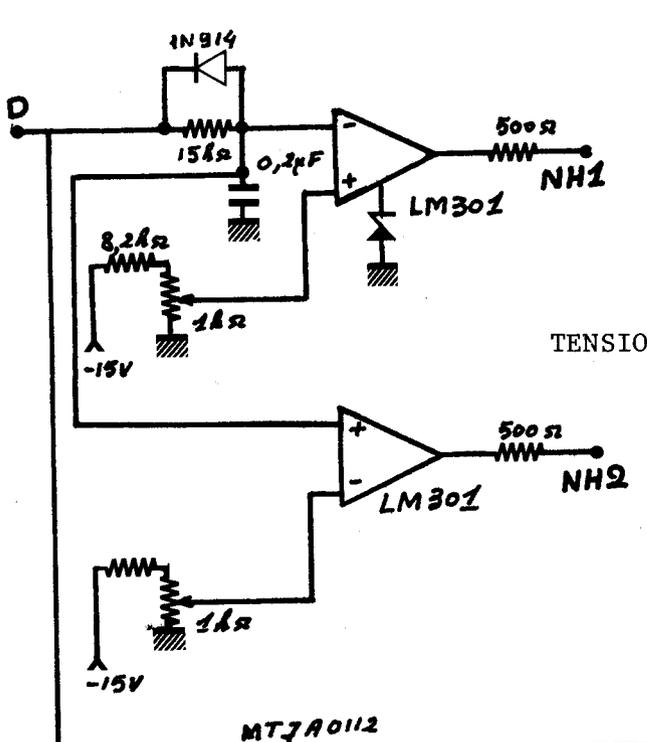




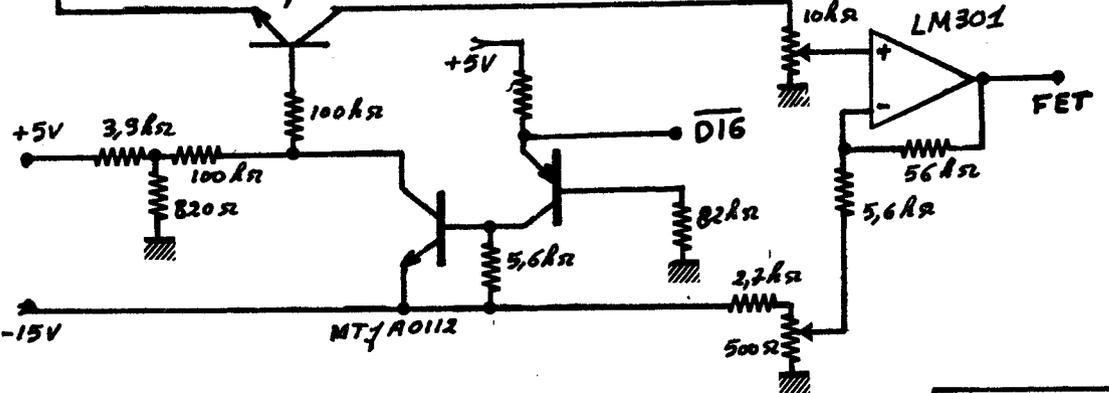
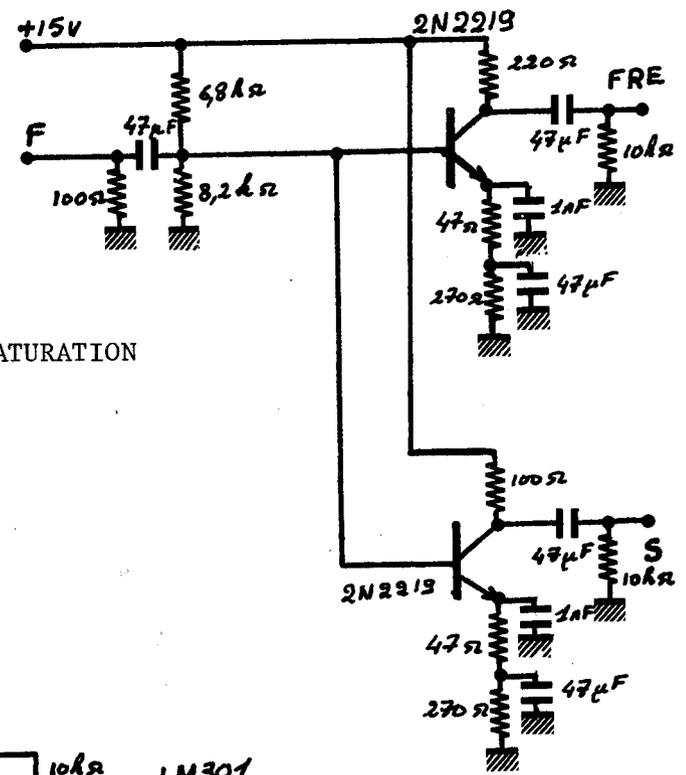


PLAQUE N° 6

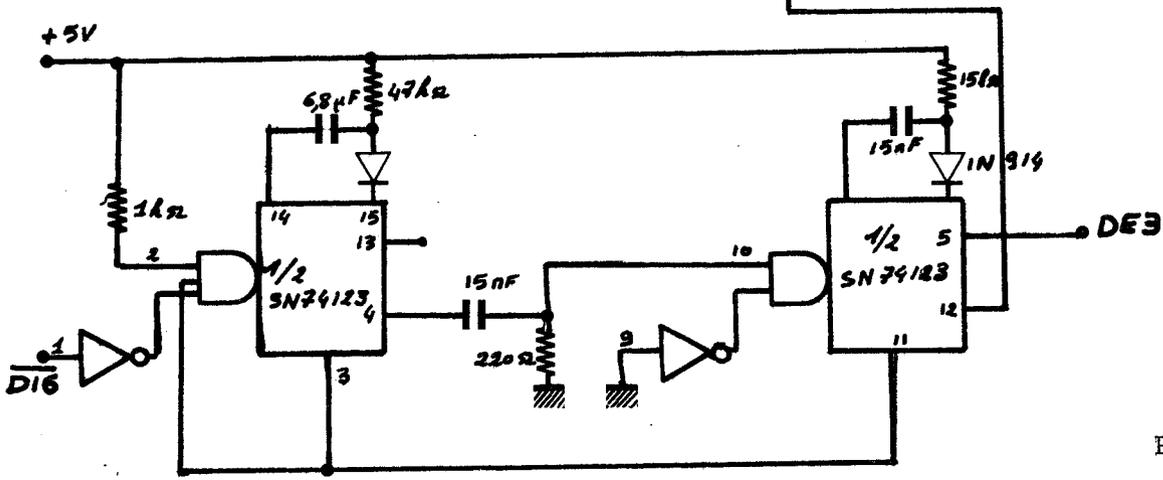
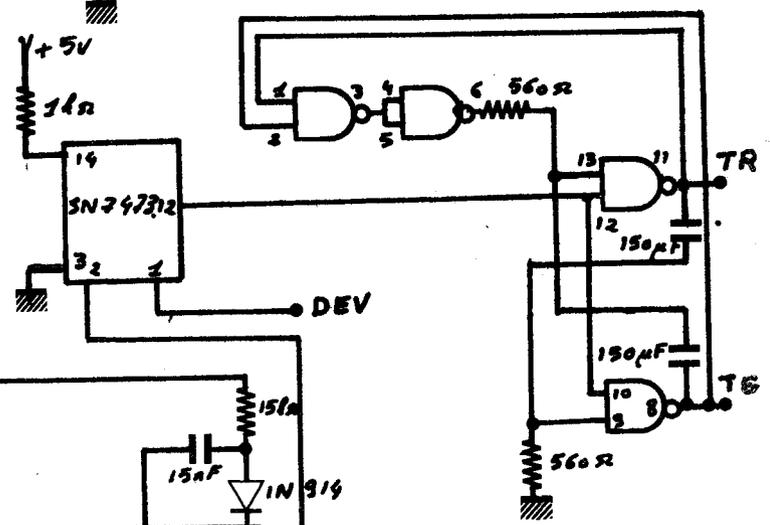


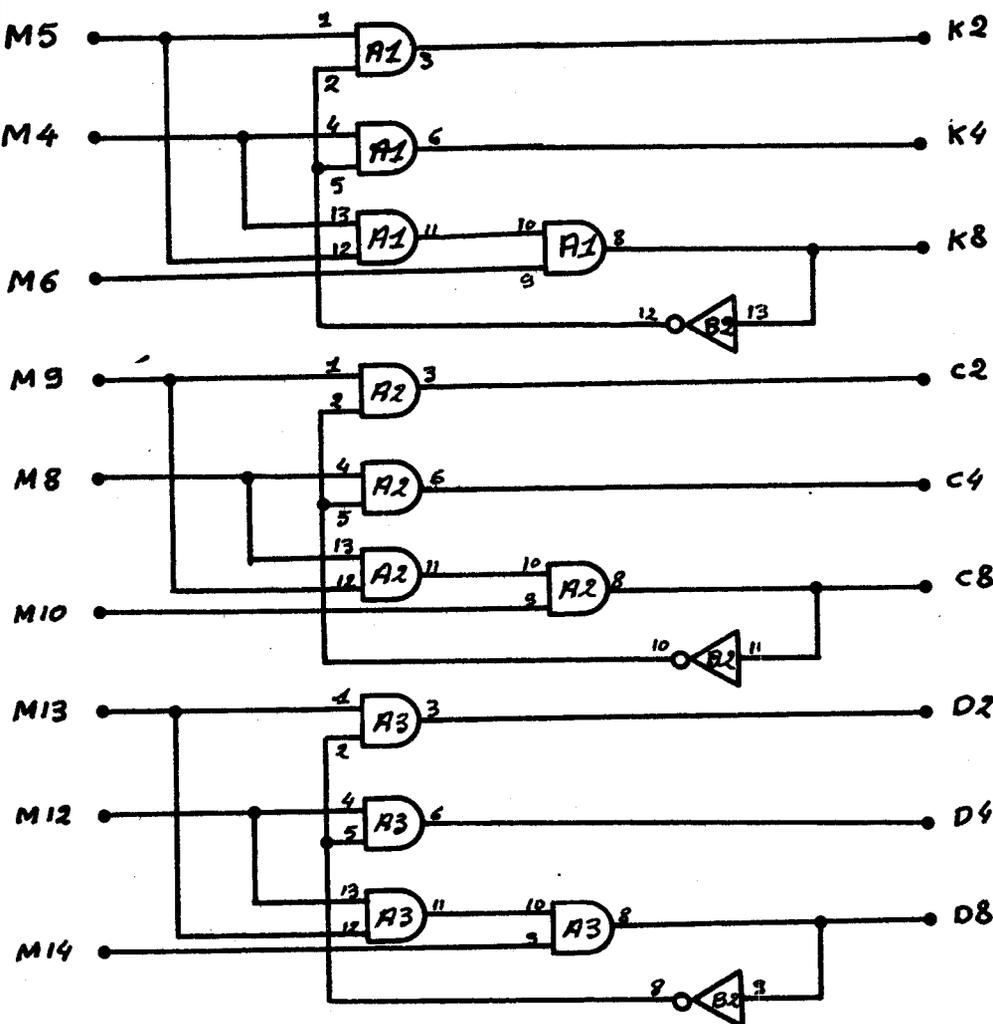


TENSION DE SATURATION

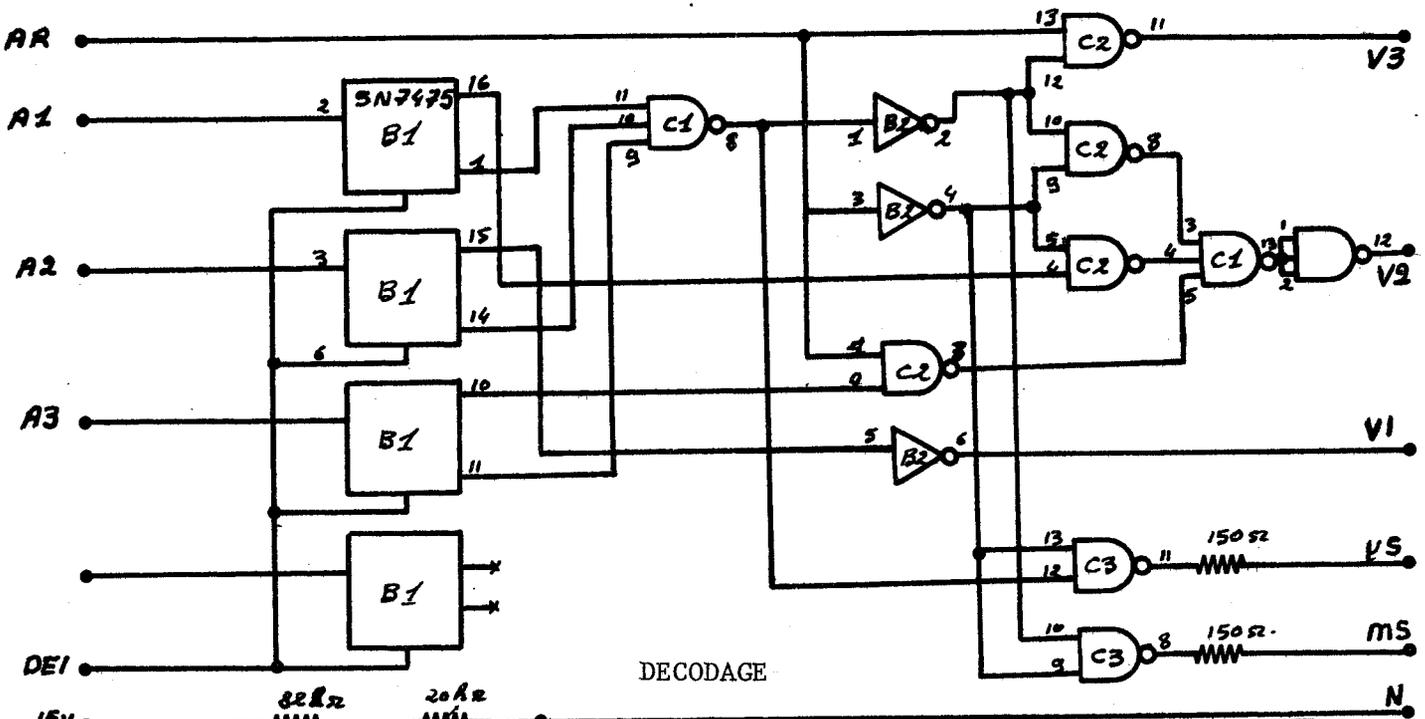


ASSERVISSEMENT ANALOGIQUE

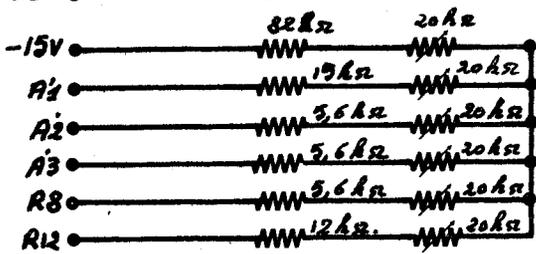


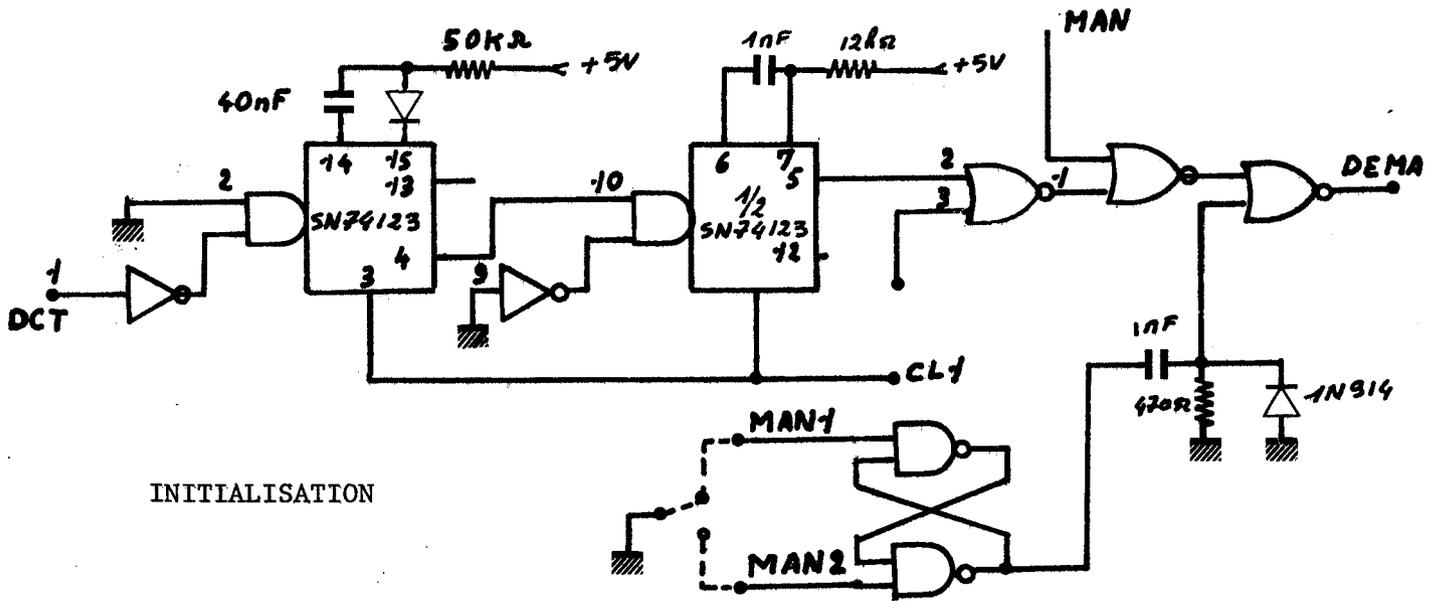


TRANSCODAGE



DECODAGE

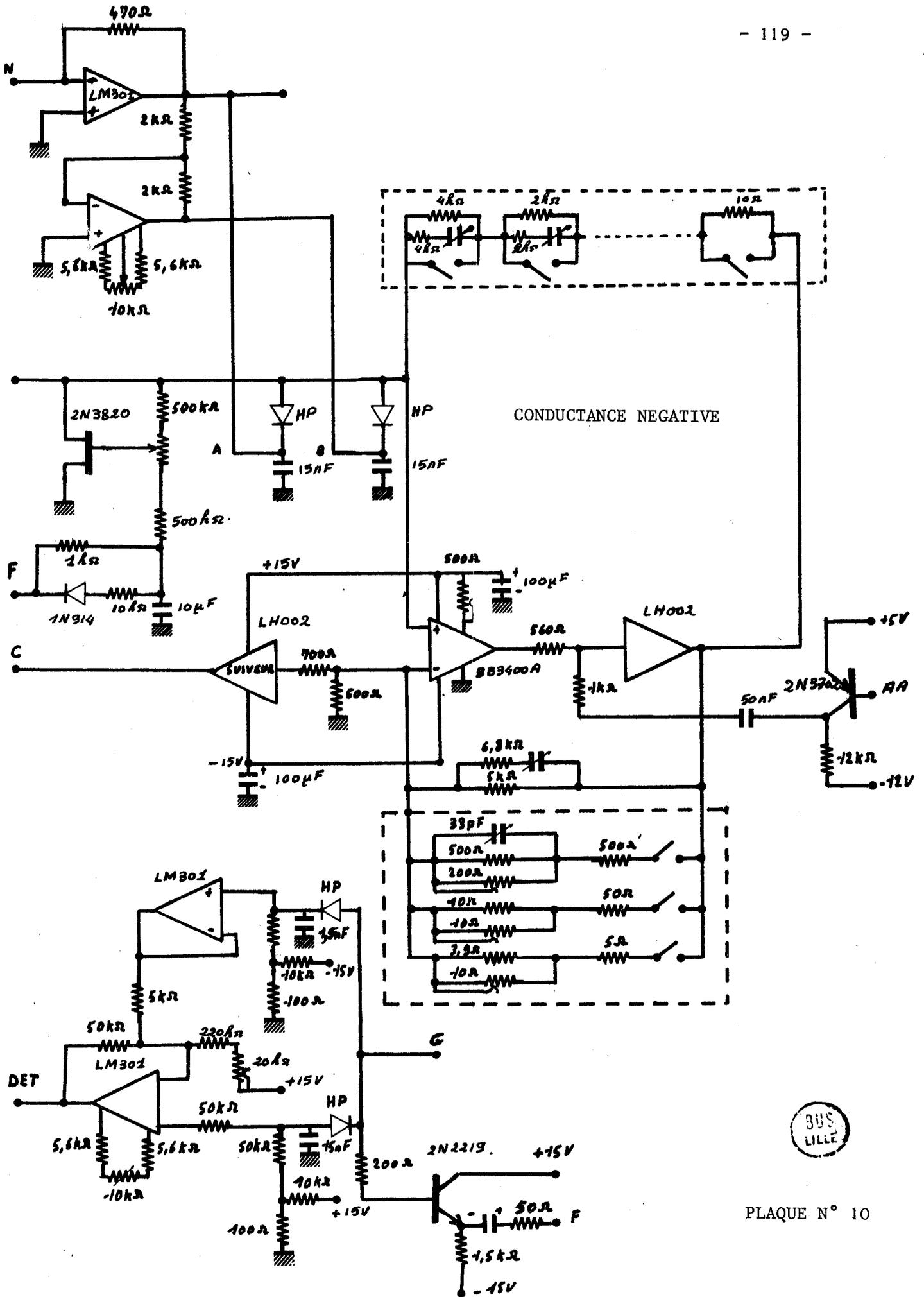




INITIALISATION

PLAQUE N° 9





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

- (1) PAUQUET : Etude des conductances négatives à large bande de fréquences.
Réalisation d'un "G B mètre" 10 kHz - 10 MHz.
Thèse Docteur Ingénieur, LILLE, JUIN 1973.
- (2) PAUQUET : Influence d'effets thermiques sur le comportement des dipôles et des amplificateurs bouclés.
LILLE, à paraître.
- (3) DELCROIX : Thèse Doctorat
LILLE, à paraître.
- (4) DELCROIX : Sur l'étude de l'oscillateur dipôle asservi en amplitude.
Réalisation d'un "L C mètre" automatique à affichage numérique dans la bande 10 kHz - 100 MHz.
Thèse de 3ème cycle, LILLE, JUILLET 1969
- (5) SMITH : Noise and Opérationnel amplifier circuits.
Analog Dialogue, MARS 1969.
- (6) BAYARD : Contribution à l'étude de la stabilité des conductances négatives fonctionnant à large bande de fréquences.
DEA, LILLE, JUILLET 1972.
- (7) BLASQUEZ : Modèle mathématique du transistor à effet de champ.
Thèse de 3ème cycle, MAI 1968.
- (8) GREBENE : Field effect transistors.
Proccedings of I E E E, 1969.
- (9) LOPENAGUE : Contribution à l'étude théorique du transistor à effet de champ.
Thèse Doctorat, DECEMBRE 1968.