

UNIVERSITE D'ALGER

6/74

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

lex

Département Electricité



THESE DE FIN D'ETUDES



Sujet : ETUDE D'UN GYRATEUR

Proposé par
Mr RUIZ

Étudié et Réalisé par
Mohamed DADCI

-- UNIVERSITE -- D'ALGER --

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département "ELECTRICITE"

SERVICE de l'Electronique

0

Année NNEE Universitaire 1973 - 1974

Thèse de Fin d'Etudes

Etude et Réalisation d'un
Gyrateur en B.F.

OBJET :

Proposé par :

/)/). RUIZ

Etudié par :

/)/). DADCI

/+ MA MERE ET A MON PERE
QUI ONT DONNE LE MEILLEUR D'EUX MEME
ET A QUI JE DEDIE CET HUMBLE TRAVAIL

-o-o-o-o-o-o-o-o-o-

/+ MA FEMME

/+ MES FRERES ET SOEURS

/+ TOUTE MA FAMILLE

-o-o-o-o-o-o-o-o-o-

A CEUX QUI SE DONNENT LA PEINE
DE ME LIRE

-o-o-o-o-o-o-o-o-o-

...../.....

Le travail qui fait l'objet de cette thèse a été réalisé au laboratoire du département Electricité de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger.

Au terme de ce travail ; qu'il me soit permis de remercier très sincèrement Monsieur RUIZ, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique, pour l'aide et les conseils qu'il m'a prodigués, pour l'amitié qu'il m'a sans cesse toujours témoignée.

Qu'il me soit également permis de remercier tous les professeurs et assistants qui ont contribué à ma formation.

Mes remerciements vont aussi à toutes les personnes qui m'ont aidés dans la réalisation de cette étude ; en particulier à Messieurs DAMINE , DRIOUCE et MAOUCE .

/)/).DADCI

== TABLE DES MATIERES ==

	Pages
Introduction.....	1
Introduction Mathématique.....	2
Etude théorique du gyrateur.....	13
Synthétisation.....	18
- Par pentodes	
- Par transistors	
- Par amplificateurs opérationnels	
- Conclusion	
Différentes simulations.....	27
- Self série	
- Self parallèle	
- Cellule en (T) à selfs	
- Cellule en (II) à selfs	
- Transformation de filtres passifs	
- Application aux filtres actifs	
- Filtre passe-bande	
- Filtre passe-bande, transposition à gyrateur	
- Cellule en (T)	
- Cellule en (II)	
- Filtre passe-bande à circuits-décalés...	33
Etude pratique	35
- Résultats obtenus	42
C O N C L U S I O N .	

-- INTRODUCTION --

Le présent Projet consiste en la réalisation d'un organe non réciproque, et qui ne peut-être réalisé en basses fréquences qu'avec des éléments relativement complexes.

Pour cela, avant d'aborder le sujet proprement dit il est essentiel d'avoir un ensemble de méthodes de mathématiques appliquées qui ont fait leur preuve dans la description des propriétés des circuits de l'Electronique.

D'où l'importance et l'efficacité de certain outils tels que l'emploi des paramètres de transfert que l'on introduise dans deux domaines qui étaient séparés auparavant dans l'enseignement, celui des éléments passifs et celui des lampes et transistors.

== CHAPITRE I ==

INTRODUCTION MATHÉMATIQUE . Rappels

Dans tout ce qui suivra il est nécessaire de faire une petite étude sur le calcul matricielle ;

Règles Générales du calcul vectoriel et matriciel :

Il a pour but de traduire sous une forme synthétique le caractère linéaire des relations liant les diverses grandeurs utilisées.

Relations de Linéarité

a) Addition.

$[a]$ et $[b]$ matrices chaines

$$[a] = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & \dots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & \dots & a_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ a_{n1} & a_{n2} & a_{n3} & \dots & a_{nn} \end{bmatrix}$$

$$[b] = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} & \dots & b_{1n} \\ b_{21} & b_{22} & b_{23} & \dots & b_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ b_{n1} & b_{n2} & b_{n3} & \dots & b_{nn} \end{bmatrix}$$

$$a + b = \begin{bmatrix} a_{11} + b_{11} & \dots & a_{1n} + b_{1n} \\ \vdots & \dots & \vdots \\ a_{n1} + b_{n1} & \dots & a_{nn} + b_{nn} \end{bmatrix}$$

b) Soustraction

$$[a] - [b] = \begin{bmatrix} a_{11} - b_{11} & \dots & a_{1n} - b_{1n} \\ \vdots & \dots & \vdots \\ a_{n1} - b_{n1} & \dots & a_{nn} - b_{nn} \end{bmatrix}$$

c) Multiplication

$$x \cdot [a] = \begin{bmatrix} x a_{11} & \dots & x a_{1n} \\ \vdots & \dots & \vdots \\ x a_{n1} & \dots & x a_{nn} \end{bmatrix}$$

Définition d'une matrice Carrée M

Les matrices carrées sont les plus utiles en Electronique, car ce sont les seules qui admettent une matrice inverse. Les matrices sont utilisées pour définir une transformation linéaire reliant les composantes d'un vecteur (\vec{a}) aux composantes d'un autre vecteur (\vec{b}) ces vecteurs étant définis dans l'espace à n dimensions n est alors le rang de la matrice (M).

Pour cela nous poserons alors:

$$T_r (\vec{a} \rightarrow \vec{b}) \equiv \vec{b} = (M) \vec{a}$$

Relations entre les composantes de \vec{a} et de \vec{b} étant linéaires on a aussi :

$$\vec{a} = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} \quad \vec{b} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} \quad \vec{b} = (M) \vec{a}$$

$$[\vec{b}] = \begin{bmatrix} m_{11} & a_1 + m_{12} a_2 + \dots + m_{1n} a_n \\ m_{21} & a_1 + m_{22} a_2 + \dots + m_{2n} a_n \\ \vdots & \vdots \\ m_{n1} & a_1 + m_{n2} a_2 + \dots + m_{nn} a_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix}$$

Inverse d'une matrice.

L'inverse d'une matrice sera associée à la transformation inverse.

$$T_r (\vec{a} \rightarrow \vec{b}) \equiv \vec{b} = (M) \vec{a}$$

$$T_r^{-1} (\vec{b} \rightarrow \vec{a}) \equiv \vec{a} = (M)^{-1} \vec{b}$$

$$\vec{a} = M^{-1} \cdot \vec{b} = \begin{bmatrix} m_{11}^{-1} & b_1 + m_{12}^{-1} & b_2 + \dots + m_{1n}^{-1} & b_n \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ m_{n1}^{-1} & b_1 + m_{n2}^{-1} & b_2 + \dots + m_{nn}^{-1} & b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix}$$

D'où l'on peut utiliser la règle suivante pour chercher l'inverse d'une matrice donnée .

$$M_{ji}^{-1} = \frac{m_{ij}}{D_M}$$

± On transpose

± On prend les cofacteurs

± On divise par le déterminant.

Cas des matrices de rang(2)

Elles sont importantes en Electronique car elles s'appliquent aux quadripôles

$$M = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix} \quad D_M = M_{11} M_{22} - M_{21} M_{12}$$

$$T_r (\vec{a} \longrightarrow \vec{b}) \equiv \vec{b} = (M) \vec{a}$$

$$\vec{a} = \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad \vec{b} = \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix}$$

$$\begin{aligned} b_1 &= M_{11} a_1 + M_{12} a_2 \\ b_2 &= M_{21} a_1 + M_{22} a_2 \end{aligned}$$

$$M^{-1} = \frac{1}{D_M}$$

$$\begin{matrix} M_{22} & -M_{12} \\ -M_{21} & M_{11} \end{matrix}$$

Matrices Orthogonales

On dit que la matrice (M) caractérisant la transformation :

$$T_r (\vec{a} \longrightarrow \vec{b}) \equiv \vec{b} = (M) \vec{a} \text{ est orthogonale si l'on a}$$

$$(\vec{b})^2 = (\vec{a})^2$$

Propriétés des matrices orthogonales :

$$(M_t^+) = (M)^{-1} \quad (M_{ij}^+) = \frac{M_{ij}}{D_M} \quad (1)$$

En electronique elles sont utilisées dans les réseaux sans pertes assurant la conservation d'énergie

Pour le cas de notre organe $D_M = 1$:

L'application de la formule (1) nous donne :

$$M_{11} = M_{22} = -\cos \theta$$

$$M_{12} = -M_{21} = \sin \theta$$

$$D_M = M_{11}^2 + M_{12}^2 = 1$$

$$(M) = \begin{bmatrix} -\cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & -\cos \theta \end{bmatrix}$$

$$\vec{b} = (M) \vec{a}$$

Traduisons les relations matricielles .

$$\begin{aligned} b_1 + j b_2 &= -a_1 \cos \theta - a_2 \sin \theta + j(a_1 \sin \theta - a_2 \cos \theta) \\ &= -a_1 \cos \theta + j a_1 \sin \theta - a_2 \sin \theta - j a_2 \cos \theta \\ &= (-\cos \theta + j \sin \theta) (a_1 + j a_2) = e^{j(\frac{\pi}{2} - \theta)} (a_1 + j a_2) \end{aligned}$$

La matrice (M) est donc associée à la transformation .

$$T_r (\vec{a} \longrightarrow \vec{b}) = R (\frac{\pi}{2} - \theta)$$

± Valeurs propres et direction propres de (M)

$$D(X) = \begin{vmatrix} -\cos \theta - X & -\sin \theta \\ \sin \theta & -\cos \theta - X \end{vmatrix}$$

$$D(X) = 0 = (-\cos \theta - X)^2 + \sin^2 \theta = 0$$

$$(X + \cos \theta)^2 \sin^2 \theta = 0$$

$$(X + \cos \theta)^2 = -\sin^2 \theta = j^2 \sin^2 \theta$$

$$X + \cos \theta = \pm j \sin \theta$$

$$X_1 = -\cos \theta - j \sin \theta = -e^{j\theta}$$

$$X_2 = -\cos \theta + j \sin \theta = -e^{-j\theta}$$

En prenant les coefficients de la 1^o ligne .

$$\vec{x}_1 \begin{vmatrix} -\cos \theta - X_1 = -j \sin \theta \\ \sin \theta \end{vmatrix} \quad \vec{x}_1 \begin{vmatrix} 1 \\ j \end{vmatrix}$$

$$\vec{x}_2 \begin{vmatrix} -\cos \theta - X_2 = -j \sin \theta \\ -\sin \theta \end{vmatrix} \quad \vec{x}_2 \begin{vmatrix} 1 \\ -j \end{vmatrix}$$

Les directions propres sont donc 2 droites de pentes

$$p = \operatorname{tg} \alpha = \pm j \quad \text{isotropes de l'origine.}$$

Propriétés des isotropes :

1) Ce sont des asymptotes des cercles centrés sur l'origine en effet les courbes :

$$x^2 + y^2 - R^2 = 0$$

ont comme asymptotes les droites données par les équations:

$$x^2 + y^2 = 0 \implies y^2 = -x^2 \implies y = \pm j x$$

2) Chaque isotrope est perpendiculaire à elle-même.

$$p = - \frac{1}{p} \quad p = \pm j$$

3) Chaque isotrope fait un angle constant avec n'importe quelle droite .

Pour cela ; soit $\text{tg} \beta$ la pente de cette droite ; l'angle $\vec{\alpha}$ de la droite et de l'isotrope est donné par : $\vec{\alpha} = \beta - \alpha$

$$\text{tg} \alpha = \frac{\text{tg} \beta - \text{tg} \alpha}{1 + \text{tg} \beta \cdot \text{tg} \alpha} = \frac{\text{tg} \beta - j}{1 + j \text{tg} \beta} = -j$$

on constate que α reste donc constant et égal à α . Donc c'est la matrice de transmission de notre organe. Il déphase de l'angle π l'onde incidente venant de la droite, et ne déphase pas du tout l'onde incidente venant de gauche .

Donc c'est bien un organe non réciproque .

Conditions d'orthogonalité :

$$t_{ij}^* = \frac{T_{ij}}{D_M}$$

si $|D_M| = 1 \quad D_t = e^{jn \theta}$

on a alors à symétrie impair

$$t_{12} = -t_{21}$$

$$\theta_{12} = \theta_{21} + \pi = \theta \pm k\pi$$

d'où finalement la matrice de transmission sera de la forme .

$$(t) \rightarrow e^{jn \theta} \begin{vmatrix} \cos u & \sin u \\ -\sin u & \cos u \end{vmatrix}$$

et comme notre organe est un gyrateur qui est un quadripôle non réciproque

$$a = \pm \frac{\pi}{2} ; \theta = 0$$

est lorsque le gyrateur est accordé ; la matrice de transmission est de la forme

$$(t) \begin{vmatrix} 0 & \pm & 1 \\ \pm & 1 & 0 \end{vmatrix}$$

Détermination des matrices caractéristiques .

- Matrice de transmission .

Comme on peut normaliser les tensions et les courants par rapport à deux résistances de normalisation différentes R_{01} et R_{02}

$$\text{On pose : } R_{01} = \frac{R_0}{x_0} ; R_{02} = x_0 \cdot R_0$$

$$R_{01} \cdot R_{02} = \frac{R_0}{x_0} \cdot x_0 \cdot R_0 = R_0^2$$

$$\frac{R_{02}}{R_{01}} = x_0^2$$

On obtient alors les matrices impédances (Z_n) et admittances (Y_n) d'où l'on peut en déduire alors les matrices chaines (a_n) et hybrides (h_n) normalisées .

$$(Z_n) = \frac{1}{R_0} \begin{vmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{vmatrix} ; DZ_n = \frac{DZ_{22}}{R_0}$$

$$(Y_n) = R_0 \begin{vmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{vmatrix} ; DY_n = D_Y \cdot R_0^2$$

$$(A_n) = \begin{vmatrix} n_0 A & B \\ \epsilon R_0 & D/n_0 \end{vmatrix} ; Dh_n = AD - BE$$

$$|h_n| = n_0 \begin{vmatrix} h_{11} & h_{12} \\ R_0 & R_0 \cdot h_{22} \\ h_{21} & \end{vmatrix} ; Dh_n = n_0^2 \cdot Dh$$

Remarques : Dans le cas où la résistance de normalisation est choisie la même à l'entrée et à la sortie du quadripôle ; la valeur de n_0 est égale à l'unité (1)

d'où par un calcul par les analyses par boucles ou par fonctions ; on peut déterminer la matrice de transmission

$$(t) = \left| \begin{matrix} (Z) & -1 \\ & \end{matrix} \right| \cdot \left| \begin{matrix} (Z)+1 & \\ & -1 \end{matrix} \right| \quad (1)$$

$$(T) = \left| \begin{matrix} 1-(Y) & \\ & \end{matrix} \right| \cdot \left| \begin{matrix} (Y)+1 & \\ & -1 \end{matrix} \right|$$

$$(t) = \left| \begin{matrix} Z-1 & \\ & Z+1 \end{matrix} \right|^{-1} = \begin{bmatrix} Z_{11}-1 & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22}-1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} Z_{11}+1 & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22}+1 \end{bmatrix}$$

$$(t) = \frac{1}{DZ+Z_{11}+Z_{22}+1} \begin{vmatrix} DZ+Z_{11}-Z_{22}-1 & 2Z_{12} \\ 2Z_{21} & DZ+Z_{22}-Z_{11}-1 \end{vmatrix}$$

posons (t) sous une forme plus simple , pour cela on a :

$$S = DZ + Z_{11} + Z_{22} + 1$$

$$D_1 = DZ + Z_{11} - Z_{22} - 1$$

$$D_2 = DZ + Z_{22} - Z_{11} - 1$$

$$(t) = \frac{1}{S} \begin{vmatrix} D_1 & 2Z_{12} \\ 2Z_{21} & D_2 \end{vmatrix}$$

D'où les valeurs de S de D_1 et D_2 dans les différentes matrices déjà vues sont les suivantes :

<u>Définition</u>	<u>Matrices impédances</u>	<u>Matrices admittances</u>
S	$D_z = z_{11} + z_{22} + 1$	$D_y = y_{11} + y_{22} + 1$
D ₁	$D_z + z_{11} - z_{22} - 1$	$1 + y_{22} - y_{11} - D_y$
D ₂	$D_z + z_{22} - z_{11} - 1$	$1 + y_{11} - y_{22} - D_y$
t	$1/S \begin{vmatrix} D_1 & 2z_{12} \\ 2z_{12} & D_2 \end{vmatrix}$	$1/S \begin{vmatrix} D_1 & -2y_{12} \\ -2y_{12} & D_2 \end{vmatrix}$
<u>Définition</u>	<u>Matrices Chaines</u>	<u>Matrices Hybrides</u>
S	A+B+C+D	Dh+h ₁₁ +h ₂₂ +1
D ₁	A+B-C-D	Dh+h ₁₁ -h ₂₂ -1
D ₂	D+B-C-1	1+h ₁₁ -h ₂₂ -Dh
t	$1/S \begin{vmatrix} D_1 & 2Da \\ 2Da & D_2 \end{vmatrix}$	$1/S \begin{vmatrix} D_1 & 2h_{12} \\ -2h_{21} & D_2 \end{vmatrix}$

D'où les matrices chaines des 4 quadripôles idéaux :

Gyrateur non réciproque :

$$BC^* = 1 \text{ et } Da = -BC = -1$$

$$C^* = C \quad B \text{ et } C \text{ réels}$$

$$A = 0 \quad B=R ; C = -\frac{1}{R} ; D = 0$$

D'où la matrice chaine peut se mettre sous la forme suivante:

$$(a) = \begin{vmatrix} A & B \\ C & D \end{vmatrix} \rightarrow (a) = \begin{vmatrix} 0 & R \\ -\frac{1}{R} & 0 \end{vmatrix}$$

Par-conséquent la puissance complexe ($e_1 i_1^*$) perdue par le générateur est égale à la puissance dépensée dans la résistance de charge (R_1), et cette puissance dépensée est : ($e_2 i_2^*$).

D'où l'on a :

$$e_1 i_1^* = (Ae_2 + B_{i_2})(C^* e_2^* + D^* i_2^*) = e_2 i_2^*$$

avec : $e_2 = R_1 \cdot i_2$; $e_2^* = R_1 \cdot i_2^*$

$$e_1 i_1^* = AC^* e_2 \cdot e_2^* + AD^* e_2 \cdot i_2^* + BC^* e_2^* i_2 + BD^* i_2 \cdot i_2^* = e_2 i_2^*$$

en remplaçant e_2 par $R_1 \cdot i_2$ et e_2^* par $R_1 \cdot i_2^*$, et en transposant, dans le premier membre de l'équation on aura :

$$AC^* R_1^2 i_2 i_2^* + AD^* R_1 i_2 i_2^* + BC^* R_1 i_2 i_2^* + BD^* i_2 i_2^* - R_1 i_2 i_2^* = 0$$

EN mettant $i_2 i_2^*$ en facteur et en simplifiant :

$$AC^* R_1^2 + (BC^* + AD^* - 1) R_1 + BD^* = 0$$

D'où les solutions de cette équation sont :

$$AC^* = BD^* = 0$$

$$BC^* + AD^* = 1$$

On distingue alors deux classes de solutions

1) $A = 0$, $D = 0$, $BC^* = 1$

2) $B = 0$, $C = 0$, $AD^* = 1$

Dans chacune de ces classes on aura deux types de quadripôles :

- $Da = 1$ Quadripôle réciproque

- $Da = -1$ Quadripôle non-réciproque

D'où les matrices impédances et hybrides en fonction de la matrice chaîne et en posant $R = 1/G$ sont :

$$|Z| = \begin{vmatrix} 0 & -R \\ R & 0 \end{vmatrix} \quad |h| = \begin{vmatrix} 0 & G \\ -G & 0 \end{vmatrix}$$

Par conséquent pour l'accord du gyrateur il est obtenu de la manière suivante en sachant que son impédance caractéristique

est : $Z = R$, et cet accord est obtenu lorsque $Z_0 = R_0$,

c'est-à-dire quand $a = \pm \pi/2$ et comme $r = \text{Tg} \frac{a}{2}$, alors $r = \pm 1$

N'étant réciproque, il ne peut pas être réalisé par des selfs couplées et par des capacités. En hyperfréquences il peut être réalisé par une longueur convenable de Ferrite le moins absorbant, possible, pour cela la longueur d'onde de propagation de droite à gauche doit être inférieure à celle de gauche à droite pour les réaliser on doit avoir :

$$\theta_d - \theta_g = 2 \pi l \left[\frac{1}{\lambda_d} - \frac{1}{\lambda_g} \right] = \pi$$

D'où la longueur de ferrite utilisé est :

$$2l \left[\frac{\lambda_g - \lambda_d}{\lambda_g \cdot \lambda_d} \right] = \pi, \quad l = \frac{\lambda_d \cdot \lambda_g}{2 |\lambda_g - \lambda_d|}$$

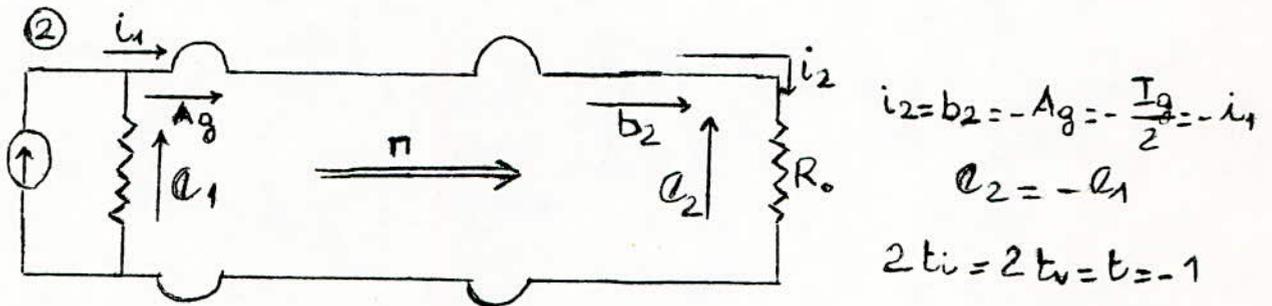
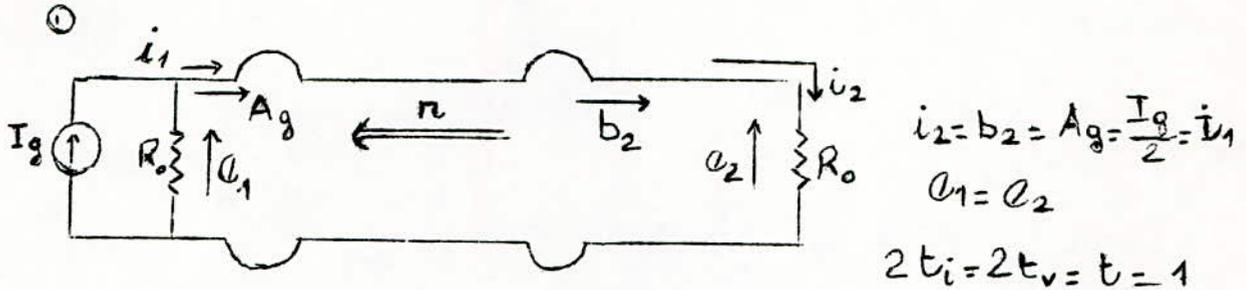
Et la matrice de transmission prend la forme suivante :

$$t = \begin{vmatrix} 0 & \pm 1 \\ \pm 1 & 0 \end{vmatrix}$$

Si $R > 0$ le gyrateur déphase de (Π) l'onde venant de droite

Si $R < 0$ le gyrateur déphase de (Π) l'onde venant de gauche

Et dans le cas de cet accord on a deux circuits possibles



Avec les conventions suivantes :

- * A_g : Source idéale de puissance
- * t_i : Coefficient de transmission en courant
- * t_v : Coefficient de transmission en tension
- * t : Coefficient de transmission

Comme les termes matriciels du gyrateur étant réels, donc c'est un quadripôle non réciproque possédant la propriété de présenter une impédance de rentrée proportionnelle à l'inverse de l'impédance de sortie.

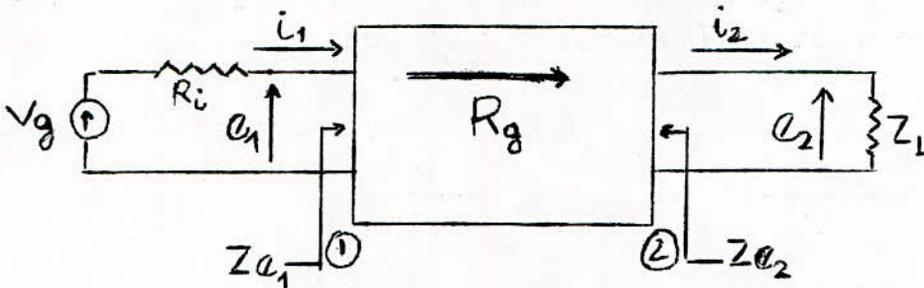
$$Z_1 = V_1 / I_1 = R_g^2 / Z_2 : R_g = \text{résistance de gyration}$$

--- CHAPITRE II ---

ETUDE THEORIQUE DU GYRATEUR :

* Principe et Définition :

Il peut être mis sous la forme d'un quadripôle actif :



Il est défini par les équations

$$i_2 = \frac{e_1}{R_g}$$

$$R_g = \frac{e_1}{i_2}$$

$$i_1 = -\frac{e_2}{R_g}$$

$$i_1 = -\frac{e_2}{R_g} = e_2 \cdot \frac{i_2}{e_1} = \frac{e_2}{e_1} \cdot i_2$$

$$i_1 \cdot e_1 - i_2 \cdot e_2 = 0$$

Dans le cas où le quadripôle est sans pertes, les matrices impédances, admittances et chaines sont :

$$Z = \begin{vmatrix} 0 & -R_g \\ R_g & 0 \end{vmatrix} \quad Y = \begin{vmatrix} 0 & -G_g \\ G_g & 0 \end{vmatrix} \quad a = \begin{vmatrix} 0 & R_g \\ 1/R_g & 0 \end{vmatrix}$$

Donc il s'agit d'un quadripôle non-réciproque. Essayons de déterminer les impédances de rentrée et de sortie apparaissant aux paires de bornes (1) et (2) du quadripôle de définition lorsque celui-ci est chargé par l'impédance de charge (Z_L) et attaqué par une source de tension (V_g) de résistance interne R_g .

*Calcul de Z_{e1}

$$Z_{e1} = \frac{e_1}{i_1}$$

$$i_2 = \frac{e_1}{R_g} = \text{et } e_2 = i_2 \cdot Z_1$$

$$i_1 = \frac{e_2}{R_g} = \frac{i_2 \cdot Z_1}{R_g} = \frac{e_1}{R_g^2} \cdot Z_1$$

$$Z_{e1} = \frac{e_1}{i_1} = \frac{R_g^2}{Z_1}$$

Donc l'impédance de charge Z_1 apparaît comme inversée par rapport à la résistance de gyration à l'entrée du quadripôle.

* Calcul de Z_{e2}

$$Z_{e2} = \frac{e_2}{i_2}, \quad i_1 = \frac{e_2}{R_g}, \quad i_2 = \frac{e_1}{R_g}$$

$$e_1 = \frac{i_1 \cdot R_i}{R_g}$$

$$i_2 = \frac{e_1}{R_g} = \frac{i_1 \cdot R_i}{R_g^2} = \frac{e_2 \cdot R_i}{R_g^2}$$

$$Z_{e2} = \frac{e_2}{i_2} = \frac{R_g^2}{R_i}$$

Donc le gyrateur se comporte comme un inverseur d'impédances dans les deux sens. C'est une conclusion très importante pour les applications.

Gyrateur Parfait :

La matrice chaîne de la forme

$$a = \begin{vmatrix} 0 & R_{G1} \\ 1 & 0 \\ \hline R_{G2} & \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} A & B \\ C & D \end{vmatrix}$$

$$A = 0 = D$$

$$\frac{B}{C} = 0 ; \quad B.C \neq 1.$$

Equations caractéristiques deviennent alors :

$$\left. \begin{aligned} i_2 &= -\frac{e_1}{R_{G1}} \\ i_1 &= -\frac{e_2}{R_{G2}} \end{aligned} \right\} \rightarrow R_{G1} \neq R_{G2}$$

$e_1 i_1 \neq e_2 i_2$ et $e_1 i_1 \not\geq e_2 i_2$

L'énergie n'est pas consommé entre les points de bornes (1) et (2), il ne peut donc s'agir que d'un quadripôle actif.

D'où la résistance de gyration peut se définir de la façon suivante :

$$R_G = \sqrt{R_{G1} \cdot R_{G2}}$$

Gyrateur imparfait ou réel :

Le Gyrateur réel est physiquement réalisé , mais il présente nécessairement des imperfections .

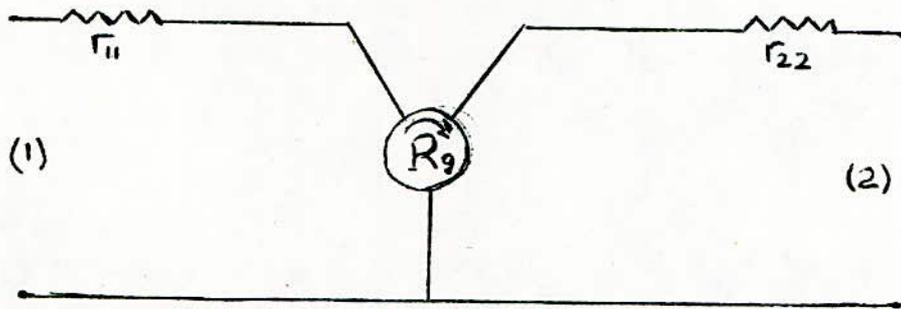
$$Z = \begin{vmatrix} Z_{11} & -Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{vmatrix} \quad \begin{aligned} Z_{11} \text{ et } Z_{22} &\neq 0 \\ Z_{12} &= Z_{21} \end{aligned}$$

S'il est admet qu'en pratique le gyrateur est utilisé loin de ses limites fréquentielles (B.F) ; la matrice impédance ne contient pas que des termes réels.

$$Z = \begin{vmatrix} r_{11} & -R_g \\ R_g & r_{22} \end{vmatrix} \quad r_{11} \neq r_{22} \neq 0$$

Mettons cette matrice sous la forme de la somme de 2 matrices

$$Z = \begin{vmatrix} r_{11} & 0 \\ 0 & r_{22} \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 0 & -R_g \\ R_g & 0 \end{vmatrix}$$



La première matrice est celle d'un réseau positif disymétrique et la seconde est celle d'un gyrateur idéal.

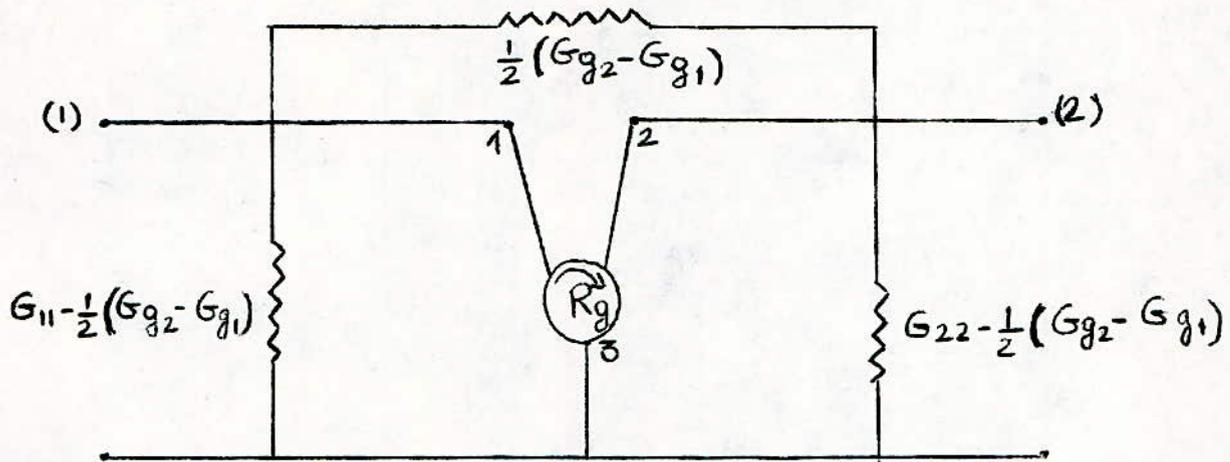
* Si $R_{g1} \neq R_{g2}$

$$Z = \begin{vmatrix} r_{11} & -R_{g2} \\ R_{g2} & r_{22} \end{vmatrix} ; \quad Y = \begin{vmatrix} G_{11} & -G_{g1} \\ G_{g2} & G_{22} \end{vmatrix}$$

Mettons la matrice admittance sous la forme de la somme de 2 matrices .

$$Y = \begin{vmatrix} G_{11} & \frac{G_{g2} - G_{g1}}{2} \\ \frac{G_{g2} - G_{g1}}{2} & G_{22} \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 0 & \frac{-G_{g1} - G_{g2}}{2} \\ \frac{G_{g1} + G_{g2}}{2} & 0 \end{vmatrix}$$

Cette somme de 2 matrices peut être synthétisée par 2 quadripôles mis en parallèles dont l'un correspond au gyrateur idéal.



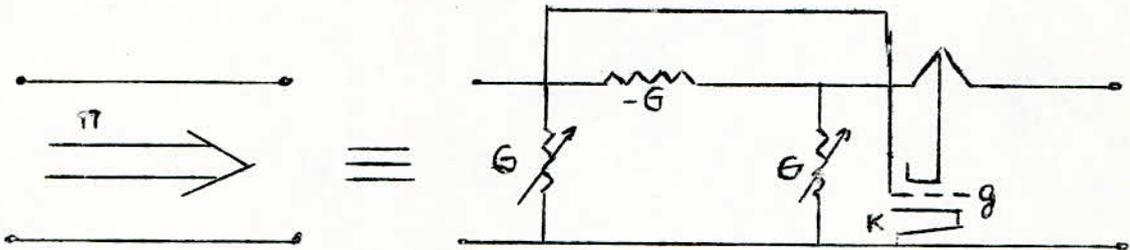
Avec: $Y_g = \frac{G_{g1} + G_{g2}}{2}$

---CHAPITRE III---

*Différents modes de Synthétisation:

1) Par pentodes:

L'admittance de transfert réelle Y_n peut être réalisée par une pentode de pente $g_n = -2G$ pour des valeurs négatives de G . (Déphasage de π , de gauche à droite)



Les deux résistances négatives sont réalisées par des diodes Tunnel, adaptées par des résistances parallèles. D'où l'accord du gyrateur est réalisé lorsque la résistance de charge $R_0 = -\frac{1}{G} = -\frac{2}{g_n}$

2) Par transistors:

L'admittance de transfert Y_n , peut être réalisée par un transistor.

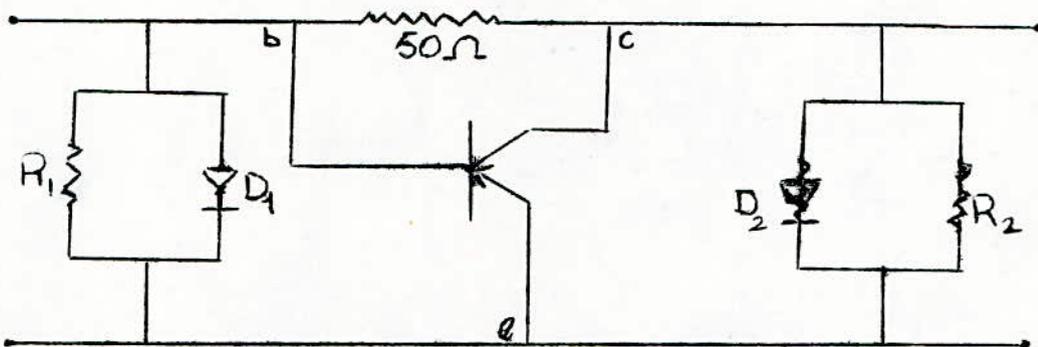
Réalisation et performances d'un gyrateur accordé sur une résistance de charge $R_0 = 50$ ohms.

*Valeurs typiques des éléments:

- Diodes tunnel=résistances négatives, $R_a = -20$ ohms.
- Capacités et inductances parasites sont supposées négligeables .
- Transistor PNP monté en émetteur commun

- Gain en courant en court-circuit $\beta=40$
- Résistance de diffusion $r_e = \frac{25}{I_0}$ ohms; où I_0 est le courant de polarisation supposé variable exprimé en m.A.
- Capacité de diffusion $C_e = 1 \text{ n.F}$
- Capacité base-collecteur $C_c = 10 \text{ p.F}$

Les conductances g_{ce} , et g'_e , shuntées par les conductances (G) et (-G) ; sont sans influence.



Normalisation:

$$*R_0 = 50 \text{ ohms}$$

$$*C_0 = C_e = 1 \text{ n.F}$$

$$*G_0 = 20 \text{ m.ohms}$$

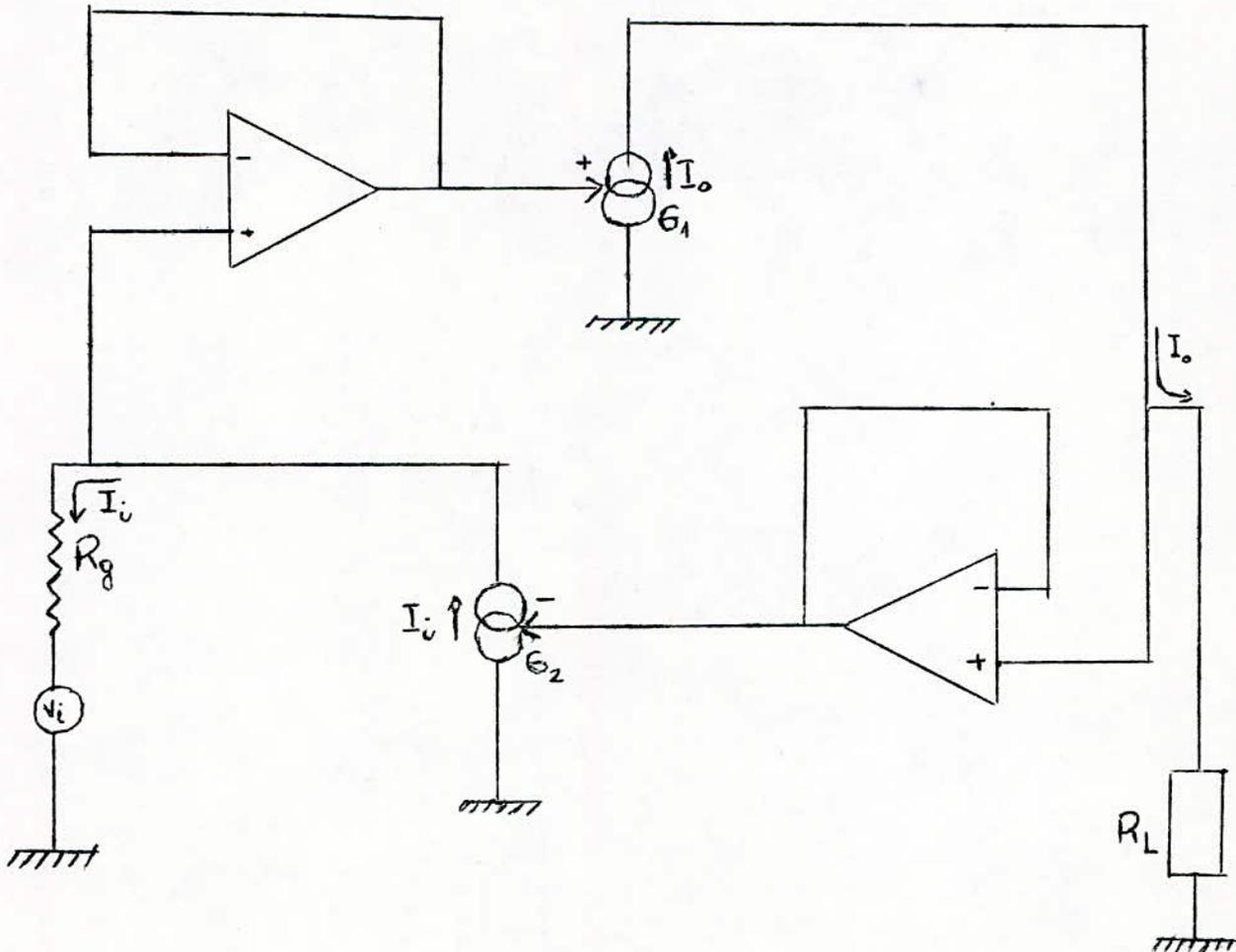
$$*g = 2I_0$$

$$*w_0 = \frac{1}{R_0 C_0}$$

$$*F_0 = \frac{20}{2I_0} = 3,2 \text{ MHz}$$

3) Par Amplificateurs Opérationnels:

Avec des composants discrets (transistors, A.O), en général avec des A.O, doubles pour réduire l'encombrement du montage sur le circuit imprimé. Comme on a vu que le courant sur une paire de bornes ne dépend que de la tension sur la paire de bornes opposées cela dans le cas où le gyrateur est supposé idéal ($r_{11} = r_{22} = 0$). Et en rebouclant les deux amplis sur eux-mêmes, il est possible de constituer un gyrateur. Alors les amplificateurs agissent directement en convertisseurs, tension d'entrée \rightarrow courant de sortie.



Deux étages suiveurs à très haute impédance d'entrée sont nécessaires pour attaquer les A.O. En effet le courant en sortie de chaque générateur ne doit pas être en partie dérivé dans l'impédance d'entrée de l'autre générateur, mais circuler en totalité dans le réseau extérieur (R_g ou R_L)

*Essayons de déterminer la résistance de gyration. Le courant en sortie de chaque A.O., obéit à la relation suivante:

$$I_o = G V_i$$

ou G , exprime la transconductance du montage (Ohms^{-1}).

L'impédance Z_i qui charge le générateur V_i est:

$$Z_i = R_g + \frac{1}{G_1 G_2 R_L}$$

d'où l'impédance ramenée en entrée par le circuit sera alors:

l'expression suivante: $\frac{1}{G_1 G_2 R_L}$

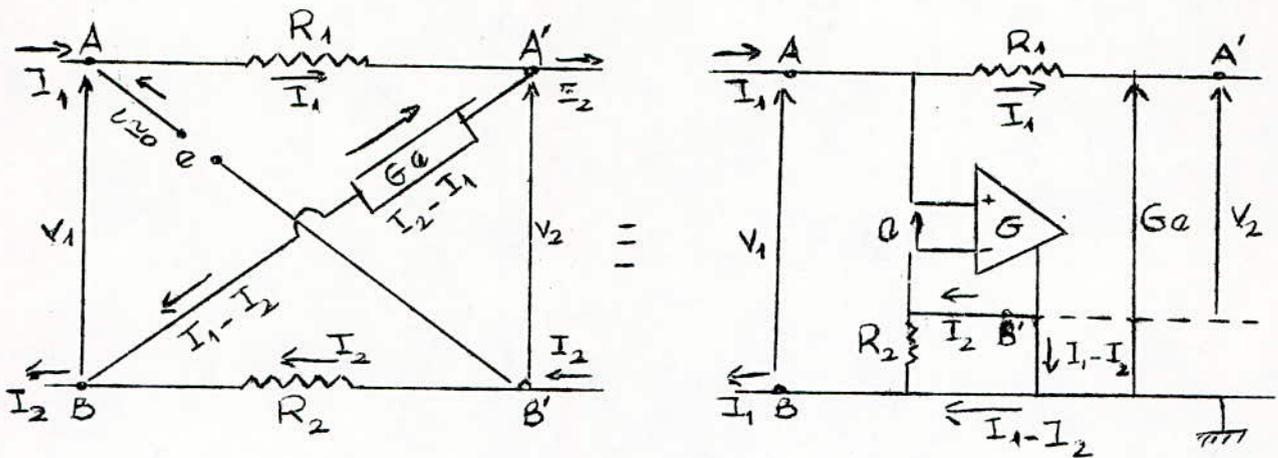
Et l'impédance de sortie $Z_o = \frac{1}{G_1 G_2 R_g}$

Donc en sortie comme en entrée il y a, inversion d'impédance avec une constante: $\frac{1}{G_1 G_2}$ qui est l'équivalent au carré d'une résistance de gyration.

$$R_g = \frac{1}{\sqrt{G_1 G_2}}$$

D'où le schéma d'un quadripôle en treillis reproduisant le gyrateur parfait dans le cas d'un amplificateur de gain infini. Donc l'emploi d'un A.O.

* Voir schéma du circuit page suivante:



On a les relations suivantes:

$$(1) V_1 = R_1 I_1 + Ge$$

$$(2) V_1 = e + R_2 I_2$$

$$(3) V_1 = R_1 I_1 + V_2 + R_2 I_2$$

Multiplions l'équation (2) par G , le système devient alors:

$$(1) V_1 = R_1 I_1 + Ge$$

$$(2) V_1 \cdot G = Ge + GR_2 I_2$$

$$(3) V_1 = R_1 I_1 + V_2 + R_2 I_2$$

Toujours de l'équation (2) on tire;

$$Ge = GV_1 - R_2 I_2 G = G(V_1 - R_2 I_2) = V_1 - R_1 I_1 = V_2 + R_2 I_2$$

$$\text{D'ou: } V_1 = -\frac{V_2}{G} + \frac{1+G}{G} R_2 I_2$$

DE l'équation (3) on tire l'expression suivante:

$$R_1 I_1 = V_1 - V_2 - R_2 I_2$$

et en remplaçant V_1 par son expression on aura alors:

$$R_1 I_1 = -\frac{V_2}{G} + \frac{1+G}{G} R_2 I_2 = V_2 - R_2 I_2$$

$$R_1 I_1 = V_2 \left(\frac{1-G}{G} \right) + R_2 I_2 \cdot \frac{1}{G}$$

D'où l'expression du courant sera:

$$I_1 = \frac{G-1}{G} \cdot \frac{V_2}{R_1} + \frac{1}{G} \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot I_2$$

En mettant les expressions de V_1 et I_1 sous une forme matricielle.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{G} & \frac{G+1}{G} \cdot R_2 \\ -\frac{G-1}{G} \cdot \frac{1}{R_1} & \frac{R_2}{GR_1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

De ce système on en tire les expressions des coefficients de la matrice chaîne.

$$A = \frac{1}{G}; \quad B = \frac{G+1}{G} \cdot R_2; \quad C = \frac{G-1}{G} \cdot \frac{1}{R_1}; \quad D = \frac{R_2}{GR_1}$$

Calculons le déterminant de la matrice chaîne, et comme on sait que pour avoir un gyrateur parfait on doit obtenir

$$A \cdot D - B \cdot C = -1$$

Faisons ceci:

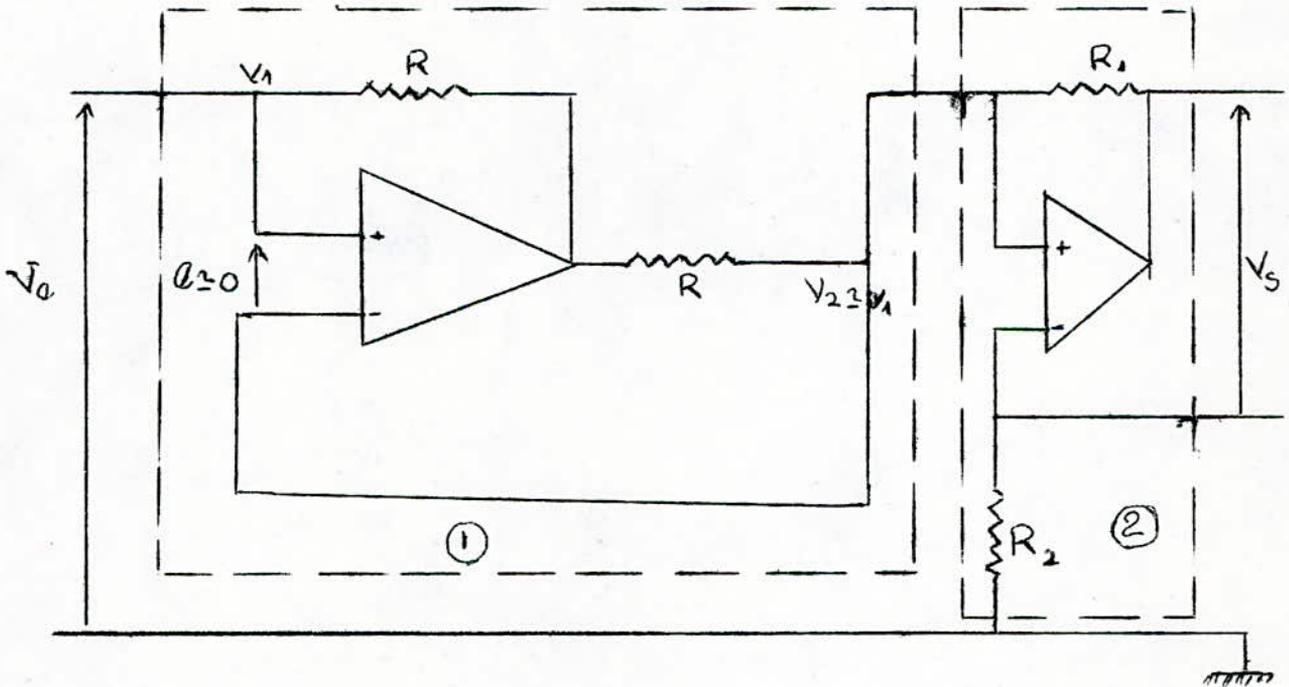
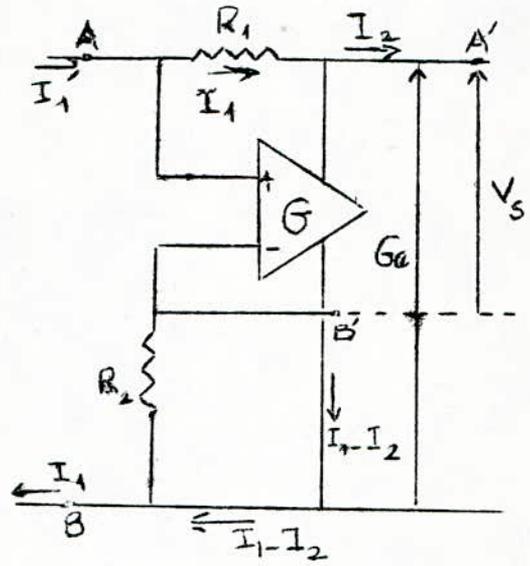
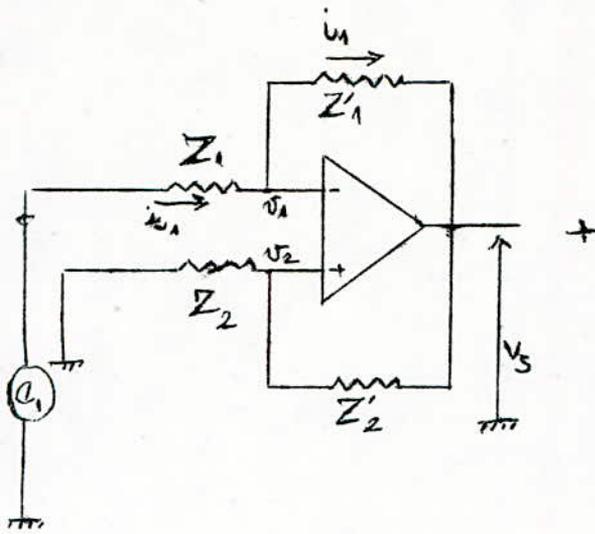
$$AD - BC = \frac{R_2}{G^2 \cdot R_1} + \frac{G^2 - 1}{G^2} \cdot \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_2}{R_1}$$

$$AD - BC = -1 \text{ est obtenu pour } : R_1 = -R_2 = -R$$

Et si le gain (G) est élevé la matrice se réduit à:

$$\begin{bmatrix} 0 & R \\ -\frac{1}{R} & 0 \end{bmatrix}$$

*Le gyrateur demande donc la réalisation d'une résistance négative. D'où l'exemple de montage de gyrateur utilisant un circuit actif à résistances négatives. Pour cela on a combiner les 2 circuits suivants :



(1): Matrice T'

(2): Matrice T

Le premier a une matrice de transfert:

$$(T) = \begin{vmatrix} 0 & R_2 \\ -\frac{1}{R_1} & 0 \end{vmatrix}$$

Pour changer le signe de $(-\frac{1}{R_1})$, c'est à dire pour constituer, un gyrateur on cherchera un quadripole correcteur branché en cascade, de matrice de transfert (T') telle que

l'on ait:

$$(T')(T) = \begin{vmatrix} 0 & R_2 \\ \frac{1}{R_1} & 0 \end{vmatrix}$$

Posons alors dans ce cas:

$$(T') = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{vmatrix}$$

Et faisons le produit $(T')(T)$

$$(T')(T) = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 0 & R_2 \\ -\frac{1}{R_1} & 0 \end{vmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & R_2 \\ \frac{1}{R_1} & 0 \end{bmatrix}$$

D'où les valeurs des coefficients de la matrice (T') :

$$* -\frac{a_{12}}{R_1} = 0 \longrightarrow a_{12} = 0$$

$$* -\frac{a_{22}}{R_1} = \frac{1}{R_1} \longrightarrow a_{22} = -1$$

$$* a_{11} \cdot R_2 = R_2 \longrightarrow a_{11} = 1$$

$$* a_{21} \cdot R_2 = 0 \longrightarrow a_{21} = 0$$

Dans ces conditions (T') pourra se mettre sous la forme suivante en remplaçant les coefficients par leur valeur:

$$(T') = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{vmatrix}$$

Ou encore:

$$\begin{matrix} V_1 \\ I_1 \end{matrix} = (T') \cdot \begin{vmatrix} V_2 \\ I_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} V_2 \\ I_2 \end{vmatrix}$$

$$D(T') = AD - BC = -1$$

Donc c'est bien un gyrateur qu'on obtient à l'aide des montages avec des Amplificateurs Opérationnels.

* CONCLUSION:

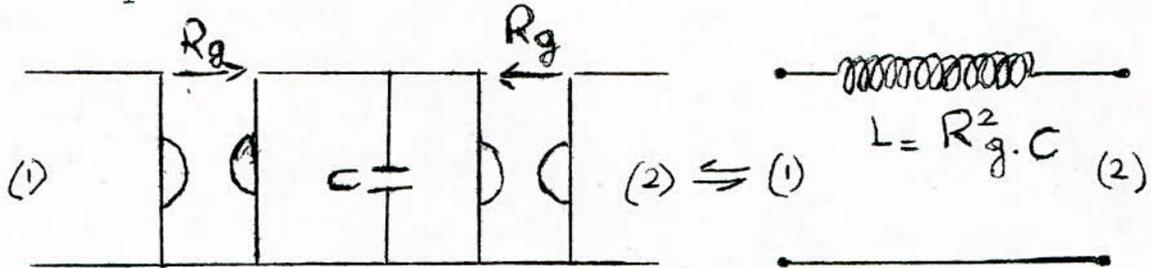
- Lorsqu'on souhaite réaliser un gyrateur avec des A.O; avec cette technique les performances de ce gyrateur dépendent directement de la qualité de ces A.O. utilisés, ainsi que la précision des composants employés.

— CHAPITRE IV —

*Différentes Simulations:

a) Self série:

Une self série (ou toute autre impédance) disposée dans un quadripole non chargé sur l'une de ses paires de bornes apparait sur l'autre paire de bornes comme une impédance infinie.

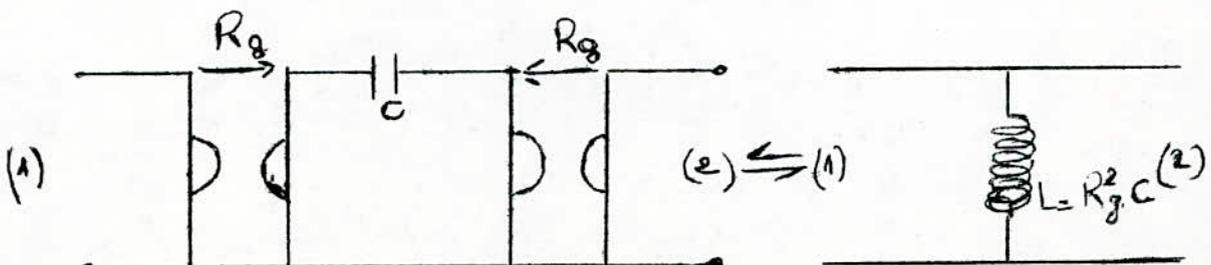


Il en est de même avec la structure à gyrateurs car un gyrateur non chargé sur l'une de ses paires de bornes équivaut à un court-circuit sur l'autre paire de bornes. De ce fait la capacité (C), représentée sur le schéma est court-circuitée, et même une tension continue appliquée à l'entrée du système n'est pas transmise à la sortie.

Si la paire de bornes (2), est C.C; en (1) on retrouve une self parallèle.

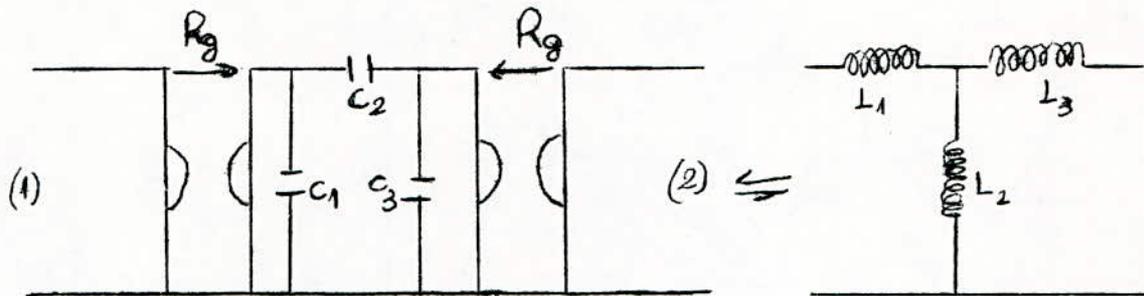
b) Self parallèle:

Elle peut être simulée par 2 gyrateurs et une capacité série. Cette méthode est employée lorsqu'il s'agit de simuler des cellules en II, ou en T.



c) Cellules en (T) à selfs:

Elles groupent celles des selfs parallèles et séries à deux gyrateurs.



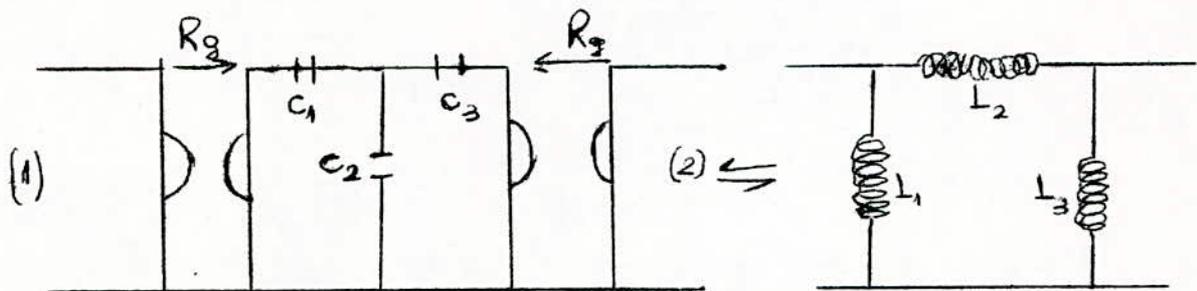
Pour avoir les capacités C_1 , et C_3 qui sont en série; donc quand elles sont simulées par des gyrateurs on aura les deux selfs L_1 , et L_3 . Mais la capacité C_2 est en parallèle, on aura alors dans ce cas une self. Et comme C_2 est comprise entre C_1 et C_3 , il en est de même pour la self L_2 elle sera comprise entre L_1 et L_3 . D'où on a bien le montage en T à selfs.

$$L_1 = C_1 R_g^2 ; L_2 = C_2 R_g^2 ; L_3 = C_3 R_g^2$$

Les capacités C_1 , C_2 , C_3 , sont disposées en II.

d) Cellules en II à selfs:

Les capacités C_1 , C_2 , C_3 sont disposées en (T)



$$L_1 = C_1 R_g^2 , L_2 = C_2 R_g^2 , L_3 = C_3 R_g^2 .$$

e) Transformation de filtres passifs:

L' utilisation du gyrateur permet de réaliser des filtres sans inductances, en remplaçant chacune d'elles par son équivalent gyrateur chargé par une capacité. D'où l'élimination, des inductances présente de nombreux avantages:

* Meilleure homogénéité dimensionnelle.

*L'absence de réglage, la résistance de gyration peut être déterminée avec précision.

*Pas de problèmes de couplage parasite.

f) Application aux filtres actifs:

Le gyrateur permet de réaliser des fonctions de second ordre (passe-bas, passe-haut, passe-bande, etc...). Certaines configurations sont cependant peu intéressantes à mettre en oeuvre par gyrateur par rapport à d'autres techniques de synthèse. Pratiquement seules les configurations passe-bande et passe-haut sont intéressantes à voir.

-Filtre passe-bande:

C'est généralement dans cette configuration que le gyrateur est le plus utilisé dans les filtres actifs. Car ces filtres nécessitent souvent des coefficients de surtension, importants. Les paramètres limites de l'A.O, (gain en boucle ouverte, bande passante, etc...); risquent de poser le problème suivant:

*fréquence d'accord

*largeur de la bande passante

sont différentes des valeurs calculées théoriquement dans

l'hypothèse, d'un A.O. idéal. Mais cette différence sera gênante dans deux points de vue :

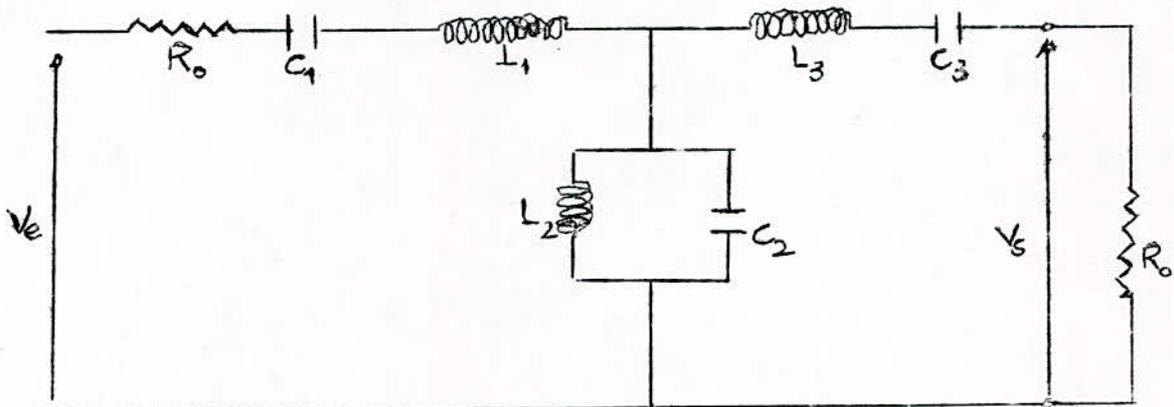
*La dérive thermique des paramètres du montage sera liée à celle des paramètres de l'A.O.

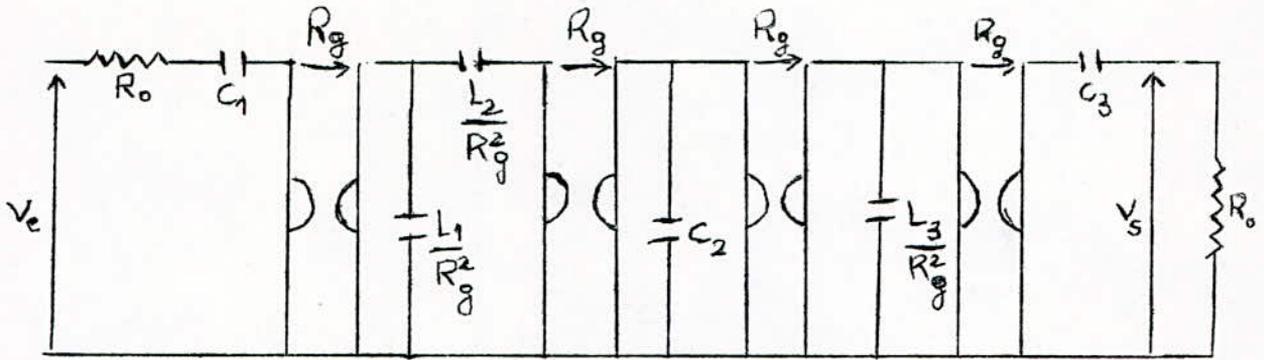
*Le remplacement d'un A.O. par un autre de même type modifiera les paramètres du montage.

Cela sera d'autant plus sensible que la surtension est importante, et la fréquence d'accord élevée. Pour les filtres du type L.C; les selfs inductances sont remplacées par des capacités associées à des gyrateurs. Mais comme une selfe B.F. a une valeur relativement grande, et avec l'emploi des gyrateurs qui sont en effet petits, légers, très stables thermiquement et les selfs qu'ils permettent d'obtenir ont un fort coefficient de surtension, supérieur à 100.

* Filtre passe-bande et sa transposition à gyrateur.

Les selfs sont remplacées par des capacités associées à des gyrateurs.



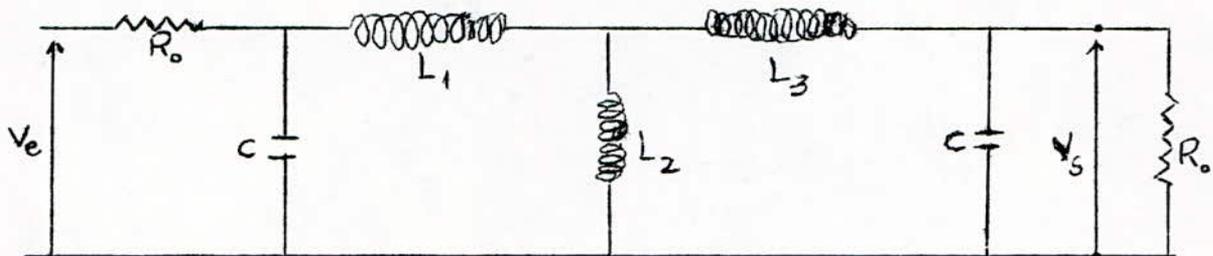


$$L_1 = C_1' R_g^2 \longrightarrow C_1' = \frac{L_1}{R_g^2}$$

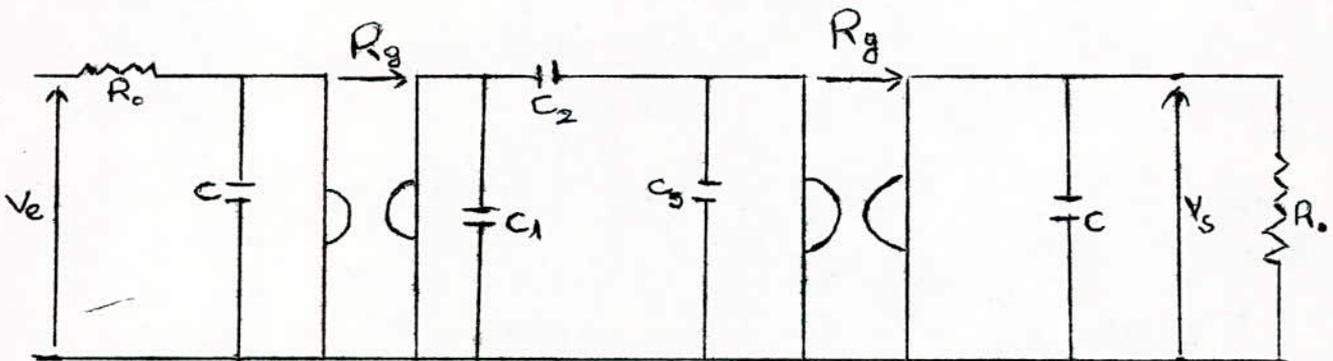
$$L_2 = C_2' R_g^2 \longrightarrow C_2' = \frac{L_2}{R_g^2}$$

$$L_3 = C_3' R_g^2 \longrightarrow C_3' = \frac{L_3}{R_g^2}$$

*Montage cellule en (T):



↕

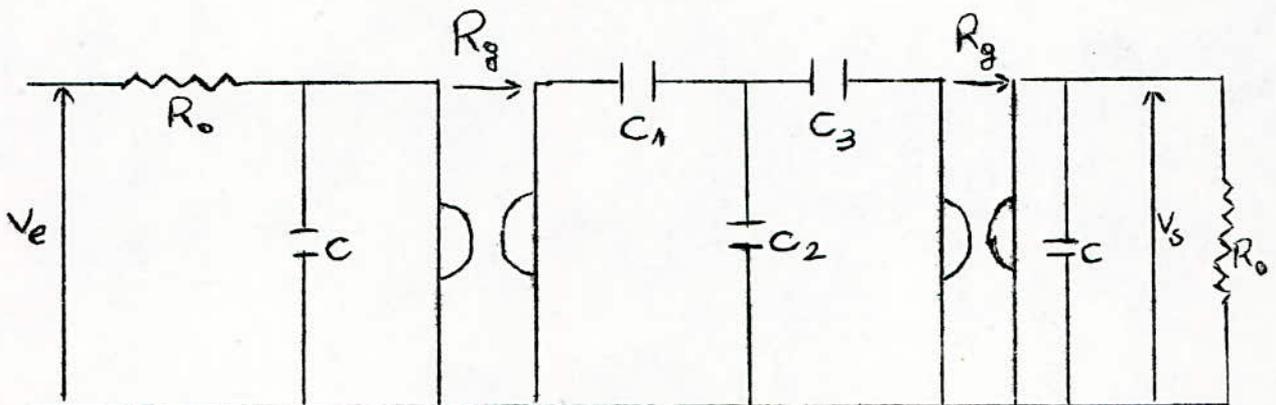
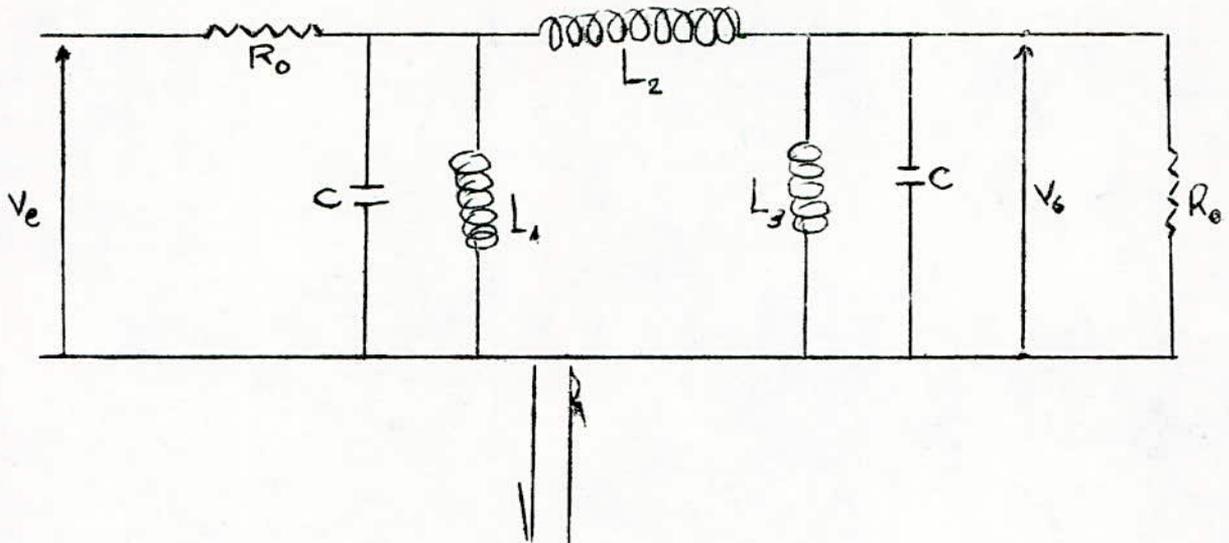


$$C_1 = \frac{L_1}{R_g^2}$$

$$C_2 = \frac{L_2}{R_g^2}$$

$$C_3 = \frac{L_3}{R_g^2}$$

*Montage cellule en Π :

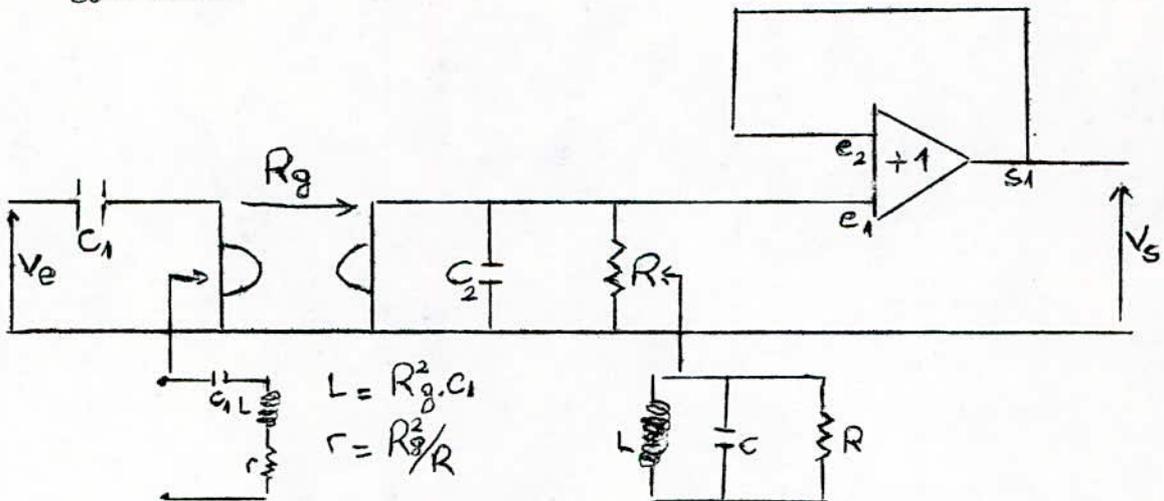


$$C_1 = \frac{L_1}{R_g^2}, \quad C_2 = \frac{L_2}{R_g^2}, \quad C_3 = \frac{L_3}{R_g^2}$$

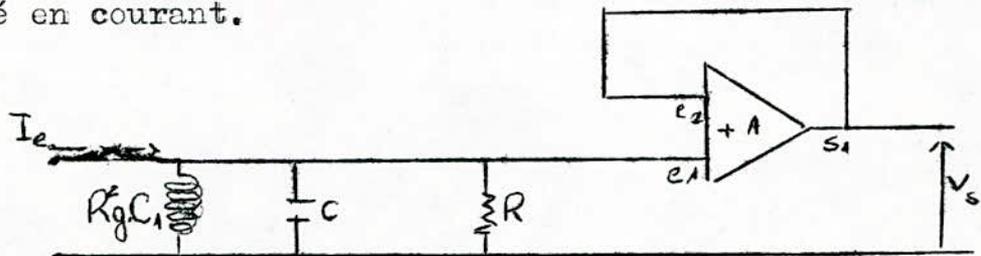
*Filtres passe-bande à circuits décalés:

Ces filtres passe-bande qui sont connus également sous le nom d'amplificateurs à circuits décalés, ils sont obtenus par la mise en cascade de circuits résonnants indépendants.

Ces circuits décalés, sont réalisés avec des étages séparateurs qui sont des amplificateurs opérationnels montés en gain(+1), qu'on peut remplacer par des transistors montés en collecteur commun, ces derniers possèdent donc une grande impédance d'entrée et une faible impédance de sortie. Donc toutes les structures équivalentes à un circuit oscillant peuvent être utilisés à l'aide d'un gyrateur.



Vu de la borne d'entrée du séparateur de gain(+1), le circuit équivalent est un circuit résonnant parallèle attaqué en courant.



La résistance R définit le coefficient de surtention du circuit, et ce coefficient dépend en fait des qualités du gyrateur. Donc la réalisation des filtres de bande selon la technique des circuits décalés peut être employée avec n'importe quel type de circuits oscillants, qu'ils soient réalisés avec des gyrateurs ou autres dispositifs.

Dans notre cas il s'agit d'un doublet qui est la mise en cascade de 2 circuits résonnants décalés en fréquence.

Circuit (1), caractérisé par: $F_1; C_1; R_1$.

Circuit (2), caractérisé par: $F_2; C_2; R_2$.

On a en outre:

$$\left. \begin{aligned} F_0 &= \sqrt{F_{\max} \cdot F_{\min}} & ; & & F_{\max} \\ B &= F_{\max} - F_{\min} & ; & & F_{\min} \end{aligned} \right\} \text{ à 3dB.}$$

Avec B et F_0 connues.

F_0 : Fréquence centrale du filtre.

B: Bande passante à 3dB.

Q: Coefficient de surtention des circuits isolés.

R: Résistance d'amortissement du circuit oscillant.

K: Coefficient affectant les fréquences d'accord.

D'où on en déduit:

$$F_1 = KF_0 \quad ; \quad Q_1, \quad R_1 = R_g \cdot Q_1, \quad C_1 = \frac{1}{2\pi R_g F_1}$$

$$F_2 = \frac{F_0}{K} \quad , \quad Q_2, \quad R_2 = R_g \cdot Q_2, \quad C_2 = \frac{1}{2\pi R_g F_2}$$

==C H A P I T R E V ==

ETUDE PRATIQUE ET RESULTATS FONDAMENTAUX:

*Comme on a les relations suivantes parmi lesquelles on peut tirer les expressions des coefficients de la matrice chaîne.

$$\begin{vmatrix} V_1 \\ I_1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} A & B \\ C & D \end{vmatrix} \begin{vmatrix} V_2 \\ I_2 \end{vmatrix}$$

$$V_1 = AV_2 + BI_2$$

$$I_1 = CV_2 + DI_2$$

$$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{i_2=0} \quad ; \quad B = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{v_2=0}$$

$$C = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{i_2=0} \quad ; \quad D = \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{v_2=0}$$

Voir résultats sur tableau page suivante.

*Simulation d'une selfp parallèle:

Courbe caractéristique : $V_e = f(i_e)$

-On place la capacité $C=3,3\mu F$, à la sortie du 2^{ème} étage, du 1^{er} étage, entre les bornes (4) et (10), et voyons ce qui se passe à l'entrée du gyrateur tout en faisant varier la fréquence.

Voir résultats sur tableau page suivante. Ainsi que le tracé des courbes obtenues.

Suivant le tracé des courbes obtenues, $V_e = f(i_e)$; on constate que les pentes de ces courbes sont variables, au fur et à mesure que la fréquence augmente ces pentes en font de même ; donc les éléments dont leurs pentes varient sont L, R, C ; et comme ces courbes sont des droites, alors elles sont constituées par des bobines, et les pentes de ces courbes sont de la forme : $X = LW$.

D'où les pentes de ces \neq courbes sont :

1) $F = 500\text{Hz}$; $w = 2\pi \cdot f = 3140$:

$$\frac{v_e}{i_e} = X = L \cdot W = \frac{25}{7 \cdot 10^{-6}} = 3571428 \text{-----} \quad L = \frac{X}{W} = 1137 \text{ Henry}$$

2) $F = 1000\text{Hz}$; $w = 2\pi f = 6280$:

$$\frac{v_e}{i_e} = X = LW = \frac{50}{6 \cdot 10^{-6}} = 8333333 \text{-----} \quad L = \frac{X}{W} = 1326 \text{ Henry}$$

3) $F = 1500\text{Hz}$; $w = 2\pi f = 9420$:

$$\frac{v_e}{i_e} = X = L \cdot W = \frac{75}{5,9 \cdot 10^{-6}} = 12711864 \text{-----} \quad L = \frac{X}{W} = 1348 \text{ Henry}$$

Mais comme théoriquement on a : $L = R_g^2 \cdot C$; avec R_g^2 qui est la résistance de gyration, et C, la capacité qu'on a placée à la sortie du gyrateur entre les bornes (4) et (10).

$$R_g^2 = (20)^2 \cdot 10^6 \text{ Ohms}$$

$$C = 3,3 \cdot 10^{-6} \text{ Farads}$$

D'où L qui est la self simulée aura pour valeur :

$$L = (20)^2 \cdot 10^6 \cdot 3,3 \cdot 10^{-6} = 1320 \text{ Henry.}$$

Donc, on voit bien que les valeurs obtenues théoriquement et pratiquement sont relativement les mêmes.

1) Interpretation des courbes A, B, C, D:

*Prenons l'inverse du coefficient A, qui n'est autre que le gain en tension? Ce gain est exprimé en dB.

$$\frac{1}{A} = \frac{V_2}{V_1} = G_v$$

D'après la courbe expérimentale, la fréquence de coupure à (-3dB), est: $1,5 \cdot 10^4 \text{ Hz} = 1500 \text{ Hz}$.

*Coefficient B:

On a déjà vu que ce coefficient était égal à:

$$B = \frac{G+1}{G} \cdot R_2 = R_2 \quad \text{Terme résistif}$$

Donc c'est une constante. $F \uparrow \rightarrow B \uparrow$

*Coefficient C:

De même, on a aussi vu que ce coefficient était égal à:

$$C = \frac{G-1}{G} \cdot \frac{1}{R_1} = \frac{1}{R_1}$$

Et comme $R_1 = R_2$, alors $C = \frac{1}{B}$

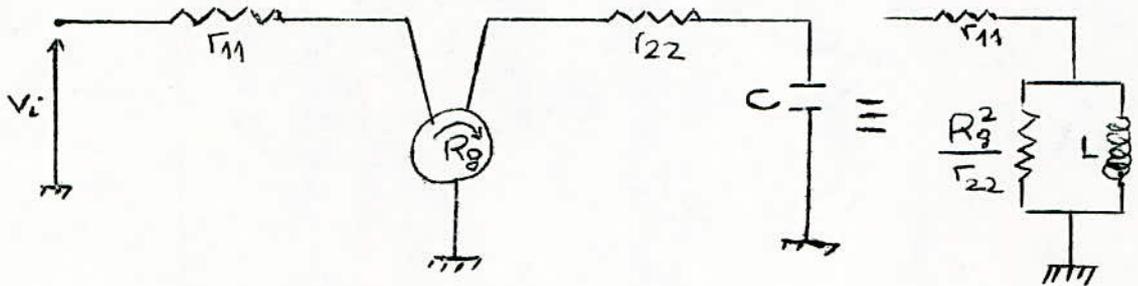
Donc C se comporte comme un terme résistif jusqu'à environ 2KHz.

*Coefficient D:

En prenant l'inverse on aura le gain en courant. Et suivant la courbe obtenue quand $F \uparrow \rightarrow G_1 \downarrow$

**** Coefficient de surtension:**

Les résistances r_{11} , et r_{22} , du gyrateur réel ramèneront l'équivalent d'une résistance en série et d'une autre en parallèle avec l'inductance pure $L = R_g^2 \cdot C$. D'où le coefficient de surtension Q sera élevé, etv il sera infini si le gyrateur était idéal, c'est à dire si $r_{11} = r_{22} = 0$



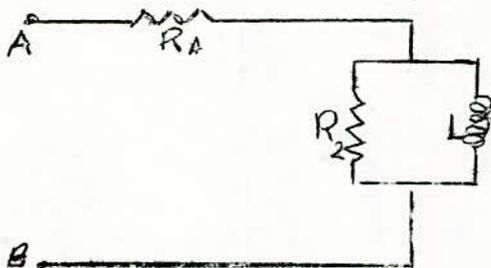
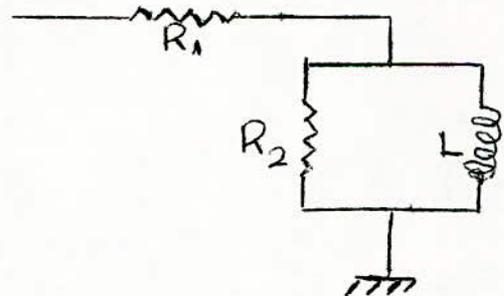
$$Q = \frac{LW}{R_T}$$

Pour cela posons:

$$R_1 = r_{11}$$

$$R_2 = \frac{R_g^2}{r_{22}}$$

$$LW = R_g^2 \cdot C$$



$$Z_{AB} = R_1 + \frac{jR_2LW}{R_2 + jLW}$$

$$Z_{AB} = R_1 + \frac{jR_2LW(R_2 - jLW)}{R_2^2 + L^2W^2}$$

Ayant pris la partie conjuguée du dénominateur on aura alors dans ce cas:

$$Z_{AB} = R_1 + \frac{jR_2^2 LW + L^2 W^2 R_2}{R_2^2 + L^2 W^2}$$

$$Z_{AB} = R_1 + \frac{L^2 W^2 R_2^2}{R_2^2 + L^2 W^2} + j \cdot \frac{R_2^2 LW}{R_2^2 + L^2 W^2}$$

Pour ceci posons:

$$X = L^2 W^2 R_2 = (R_g^2 \cdot C \cdot W)^2 \cdot \frac{R_g^2}{R_{22}^2} = R_g^4 C^2 W^2 \cdot \frac{R_g^2}{R_{22}^2}$$

$$Y = R_2^2 + L^2 W^2 = \frac{R_g^2}{r_{22}^2} (R_g^2 C W)^2 = \frac{R_g^4}{r_{22}^2} (1 + C^2 W^2 r_{22}^2)$$

Faisons le rapport X/Y.

$$X/Y = \frac{R_g^2 C^2 W^2}{1 + C^2 W^2 r_{22}^2}$$

$$* 1 \quad C^2 W^2 r_{22}^2 \dashrightarrow X/Y \dashrightarrow R_g^2 C^2 W^2 r_{22}^2$$

D'où toute approximation faite on obtient:

$$R_T = r_{11} + R_g^2 C^2 W^2 r_{22}$$

Par conséquent le coefficient de surtension Q sera:

$$Q = \frac{L \cdot W}{R_T} = \frac{R_g^2 C W}{r_{11} + R_g^2 C^2 W^2 r_{22}}$$

$$W_1 = 3140; \quad W_2 = 6280; \quad W_3 = 9420$$

$$C = 3,3 \cdot 10^{-6} F; \quad R_g^2 = (20)^2 \cdot 10^6$$

Donc pour calculer le coefficient de surtension Q aux différentes fréquences, il nous faut les termes r_{11} , et r_{22} , ils nous sont donnés en $f(A, B, C, D)$.

$$r_{11} = A + B - C - D$$

$$r_{22} = D + B - C - A$$

En se référant aux différentes valeurs de ces coefficients déjà calculés. On aura alors:

$$r_{11} \neq 0 \quad , \quad r_{22} = 1$$

D'où les coefficients de surtension, aux différentes fréquences seront alors dans ce cas.

$$Q_1 = 170 \quad , \quad Q_2 = 205 \quad , \quad Q_3 = 246$$

Au fur et à mesure que la fréquence augmente, le coefficient de surtension Q en fait de même.

Mesures effectuées au Q-mètre.

$$Q_1 = 166,3 \quad , \quad Q_2 = 201,6 \quad , \quad Q_3 = 243,5$$

On constate que les valeurs théoriques et expérimentales, sont approximativement les mêmes.

*Dédution de la résistance de la bobine :

$$\text{Comme } Q = \frac{LW}{R_T} \quad , \quad \text{d'où } R_T = \frac{LW}{Q}$$

$$R_T = R_B + R_P \quad \text{-----} \rightarrow \quad R_B = R_T - R_P$$

$$R_B = 21 - 20 = 1 \text{K. Ohms}$$

Qualité du gyrateur quant à la simulation d'une self:

$$Z_e = \frac{B - AZ_2}{D - CZ_2} \quad , \quad Z_2 = \frac{1}{CW}$$

$$* F \nearrow \quad \text{-----} \rightarrow \quad Z_2 \searrow$$

$$A = C \text{tc, mais faible} \quad \text{-----} \rightarrow \quad AZ_2 \ll B$$

* Pour des fréquences faibles:

$$F < f_c = 2\text{KHz}$$

$$D < CZ_2 \longrightarrow Z_e = \frac{B}{CZ_2} \longrightarrow \text{Self.}$$

* Pour des fréquences élevées:

$$D > CZ_2 \longrightarrow Z_e = \frac{B}{D} = \frac{V_1}{I_1} \cdot \frac{I_1/2}{I_1} = \frac{V_1}{I_1} = Z_1$$

Donc c'est une simple résistance.

Pae conséquent à partir de $f_c = 2\text{KHz}$, on les possibilités de simulation du gyrateur.

$$F < f_c \longrightarrow Z_e = -\frac{B}{CZ_2} \longrightarrow \text{Self.}$$

$$F > f_c \longrightarrow Z_e = \frac{B}{D} \longrightarrow \text{Resistance.}$$

Pour les filtres passe-bande à circuits décalés on a:

$$F_{01} = 1,2\text{KHz} , B = 250\text{Hz} , V_e = 250\text{m.V}$$

MESURES: Voir tableau de valeurs page suivants:

$$F_{\text{max},1} = 1280\text{Hz} , F_{\text{min},1} = 1050\text{Hz}$$

$$B_{(-3\text{dB})} = F_M - F_n = 1280 - 1050 = 230\text{Hz.}$$

$$F_{02} = 2000\text{Hz} , B = 350\text{Hz}$$

$$F_{\text{MAX},2} = 2040\text{Hz} , F_{\text{min},2} = 1700\text{Hz}$$

$$B_{(-3\text{dB})} = F_M - F_n = 2040 - 1700 = 340\text{Hz}$$

Pour l'association des 2 circuits

$$F_0 = 1,5\text{KHz} , B = 1,2\text{KHz}$$

Vérification: Fréquence centrale du filtre général:

$$F_M = 2040\text{Hz} , F_n = 1050\text{Hz}$$

$$F_0 = \frac{F_M + F_n}{2} = 1545\text{Hz}$$

Mais comme on a deux circuits décalés alors $N=2$

$$B/B_0 = 0,46 \text{ (J.C.MARCHAIS)}$$

D'ou: B =bande passante globale

B_0 =bande passante d'un circuit

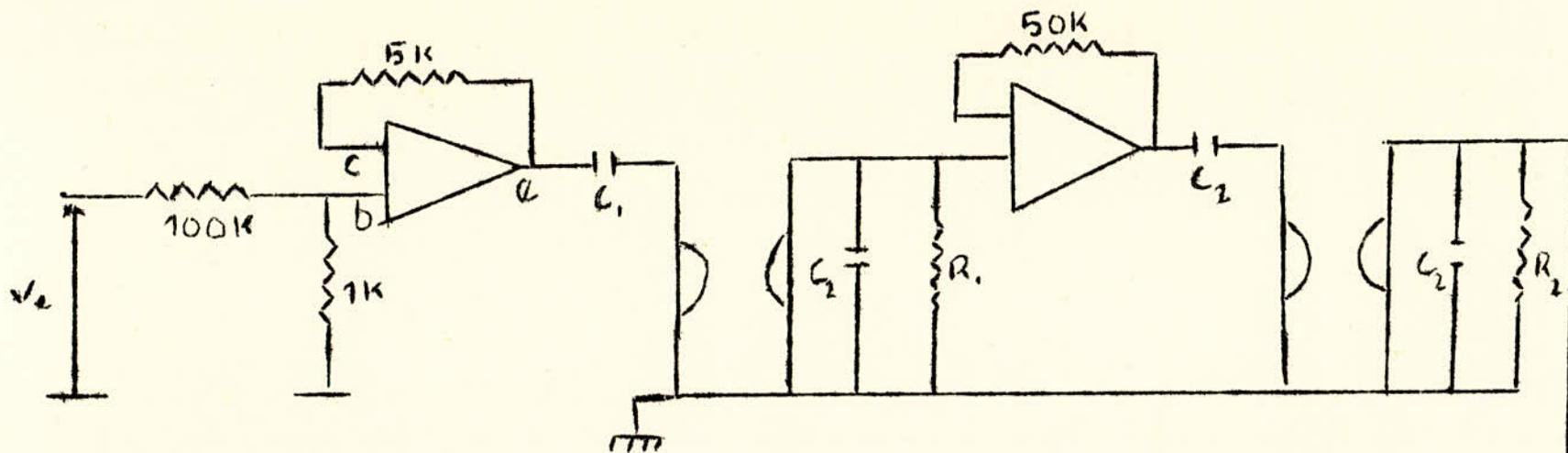
$$B = B_0 \cdot 0,46$$

$$B = 230 \cdot 0,46 = 105,8\text{Hz}$$

$$B = 340 \cdot 0,46 = 156,4\text{Hz}$$

$$\text{D'ou: } 156,4\text{Hz} \leq B \leq 105,8\text{Hz}$$

Schéma du montage pour filtre à Circuits-décalés.



27

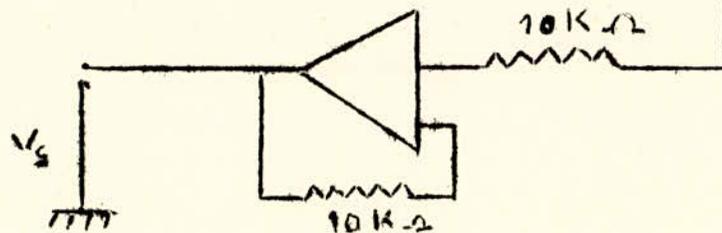
$$C_1 = 200000 \text{ PF}$$

$$C_2 = 400000 \text{ PF}$$

$$R_1 = 21,4 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = 22,7 \text{ K}\Omega$$

$$V_e = 250 \text{ m.V}$$



* les étages séparateurs sont remplacés par des transistors montés en collecteur-commun.

TABLEAU DES VALEURS

fréquence f_{Hz} =	100	500	1000	1500	2000	50000	100000
$V_1 = V_{e_{mV}}$ =	100	100	100	100	100	100	100
$V_{SS} \text{ s.o.}_{mV}$ =	0	0	0	0	0	0	0
$V_{SS} \text{ s.c.c.}_{mV}$ =	1,38	1,35	1,32	1,30	1,29	1,06	0,98
$V_{SN} = V_{e_{mV}}$ =	100	100	100	100	100	100	100
$V_s \text{ s.o.}_V$ =	5,6	5,6	5,6	5,6	5,6	6,8	7,2
$V_s \text{ s.c.c.}_{mV}$ =	0	0	0	0	0	0	0
$I_1 \text{ s.o.}_{mA}$ =	10	10	10	10	10	10	10
$I_1 \text{ s.c.c.}_{mA}$ =	0,138	0,135	0,132	0,130	0,129	0,106	0,098
$I_2 \text{ }_{mA}$ =	0,212	0,209	0,193	0,191	0,168	0,125	0,112
A =	0,017	0,017	0,017	0,017	0,017	0,020	0,025
B =	471	478	518	523	595	657	700
C =	0,0017	0,0017	0,0017	0,0017	0,0017	0,0014	0,0013
D =	0,650	0,645	0,683	0,680	0,767	0,848	0,875
AD =	0,0110	0,0109	0,0116	0,0115	0,0130	0,0098	0,0122
BC =	0,8007	0,8126	0,8806	0,8891	1,0115	0,9198	0,9800
AD-BC =	-0,7897	-0,8057	-0,8690	-0,8776	-0,9985	-0,9100	-0,9678

* Notes:

s.o = sortie ouverte

s.c.c = sortie en Court-circuit.

① Variation des coefficients A, B, C, D en fonction de la fréquence.

$A = \frac{V_1}{V_2}$; posons : $\frac{1}{A} = \frac{V_2}{V_1} = G_v$ (Gain en tension)

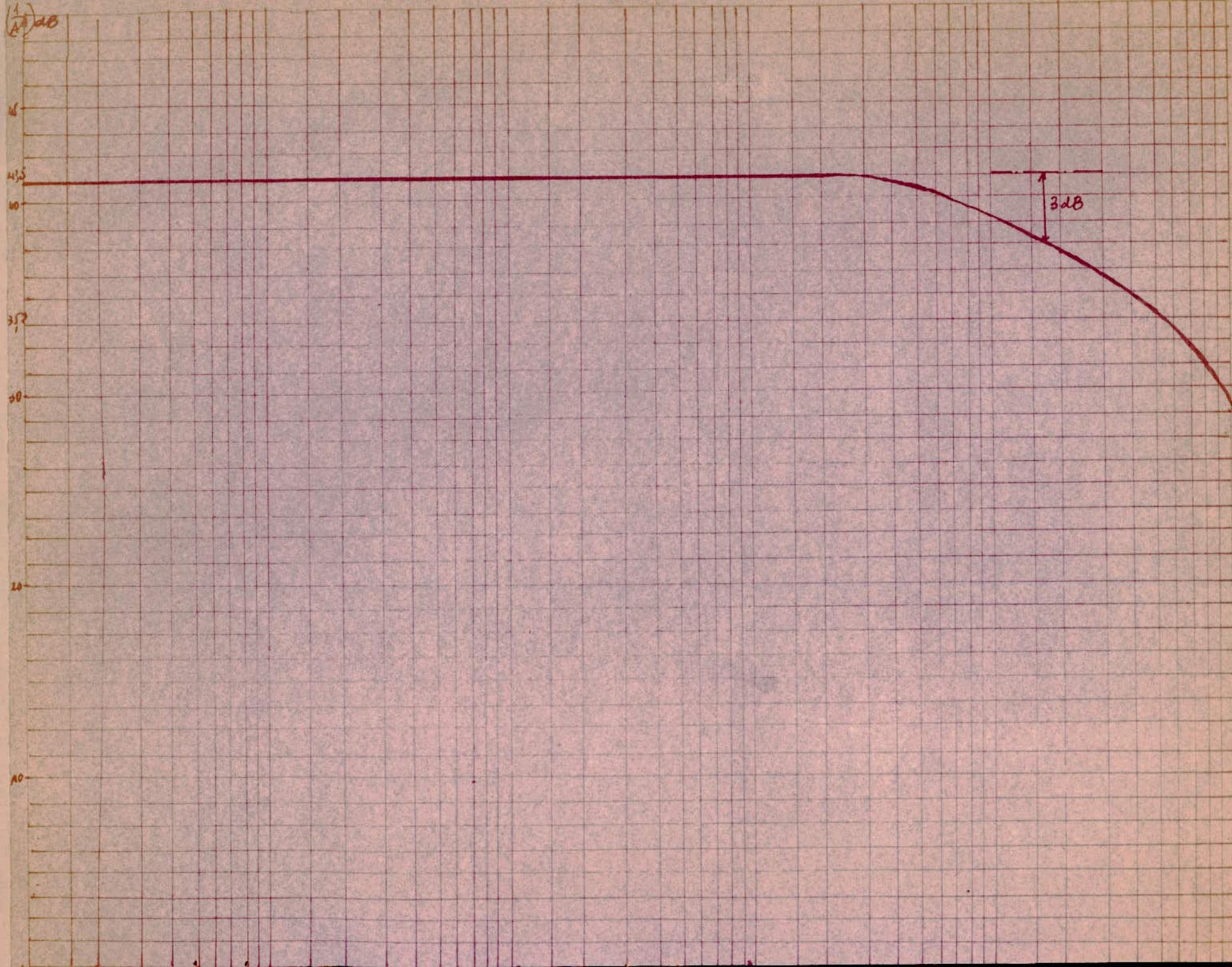
$D = \frac{I_1}{I_2}$; posons : $\frac{1}{D} = \frac{I_2}{I_1} = G_i$ (Gain en Courant).

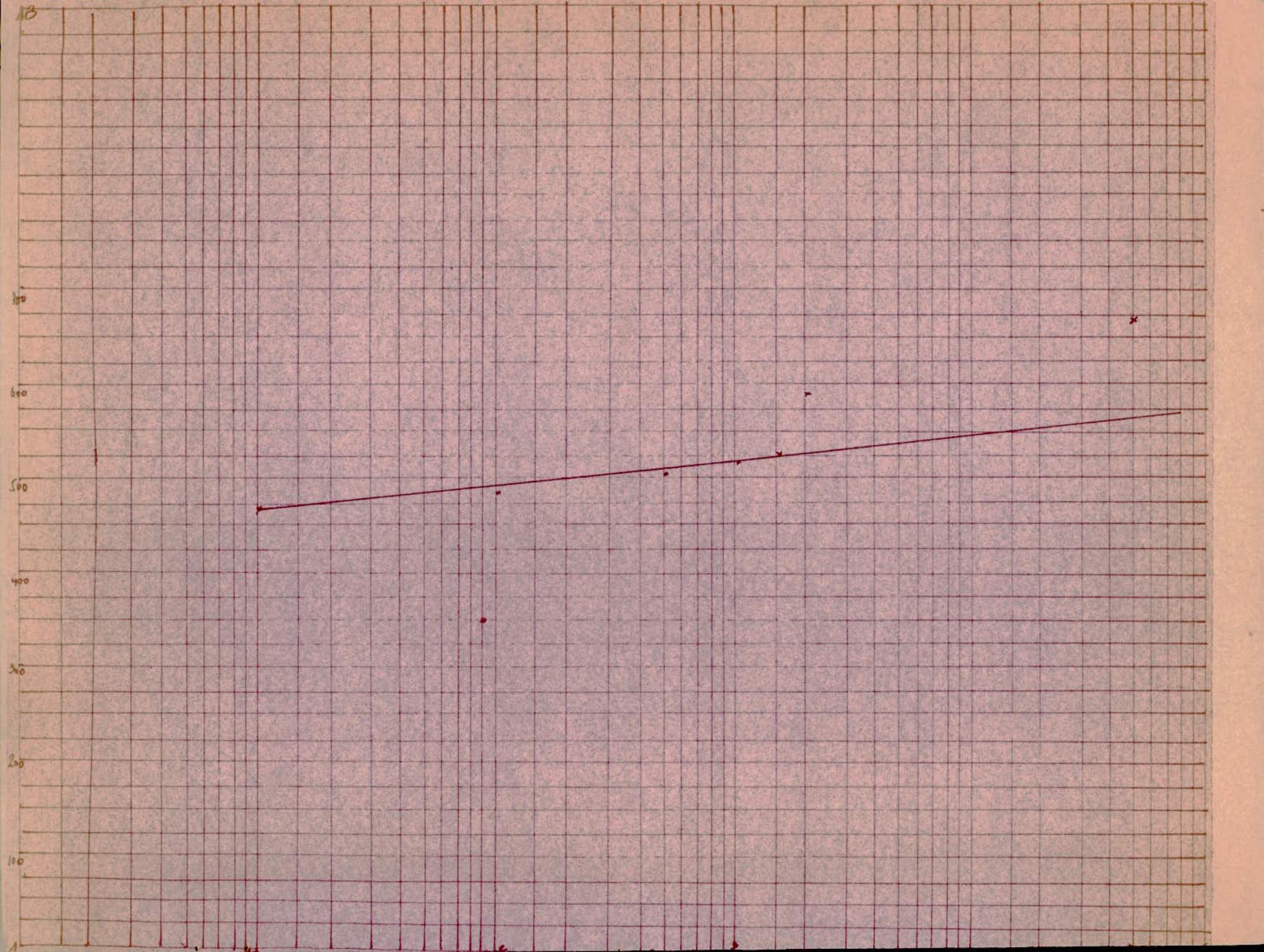
fréquence Hz	100	500	1000	2500	2000	50000	100000
$\frac{1}{A}$	58,7	58,7	58,7	58,7	58,7	50	40
B	471	478	518	523	595	657	700
C	0,0017	0,0017	0,0017	0,0017	0,0017	0,0014	0,0013
$\frac{1}{D}$	1,536	1,550	1,464	1,470	1,303	1,180	1,140

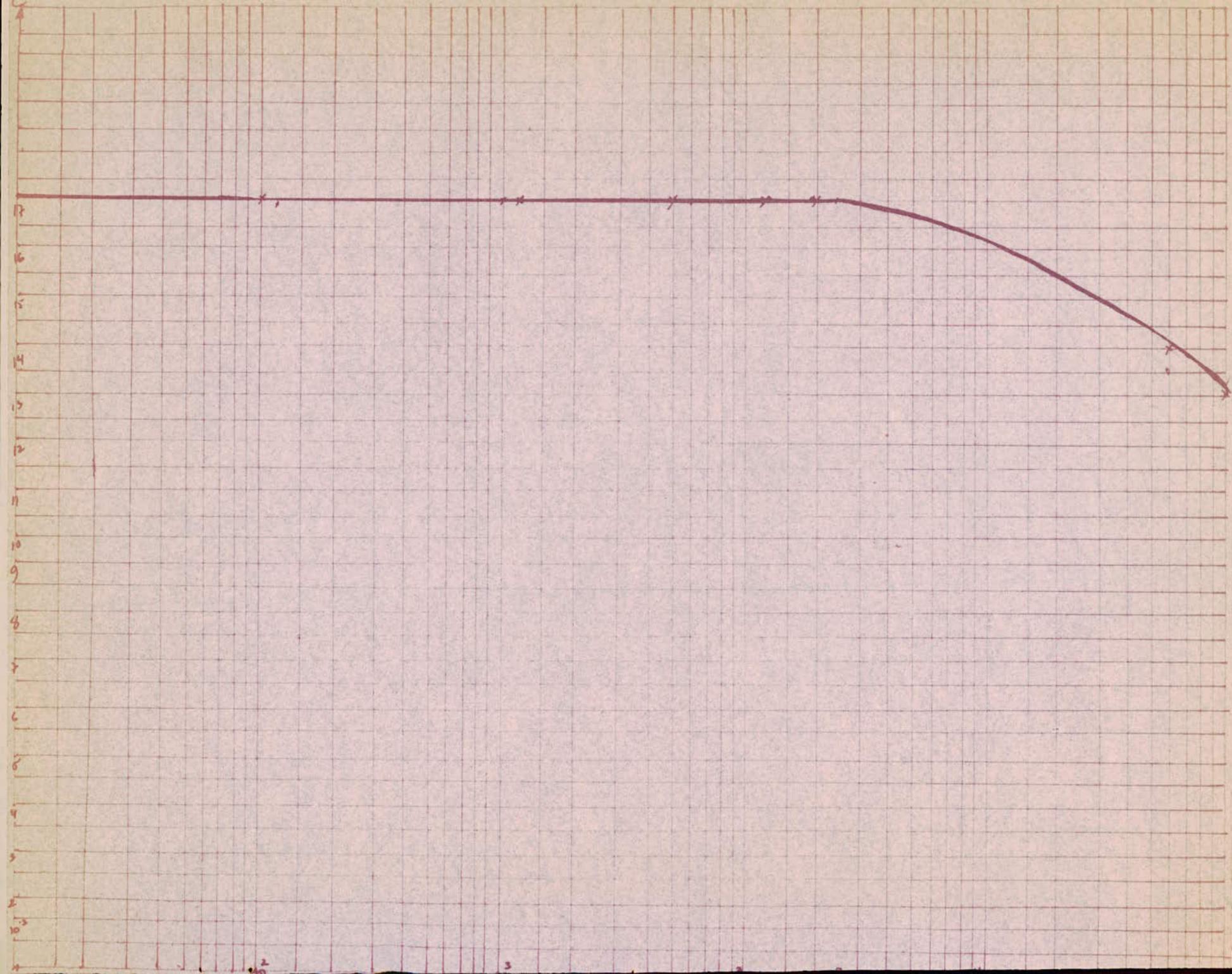
② Tableau des valeurs pour les Caractéristiques: $V_e = f(I_e)$ à fréquence variable:

- Simulation de la self parallèle -

fréquence Hz	V_e m.V	I_e mA
500	5	3
	15	5
	25	7
1000	25	4
	42,5	5,5
	50	6
1500	30	3,5
	50	4,6
	75	5,9
50000	25	2,6
	50	3,02
	75	3,8





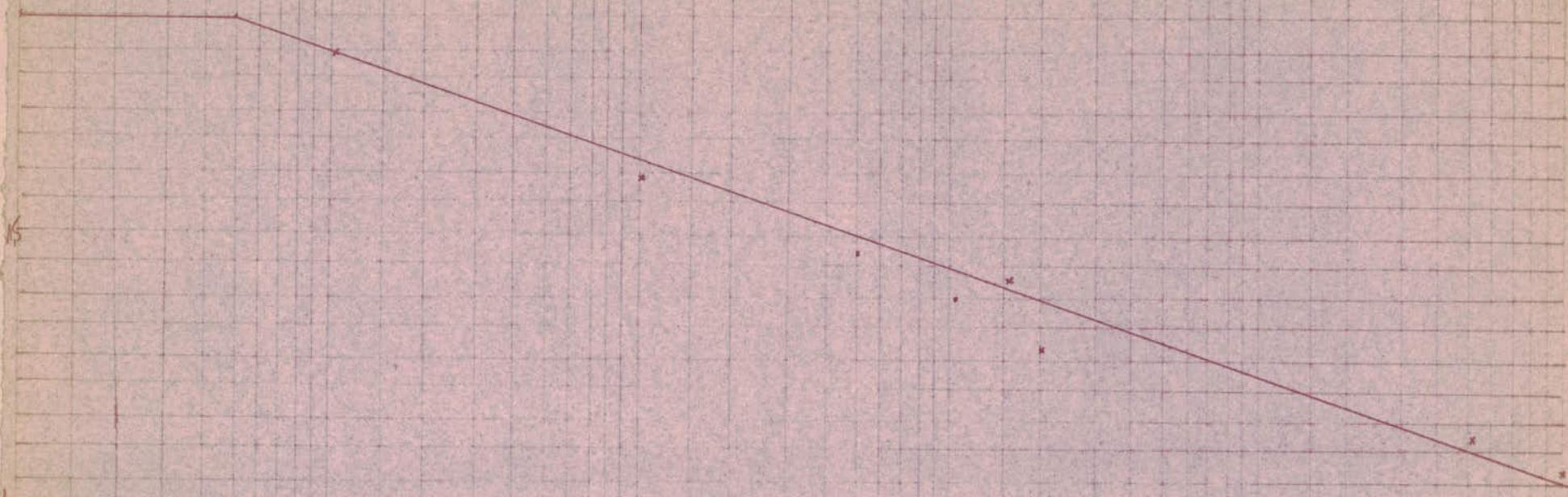


(5)

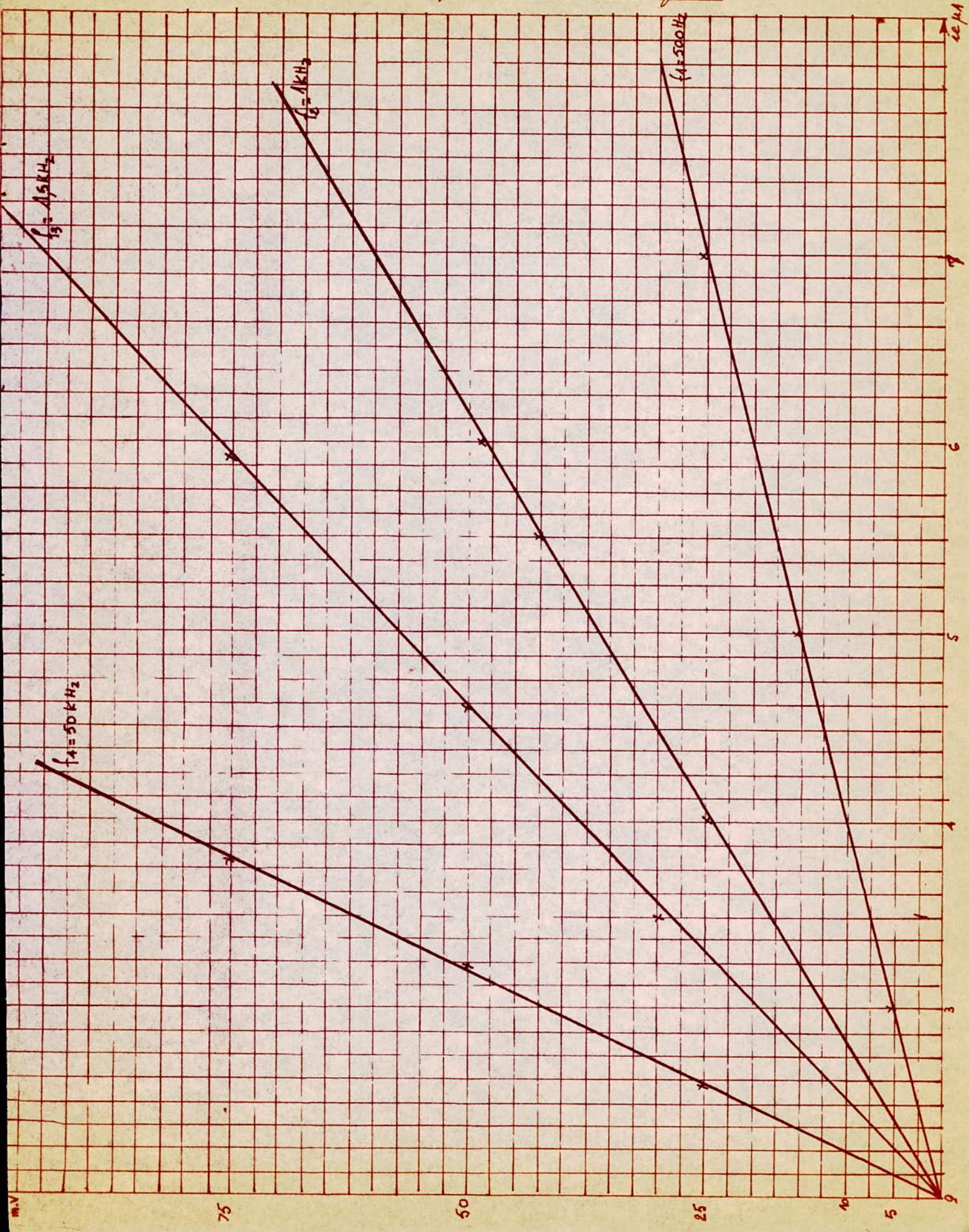
2

1.5

1



Caracteristiques des Courbes $V_e = f(i_e)$



Filtre passe-bande à circuits décalés.

- Tableau des Valeurs. -

Filtre n°1: Avec $V_e = 250 \text{ mV}$ fixe; fréquence = constante.

* f_{o1} = fréquence centrale du 1^{er} filtre = $1,2 \text{ kHz} = 0,12 \text{ kHz}$.

* B_{-3dB} = bande passante à (-3dB) du 1^{er} filtre = $250 \text{ Hz} = 0,25 \text{ kHz}$

fréquence f_{Hz}	200	400	500	1000	1200	1300	1500	2000
V_e : mV	250	250	250	250	250	250	250	250
V_s : v	2,5	5	6,5	10	13	11,8	8	2,5
$V_s/V_e = G_{dB}$	10	20	26	40	52	45	32	10

Filtre n°2: Avec $V_e = 250 \text{ mV}$ fixe; fréquence = constante.

* f_{o2} = fréquence centrale du 2^e filtre = $2000 \text{ Hz} = 2 \text{ kHz}$

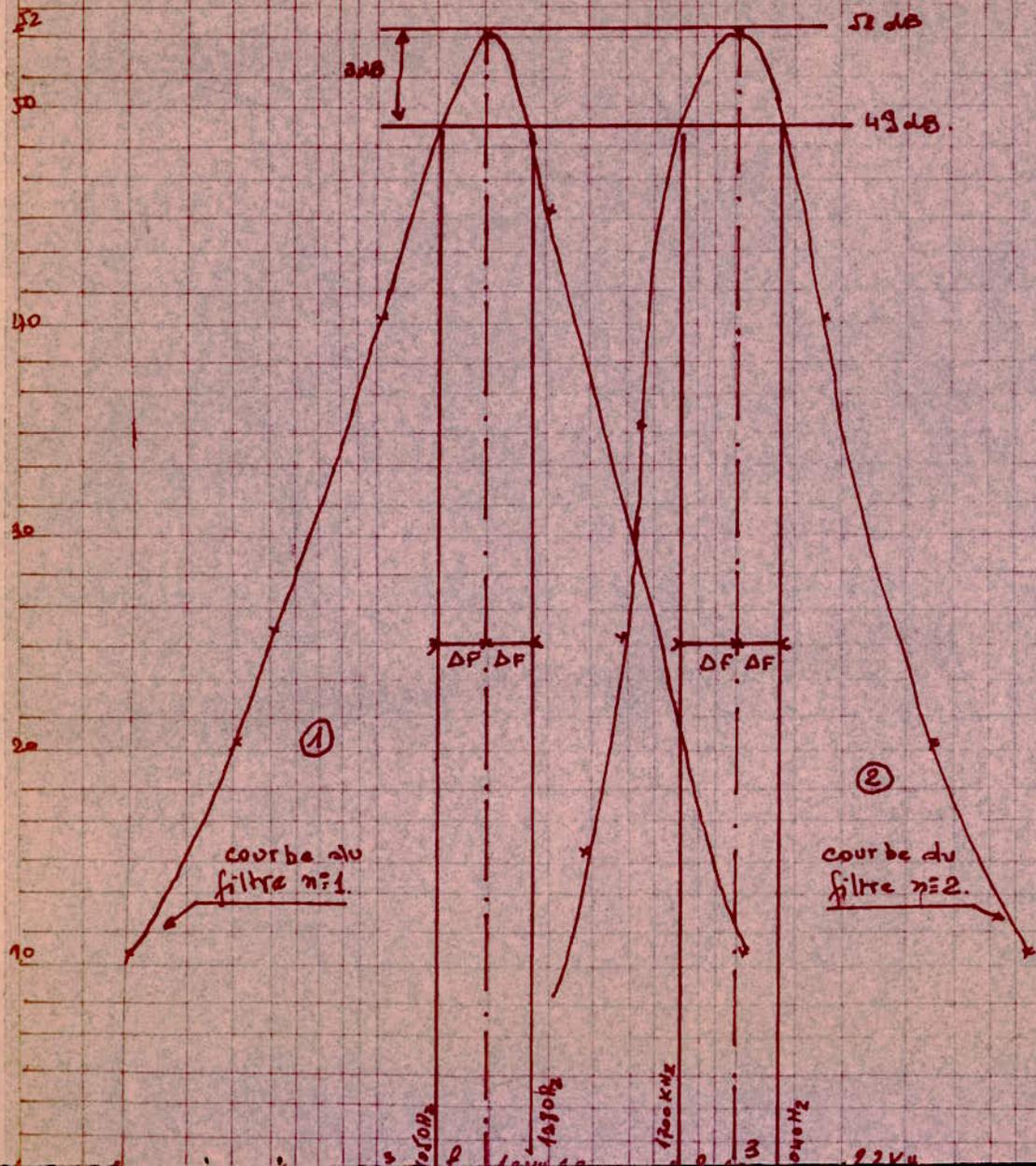
* Bande passante à (-3dB) du 2^e filtre = $350 \text{ Hz} = 0,35 \text{ kHz}$.

fréquence f_{Hz}	1300	1400	1500	1600	2000	2180	2350	2600
V_e : mV	250	250	250	250	250	250	250	250
V_s : v	3,7	6,2	8,7	11,2	13	10	7,5	2,5
$V_s/V_e = G_{dB}$	15	25	35	45	52	40	30	10

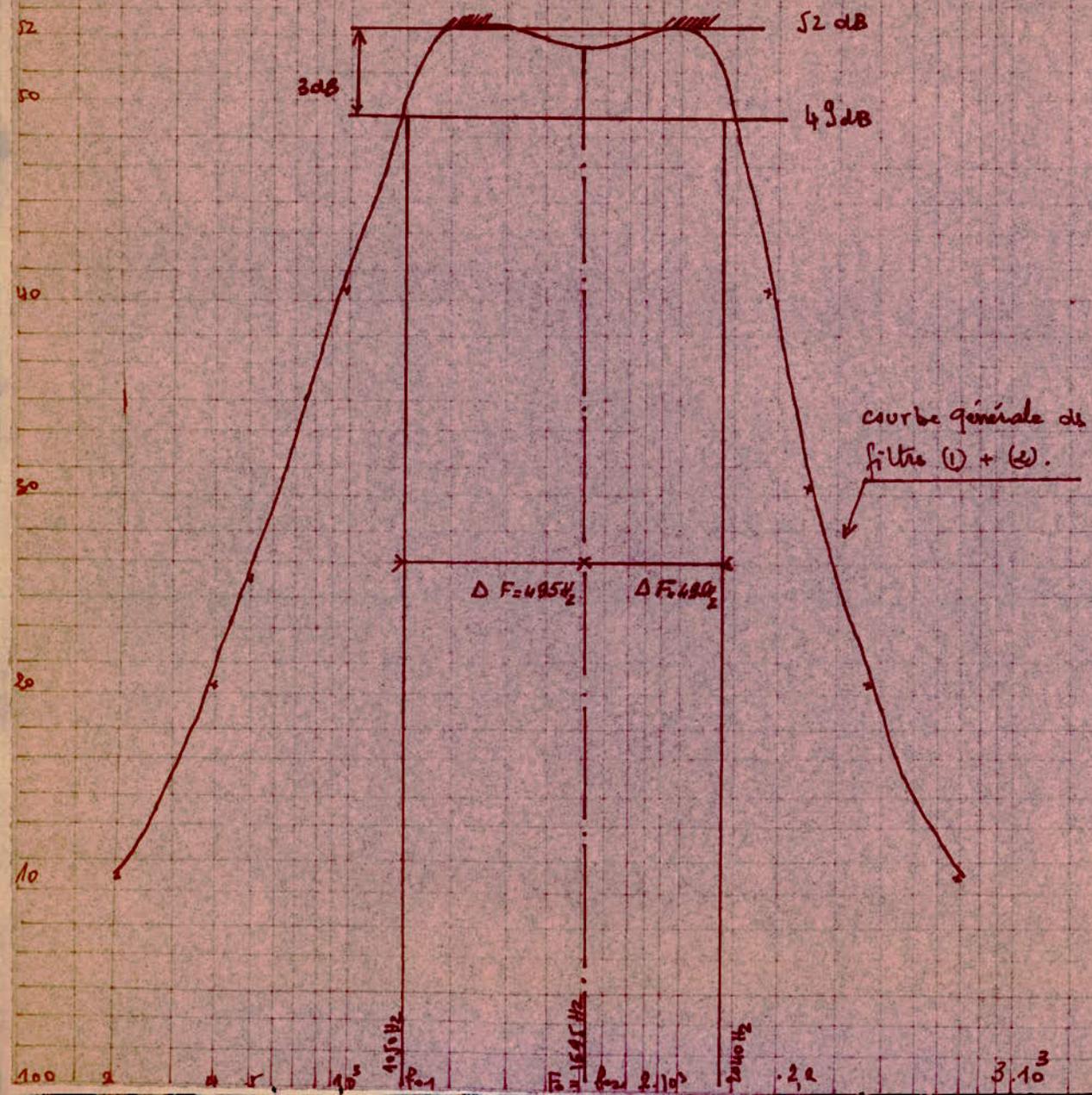
$20 \log \left(\frac{V_s}{V_e} \right) \text{ dB}$

Réponse en fréquence du filtre passe bande à circuits écoulés.

- * Courbe n°1 → étage n°1.
- * Courbe n°2 → étage n°2.



Courbe générale des 2 filtres associés
en cascade formant un filtre passe
bande à circuits décalés.



== CHAPITRE VI ==

C O N C L U S I O N :

Pour obtenir un gyrateur de qualité, facile d'emploi (condition de stabilité), il est recommandé d'utiliser une méthode de synthèse dans laquelle les impédances négatives sont exclues; celles à courant tension et sources contrôlées. Cette méthode convient parfaitement lorsque les sources sont réalisées avec des composants discrets ou tout au moins avec une technologie hybride.

Lorsqu'on souhaite réaliser un gyrateur avec des amplificateurs opérationnels, avec cette méthode les performances du gyrateur dépendent directement de la qualité des amplificateurs utilisés, ainsi que la précision des composants employés. Pour obtenir un gyrateur de bon facteur de qualité, les gains en tension des amplis doivent être supérieurs à 80dB.

En ce qui concerne les applications elles sont nombreuses: avec des inverseurs d'impédances négatives, des circulateurs, les amplificateurs réciproques, les synthétiseurs.

Par conséquent il occupe une place importante et prépondérante.

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

*ORTUSI: Théorie des circuits Electronique T.I

*Toute l'Electronique: N^o 368 Juillet 1972

N^o 370 Octobre 1972

N^o 382 Novembre 1973

*Principes et application des circuits intégrés. H. LILEN.

*L'amplificateur opérationnel et ses applications. J.C. MARCHAIS