

UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES D'ALGER

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT ELECTRICITE

※

24/81

20x

INGENIORAT EN ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

※



FILTRAGE ET APPLICATIONS

REALISATION DE :

- **FILTRES**
- **DISTORSIOMETRE**
- **PHASEMETRE**
- **CORRECTEURS**

Proposé par :

M. KACIMI

Etudié par :

A. LAROUCI

A. HAMMICHE

FEVRIER 1981

UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES D'ALGER

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT ELECTRICITE

—*—

INGENIORAT EN ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

—*—

FILTRAGE ET APPLICATIONS

REALISATION DE :

- FILTRES**
- DISTORSIOMETRE**
- PHASEMETRE**
- CORRECTEURS**

Proposé par :

M. KACIMI

Etudié par :

A. LAROUCI

A. HAMMICHE

FEVRIER 1981

A MES PARENTS
AVEC TOUTE MON AFFECTION

Azzedine

A MES PARENTS
A MES FRERES ET SOEURS

Allel

- R E M E R C I E M E N T S -

Ce travail a été réalisé au centre des sciences et techniques nucléaires d'Alger .

Que Mr KACIMI , chef de la division "Réacteurs", qui a mis a notre disposition son laboratoire et nous a consacré beaucoup de son temps en nous aidant et en nous conseillant judicieusement , trouve ici l'expression de nos remerciements les plus vifs .

Nous tenons a remercier également Mr JARMOT pour l'aide qu'il nous a apporté .

Nos remerciements vont aussi à MM. :

ABERKANE

BENDALI

DAHMANI

LAZIB

ABDI

Que tous ceux qui , de près ou de loin , ont contribué à l'élaboration de cette thèse soient remerciés .

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

Dans le cadre de notre travail de thèse d'ingénieur , nous nous sommes fixé pour objectif l'étude des filtres actifs .

Au cours de nos réalisations pratiques , il s'est avéré utile d'intégrer d'autres aspects liés étroitement à l'étude des filtres .

C'est ainsi que nous avons été amené à étudier et réaliser en plus des filtres actifs :

- Un distorsiomètre à affichage analogique .
- Un phasemètre à affichage analogique et numérique .

Afin de polariser l'ensemble des composants constituant les circuits réalisés , nous avons été amené à étudier et réaliser une alimentation stabilisée .

Pour des raisons de commodité , nous avons présenté le résultat de notre travail en quatre parties .

La première partie , axée sur l'étude des filtres actifs est divisée en huit paragraphes .

La deuxième partie est consacrée à l'étude et la réalisation d'un phasemètre .

La troisième partie est consacrée à l'étude et la réalisation d'un distorsiomètre .

La quatrième et dernière partie décrit les caractéristiques de l'alimentation stabilisée réalisée .

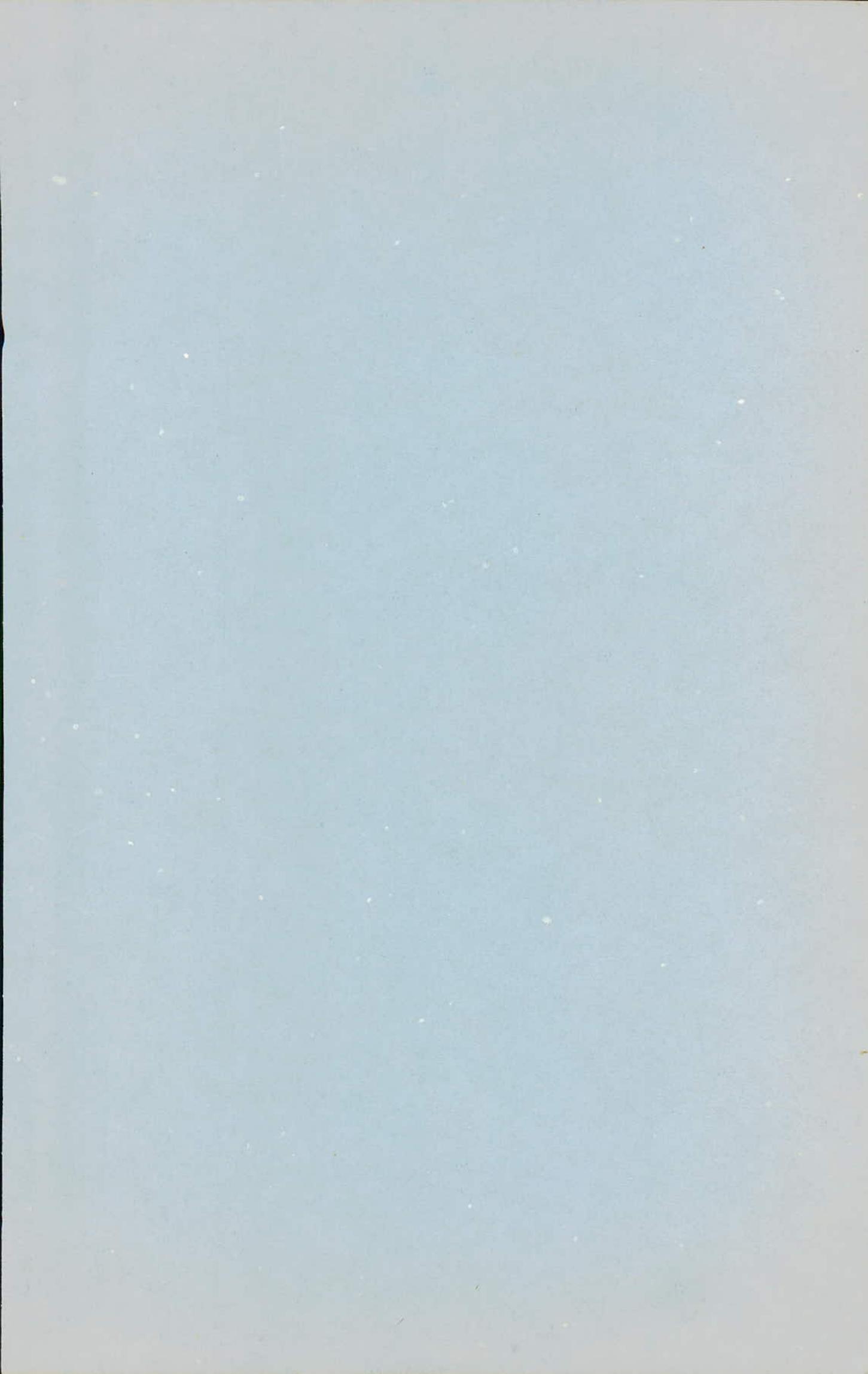
T A B L E D E S M A T I E R E S

Première partie :
ETUDE ET REALISATION DES FILTRES
ACTIFS .

Deuxième partie :
ETUDE ET REALISATION D'UN
PHASEMETRE .

Troisième partie :
ETUDE ET REALISATION D'UN
DISTORSIOMETRE .

Quatrième partie :
ETUDE ET REALISATION D'UNE
ALIMENTATION STABILISEE



Première partie

ETUDE ET REALISATION DE FILTRES ACTIFS

- I - INTRODUCTION
 - I-1 - Définitions
 - I-2 - Comparaison filtres actifs - filtres passifs
 - I-2-1 - Encombrement
 - I-2-2 - Domaine fréquentiel d'utilisation
 - I-2-3 - Niveau d'utilisation en tension
 - I-2-4 - Sensibilité
 - I-2-5 - Impédances
 - I-3 - Application des filtres actifs

- II - CARACTERISTIQUES DES FILTRES
 - II-1 - Fonction de transfert
 - II-2 - Ordre du filtre
 - II-3 - Formes de réponse
 - II-3-1 - Réponse de Butterworth
 - II-3-2 - Réponse de Tchébychtchév
 - II-3-3 - Réponse de Bessel
 - II-3-4 - Réponse de Cauer

- III - RAPPELS SUR L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL
 - III-1 - Généralités
 - III-2 - Applications
 - III-2-1 Amplificateur de tension inverseur
 - III-2-2 Amplificateur de tension non-inverseur
 - III-2-3 Amplificateur de différence
 - III-2-4 Source de courant
 - a- Charge flottante
 - b- Charge à la masse
 - III-2-5 Sommateur inverseur
 - III-2-6 Intégrateur
 - III-2-7 Montage dérivateur

- IV - FILTRES ACTIFS DU 1^{er} ORDRE
 - IV-1 - Définitions
 - IV-2 - Principe
 - IV-3 - Circuit passe-bas
 - IV-4 - Circuit passe-haut

- V - SYNTHÈSE DES FILTRES DU 2^{ème} ORDRE
- V-1 - Introduction
- V-2 - Structure à contre réaction simple
 - V-2-1 - Principe
 - V-2-2 - Filtre passe-bas
 - V-2-3 - Filtre passe-haut
 - V-2-4 - Filtre passe-bande
 - V-2-5 - Filtre réjécteur
- V-3 - Structure à contre réaction multiple
 - V-3-1 - Principe
 - V-3-2 - Filtre passe-bas
 - V-3-3 - Filtre passe-haut
 - V-3-4 - Filtre passe-bande
- V-4 - Structure à source contrôlée
 - V-4-1 - Principe
 - V-4-2 - Filtre passe-bas
 - V-4-3 - Filtre passe-haut
 - V-4-4 - Filtre passe-bande
- V-5 - Structure à variable d'état
 - V-5-1 - Principe
 - V-5-2 - Filtre passe-bas
 - V-5-3 - Filtre passe-haut
 - V-5-4 - Filtre passe-bande
 - V-5-5 - Filtre réjécteur
 - V-5-6 - Filtre universel
- V-6 - Structure à N.I.C.
 - V-6-1 - Définition et principe du N.I.C.
 - V-6-2 - Réalisation du N.I.C.
 - V-6-3 - Application du N.I.C.
 - a- Synthèse d'une résistance négative
 - b- Adaptation d'impédances
 - c- Synthèse des filtres
 - V-6-4 - Filtre passe-bande
- V-7 - Structure à gyrateur
 - V-7-1 - Définition et principe du gyrateur
 - V-7-2 - Réalisation du gyrateur
 - V-7-3 - Applications du gyrateur
 - a- Simulation d'inductance
 - b- Adaptation d'impédance
 - c- Synthèse des filtres

- VI- SYNTHESE DES FILTRES D'ORDRE SUPERIEUR
- VI-1 - Formes de réponses
- VI-2 - Abaques et tableaux de calculs

- VII- PRESENTATION DES REALISATIONS PRA TIQUES
- VII-1 - Introduction
- VII-2 - Maquette 1
- VII-3 - Maquette 2
- VII-4 - Maquette 3
- VII-5 - Maquette 4

- VIII- APPLICATION DES FILTRES A LA CORRECTION
 DES SYSTEMES ASSERVIS
- VIII-1 - Définition d'un système asservi
- VIII-2 - Correction
- VIII-3 - Les correcteurs classiques
- VIII-3-1 Correcteur à avance de phase
- VIII-3-2 Correcteur à retard de phase
- VIII-3-3 Correcteur à avance-retard

I - INTRODUCTION :

I-1- Définitions :

On appelle filtre un réseau capable de sélectionner un domaine de fréquence bien déterminé .

Il existe deux catégories de filtres :

- Les filtres passifs
- les filtres actifs

Les premiers sont réalisés à l'aide de résistances , de selfs et de capacités .

Les seconds comportent des résistances , et des capacités associés à des éléments actifs de type amplificateur opérationnel.

Les filtres actifs ont connus un développement rapide avec l'apparition de l'amplificateur opérationnel monolithique .

On peut distinguer quatre grands types de filtres :

- Passe-bas : Possèdent la propriété de transmettre sans atténuation notable les fréquences inférieures à une fréquence f_1 appelée fréquence de coupure .

- Passe-haut : Possèdent la propriété de transmettre sans atténuation notable les fréquences supérieures à une fréquence f_2 appelée également fréquence de coupure .

- Passe-bande : Possèdent la propriété de transmettre sans atténuation notable les fréquences comprises dans un domaine délimité par les fréquences f_1 et f_2 .

- Réjecteur de bande : Possèdent la propriété de transmettre sans atténuation notable les fréquences situées à l'extérieur du domaine délimité par f_1 et f_2 .

I-2- Comparaison filtres actifs - filtres passifs :

I-2-1- Encombrement :

Dans le domaine des basses fréquences, l'utilisation des filtres passifs nécessite l'utilisation de selfs encombrantes possédant des facteurs de surtension faibles .

I-2-2- Domaine fréquentiel d'utilisation :

Les amplificateurs opérationnels de moyennes performances , utilisés dans la réalisation des filtres , ont une bande passante relativement faible (jusqu'à 30 KHz) ; ce qui limite le domaine

d'utilisation des filtres actifs aux basses fréquences .
Cependant , l'utilisation de circuits complémentaires de compensation associés à des amplificateurs spéciaux permet d'étendre ce domaine .

Les filtres passifs ont un meilleur comportement dans le domaine des hautes fréquences . Mais leur utilisation en basses fréquences est déconseillée du fait de leur faible facteur de surtension .

I-2-3- Niveau d'utilisation en tension :

Etant donné les gains disponibles , les filtres actifs offrent la possibilité de travailler avec des signaux d'entrée de faible niveau . Le signal de sortie est cependant limité du coté des grandes amplitudes par la saturation des étages de sortie de l'amplificateur opérationnel ; et du coté des faibles amplitudes par les bruits internes de l'amplificateur et les bruits du circuit extérieur (bruit thermique des résistances) .

I-2-4- Sensibilité :

La sensibilité d'un filtre est le rapport de la variation relative d'un paramètre à la variation relative de la valeur du composant (entrant dans la constitution du filtre) qui lui a donné naissance .

Pour fixer les idées , considérons un exemple :

Si une variation relative dR_o/R_o d'une résistance R_o entraîne une variation df_o/f_o de la fréquence centale f_o , la sensibilité est égale à :

$$S_{R_o}^{f_o} = \frac{df_o/f_o}{dR_o/R_o}$$

Le filtre passif est stable . En effet , quelque soit la qualité de ses composants L et C , le coefficient de surtension restera de valeur finie .

Ce n'est pas le cas pour un filtre actif dans lequel une faible variation d'un élément passif peut entraîner l'oscillation du montage .

I-2-5- Impédances :

Les filtres actifs sont caractérisés par une impédance d'entrée importante et une sortie à basse impédance . Ceci permet de les insérer facilement dans un montage complexe sans craindre des interactions avec les autres étages .

I-3- Application des filtres actifs :

Le domaine d'application des filtres actifs est très vaste du fait de leur performances , notamment aux basses fréquences .

Pour l'exemple , nous citons :

- Les télécommunications qui les utilisent pour réaliser les filtres des voies téléphoniques .
- Certains dispositifs électroniques associés aux programmes militaires : sonars , commande d'engins .
- L'électronique grand public : orgues électroniques , jouets télécommandés ...
- Les équipement de recherche , les applications aéronotiques , les systèmes de traitement des données (terminaux d'ordinateurs)

II- CARACTERISTIQUES DES FILTRES :

II-1- Fonction de transfert :

Une des caractéristiques les plus importantes des filtres est leur fonction de transfert . Celle-ci est déterminée par le rapport , en fonction de la fréquence , de la tension de sortie $V_s(p)$ à la tension d'entrée $V_e(p)$.

$$F(p) = \frac{V_s(p)}{V_e(p)}$$

$p = j\omega =$ Opérateur de Heaviside

Le cahier de charge de l'utilisateur du filtre impose toujours un gabarit qui est la représentation graphique des conditions limites amplitude-fréquence nécessaire pour réaliser un filtrage donné .

Le gabarit délimite la bande de fréquence à l'intérieur de laquelle le gain doit être constant ; il précise la valeur de ce gain et les limites entre lesquels il peut fluctuer ; il donne les fréquences en deça et au delà desquelles le signal doit subir une atténuation déterminée .

La figure VI-2 est un exemple de gabarit passe-bas .

La représentation graphique de la fonction de transfert doit s'inscrire à l'intérieur du gabarit et se rapprocher de lui au maximum .

Le calcul des éléments constitutifs du filtre se fait à partir de la fonction de transfert .

La figure II-2 représente les transferts respectifs des 4 filtres que nous nous proposons d'étudier : passe-bas , passe-haut , passe-bande , réjécteur de bande .

Pour le passe-bas et la passe-haut , f_0 est la fréquence de coupure à -3 dB .

Pour le passe-bande , elle représente la fréquence centrale de la bande transmise .

Enfin pour le réjécteur , elle représente la fréquence réjéctée .

II-2- Ordre du filtre :

Toute fonction de transfert peut se mettre sous la forme générale suivante :

$$F(p) = \frac{N(p)}{D(p)}$$

On appelle ordre du filtre la valeur la plus élevée des exposants affectés à p au dénominateur $D(p)$. comme le montre la figure II-3, la pente de la réponse d'un filtre à partir de la fréquence de coupure est d'autant plus accentuée que l'ordre est élevé.

Pour un filtre d'ordre un, elle est de 6 DB/octave ou de 20 DB/décade.

Pour un filtre d'ordre n , elle est de $6n$ DB/octave.

La fonction de transfert du second ordre, par sa facilité de réalisation à l'aide d'un seul amplificateur opérationnel, constitue l'élément de base qui servira à synthétiser des filtres plus complexes. En effet l'association en série de n cellules du 2^{ème} ordre permet de réaliser un filtre d'ordre $2n$.

Les dénominateurs des fonctions de transfert du second ordre peuvent être mis sous la forme standard suivante :

$$D(p) = 1 + 2 \zeta \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}$$

ζ étant le facteur d'amortissement

ω_0 : la pulsation caractéristique.

ζ peut être exprimé sous la forme d'un coefficient de surtension Q . En effet cette représentation est plus explicite pour certains types de réponse (passe-bande, rejecteur). Dans tous les cas ζ et Q sont liés par la relation :

$$Q = \frac{1}{2 \zeta}$$

II-3 Formes de Réponse :

Selon la valeur de son coefficient d'amortissement et éventuellement de sa pulsation propre, un filtre peut présenter, pour tous les types de transfert,

4 formes de réponse :

- réponse de Butterworth
- réponse de Bessel
- réponse de Tchébychtchév
- réponse de Causer

La figure II-4 représente les trois premières réponses en amplitude d'un filtre passe-haut .

La figure II-5 représente les trois premières en amplitude également d'un filtre passe-bas .

La figure II-6 représente la réponse de Causer d'un filtre passe-bas .

Les figures II-7 et II-8 représentent les trois premières réponses en phase respectivement d'un filtre passe-bas et d'un filtre passe-haut .

II-3-1- Réponse de Butterworth :

Elle est caractérisée par une valeur bien précise de ξ à savoir :

$$\xi = \sqrt{2} / 2$$

La réponse en amplitude est plate et ne présente pas d'ondulations dans la bande transmise .

II-3-2- Réponse de Tchébytschév :

Elle est caractérisée par un coefficient d'amortissement inférieur à $\sqrt{2} / 2$.

Cette réponse présente des ondulations dans la bande transmise d'autant plus prononcées que ξ est faible . La coupure est alors plus rapide .

Le nombre de maximums et de minimums est égal à l'ordre du filtre .

II-3-3- Réponse de Bessel :

Elle est caractérisée par un coefficient supérieur à $\sqrt{2} / 2$. Sa particularité tient dans le fait le déphasage entrée-sortie évolue d'une manière linéaire en fonction de la fréquence .

Sa réponse impulsionnelle est également remarquable : comme le montre la figure II-9 , elle ne présente pas de suroscillations .

II-3-4- Réponse de Causer :

Elle présente un ou plusieurs zéros de transmissions dans la bande passante , plus précisément dans la région de coupure .

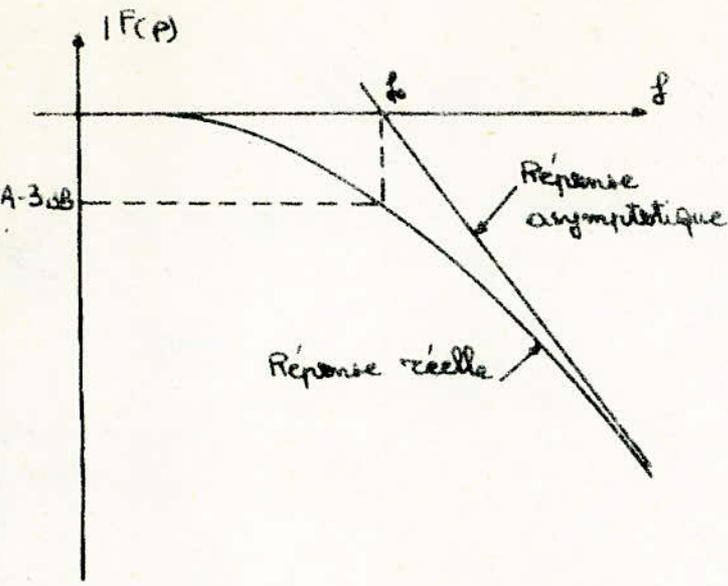


FIG.II-a Réponse passe-bas

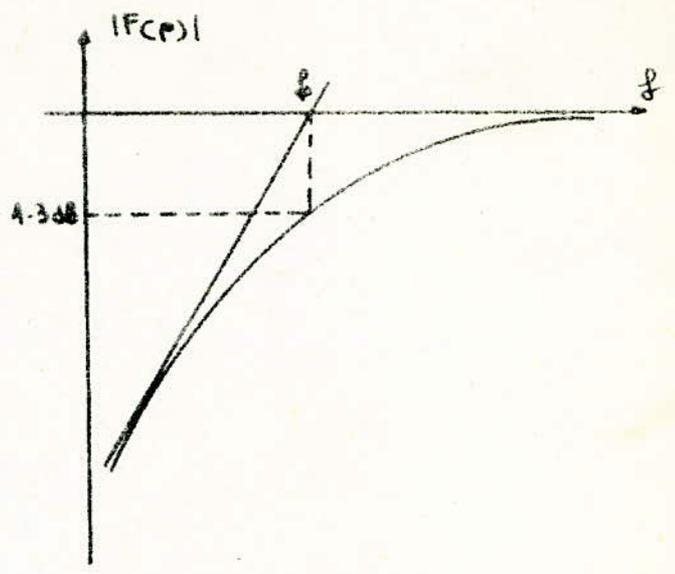


FIG.II-b Réponse passe-haut

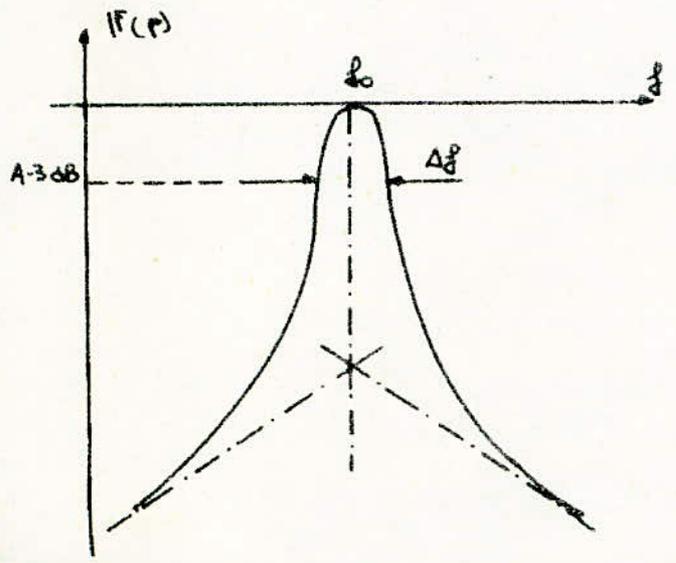


FIG.II-2-c Réponse passe-bande

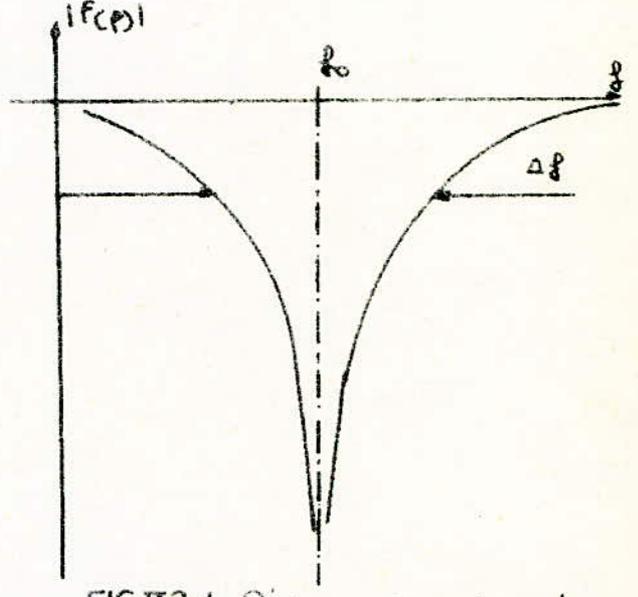


FIG.II-2-d Réponse coupe-bande

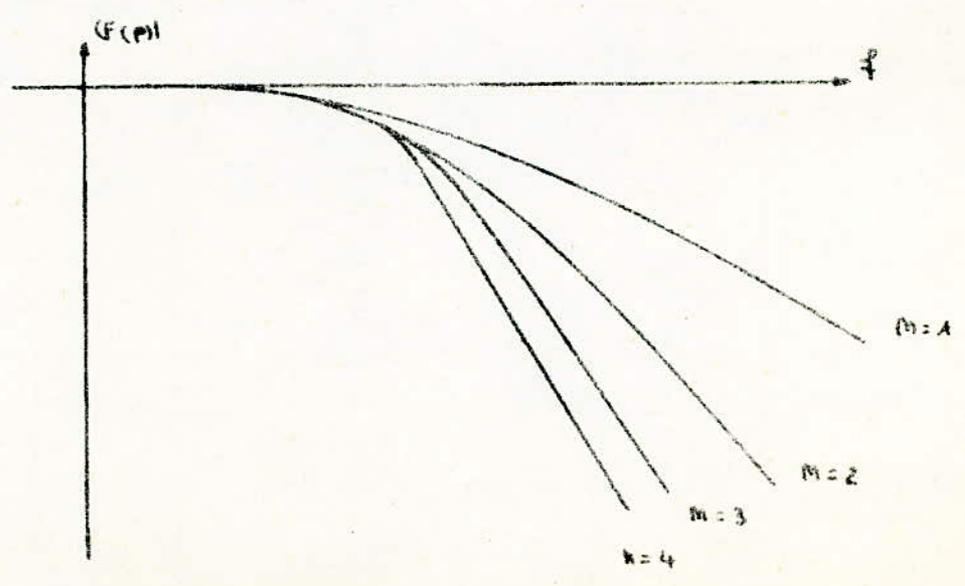


FIG.II-3 Réseau de réponses passe-bas

1870

1871

1872

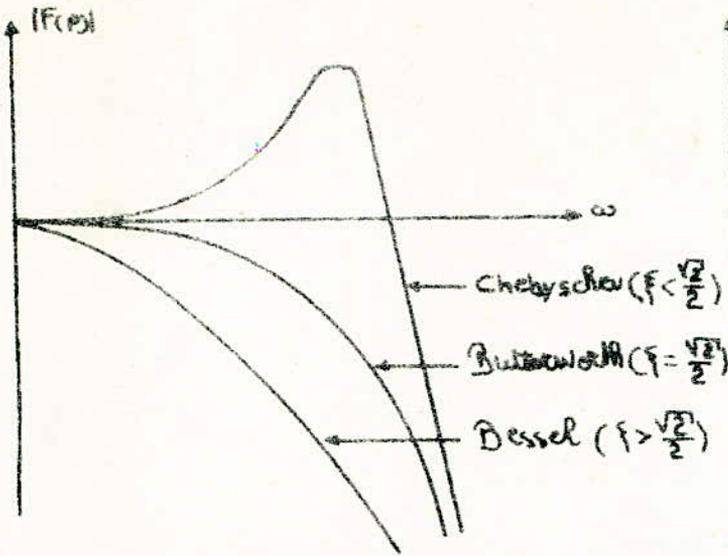


FIG II-4 3 formes de réponses passe-bas

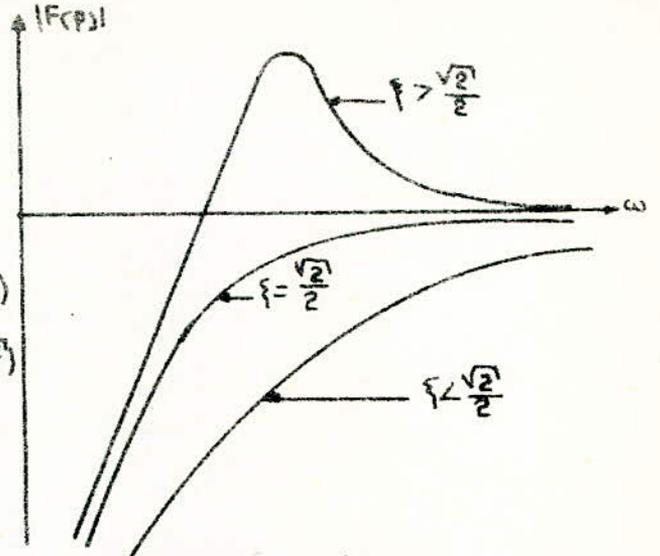


FIG II-5 3 formes de réponses passe-haut

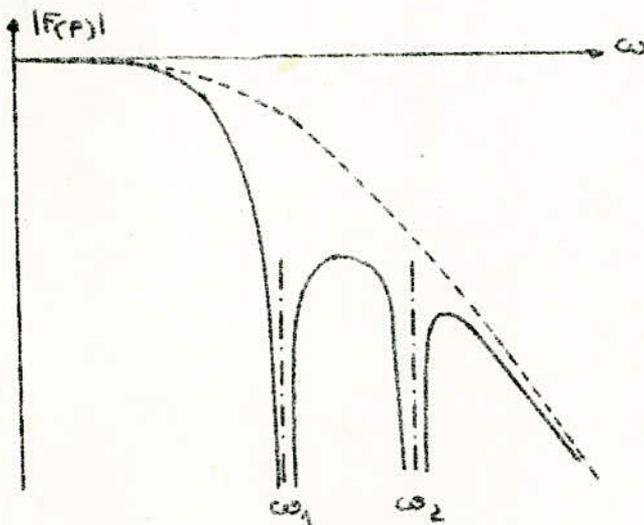


FIG II-6 Réponse de corner passe-bas

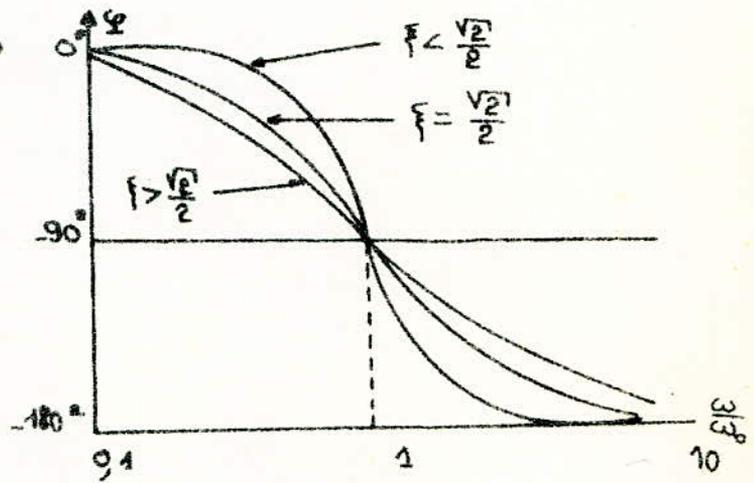


FIG II-7 Réponse en phase passe-bas

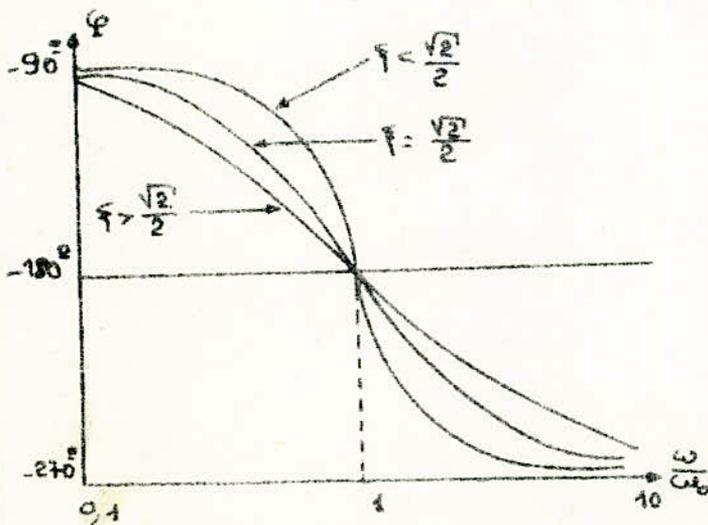


FIG II-8 Réponse en phase passe-bande

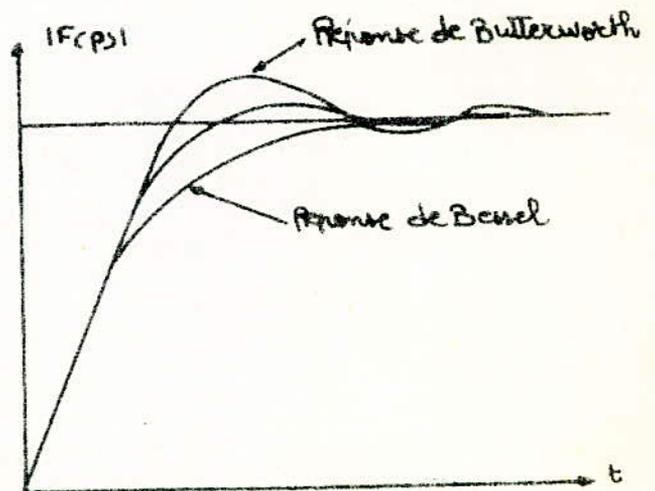


FIG II-9 Réponses à l'échelon unité

III- RAPPELS SUR L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

III-1- Généralités :

L'amplificateur opérationnel est un quadripole actif utilisé à l'origine pour effectuer certaines opérations mathématiques (addition , soustraction ...) et pour élaborer certaines fonctions (exponentielles , quadratiques)

Dans notre étude , nous supposerons que l'amplificateur opérationnel utilisé est idéal , c'est à dire qu'il possède :

- Un gain en boucle ouverte infini
- Une impédance d'entrée différentielle infinie
- Une impédance de sortie nulle
- Une reproductibilité parfaite du signal d'entrée à la sortie .

La figure III-1 donne une représentation schématique de l'amplificateur opérationnel .

III-2- Applications :

Les applications de l'amplificateur opérationnel sont très nombreuses .

Nous allons dans ce qui suit ,étudier les principaux montages .

III-2-1- Amplificateur de tension inverseur :

La figure III-2 donne le schéma de principe d'un amplificateur de tension inverseur . Dans la mesure où l'amplificateur opérationnel utilisé est supposé idéal , on peut montrer que le gain en tension s'écrit :

$$G_v = \frac{- R_2}{R_1}$$

Le signe (-) indique que la tension de sortie V_s est en opposition de phase avec la tension d'entrée V_e .

La résistance

$$R^+ = R_1 // R_2$$

permet d'éliminer le courant de polarisation à l'entrée .

III-2-2- Amplificateur de tension non-inverseur :

La figure III-3 donne le schéma de principe d'un amplificateur de tension non-inverseur .

Dans la mesure où l'amplificateur opérationnel utilisé est

supposé idéal; la loi des noeuds au point A permet d'écrire la relation suivante:

$$\frac{V_A}{R_1} + \frac{V_A - V_S}{R_2} = 0$$

d'où l'on tire :

$$G_V = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Cette relation montre que la tension de sortie est en phase avec la tension d'entrée .

III-2-3 Amplificateur de différence

La figure III- 4 donne le schéma

de principe d'un amplificateur de différence . Dans la mesure où l'amplificateur opérationnel utilisé est supposé idéal . La loi des noeuds au point A et A' permet d'écrire ces relations suivantes .

$$-\frac{V_A - V_2}{R_1} + \frac{V_A - V_S}{R_2} = 0$$

$$V_{A'} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_1$$

$$V_A = V_{A'}$$

Dans le cas où:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$$

On peut écrire

$$V_S = -\frac{R_2}{R_1} (V_1 - V_2)$$

III- 2-4 Source de courant

Il existe deux types de sources de courant selon que la charge R_L est référenciée à la masse ou flottante .

a- Charge flottante

Deux montages permettent de réaliser une telle source de courant . Le schéma du premier montage est donné en figure III-5-a . Il s'agit d'un simple amplificateur inverseur dont l'une des résistances est remplacée par la charge, on a :

$$I_L = \frac{-V_e}{R_1}$$

Le schéma du 2^{ème} montage est donné en figure III-5-b, On a

$$I_L = \frac{V_e}{R_1}$$

b- Charge à la masse

Le schéma du montage est donné en figure III-5-c Cette application est plus intéressante, car en général les charges utiles ont une extrémité à la masse . Dans le cas où :

$$R_1 R_4 = R_2 R_3$$

On tire

$$I_L = \frac{-V_e}{R_3}$$

III-2-5 Sommateur Inverseur :

Le schéma du montage sommateur donné en figure III-6 montre que :

$$V_S = -R \left(\frac{V_{e1}}{R_1} + \frac{V_{e2}}{R_2} + \frac{V_{e3}}{R_3} \right)$$

Dans le cas où :

$$R = R_1 = R_2 = R_3$$

On tire

$$V_S = - (V_{e1} + V_{e2} + V_{e3})$$

Ainsi la tension de sortie V_S est, au signe près, la somme des tensions d'entrée .

III-2-6 Intégrateur

La figure III-7-a donne le schéma de principe d'un intégrateur à partir duquel on pourra écrire :

$$V_s = \int_0^t V_e dt + V_s(0)$$

$V_s(0)$ étant la tension initiale aux bornes de C, la réponse impulsionnelle de l'intégrateur idéal est donnée par la figure III-7-b.

III-2-7 Montage Dérivateur

La figure III-8-a donne le schéma de principe d'un dérivateur à partir duquel on pourra écrire :

$$V_s = -RC \frac{dV_e}{dt}$$

Dans la pratique, ce montage n'est jamais utilisé du fait de la tendance qu'il possède à osciller.

Pour palier cet inconvénient on associe au montage deux éléments de compensation R' et C' montés selon le schéma de la figure III-8-b. Dans ce cas, le montage fonctionne en dérivateur jusqu'à une certaine fréquence f_0 et en intégrateur au delà de cette fréquence.

Le gain en tension correspondant à f_0 est égal à :

$$G_v = \frac{1}{\frac{R'}{R} + \frac{C'}{C}}$$

avec

$$f_0 = \frac{1}{2\pi (RR'CC')^{1/2}}$$

La figure III-8-c donne la courbe de réponse du montage en fonction de la fréquence.

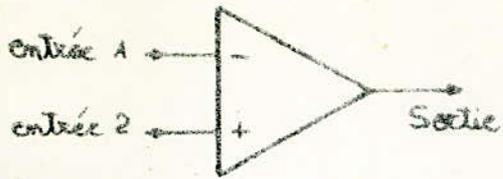


FIG. III-1 Schéma de l'ampli. opérationnel

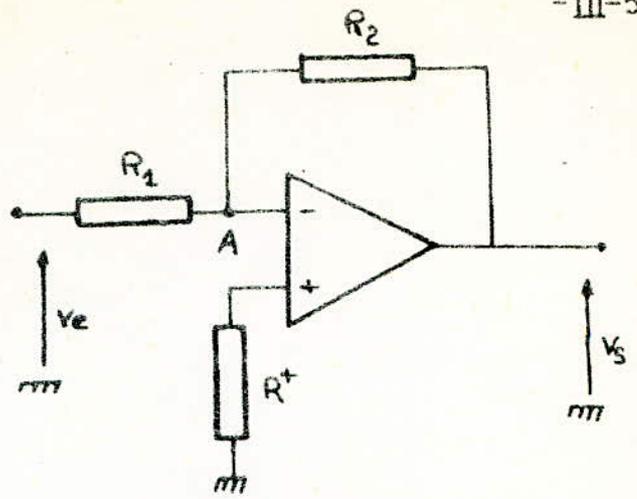


FIG. III-2 Ampli. de tension inverseur

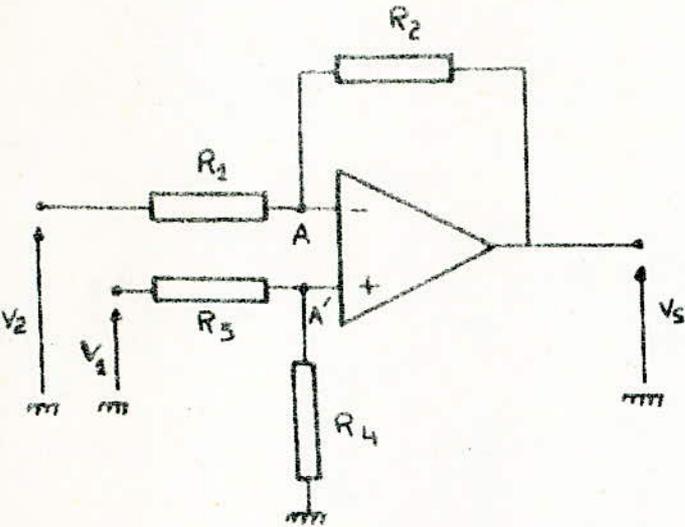


FIG. III-4 Schéma de l'ampli. de différence

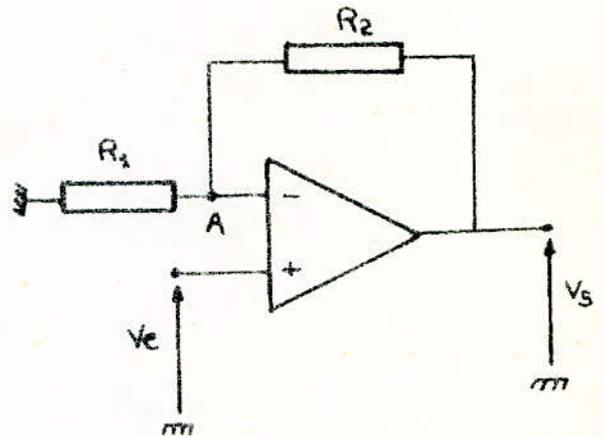


FIG. III-3 Ampli. de tension non-inverseur

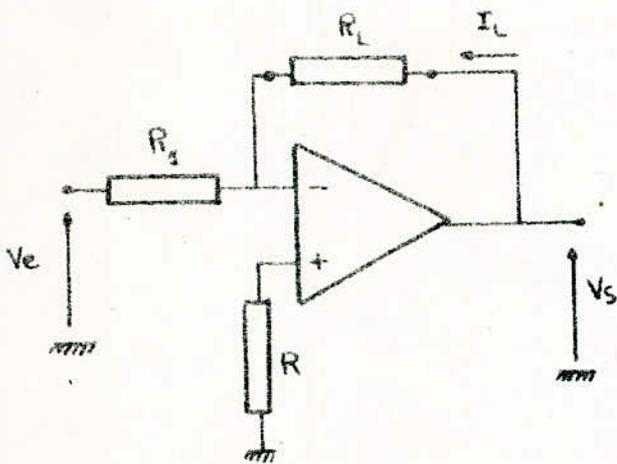


FIG. III-5-a Source de courant (charge flottante)

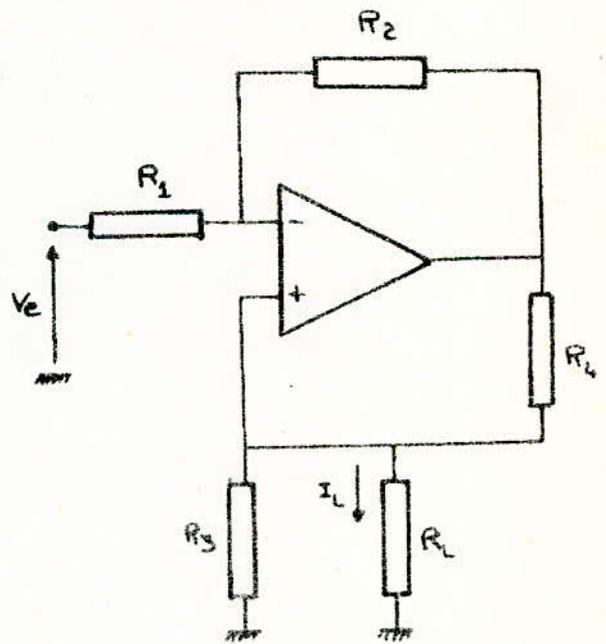


FIG. III-5-c Source de courant (charge à la masse)

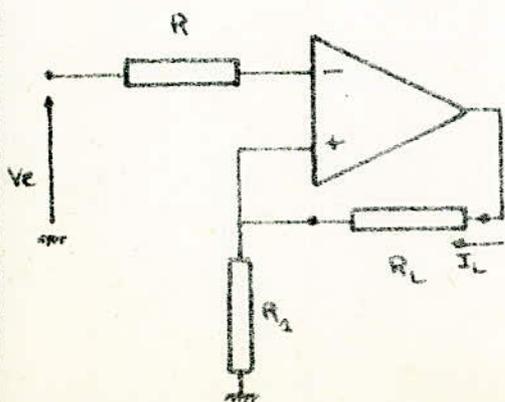


FIG. III-5-b Source de courant (charge flottante)

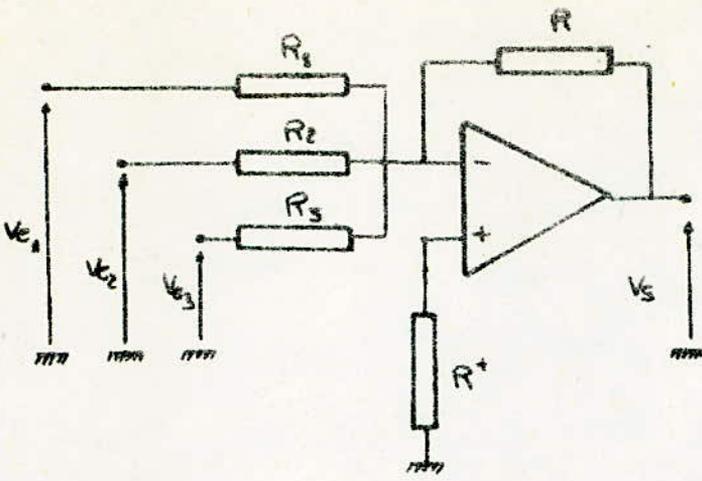


FIG. III-6 Sommateur inverseur

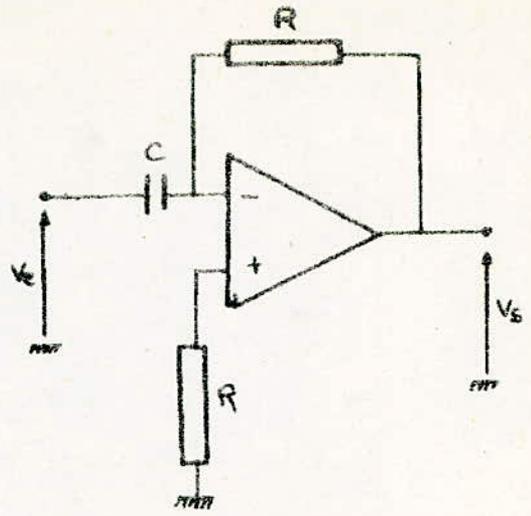


FIG. III-8-a Schéma de principe du dérivateur

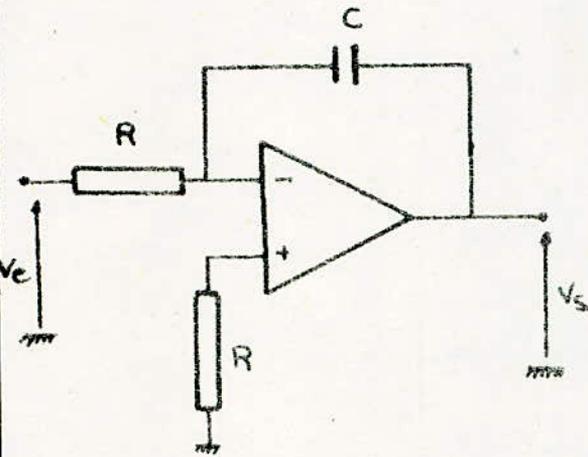


FIG. III-7-a Intégrateur

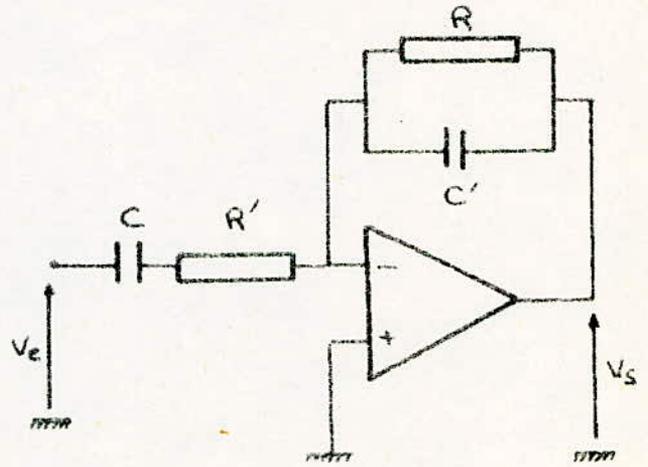


FIG. III-8-b Montage dérivateur-intégrateur

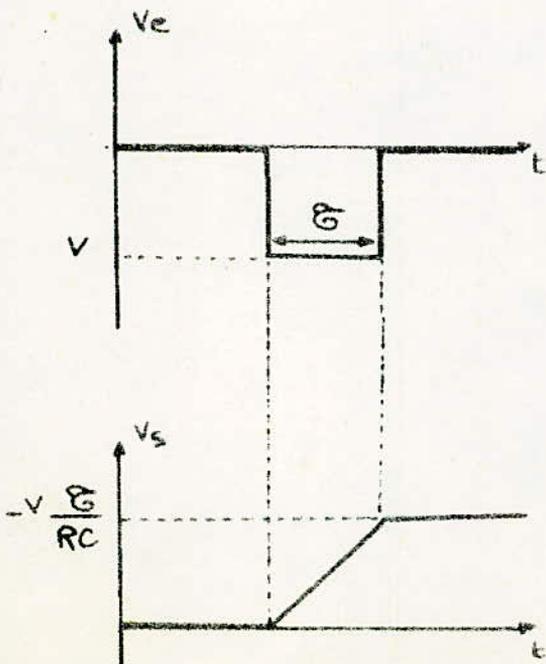


FIG. III-7-b Réponse impulsionnelle de l'intégrateur

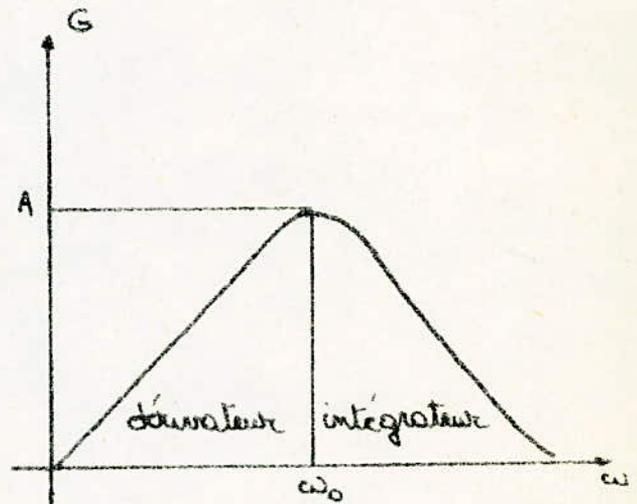


FIG. III-8-c Réponse du montage précédent

IV- FILTRES ACTIFS DU 1^{er} ORDREIV- 1 Définition :

Un filtre du 1^{er} ordre présente une fonction de transfert dont le dénominateur fait intervenir le terme $p = j\omega$ à la puissance 1 .

IV- 2 Principe :

Le montage de principe est donné figure IV-1 . Les impédances Z_1 et Z_2 ne comprennent que des composants R et C . La fonction de transfert est égale à :

$$F(p) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{-Z_2}{Z_1}$$

La réponse harmonique d'un tel circuit présente une pente de -20 DB/décade (diagramme de Bode) à partir de la fréquence de coupure .

IV- 3 Circuit Passe-Bas :

Le montage de la figure IV- 2 réalise un transfert passe-bas du 1^{er} ordre .

Sa fonction de transfert a la forme suivante :

$$F(p) = - \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + R_2 C \cdot p}$$

La fréquence de coupure à -3 DB est égale à :

$$f_0 = 1/2\pi R_2 C$$

Les réponses en amplitude et en phase sont données respectivement en figures IV-3 et IV-4 .

Le montage de la figure IV-5 constitue également un filtre passe-bas très simple . Sa fonction de transfert s'écrit :

$$F(p) = \frac{1}{1 + RCp}$$

L'amplificateur opérationnel , monté en suiveur de tension joue le rôle d'adaptateur d'impédance . Il permet d'avoir une

sortie à basse impédance; ainsi il élimine l'influence de la charge sur le transfert .

IV-4 Circuit passe haut

Lemontage de la figure IV-6 réalise un transfert passe haut du 1^{er} ordre
 Sa fonction de transfert s'écrit

$$F(p) = \frac{-R_2}{R_1} \frac{R_1 C p}{1 + R_1 C p}$$

La fréquence de coupure à -3DB est égal à :

$$f_0 = 1/2\pi R_1 C$$

Les figures IV-7 et IV-8 représente respectivement la réponse en amplitude et la réponse en phase de ce montage .

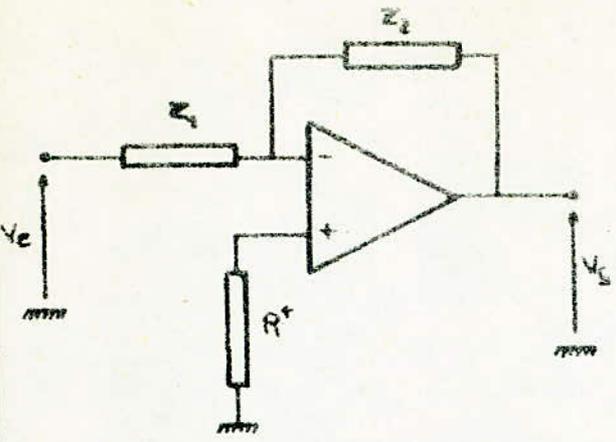


FIG. IV-1 Montage de principe d'un filtre actif du 1^{er} ordre

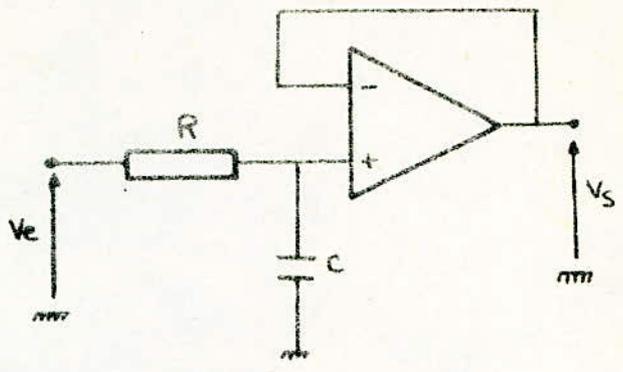


FIG. IV-5 Montage passe-bas

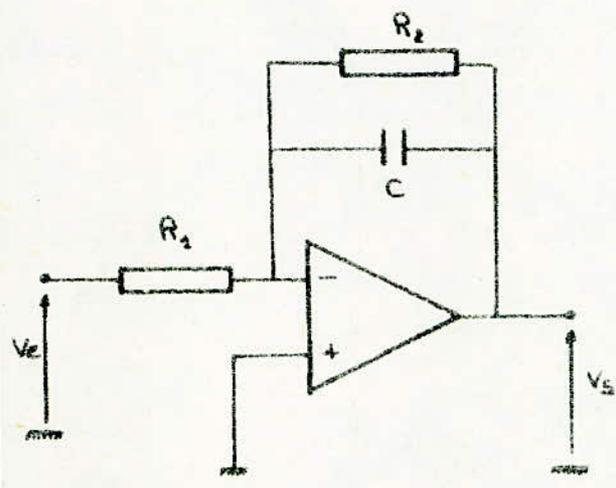


FIG. IV-2 Montage passe-bas

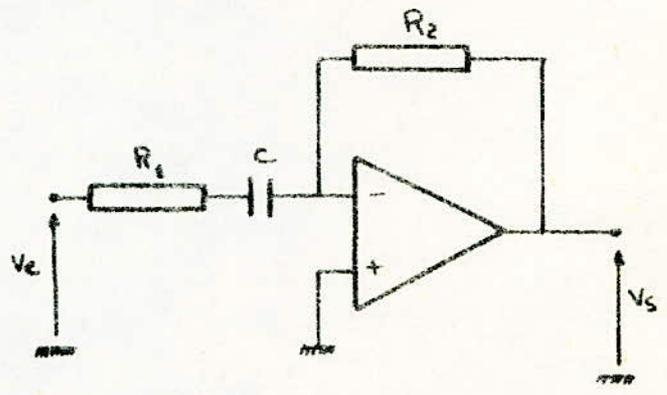


FIG. IV-6 Montage passe-haut

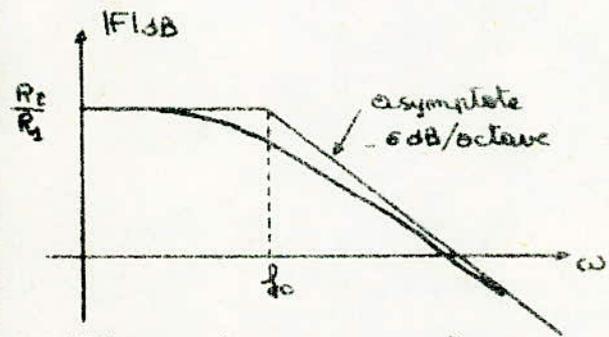


FIG. IV-3 Réponse en amplitude

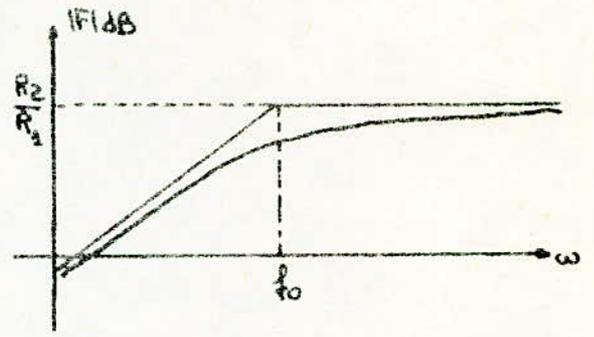


FIG. IV-7 Réponse en amplitude

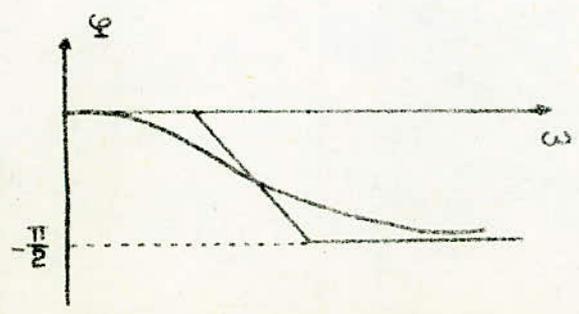


FIG. IV-4 Réponse en phase

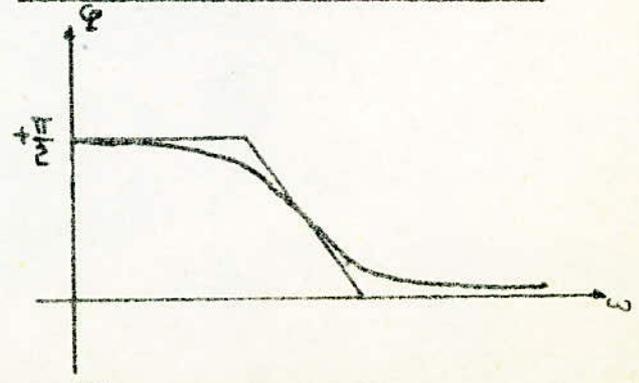


FIG. IV-8 Réponse en phase

V- SYNTHESE DES FILTRES DU DEUXIEME ORDRE

V-1 Introduction :

L'intérêt des filtres du 2^{ème} ordre réside dans le fait que par association judicieuse de tels dispositifs, il est possible de réaliser des filtres d'ordres supérieurs. L'une des caractéristiques principales de ces filtres est leur fonction de transfert.

Les fonctions de transfert ainsi que les courbes de réponse en amplitude de l'ensemble des filtres étudiés (passe bas, passe haut, passe bande, rejécteur de bande) sont résumés figure V-1.

Plusieurs structures peuvent être utilisées pour réaliser la synthèse de ces filtres ;

- Contre réaction simple
- Contre réaction multiple
- Source contrôlée
- Variables d'état
- Convertisseur d'impédance négative (N. I. C.)
- Gyrateur

La figure V-2 résume les schémas de principe utilisant les trois premières structures.

V-2 Structure à Contre-Réaction Simple

Nous montrerons que dans le calcul des filtres précédents, le calcul de la fonction de transfert nécessite la connaissance d'un paramètre, Y_{21} , qui sera défini dans la suite.

Le tableau V-3 résume l'ensemble des réseaux utilisés pour la réalisation de ces filtres ainsi que les paramètres Y_{21} correspondants.

V-2-1 Principe

La figure V-2-a donne le schéma de principe d'un filtre utilisant la structure à contre réaction simple à partir duquel nous pourrions, par identification, étudier l'ensemble des filtres de ce type. Dans ce schéma, les boîtes

Q et Q' représentent des quadripôles passifs caractérisés par les paramètres Y_{ij} et Y'_{ij} respectivement.

Pour des quadripôles de ce type, on montre théoriquement que $Y_{21} = Y_{12}$.

Pour chacun des quadripôles , la méthode matricielle nous permet d'écrire :

$$\begin{aligned} i_1 &= Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 && \text{relation 1} \\ i_2 &= Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 \end{aligned}$$

Dans la mesure où l'amplificateur opérationnel est supposé idéal , on pourra écrire :

$$V_1' = V_2 = 0 \quad \text{relation 2}$$

$$i_2 = -i_1' \quad \text{relation 3}$$

Compte-tenu de la relation 2 , l'égalité 1 donne :

$$i_2 = Y_{21}V_e \quad \text{relation 4}$$

$$i_1' = Y_{21}'V_e \quad \text{relation 5}$$

D'où l'on tire compte-tenu de la relation 3 :

$$G_v = - \frac{Y_{21}}{Y_{21}'}$$

L'expression précédente montre que le calcul de la fonction de transfert se ramène comme nous l'avons indiqué plus haut au calcul des paramètres Y_{21} et Y_{21}' .

Nous nous proposons de déterminer ces paramètres pour chacun des filtres utilisant cette structure en indiquant la constitution des quadripôles Q et Q' ainsi que le choix des éléments .

Les figures V-4-a,b,c,d,e donnent les constitutions respectives des filtres passe-bas , passe-haut , passe-bande , et réjecteur de bande .

Elles sont accompagnées de l'ensemble des relations qui permettent de calculer les caractéristiques des filtres correspondants .

V-2-2 FILTRE PASSE-BAS

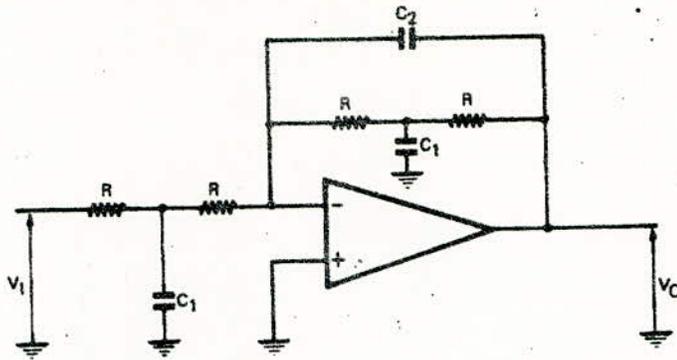


FIG. V4 a

$$Y_{21} = \frac{1}{R^2 C_1} \cdot \frac{1}{p + \frac{2}{RC_1}}$$

$$Y'_{21} = C_2 \cdot \frac{p^2 + p \frac{2}{RC_1} + \frac{1}{R^2 C_1 C_2}}{p + \frac{2}{RC_1}}$$

d'où :

$$G_V = \frac{-1}{1 + 2RC_2 \cdot p + R^2 C_1 C_2 \cdot p^2}$$

Ainsi :

Relations inverses :

$$\omega_0 = \frac{1}{R \sqrt{C_1 C_2}}$$

R arbitraire

$$f = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$$

$$C_1 = \frac{1}{R} \cdot \frac{f}{\omega_0}$$

$$C_2 = \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{f \omega_0}$$

$$A = 1$$

V-2-3 FILTRE PASSE-HAUT

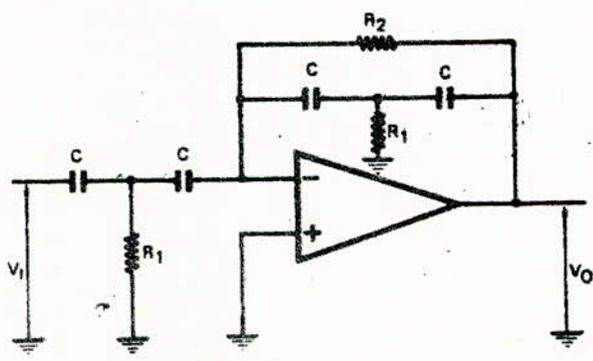


FIG. V-4 b

$$Y_{21} = \frac{C}{2} = \frac{p^2}{p + \frac{1}{2R_1 C}}$$

$$Y'_{21} = \frac{C}{2} \cdot \frac{p^2 + p \frac{2}{R_2 C} + \frac{1}{R_2 R_2 C^2}}{p + \frac{1}{2R_1 C}}$$

d'où :

$$G_v = \frac{-R_1 R_2 C^2 \cdot p^2}{1 + 2R_1 C \cdot p + R_1 R_2 C^2 \cdot p^2}$$

Ainsi :

$$\omega_0 = \frac{1}{C \sqrt{R_1 R_2}}$$

$$f = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}$$

$$A = 1$$

Relations inverses :

C arbitraire

$$R_1 = \frac{1}{C} \cdot \frac{f}{\omega_0}$$

$$R_2 = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{f \omega_0}$$

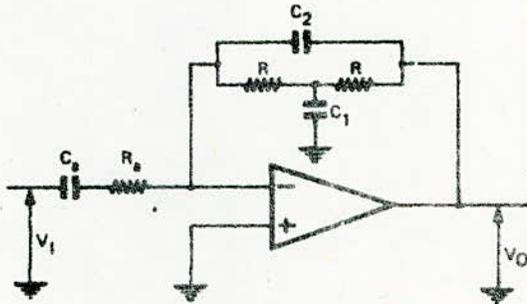
V-2-4 FILTRE PASSE-BANDE

FIG. V-4c

$$Y_{21} = \frac{p \cdot C_a}{1 + p \cdot R_a C_a}$$

$$Y'_{21} = \frac{1 + 2RC_2 \cdot p + R^2 C_1 C_2 \cdot p^2}{1 + \frac{RC_1}{2} \cdot p}$$

Pour avoir la fonction de transfert passe-bande, il est nécessaire de prendre :

$$R_a C_a = \frac{RC_1}{2} \quad \text{d'où} \quad R_a = \frac{R}{2} \frac{C_1}{C_a}$$

Pour avoir un gain unité, on prend :

$$C_a = C_2$$

d'où :

$$G_v = \frac{-2RC_2 \cdot p}{1 + 2RC_2 \cdot p + R^2 C_1 C_2 \cdot p^2}$$

Ainsi :

$$\omega_0 = \frac{1}{R \sqrt{C_1 C_2}}$$

$$\Delta\omega = \frac{2}{RC_1}$$

$$f = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$$

V-2-5 FILTRE REJECTEUR

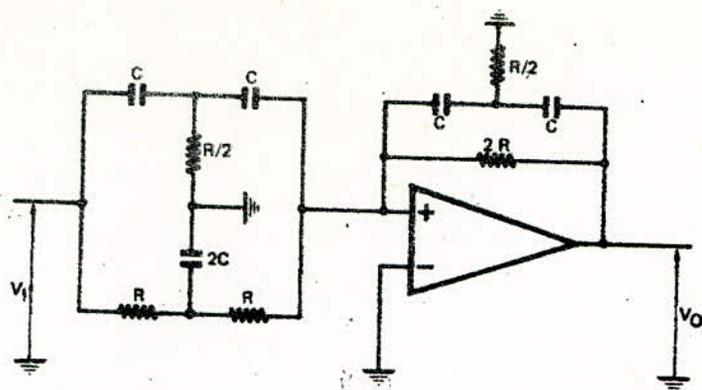


FIG. V4d

$$Y_{21} = \frac{C}{2} \cdot \frac{P^2 + \frac{1}{R^2 C^2}}{P + \frac{1}{RC}}$$

$$Y'_{21} = \frac{C}{2} \cdot \frac{P^2 + \frac{1}{RC} \cdot P + \frac{1}{R^2 C^2}}{P + \frac{1}{RC}}$$

d'où :

$$G_v = - \frac{P^2 + \frac{1}{R^2 C^2}}{P^2 + \frac{1}{RC} \cdot P + \frac{1}{R^2 C^2}}$$

Ainsi :

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$\Delta\omega = \frac{1}{RC}$$

$$A = 1$$

Autre montage possible :

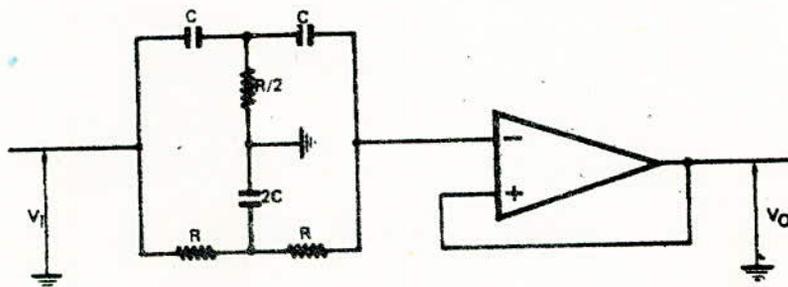


FIG V4e

Avec :

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$\Delta\omega = \frac{4}{RC}$$

$$A = 1$$

V-3 : Structure à Contre-réaction Multiple

V-3-1 Principe :

La figure V-2-b donne le schéma de principe d'un filtre utilisant la structure à contre-réaction multiple à partir duquel nous pourrions, par identification étudier l'ensemble des filtres de ce type . Dans ce schéma chaque paramètre Y_i représente soit une résistance, soit une capacité . Dans la mesure où l'amplificateur opérationnel utilisé est supposé idéal , l'application des lois de Kirschhoff aux noeuds A et B nous permet d'écrire la fonction de transfert sous la forme générale suivante :

$$G_V = - \frac{Y_1 Y_3}{Y_3 Y_4 + Y_5 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4)}$$

Il s'agira donc de choisir convenablement les paramètres Y_i de sorte que cette fonction de transfert se mette sous la forme particulière de la fonctions de transfert du type de à réaliser .

Les figure V- 5- a,b,c donnent les constitutions respectives des filtres passe-bas , passe-haut , passe-bande .

Elles sont accompagnées de l'ensemble des relations qui permettent de calculer les caractéristiques des filtres correspondants .

V-3-2 FILTRE PASSE-BAS

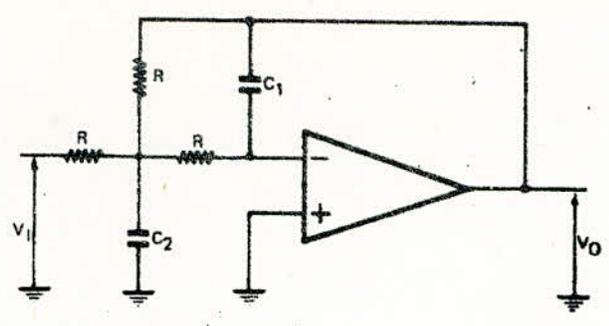


FIG. V-5a

$Y_1 = Y_3 = Y_4 = \frac{1}{R}$
 $Y_2 = p \cdot C_2$
 $Y_5 = p \cdot C_1$

d'où :

$$G_v = \frac{-1}{1 + 3RC_1 \cdot p + R^2 C_1 C_2 \cdot p^2}$$

Ainsi :

Relations inverses:

$$\omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}}$$

R arbitraire

$$f = 1,5 \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$$

$$C_1 = \frac{1}{R} \cdot \frac{f}{1,5 \omega_0}$$

$$C_2 = \frac{1}{R} \cdot \frac{1,5}{f \omega_0}$$

$$A = 1$$

V-3-3 FILTRE PASSE-HAUT

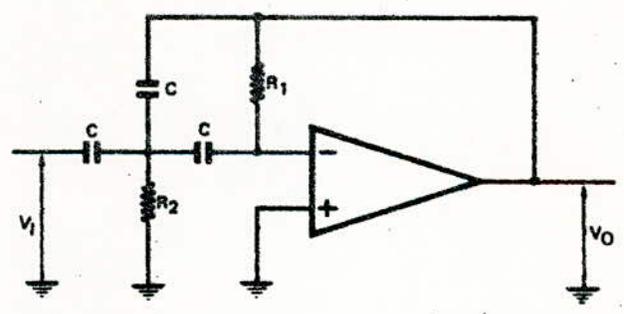


FIG. V-5b

$Y_1 = Y_3 = Y_4 = p \cdot C$
 $Y_2 = \frac{1}{R_2}$
 $Y_5 = \frac{1}{R_1}$

d'où :

$$G_v = \frac{-R_1 R_2 C^2 \cdot p^2}{1 + 3R_2 C \cdot p + R_1 R_2 C^2 \cdot p^2}$$

Ainsi :

Relations inverses:

$$\omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R_1 R_2}}$$

C arbitraire

$$f = 1,5 \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}$$

$$R_1 = \frac{1}{C} \cdot \frac{1,5}{f \omega_0}$$

$$A = 1$$

$$R_2 = \frac{1}{C} \cdot \frac{f}{1,5 \omega_0}$$

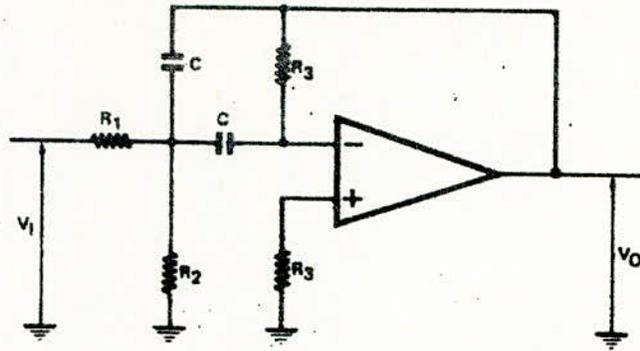


FIG. V-5 c

$$Y_1 = \frac{1}{R_1} \quad Y_2 = \frac{1}{R_2} \quad Y_3 = Y_4 = p \cdot C \quad Y_5 = \frac{1}{R_3}$$

d'où :

$$G_V = \frac{\frac{p}{CR_1}}{\frac{R_2 + R_4}{R_1 R_2 R_3 C^2} + \frac{2}{R_3 C} \cdot p + p^2}$$

Ainsi :

$$\omega_0 = \frac{1}{C \sqrt{R_3 \cdot \frac{R_1 R_2}{R_4 + R_2}}}$$

$$\Delta\omega = \frac{2}{CR_3}$$

$$A = \frac{R_3}{2R_1}$$

Relations inverses:

C arbitraire

$$R_1 = \frac{1}{C} \cdot \frac{\Delta\omega}{2\omega_0^2 - A \Delta\omega^2}$$

$$R_3 = \frac{1}{C} \cdot \frac{2}{\Delta\omega}$$

REMARQUE :

Il n'est pas possible de réaliser un filtre réjecteur de bande selon la structure à contre-réaction multiple, car le numérateur de la fonction réjecteur est une somme.

V-4- Structure à source contrôlée :

La figure V-2-c donne le schéma de principe d'un filtre utilisant la structure à source contrôlée ; schéma à partir duquel nous pourrions par identification , étudier l'ensemble des filtres de ce type .

Afin de comprendre la dénomination de structure à source contrôlée , il suffira de se reporter à la figure V-2-c dans laquelle nous avons encadré la source contrôlée .

Dans le cas où l'amplificateur opérationnel est supposé idéal , on peut montrer que :

$$V_s = \& V_e$$

Avec

$$\& = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Relation qui montre que la tension de sortie V_s est bien contrôlée par la tension d'entrée V_e .

L'application des lois de Kirschhoff aux noeuds A et B dans le schéma de principe permet d'écrire les relations suivantes :

$$Y_1 (V_A - V_e) + Y_2 (V_A - V_s) + Y_3 (V_A - V_B) = 0$$

$$Y_3 (V_B - V_A) + Y_4 V_B = 0$$

Or

$$V_B = \frac{V_s}{\&}$$

En tenant compte de ce qui précède , on tire :

$$G_v = \frac{(\& + 1)Y_1Y_3}{(Y_3 + Y_4)(Y_1 + Y_2 + Y_3) - (\& + 1)Y_2Y_3 - Y_3^2}$$

Il suffira donc de choisir convenablement les paramètres Y_i pour synthétiser le filtre désiré .

Les figures V-6-a,b,c donnent les constitutions respectives des filtres passe-bas , passe-haut et passe-bande .

Elles sont accompagnées des relations qui permettent de calculer les caractéristiques du filtre correspondant .

V-4-2 FILTRE PASSE-BAS :

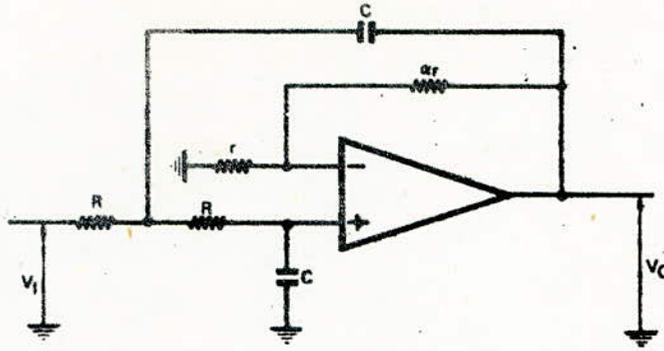


FIG. V-6 a

$$Y_1 = Y_3 = \frac{1}{R}$$

$$Y_2 = Y_4 = p \cdot C$$

d'où :

$$G_V = \frac{\alpha + 1}{p^2 \cdot C^2 R^2 + p \cdot C (2 - \alpha) + 1}$$

Ainsi :

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$\xi = 1 - \frac{\alpha}{2}$$

$$A = \alpha + 1$$

Remarque :

Lorsque, pour un filtre, le facteur d'amortissement a la valeur zéro, le circuit est instable et se transforme en oscillateur.

Aussi dans notre cas, on doit avoir : $\alpha \neq 2$

V-4-3 FILTRE PASSE-HAUT

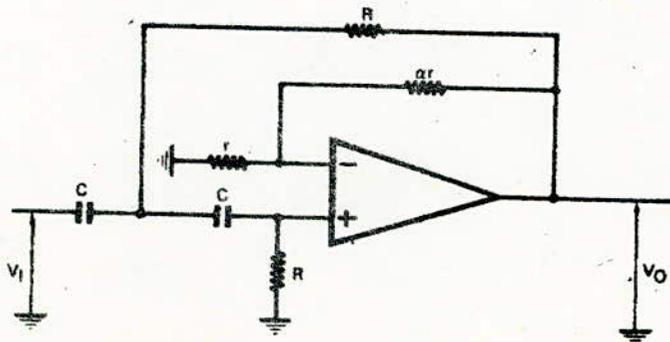


FIG. V-6 b

$$Y_1 = Y_3 = p \cdot C$$

$$Y_2 = Y_4 = \frac{1}{R}$$

d'où :

$$G_V = \frac{(\alpha+1)R^2C^2 \cdot p^2}{1 + p \cdot RC(2-\alpha) + p^2 \cdot R^2C^2}$$

Ainsi :

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$\xi = 1 - \frac{\alpha}{2}$$

$$A = \alpha + 1$$

V-4-4 FILTRE PASSE-BANDE

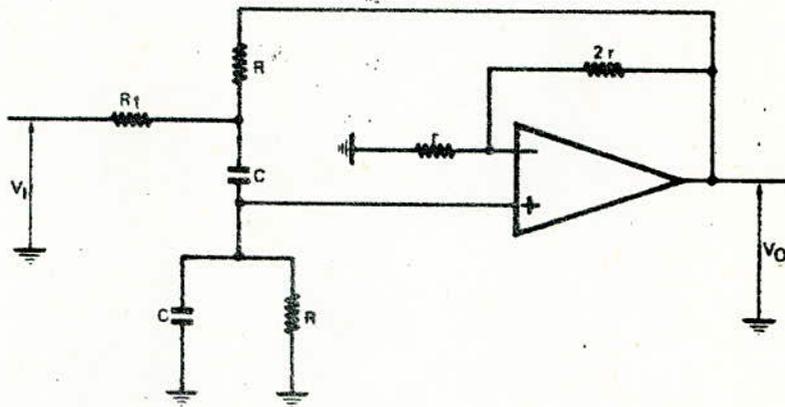


FIG. V-6 c

$$Y_1 = \frac{1}{R_1}$$

$$Y_2 = \frac{1}{R}$$

$$Y_3 = p \cdot C$$

$$Y_4 = p \cdot C + \frac{1}{R}$$

d'où :

$$G_V = \frac{3p \cdot \frac{1}{R_2 C}}{p^2 + p \cdot \frac{2}{R_2 C} + \frac{1}{RC^2} \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_1} \right)}$$

Ainsi :

Relations inverses :

$$\omega_0 = \frac{1}{RC \sqrt{\frac{R_1}{R + R_1}}}$$

r et C arbitraires

$$R_1 = \frac{2}{C \cdot \Delta\omega}$$

$$\Delta\omega = \frac{2}{R_1 C}$$

$$R = \frac{1 + \sqrt{1 + 16Q^2}}{4C\omega_0 Q}$$

$$A = \frac{3}{2}$$

$$(Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega})$$

V-5- Structure à variable d'état :V-5-1- Principe :

Cette structure ne fait appel qu'à des opérations mathématiques élémentaires pour réaliser le transfert : sommation , inversion , intégration .

Dans l'étude des filtres actifs nous rencontrons toujours l'équation différentielle suivante :

$$x(t) = ay''(t) + by'(t) + cy(t)$$

ou a , b et c sont des coefficients constants .

Il s'agira de réaliser le montage de calcul résolvant cette équation que nous mettrons sous la forme :

$$ay''(t) = x(t) - by'(t) - cy(t)$$

Ainsi comme le montre la figure V-7-a , le montage de calcul comprendra un sommateur et deux intégrateurs .

Le schéma pratique est donné figure V-7-b .

Les figures V-8- a,b,c,d donnent la constitution respective des filtres passe-bas , passe-haut , passe-bande , réjecteur de bande . Elles sont accompagnées des relations qui permettront de calculer les caractéristiques des filtres correspondants .

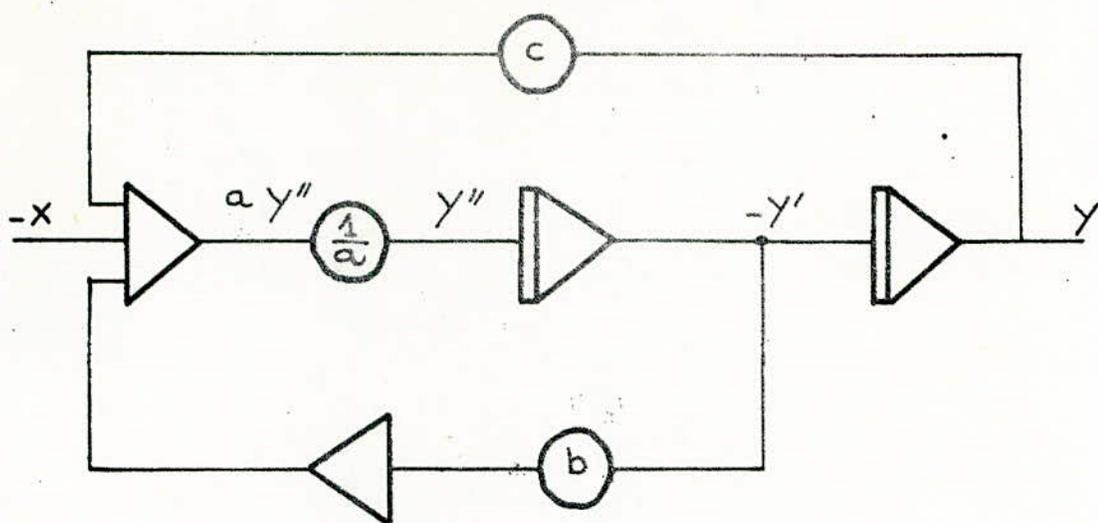


FIG. V-7 a Montage général de résolution d'une équation différentielle linéaire du 2^{ème} ordre

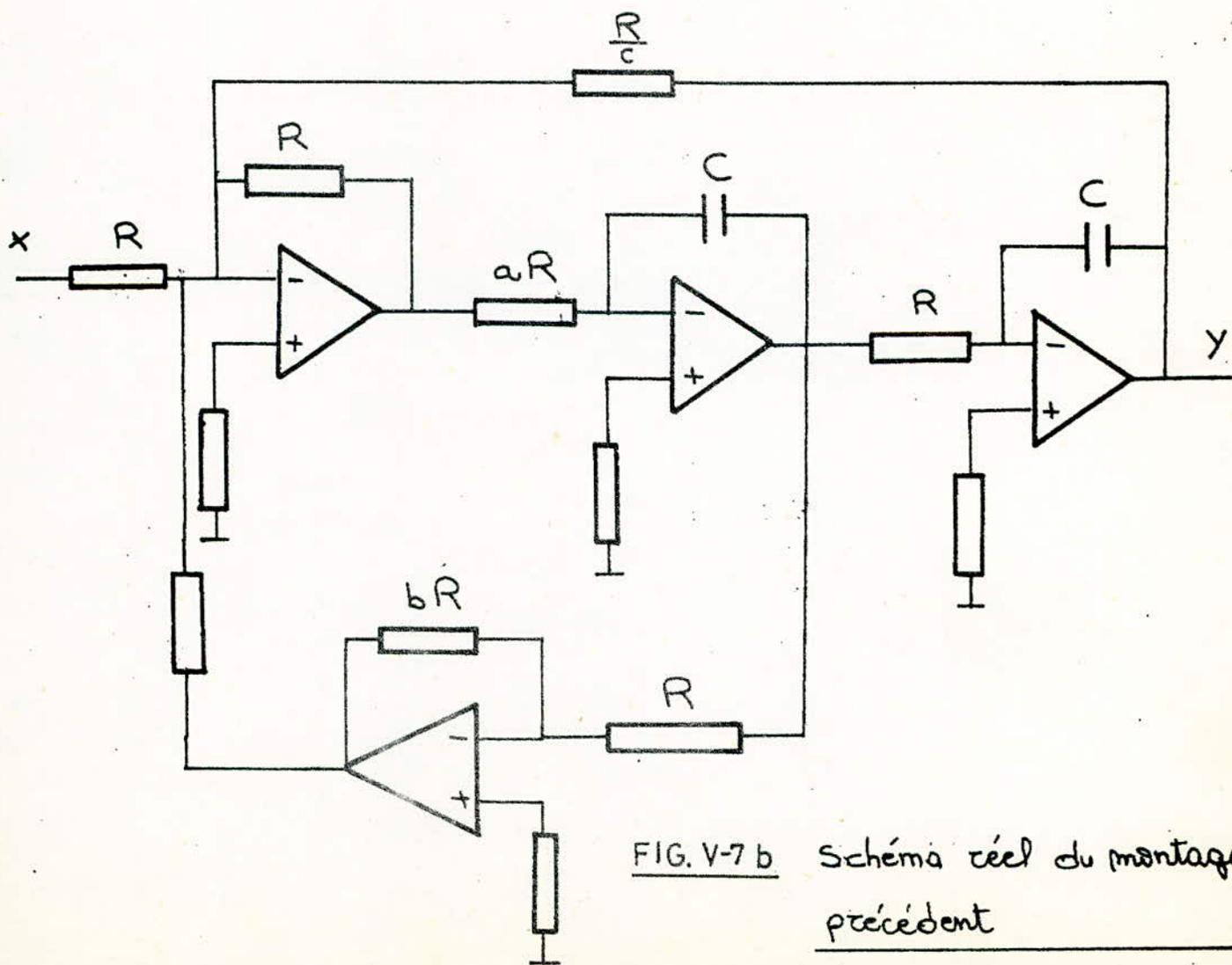


FIG. V-7 b Schéma réel du montage précédent

V-5-2 FILTRE PASSE-BAS

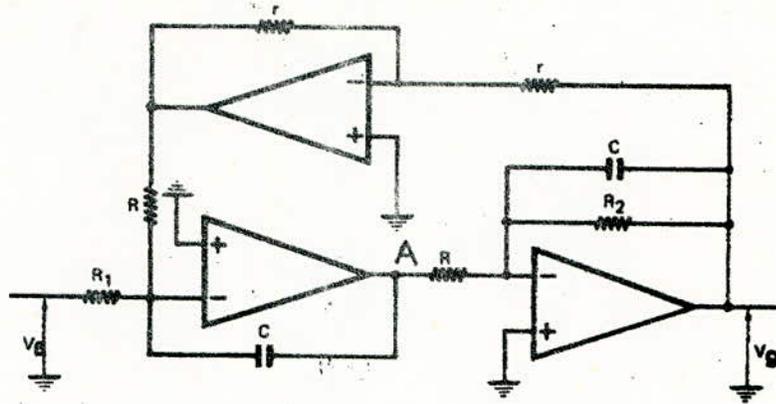


FIG. V-8 a

$$V_A = -\frac{1}{R_1 C \cdot p} \cdot V_e + \frac{1}{RC \cdot p} \cdot V_s$$

$$V_s = -\frac{R}{R_2} \cdot \frac{1}{1 + R_2 C \cdot p} V_A$$

d'où :

$$G_V = \frac{R}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R^2}{R_2} C \cdot p + R^2 C^2 \cdot p^2}$$

Ainsi :

Relations inverses :

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$\xi = \frac{1}{2} \cdot \frac{R}{R_2}$$

$$A = \frac{R}{R_1}$$

R et r arbitraires

$$C = \frac{1}{R\omega_0}$$

$$R_1 = \frac{R}{A}$$

$$R_2 = R \cdot \frac{1}{2\xi}$$

V-5-3 FILTRE PASSE-HAUT

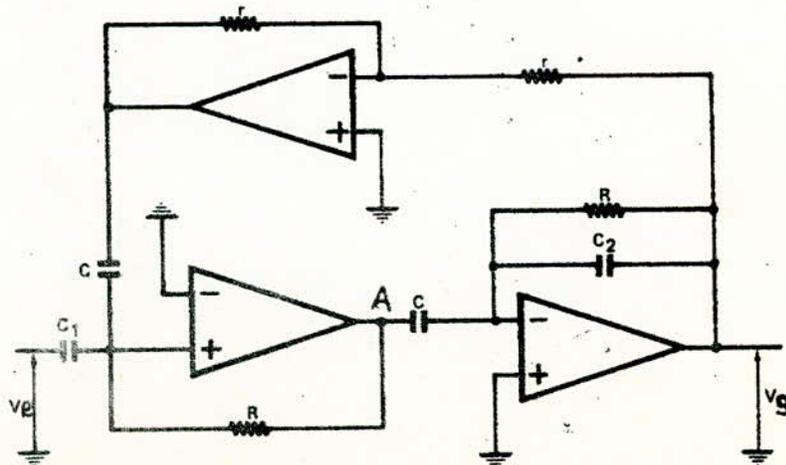


FIG. V-8 b

nous avons les relations suivantes :

$$V_A = -RC_2 p \cdot V_e + RC \cdot p \cdot V_s$$

$$V_s = \frac{RC \cdot p}{1 + RC_2 \cdot p} V_A$$

Après calcul, nous obtenons :

$$G_V = \frac{C_1}{C} \cdot \frac{R^2 C^2 \cdot p^2}{1 + RC_2 \cdot p + R^2 C^2 \cdot p^2}$$

Ainsi :

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$\xi = \frac{1}{2} \cdot \frac{C_2}{C}$$

$$A = \frac{C_1}{C}$$

Relations inverses :

C arbitraire

$$R = \frac{1}{C\omega_0}$$

$$C_1 = AC$$

$$C_2 = 2\xi C$$

V-5-4 FILTRE PASSE-BANDE

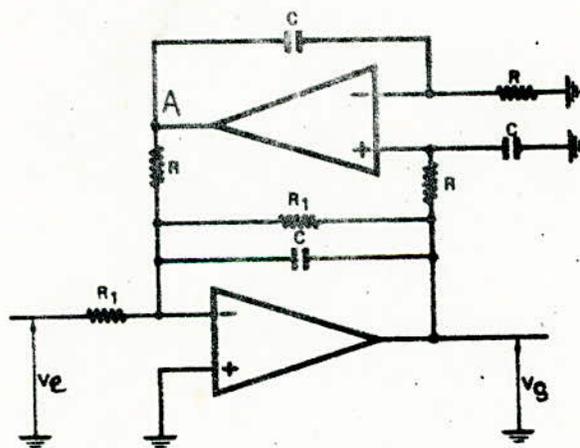


FIG. V-8 c

$$V_s = -\frac{R_1}{R} \cdot \frac{1}{1 + R_1 C p} V_A + \frac{1}{1 + R_1 C p} V_e$$

$$V_A = \frac{1}{RC \cdot p} V_s$$

d'où

$$G_V = -\frac{\frac{R^2}{R_1} C \cdot p}{1 + \frac{R^2}{R_1} C \cdot p + R^2 C^2 \cdot p^2}$$

Par identification on tire :

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$\Delta\omega = \frac{1}{R_1 C}$$

$$A = 1$$

Relations inverses :

C arbitraire

$$R = \frac{1}{C\omega_0}$$

$$R_1 = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{\Delta\omega}$$

V-5-5 FILTRE REJECTEUR

Un filtre réjecteur peut être obtenu en associant un passe-bande et un soustracteur (voir synthèse du filtre universel).

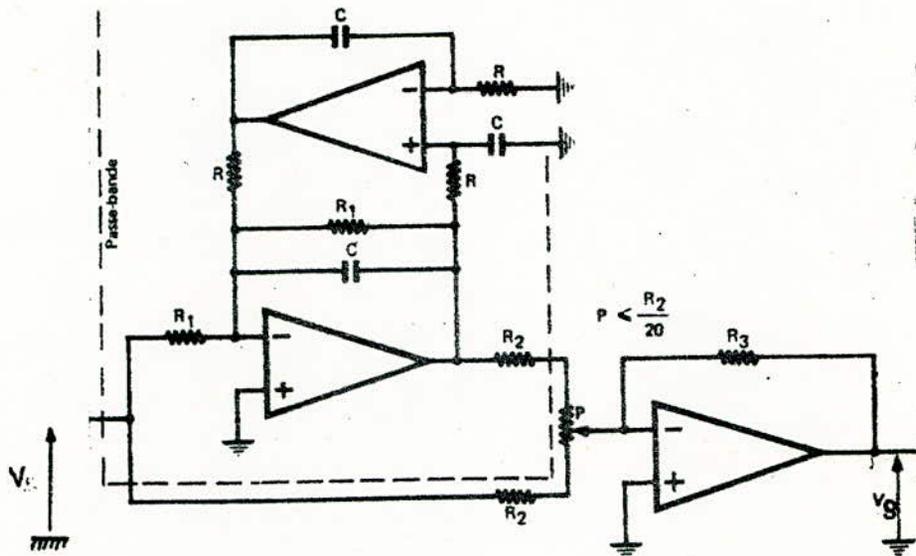


FIG. V-8 d

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$\Delta\omega = \frac{1}{R_1 C}$$

$$A = \frac{R_3}{R_2}$$

Relations inverses :

C et R₂ arbitraires

$$R = \frac{1}{C\omega}$$

$$R_1 = \frac{1}{C\Delta\omega}$$

$$R_3 = A R_2$$

V-5-6 Filtre Universel :

Les fonctions de transfert du 2^{ème} ordre passe-bas, passe-haut, passe-bande, rejecteur de bande ont un même dénominateur commun :

$$D = 1 + 2 \left\{ \frac{p}{w_0} + \frac{p^2}{w_0^2} \right\}$$

Le numérateur de la fonction passe-haut est $\frac{p^2}{w_0^2}$
celui de la fonction passe-bande est p/w_0 .
Celui de la fonction passe-bas est 1 .
Celui de la fonction rejecteur de bande est : $1 + \frac{p^2}{w_0^2}$.

On peut écrire :

$$\underbrace{\frac{p^2/w_0^2}{D}}_{\text{P-haut}} = \frac{p}{w_0} \cdot \underbrace{\frac{p/w_0}{D}}_{\text{P-bande}} = \underbrace{\frac{1}{D}}_{\text{P-bas}} \cdot \frac{p^2}{w_0^2}$$

Or le terme p/w_0 n'est autre que la fonction de transfert d'un intégrateur . Par conséquent à partir d'un passe-haut suivi d'un intégrateur, on obtient un passe bande . En mettant un deuxième integrateur en cascade, on obtient un passe-bas Voir figure V-9-a .

Pour la synthèse du rejecteur de bande, on utilise la propriété suivante :

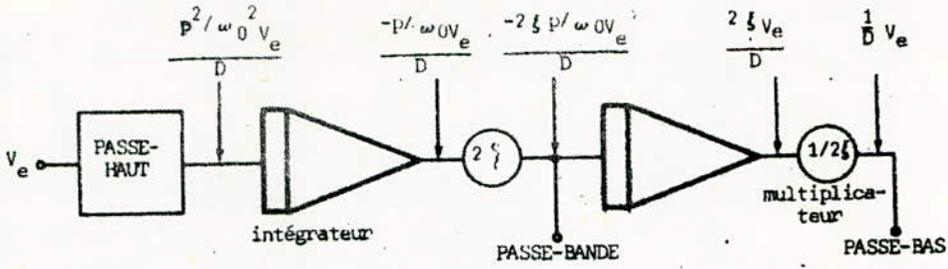
$$\underbrace{\frac{1 + p^2/w_0^2}{D}}_{\text{Rejecteur}} = \underbrace{\frac{1}{D}}_{\text{P-bas}} + \underbrace{\frac{p^2/w_0^2}{D}}_{\text{P-haut}} = 1 - \underbrace{\frac{2 p/w_0}{D}}_{\text{P-bande}}$$

Ainsi on peut obtenir un passe bande à partir d'un sommateur, d'un passe bas et d'un passe haut; ou bien à partir d'un sommateur et d'un passe bande .

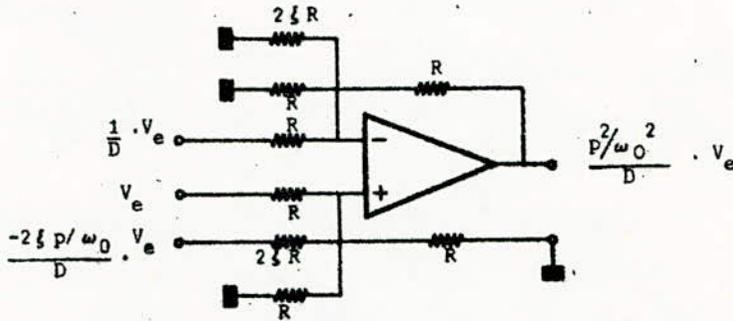
La synthèse du passe haut peut se faire en tenant compte du fait que :

$$\underbrace{\frac{p^2/w_0^2}{D}}_{\text{p-haut}} = 1 - \underbrace{\frac{1}{D}}_{\text{p-bas}} - \underbrace{\frac{2 p/w_0}{D}}_{\text{p-bande}}$$

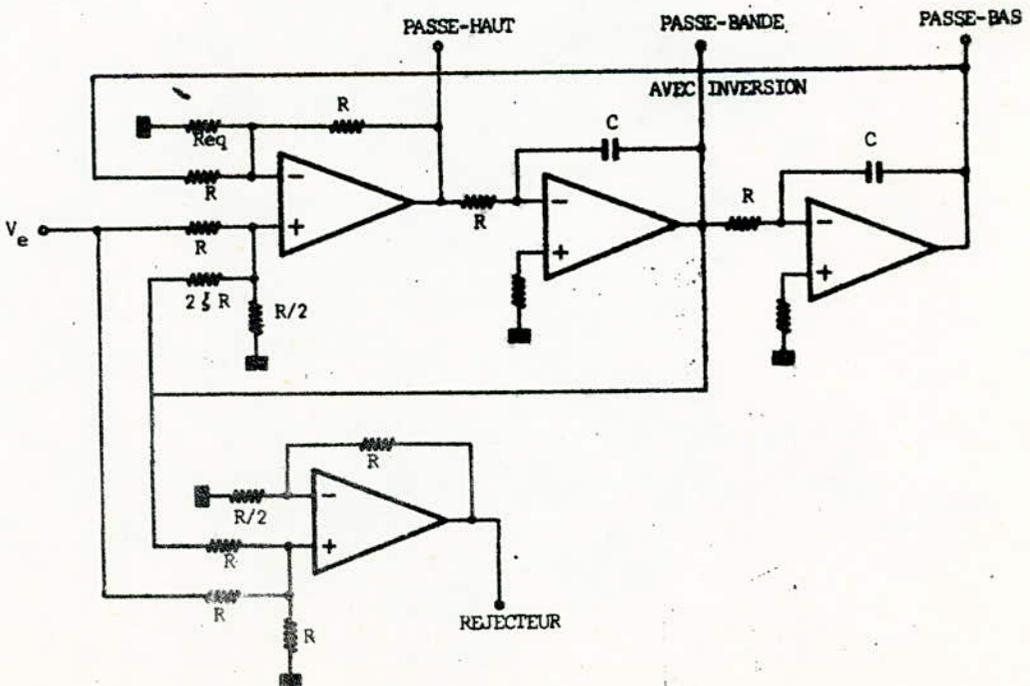
Le filtre passe-haut sera obtenu en utilisant le schéma donné figure V-9-b qui est un somrateur avec pondération . En tenant compte de tous les résultats précédents , on réalise le montage bouclé indiqué en figure V-9-c appelé "filtre universel" car il réalise les 4 transferts en même temps .



V-9 a Synthèse du filtre passe-bande et du filtre passe-bas



V-9 b Synthèse du filtre passe-haut



V-9 c Filtre universel

V-6- Structure à N.I.C.

V-6-1- Définition et principe du N.I.C.

Le N.I.C. (négative impédance converter ou convertisseur d'impédance négative) est un quadripole actif qui présente sur une paire de bornes la valeur négative de l'impédance disposée sur son autre paire de bornes .

Cette conversion s'opère à une constante K prés appelée constante de conversion . Voir figure V-10-a .

Si une charge Z_s est disposée en sortie du quadripole , l'impédance vue de la sortie de l'entrée vérifie la relation :

$$Z_e = - Z_s/K \quad \text{Voir figure V-10-b}$$

De la meme façon , si une charge Z_e est disposée en entrée , l'impédance vue de la sortie vérifie la relation :

$$Z_s = - K.Z_e \quad \text{Voir figure V-10-c}$$

V-6-2- Réalisation du N.I.C.

Un amplificateur opérationnel bouclé selon le montage de la figure V-10-d permet de réaliser un N.I.C.

Dans le cas ou l'amplificateur est supposé idéal , nous avons :

$$V_e = V_s$$

La constante de conversion est alors égale à :

$$K = R_1/R_2$$

De sorte que :

$$Z_e = - \frac{R_2}{R_1} \cdot Z_L$$

V-6-3- Application du N.I.C.

a- Synthèse d'une résistance négative :

Un N.I.C. chargé par une résistance R_L permet de réaliser une résistance négative . La figure V-10-c donne un schéma possible .

Si :

$$R_1 = R_2$$

Alors :

$$R_E = R_L$$

b- Adaptation d'impédance :

Deux circuits N.I.C. montés en cascade conformément au schéma de la figure V-10-f offrent la possibilité d'adaptation entre 2 réseaux .

Si Z_1 est l'impédance de sortie du premier réseau et Z_2 l'impédance d'entrée du deuxième réseau , les constantes de conversion K_1 et K_2 des N.I.C. devront être telles que :

$$K_1 \cdot K_2 = \frac{Z_2}{Z_1}$$

c- Synthèse des filtres :

Seul le filtre passe-bas , qui ne nécessite qu'un minimum de composants , présente un intérêt .

Il sera étudié dans ce qui suit .

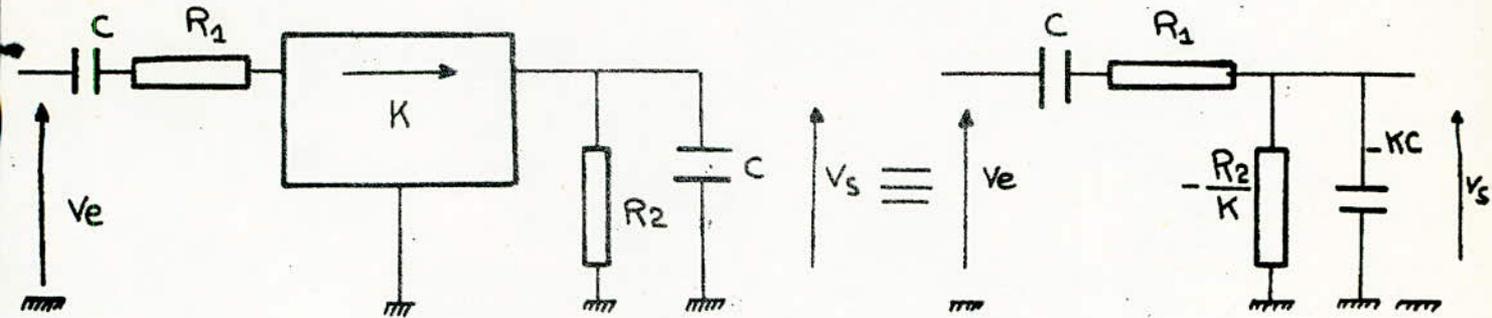
Il est à noter que l'impédance de sortie du N.I.C. n'étant pas négligeable , des étages d'adaptation d'impédance sont nécessaires .

REMARQUE :

La constante K est évidemment positive .

V-6-4 FILTRE PASSE-BANDE :

Le schéma de principe du passe-bande ainsi que le schéma équivalent sont donnés ci-après :



Le montage réel est le suivant :

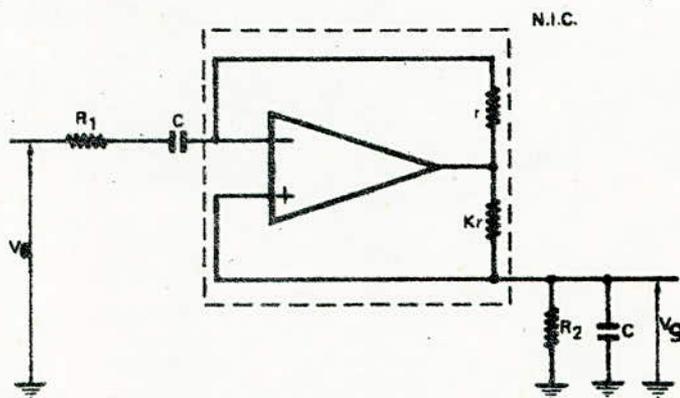


FIG-V-11

On a :

$$G_v = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

avec : $Z_1 = R_1 + \frac{1}{P \cdot C}$

$$Z_2 = \left(-\frac{R_2}{K}\right) \parallel \left(-\frac{1}{KC \cdot P}\right)$$

Tout calcul fait, on trouve :

$$G_v = \frac{-\frac{P}{R_2 K}}{\frac{1}{R_1 R_2 C^2} + \left(\frac{1}{R_2 C} + \frac{1}{R_1 C} - \frac{1}{K R_1 C}\right) P + P^2}$$

Considérons les 2 cas suivants :

$K = 1 \quad R_1 \neq R_2$

$K \neq 1 \quad R_1 = R_2 = R$

1^{er} cas:

$$\omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R_1 R_2}}$$

$$\Delta\omega = \frac{1}{CR_2}$$

$$A = \frac{R_2}{R_1} = Q^2$$

Relations inverses:

 τ et C arbitraires

$$R_1 = \frac{\Delta\omega}{C\omega_0^2} = \frac{1}{QC\omega_0}$$

$$R_2 = \frac{1}{C\Delta\omega}$$

2^{de} cas:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$\Delta\omega = \frac{1}{RC} \left(2 - \frac{1}{K}\right)$$

$$A = \frac{1}{K \left(2 - \frac{1}{K}\right)} = \frac{Q}{K}$$

Relations inverses:

 τ et C arbitraires

$$R = \frac{1}{C\omega_0}$$

$$K = \frac{\omega_0}{2\omega_0 - \Delta\omega}$$

V-7 Structure à Gyrateur :

V-7-1 Définition et propriétés du gyrateur

Un gyrateur est un quadripôle actif qui présente la propriété d'inverser sur une paire de bornes l'impédance présente sur l'autre paire de bornes . Cette inversion se fait par l'intermédiaire d'une impédance caractéristique du quadripôle, appelée impédance de gyration qui se ramène souvent à une résistance pure $R\chi$.

La figure V-12-a donne une représentation symbolique du gyrateur réel; la flèche indique le sens de gyration . Cette figure nous permet d'écrire les relations caractéristiques suivantes :

$$V_e = r_{11} I_e - R\chi I_s$$

$$V_s = R\chi I_e + r_{22} I_s$$

Dans le cas où le gyrateur est supposé idéal on pourra écrire :

$$r_{11} = r_{22} = 0$$

D'où l'on tire :

$$V_e = R\chi I_s$$

$$V_s = R\chi I_e = -Z_L I_s$$

Ce qui permet de déterminer l'impédance d'entrée

$$Z_e = \frac{V_e}{I_e} = \frac{R^2}{Z_L}$$

V-7-2 Réalisation du gyrateur :

Il est possible de réaliser un gyrateur à l'aide de deux amplificateurs de transconductance c'est à dire deux sources de courant commandées en tension le montage figure V-12-b donne le schéma de principe d'un amplificateur de transconductance pour lequel :

$$\frac{I_s}{V'_e} = -G = \frac{-1}{R_1}$$

En rebouclant deux amplificateurs de transconductance

sur eux mêmes suivant le montage figure V-12-c , on réalise un gyrateur . Les deux amplificateurs suiveurs sont nécessaires pour attaquer les sources de courant de sorte que les courants de sortie circule en totalité dans le réseau extérieur (R_g et R_L) l'impédance ramenée en entrée s'écrit alors :

$$Z_e = \frac{1}{G^2 R_L}$$

Celle-ci ramenée en sortie s'écrit :

$$Z_s = \frac{1}{G^2 R_g}$$

La résistance de gyration est égale à :

$$R_\gamma = \frac{1}{G} = R_1$$

La figure V-12-b donne le montage réel du gyrateur

V-7-3 Application du gyrateur :

a- Simulation d'inductance :

Si une capacité C est disposée en sortie du gyrateur comme il est indiqué figure V-14-a l'impédance vue en entrée prend la forme :

$$Z_e = \frac{R_\gamma^2}{1/jCw} = jR_\gamma^2 Cw = jLw$$

Cette impédance ramenée est donc équivalente à une inductance :

$$L = R_\gamma^2 C$$

Le coefficient de surtension de cette inductance est :

$$Q = \frac{CR_\gamma^2 w}{r_{11} + C^2 R_\gamma^2 w^2 r_{22}}$$

Si le gyrateur était idéal, Q serait infini . En fait il est fini, mais de grande valeur même aux basses fréquences .

b- Adaptation d'impédance :

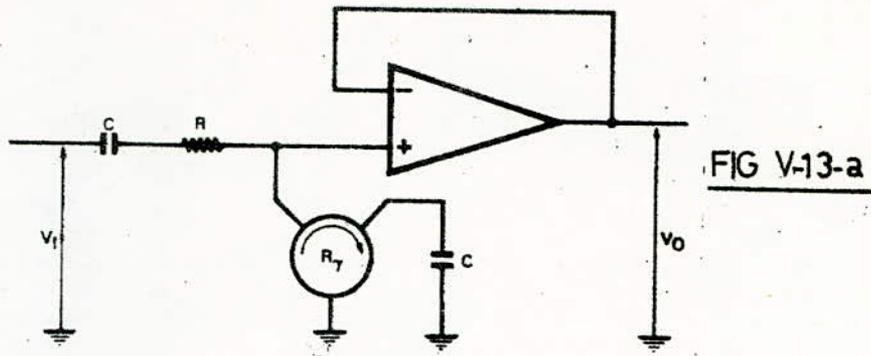
La figure V-14-b indique le montage permettant de réaliser l'adaptation entre deux réseaux à l'aide d'un gyrateur .

Si Z_1 est l'impédance de sortie du 1^{er} montage et Z_2 l'impédance d'entrée du 2^{ème} montage, la résistance de gyration devra être telle que :

$$R = (Z_1 Z_2)^{1/2}$$

c- Synthèse des filtres :

Le principe de la structure à gyrateur est le suivant : remplacer chaque inductance par son équivalent qui est simulé à partir d'une capacité chargeant un gyrateur . Il est alors possible de synthétiser des fonctions de transfert du 2^{ème} ordre . Pratiquement seules les configurations passe haut et passe bande sont réalisées à l'aide du gyrateur . Les autres sont peu intéressantes par rapport à d'autres techniques de synthèses . Les figures V-13-a et V-13-b donnent les constitutions respectives des filtres passe-haut et passe-bande accompagnées des relations permettant le calcul des caractéristiques de chacun des filtres .



$$G_v = \frac{R_g^2 C^2 \cdot p^2}{1 + RC \cdot p + R_g^2 C^2 \cdot p^2}$$

d'où :

Relations inverses :

$$\omega_0 = \frac{1}{CR_g}$$

$$f = \frac{1}{R_g} \cdot \frac{R}{2}$$

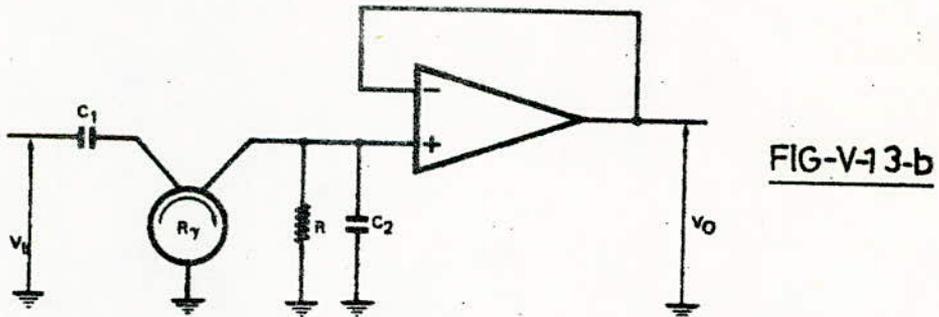
$$A = 1$$

R_g Résistance de gyration

$$R = 2 f R_g$$

$$C = \frac{1}{R_g} \cdot \frac{1}{\omega_0}$$

V-7-5 FILTRE PASSE-BANDE :



$$G_v = \frac{\frac{P}{RC_2}}{p^2 + \frac{P}{RC_2} + \frac{1}{R_g^2 C_1 C_2}}$$

d'où :

$$\omega_0 = \frac{1}{R_g \sqrt{C_1 C_2}}$$

$$\Delta\omega = \frac{1}{RC_2}$$

$$A = \frac{R}{R_g}$$

Relations inverses :

$$R = A R_g$$

$$C_1 = \frac{1}{R_g} \cdot A \cdot \frac{\Delta\omega}{\omega_0^2}$$

$$C_2 = \frac{1}{R_g} \cdot \frac{1}{A \Delta\omega}$$

V-8 TABLEAU DE SYNTHÈSES COMPARÉES :

Structure	Avantages	Inconvénients	Type de filtre le plus approprié
Contre-réaction simple	- Faible sensibilité	- Surtensions élevées difficiles à obtenir et nécessitant des valeurs très différentes des composants	Rejecteur de bande
Contre-réaction multiple (Rauch)	- nombre de composants réduits. - Faciliter de varier la fréquence. - Possibilité de varier f_0 sans changer la bande-passante	- Surtensions élevées difficiles à obtenir et nécessitant des valeurs très différentes des composants - grande sensibilité	passé-bande
Source contrôlée (Sallen et Key)	- Simplicité - surtensions élevées	- risque d'instabilité - sensibilité élevée	Passé-bas Passé-haut
Variables d'état	- Indépendance des paramètres - Faible sensibilité - Surtensions élevées	- Circuits complexes	tous les types
Circuit à N.I.C	- faible sensibilité - possibilités de surtensions élevées - Indépendance des paramètres	- nombre de composants assez élevé. - La sortie ne s'effectue pas à basse impédance	Passé-bande
Circuit à quadrateur	- Possibilités de surtensions élevées - faible sensibilité - Indépendance des paramètres	- nombre de composants élevé. - la sortie ne s'effectue pas à basse impédance	passé-haut passé-bande

Type de filtre	Fonction de transfert	Courbe de réponse
Passe-bas	$G_v = A \frac{1}{1 + 2\zeta \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}}$	
Passe-haut	$G_v = A \frac{\frac{p^2}{\omega_0^2}}{1 + 2\zeta \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}}$	
Passe-bande	$G_v = A \frac{2\zeta \frac{p}{\omega_0}}{1 + 2\zeta \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}}$ $G_v = A \frac{\Delta\omega \cdot p}{p^2 + \Delta\omega \cdot p + \omega_0^2}$	
Rejecteur	$G_v = A \frac{1 + \frac{p^2}{\omega_0^2}}{1 + 2\zeta \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}}$ $G_v = A \frac{1 + \frac{p^2}{\omega_0^2}}{1 + \frac{\Delta\omega \cdot p}{\omega_0^2} + \frac{p^2}{\omega_0^2}}$	

FIG. V.1

FIG. V-2

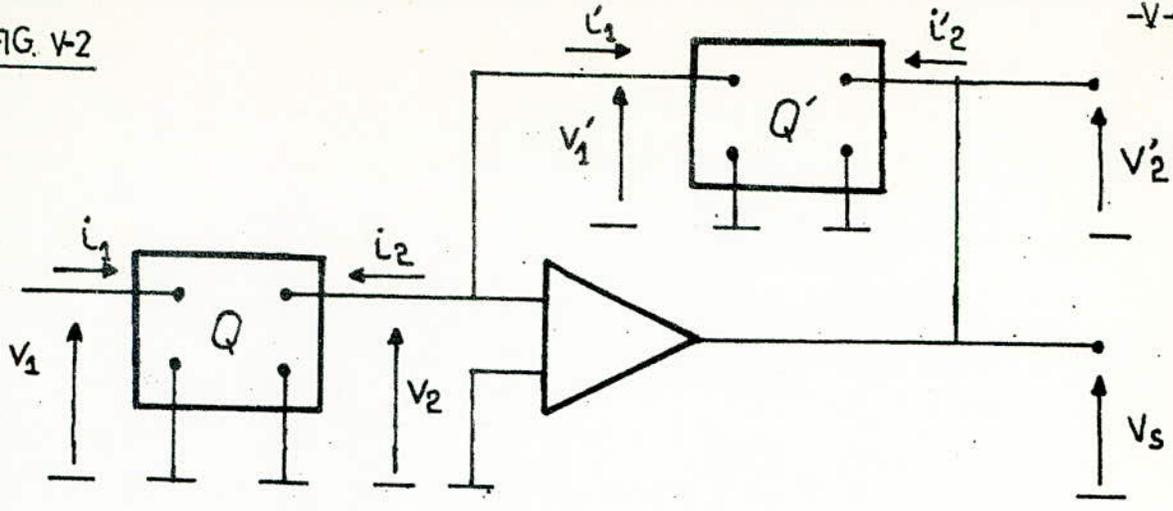


FIG. V-2 a Structure à contre-réaction simple

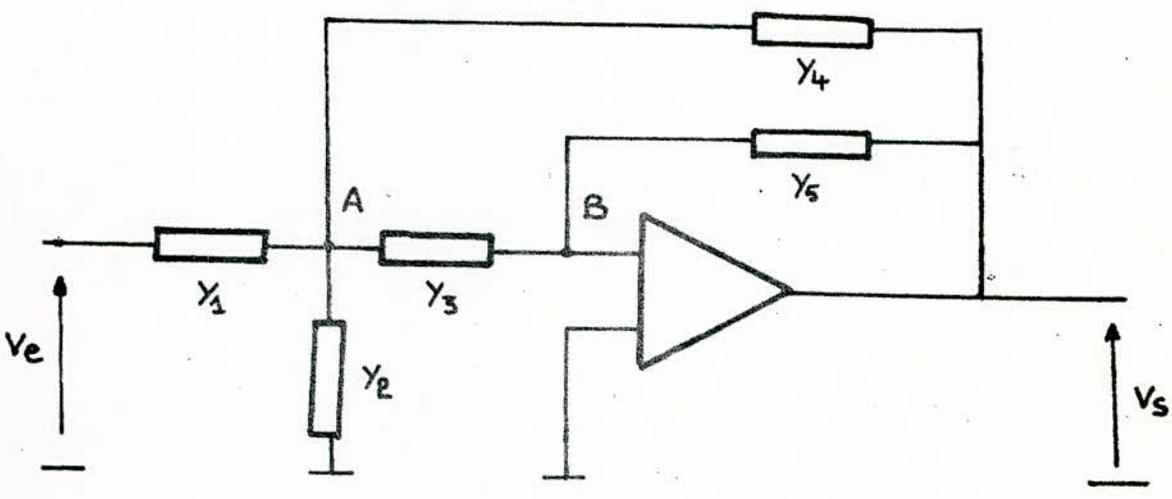


FIG. V-2 b Structure à contre-réaction multiple

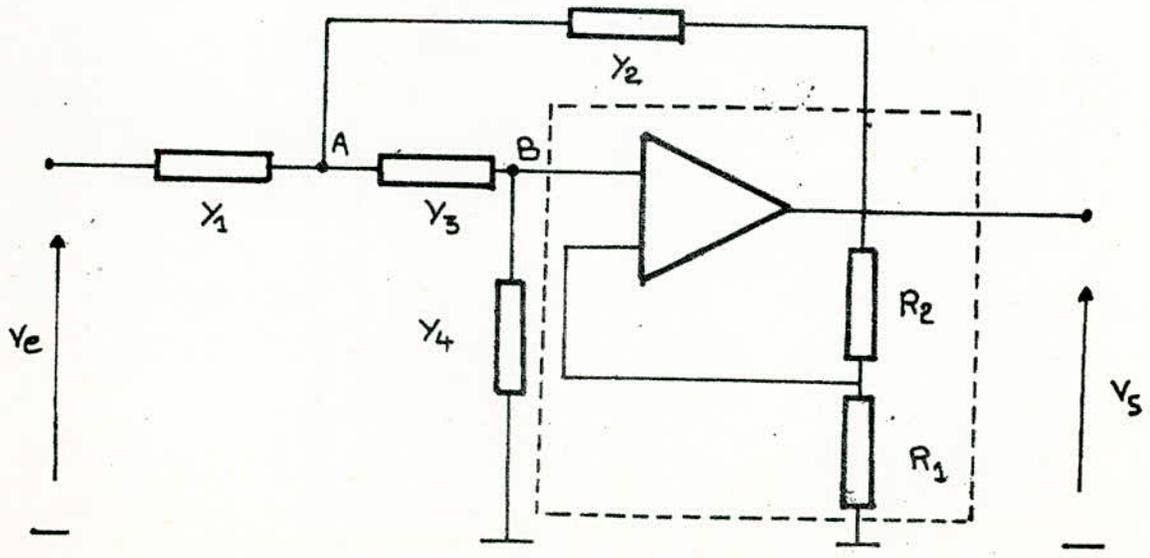


FIG. V-2 c structure à source contrôlée

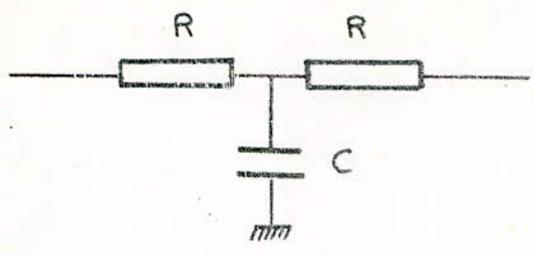
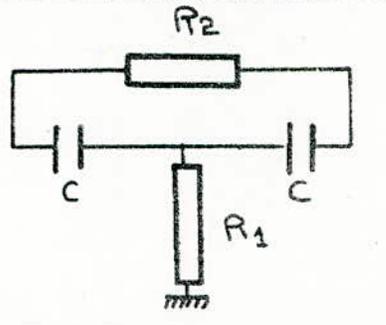
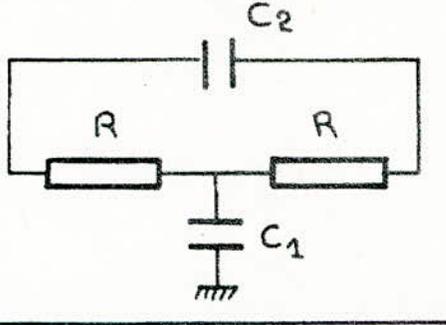
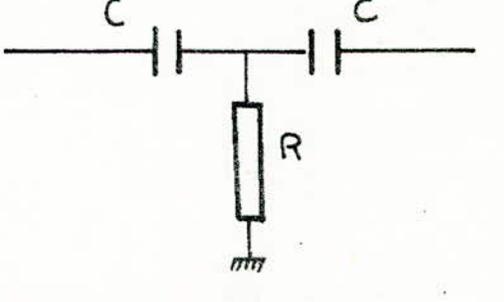
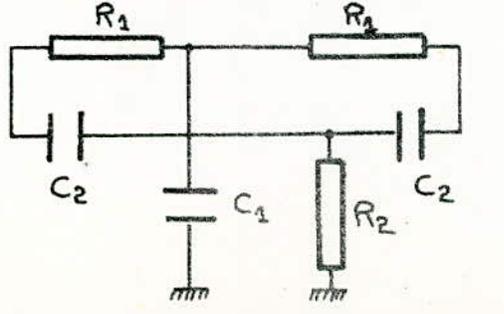
	$Y_{21} = \frac{1}{2R} \cdot \frac{1}{1 + p \cdot \frac{RC}{2}}$
	$Y_{21} = \frac{p \cdot C}{1 + p \cdot RC}$
	$Y_{21} = \frac{1}{R_2} \cdot \frac{1 + 2R_1C \cdot p + R_1R_2C^2 \cdot p^2}{1 + 2R_1C \cdot p}$
	$Y_{21} = \frac{1}{2R} \cdot \frac{1 + 2RC_2 \cdot p + R^2C_1C_2 \cdot p^2}{1 + p \cdot \frac{RC_1}{2}}$
	$Y_{21} = p \cdot \frac{C}{2} \cdot \frac{2RC \cdot p}{1 + 2RC \cdot p}$
	$Y_{21} = \frac{1}{2R_1} \cdot \frac{1 + R_1^2C_1C_2 \cdot p^2}{1 + 2R_2C_2 \cdot p}$ <p style="text-align: right;">($R_1C_1 = 4R_2C_2$)</p>

FIG. V-3

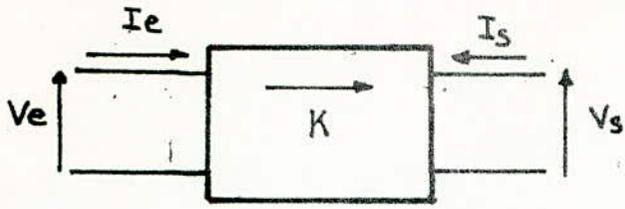


FIG-10-a Symbolisation du N-I.C

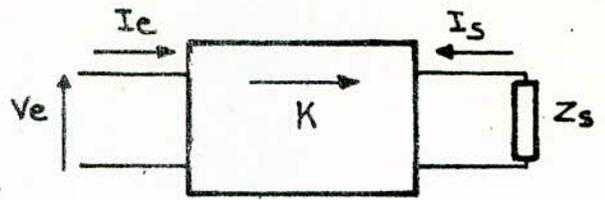


FIG-10-b Conversion d'impédance en sortie

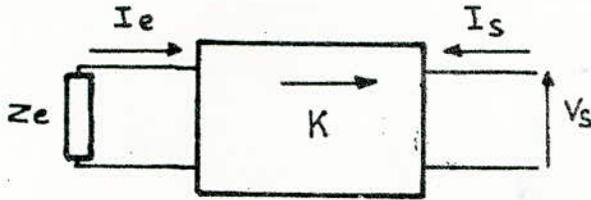


FIG-10-c conversion d'impédance en entrée

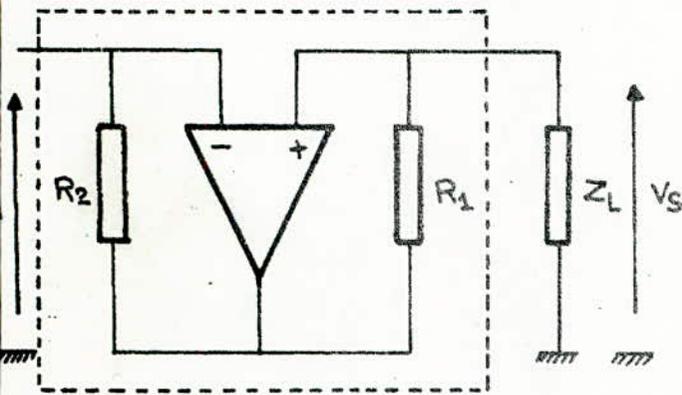


FIG-10-d Réalisation du N-I.C à l'aide d'un A.O.

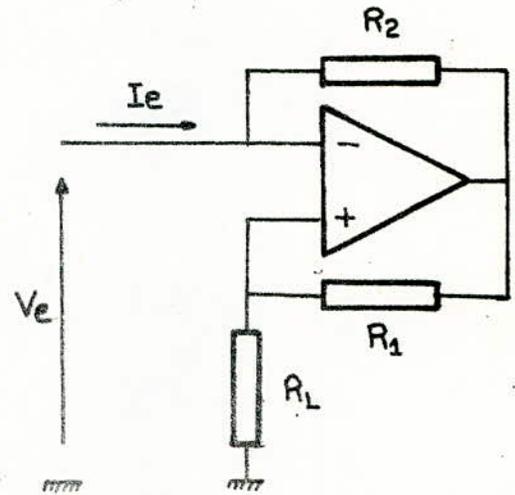


FIG-10-e Résistance négative réalisée à l'aide du N-I.C

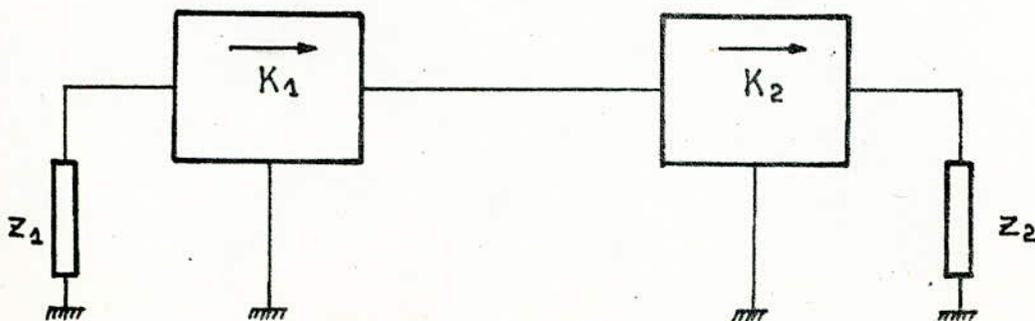


FIG-10-f Adaptation d'impédances à l'aide de 2 N-I.C

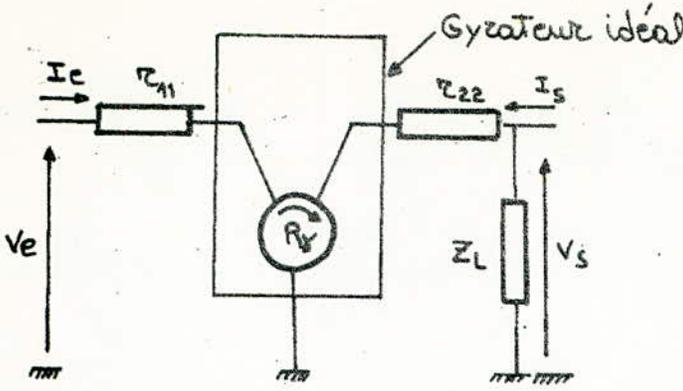


FIG-V-12-a gyrateur réel

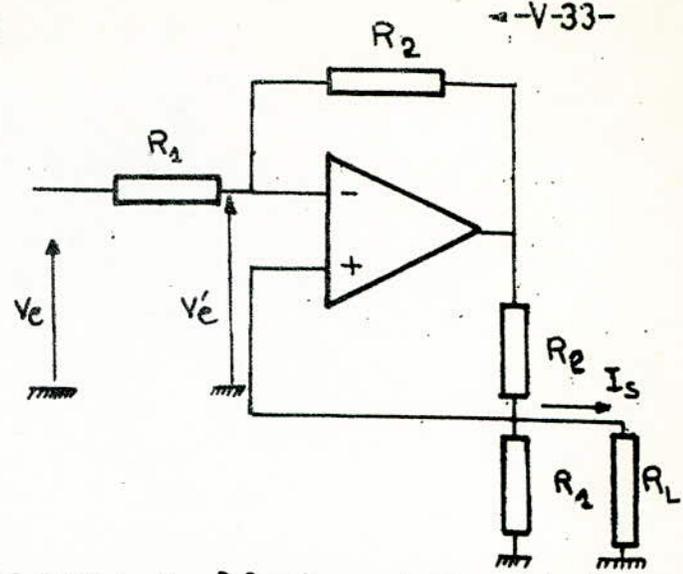


FIG-V-12-b Amplificateur de transductance

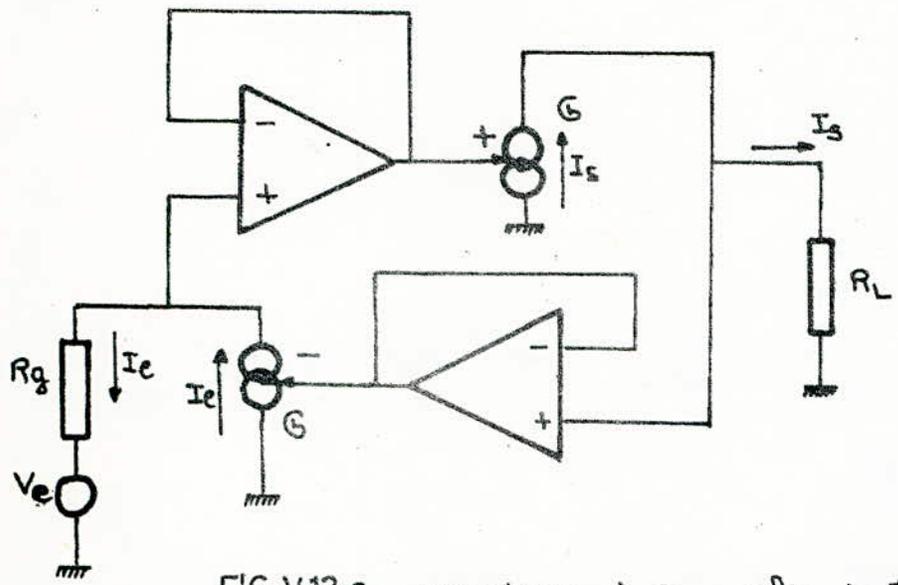


FIG-V-12-c Gyrateur à 2 amplis de transductance

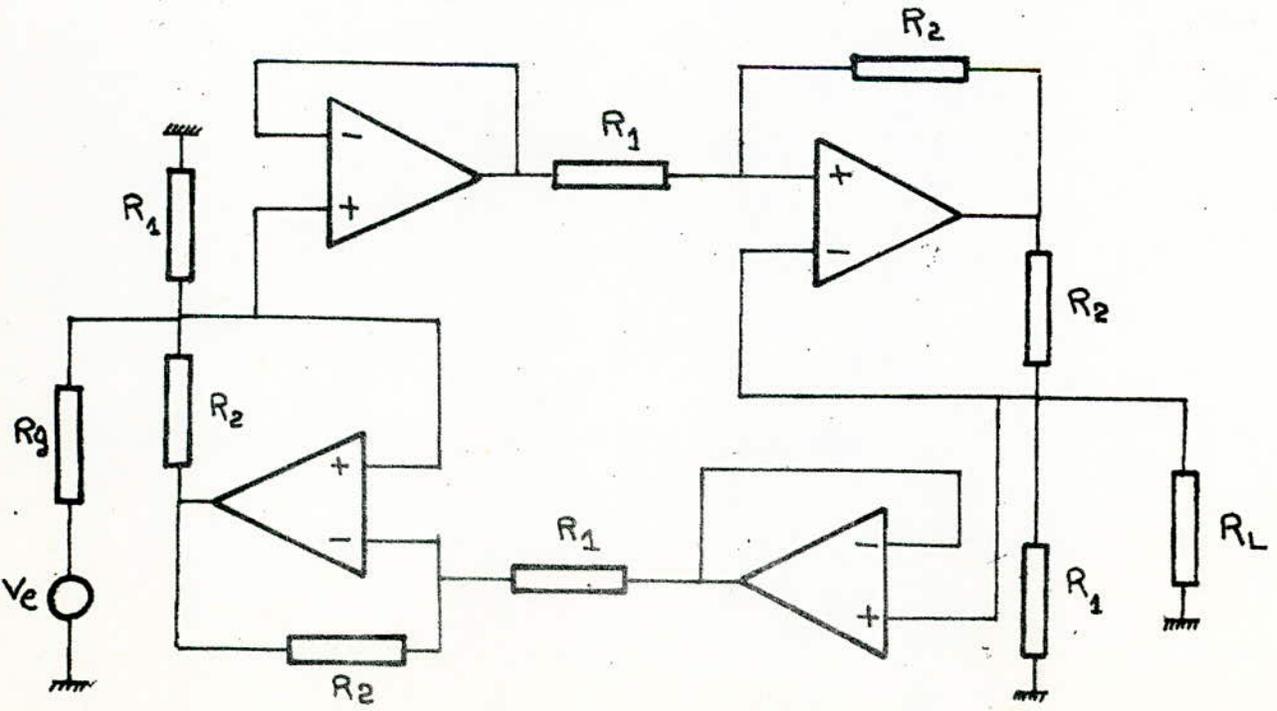


FIG-V-12-d montage réel du gyrateur précédent

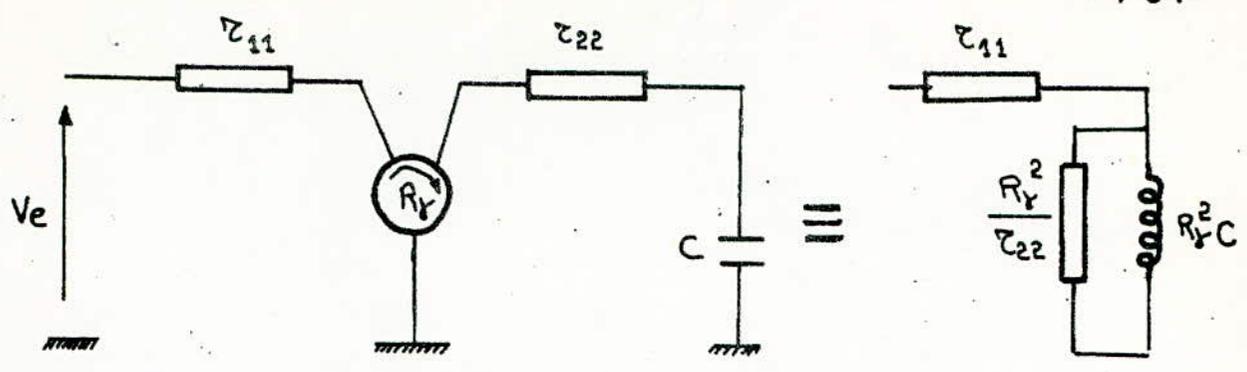


FIG-V-14-a Simulation d'une inductance par gyrateur

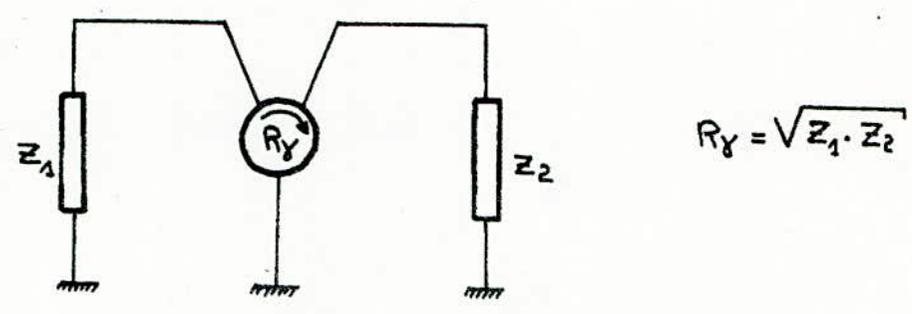


FIG-V-14-b Adaptation d'impédances par gyrateur

VI- SYNTHESE DES FILTRES D'ORDRES SUPERIEURS :

Les filtres d'ordres supérieurs à 2 peuvent être obtenus par la mise en série de plusieurs sections du second ordre .

C'est ainsi que si n est l'ordre de la réponse désirée , on pourra utiliser :

- Soit $n/2$ filtres d'ordre 2 si n est pair
- Soit $n (n-1)/2$ filtres d'ordre 2 et un filtre d'ordre 1 si n est impair

Pour fixer les idées , considérons le cas d'un transfert passe-bas d'ordre 6 pour lequel la fonction de transfert s'écrit :

$$F(p) = \frac{1}{1 + ap + bp^2 + cp^3 + dp^4 + ep^5 + fp^6}$$

On peut mettre cette fonction sous la forme d'un produit de fonctions élémentaires du deuxième ordre ; ce qui donne :

$$F(p) = \frac{1}{(1 + 2\xi_1 p + \theta_1^2 p^2)(1 + 2\xi_2 p + \theta_2^2 p^2)(1 + 2\xi_3 p + \theta_3^2 p^2)}$$

Avec :

- ξ_i : coefficient d'amortissement
- θ_i : constante de temps propre

Les valeurs relatives des coefficients ξ_i et θ_i définissent la forme de réponse .

Le choix du type de réponse se fera selon l'utilisation du filtre :

- Transmission en amplitude
- Transmission linéaire de la phase
- Transmission impulsionnelle

Le choix de l'ordre du filtre se fait en tenant de l'approximation que l'on veut avoir du gabarit imposé .

VI-1- Formes de réponses :

Nous allons étudier dans ce qui suit les réponses de Butterworth , Bessel , Chébitchev que nous avons présenté au paragraphe II .

VI-1-1- Réponse de Butterworth :

Nous ne considérons que la fonction de Butterworth passe-bas . Pour un ordre n , elle est définie par la fonction de transfert suivante :

$$F(w) = \frac{1}{\sqrt{(1 + (f/f_0)^{2n})}}$$

Cette relation montre que quelque soit n :

$$F(f_0) = 1/\sqrt{2}$$

Cela correspond à une atténuation de -3dB en échelle logarithmique .

f_0 est la fréquence de coupure à -3dB .

Les caractéristiques essentiels de cette réponse sont :

- Une pente de décroissance asymptotique de $6n \text{ dB/octave}$
- Une réponse en amplitude plate dans la bande passante

VI-1-2- Réponse de Chébytschév :

Pour un transfert passe-bas d'ordre n , cette réponse est définie par la fonction de transfert suivante :

$$F(w) = \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2 C_n^2(f/f_0)}}$$

ξ : est un réel positif très inférieur à 1

$C_n(f/f_0)$: est un réel tel que :

$$|C_n| < 1 \text{ pour } f/f_0 < 1$$

$|C_n|$ est une fonction rapidement croissante pour $f/f_0 > 1$

On a également la relation de récurrence suivante :

$$C_n = 2 \frac{f}{f_0} C_{n-1} - C_{n-2}$$

Pour

$$\frac{f}{f_0} < 1$$

la réponse en amplitude présente une ondulation limitée par deux valeurs extrêmes .

$$F(\omega) = 1$$

$$F(\omega) = \frac{1}{(1 + \xi^2)^{1/2}}$$

Si n est pair , l'ordonnée à l'origine est égale à :
 $1 / (1 + \xi^2)^{1/2}$.

Si n est impair , elle est égale à 1 .

Remarque :

La coupure f_c dans la réponse de Tchébychtchév est définie à $A - T$

A : étant le gain dans la bande passante

T : le taux d'ondulation exprimé en DB .

VI - 1 - 3 Réponse de Bessel :

Cette réponse est surtout caractérisée par sa réponse en phase et sa réponse impulsionnelle . En effet elle présente une évolution sensiblement linéaire de la phase (en fonction de la fréquence) tendant vers une asymptote $\pi/2$. Les signaux transitoires sont transmis dans de meilleures conditions :

- temps de montée minimum
- absence de suroscillation
- temps d'établissement très court

Remarque :

La fréquence de coupure dans la réponse de Bessel d'ordre n est définie comme la fréquence à laquelle la phase a tourné de $n\pi / 4$

VI - 2 Abaques et Tableaux de Calcul :

L'étude que nous allons faire se rapporte à un transfert passe-bas d'ordre n obtenu selon la structure de Sallen et Key (source contrôlée de gain unité) .

Le montage utilisé est celui de la figure VI -1 . Le problème consiste à réaliser un filtre passe-bas conforme à un

gabarit donné . Celui de la figure VI-2 par exemple . Il s'agira donc de déterminer les valeurs de la résistance R et des capacités C_1 et C_2 .

Pour cela , selon le type de réponse que l'on desira obtenir , on se rapportera au tableau de valeur de C_1 , C_2 C_i et au réseau de réponses correspondant .

Il y a lieu cependant de faire d'abord les remarques suivantes : concernant les tableaux de valeurs et les réseaux de réponses .

- Les capacités sont exprimées en farads pour une fréquence de coupure $f_o = (1/2\pi)$ Hz et des résistances R_o toutes identiques de 1 Ohm le chiffre précédé d'un signe précise l'exposant de la puissance de 10 qui multiplie le nombre à 4 décimales .

- Quel que soit la forme de la réponse , la fréquence de coupure est normalisée à - 3 DB . Cette représentation , appliquée à toutes les formes de réponses présente l'avantage de positionner toutes les courbes de reponse en amplitude par rapport à une fréquence pratique commune $f_o = (1 / 2\pi)$ Hz repérée 1 dans les tracés des réponses .

La marche à suivre pour le du calcul du filtre est la suivante :

- Compte tenu de la fréquence de coupure f_c et de l'atténuation minimum A_{min} correspondant à la fréquence f_o données par le gabarit , on détermine grâce au réseau de réponses l'ordre du filtre .

Il est à noter que la fréquence f_o sera repérée dans le réseau par f_o / f_c . f_c étant repérée par le 1 .

- En se reportant au tableau et compte tenu de l'ordre , on détermine les valeurs des capacités . Mais ces valeurs sont normalisées pour la fréquence f_o .

Il faut donc , selon la fréquence de coupure f_c souhaitée , tenir compte de la relation suivante pour calculer la valeur d'une capacité C' intermediaire :

$$C' = C \frac{f_o}{f_c}$$

C étant la valeur indiquée dans le tableau .

Il faut cependant tenir compte du fait que cette nouvelle valeur est normalisée sur une résistance R_o de 1 Ohm . Il faut donc tenir compte de la relation suivante pour

calculer la valeur de la capacité C'' réellement utilisée

$$C'' = C \frac{R_o}{R} \frac{f_o}{f_c}$$

R étant fixée, on pourra ainsi déterminer les valeurs des capacités C_i , C_1 et C_2 .

Remarque : Si le filtre à étudier est de type passe-haut, il suffit d'opérer la transformation suivante :

$$C \ R \quad R \ C$$

Chaque résistance est alors remplacée par une capacité de valeur :

$$C = \frac{1}{R \cdot \omega_c}$$

De même chaque capacité du modèle passe-bas est remplacée par une résistance de valeur :

$$R = \frac{1}{\omega_c \cdot C}$$

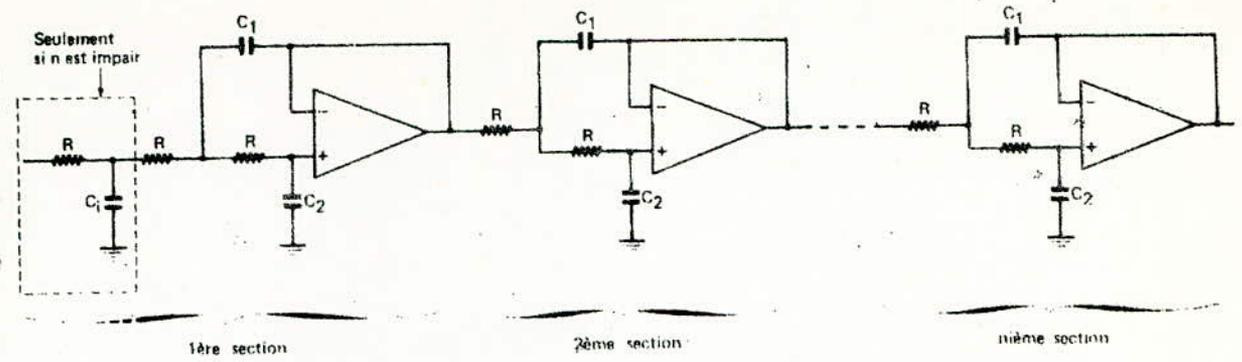


FIG. VI-1

Montage passe-bas selon la structure de Sallen & Key
 Notation des composants dans les tableaux de calcul

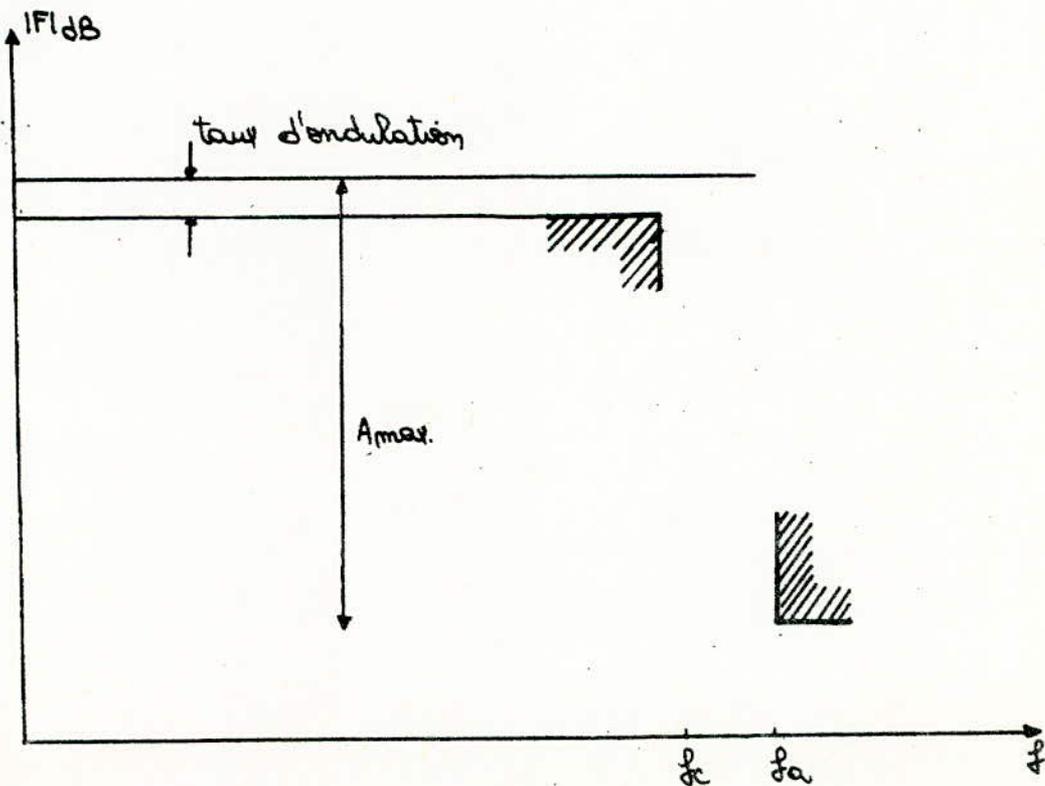
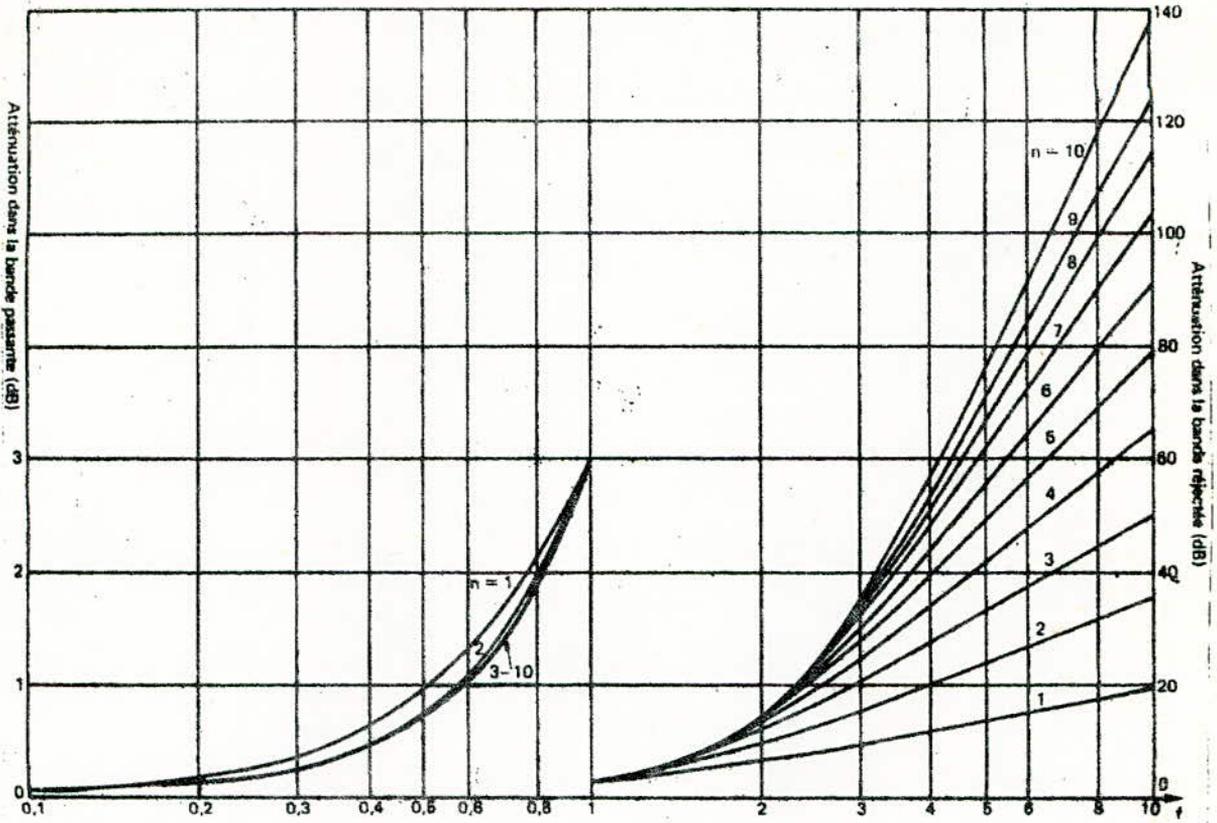


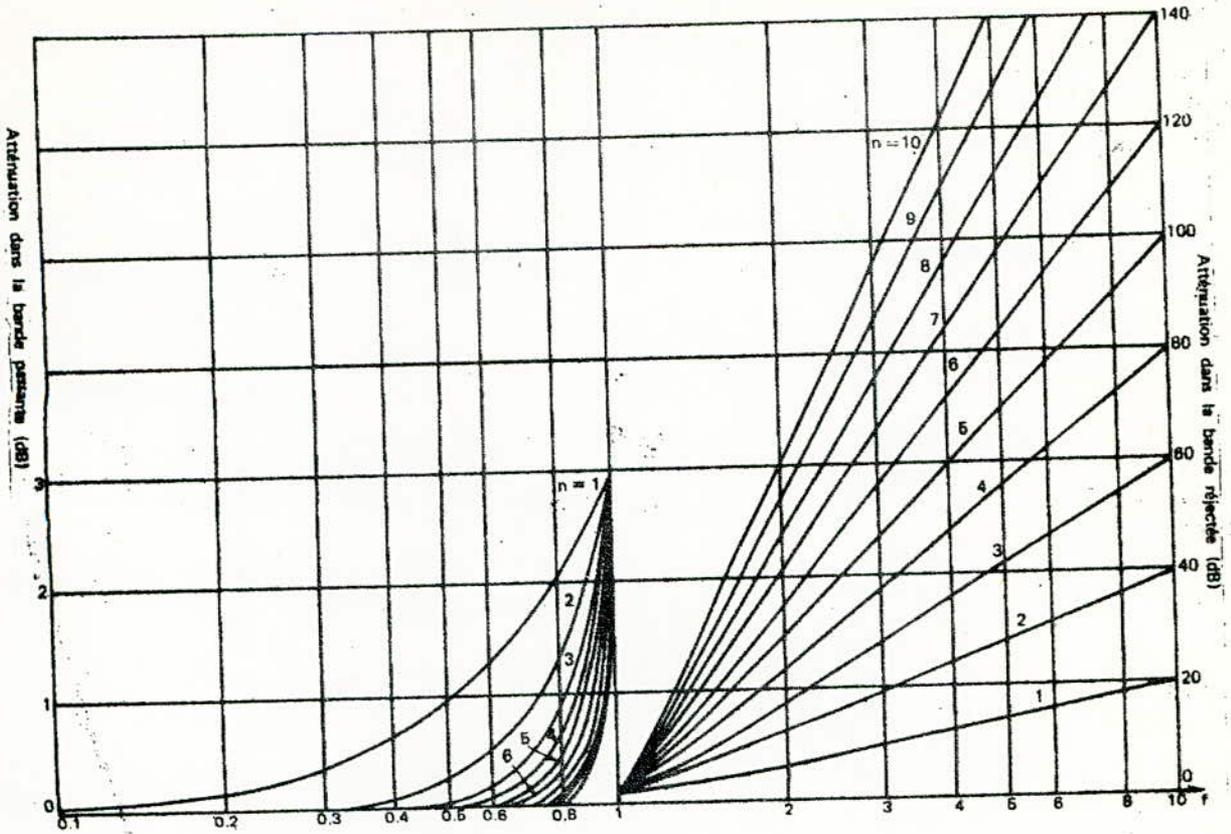
FIG. VI-2 Exemple de gabarit passe-bas

RÉPONSE DE BESSEL



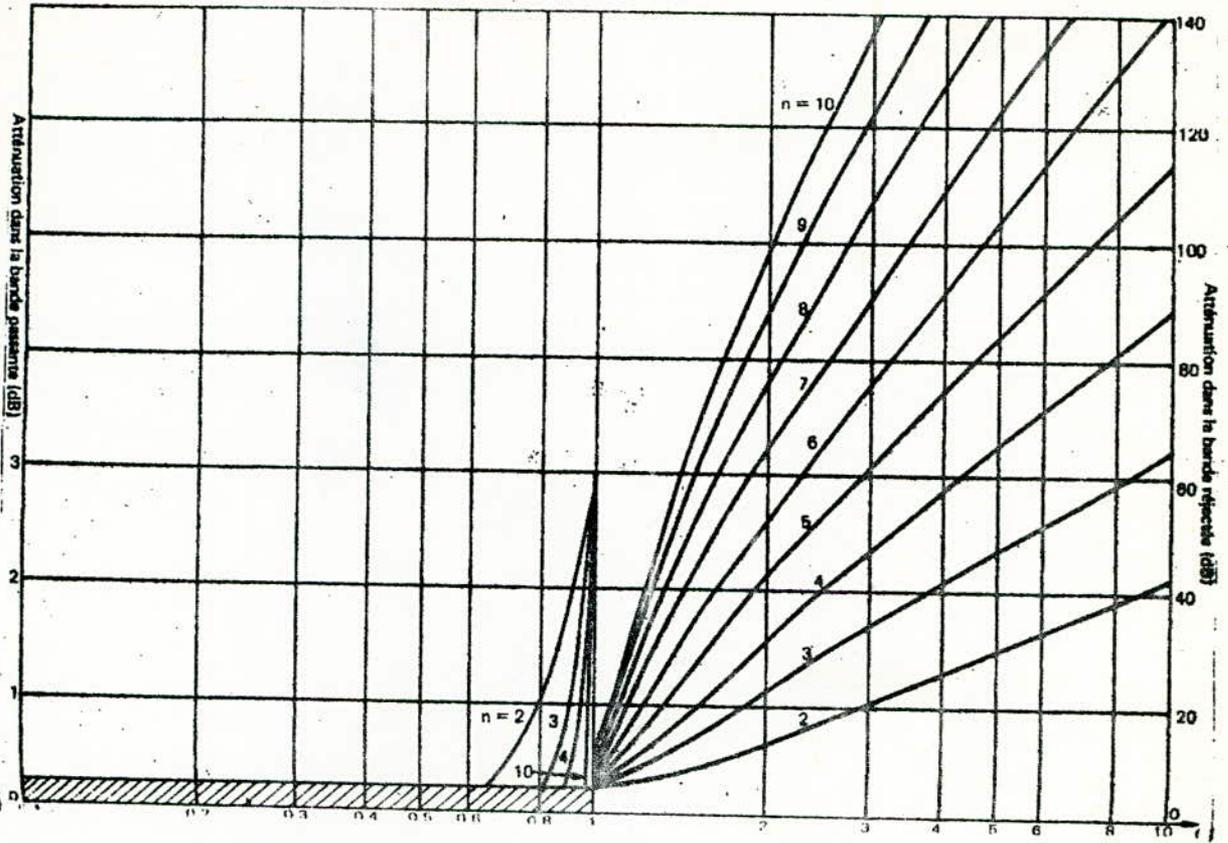
ORDRE	1ère section ordre pair			2ème section		3ème section		4ème section		5ème section	
	C ₁	C ₁	C ₂								
1											
2		9,066 - 1	6,799 - 1								
3	9,880 - 1	1,423 + 0	2,538 - 1								
4		7,351 - 1	6,746 - 1	1,012 + 0	3,900 - 1						
5	8,712 - 1	1,009 + 0	3,095 - 1	1,041 + 0	3,098 - 1						
6		6,352 - 1	6,098 - 1	7,225 - 1	4,835 - 1	1,073 + 0	2,581 - 1				
7	7,792 - 1	8,532 - 1	3,027 - 1	7,250 - 1	4,151 - 1	1,098 + 0	2,164 - 1				
8		5,673 - 1	5,538 - 1	6,080 - 1	4,661 - 1	7,257 - 1	3,580 - 1	1,116 + 0	1,857 - 1		
9	7,070 - 1	7,564 - 1	2,851 - 1	6,048 - 1	4,352 - 1	7,307 - 1	3,157 - 1	1,137 + 0	1,628 - 1		
10		5,172 - 1	5,092 - 1	5,412 - 1	4,682 - 1	5,999 - 1	3,896 - 1	7,326 - 1	2,792 - 1	1,151 + 0	1,437 - 1

RÉPONSE DE BUTTERWORTH



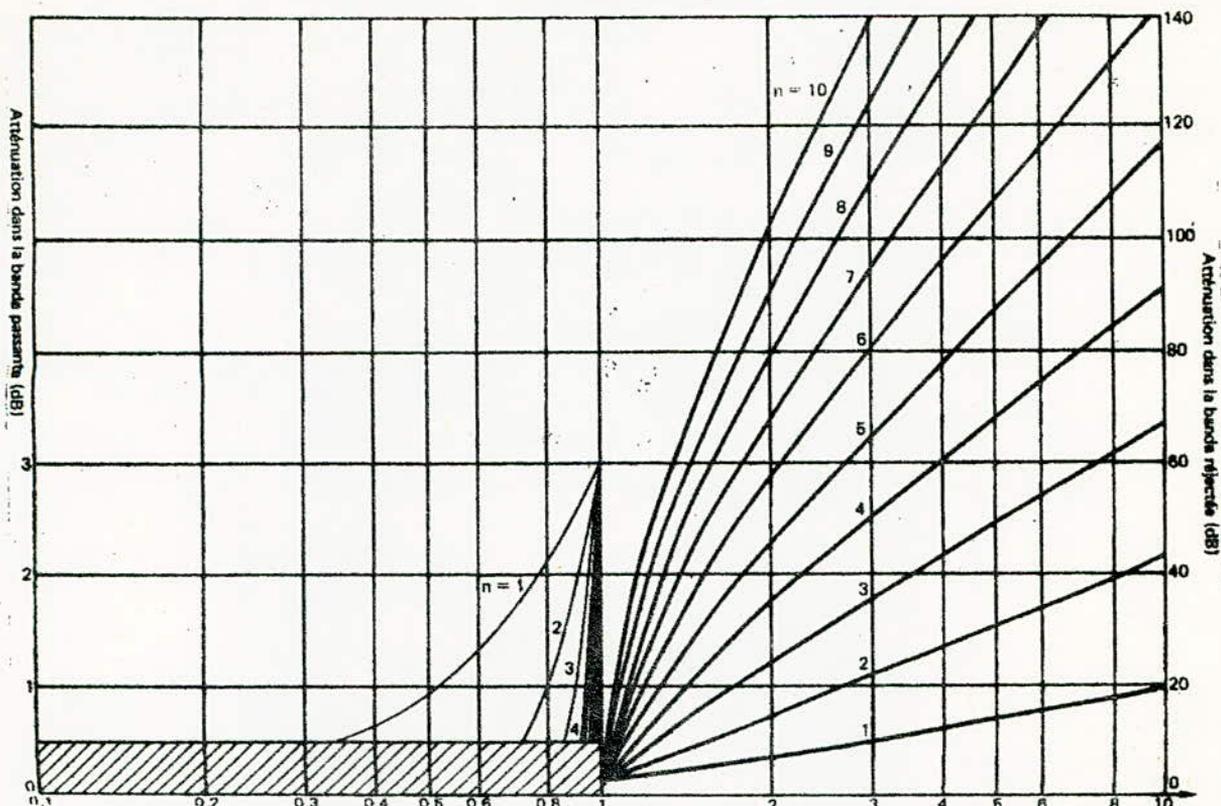
ORDRE	1ère section ordre pair		2ème section		3ème section		4ème section		5ème section		
	C_1	C_2	C_1	C_2	C_1	C_2	C_1	C_2	C_1	C_2	
1	1,000 + 0										
2		1,414 + 0	7,071 - 1								
3	1,392 + 0	3,546 + 0	2,024 - 1								
4		1,082 + 0	9,241 - 1	2,613 + 0	3,825 - 1						
5	1,364 + 0	1,753 + 0	4,214 - 1	3,235 + 0	3,089 - 1						
6		1,035 + 0	9,660 - 1	1,414 + 0	7,071 - 1	3,963 + 0	2,588 - 1				
7	1,336 + 0	1,531 + 0	4,885 - 1	1,604 + 0	6,235 - 1	4,493 + 0	2,225 - 1				
8		1,019 + 0	9,809 - 1	1,202 + 0	8,313 - 1	1,800 + 0	5,557 - 1	5,125 + 0	1,950 - 1		
9	1,327 + 0	1,455 + 0	5,189 - 1	1,305 + 0	7,861 - 1	1,999 + 0	4,999 - 1	5,758 + 0	1,736 - 1		
10		1,012 + 0	9,874 - 1	1,122 + 0	8,908 - 1	1,414 + 0	7,071 - 1	2,202 + 0	4,540 - 1	6,389 + 0	1,563 - 1

RÉPONSE DE CHEBYCHEV - ONDULATION 0,25 dB



ORDRE	Section ordre 1		1ère section ordre pair		2ème section		3ème section		4ème section		5ème section	
	C_1	C_1	C_2	C_1	C_2	C_1	C_2	C_1	C_2	C_1	C_2	
1												
2		1,778 + 0	6,789 - 1									
3	2,018 + 0	8,551 + 0	1,109 - 1									
4		2,221 + 0	1,285 + 0	5,363 + 0	2,084 - 1							
5	2,898 + 0	5,543 + 0	3,425 - 1	8,061 + 0	1,341 - 1							
6		3,044 + 0	1,875 + 0	4,159 + 0	4,296 - 1	1,136 + 1	9,323 - 2					
7	3,878 + 0	6,471 + 0	5,223 - 1	5,448 + 0	2,839 - 1	1,526 + 1	6,844 - 2					
8		3,932 + 0	2,474 + 0	4,638 + 0	6,062 - 1	6,942 + 0	2,019 - 1	1,978 + 1	5,234 - 2			
9	4,891 + 0	7,766 + 0	6,919 - 1	5,637 + 0	3,983 - 1	8,639 + 0	1,514 - 1	2,487 + 1	4,131 - 2			
10		4,843 + 0	3,075 + 0	5,368 + 0	7,725 - 1	6,766 + 0	2,830 - 1	1,053 + 1	1,181 - 1	3,057 + 1	3,344 - 2	

REPONSE DE CHEBYCHEV - ONDULATION 0,5 dB



ORDRE	Section ordre 1			1ère section ordre pair		2ème section		3ème section		4ème section		5ème section	
	C_1	C_1	C_2	C_1	C_2	C_1	C_2	C_1	C_2	C_1	C_2	C_1	C_2
1													
2		1,949 + 0	6,533 - 1										
3	2,250 + 0	1,123 + 1	8,950 - 2										
4		2,582 + 0	1,298 + 0	6,233 + 0	1,802 - 1								
5	3,317 + 0	6,842 + 0	3,033 - 1	9,462 + 0	1,144 - 1								
6		3,592 + 0	1,921 + 0	4,907 + 0	3,743 - 1	1,340 + 1	7,902 - 2						
7	4,483 + 0	7,973 + 0	4,668 - 1	6,446 + 0	2,429 - 1	1,807 + 1	5,778 - 2						
8		4,665 + 0	2,547 + 0	5,502 + 0	5,303 - 1	8,237 + 0	1,714 - 1	2,345 + 1	4,409 - 2				
9	5,680 + 0	9,563 + 0	6,259 - 1	6,697 + 0	3,419 - 1	1,026 + 1	1,279 - 1	2,954 + 1	3,475 - 2				
10		5,760 + 0	3,175 + 0	6,383 + 0	6,773 - 1	8,048 + 0	2,406 - 1	1,253 + 1	9,952 - 2	3,636 + 1	2,810 - 2		

VII - PRESENTATION DES REALISATION PRACTIQUE :VII-1 - Introduction :

Dans le présent paragraphe , nous nous proposons de présenter les circuits pratiques réalisés nous permettant de vérifier expérimentalement les caractéristiques définies dans les paragraphes précédents .

Dans le cadre du travail que nous nous sommes fixé , nous avons été amené à réaliser quatre maquettes permettant d'étudier les différentes structures déjà mentionnées .

La première maquette est relative à la structure à contre réaction simple .

La deuxième maquette a été prévue pour étudier la structure à variable d'état .

La troisième maquette se rapporte à l'étude de la structure à source contrôlée et de la structure à contre réaction multiple .

La quatrième maquette présente la structure à N.I.C et la structure à gyrateur .

VII-2 - Maquette 1 :

Les circuits réalisés dans cette maquette synthétisent les quatre transferts (passe-bas , passe-haut , passe-bande , réjecteur de bande) en utilisant la structure à contre réaction simple .

VII-2-1 - Filtre passe-haut :

Il s'agit d'un filtre d'ordre 8 obtenu en associant en cascade quatre sections passe-haut identiques du deuxième ordre .

Le schéma de chacune des sections est donné figure V-4-b .
Nous avons pris :

$$R_1 = 2,2 \text{ K}$$

$$R_2 = 9,1 \text{ K}$$

$$C = 47 \text{ nF}$$

En considérant les relations qui se rapportent au schéma , nous tirons :

$$f_0 = 765 \text{ Hz}$$

$$A = 1$$

$$\xi = 0,5$$

Il s'agit donc d'une réponse de Chébychev .

Nous avons utilisé pour ce montage un quadruple amplificateur opérationnel , le circuit intégré LM 148 , dont le schéma de brochage et les caractéristiques sont donnés figure 1 .

Il est à noter que ce circuit a été utilisé dans les autres montage .

Dans le but d'observer l'évolution des réponses en amplitude et en phase en fonction de l'ordre , nous avons prévu des points tests à la sortie de chacun des amplificateurs de manière à avoir l'ordre 2 , l'ordre 4 , l'ordre 6 et l'ordre 8 .

Les courbes de réponses en amplitudes et en phase relevées sont données respectivement figure 2 et 2' .

La fréquence de coupure correspond bien à celle calculée .

En ce qui concerne l'amplitude nous notons bien une accentuation de la pende de croissance à mesure que l'ordre augmente .

Mais nous n'avons pas put observer toutes les ondulations caractéristiques de la réponse de Tchébychtèv .

Ceci est dut au fait que les mesures ont été faites à l'oscilloscope . Un vobuloscope aurait permis une meilleure visualisation de la courbe de réponse .

VII-2-2 - Filtre passe-bas :

Il s'agit d'un filtre d'ordre 8 obtenu en associant en cascade 4 sections passe-bas identiques du deuxième ordre .

Le schéma de chacune des sections est donné figure V-4-a .

Nous avons pris :

$$R = 2,7 \text{ K}$$

$$C_1 = 33 \text{ nF}$$

$$C_2 = 33 \text{ nF}$$

En se rapportant aux relations concordantes , nous tirons :

$$f_0 = 1,76 \text{ Kz}$$

$$A = 1$$

$$\xi = 1$$

Il s'agit donc d'une réponse de

Des points tests ont également été prévu afin d'avoir les quatre ordres .

Les coubes de réponses en amplitude et en phase relevées sont données respectivement figure 1 et 1' .

Elles concordent avec les résultats théoriques .
La pente de décroissance augmente à mesure que l'ordre augmente .

VII-2-3 - Filtre passe-bande :

Il s'agit d'un filtre d'ordre 8

Le schéma de chacune des sections est donné figure V-4-c .

Nous avons pris :

$$R_a = 5,6 \text{ K}$$

$$R = 2,4 \text{ K}$$

$$C_a = 15 \text{ nF}$$

$$C_1 = 68 \text{ nF}$$

$$C_2 = 15 \text{ nF}$$

Nous tirons :

$$f_0 = 2 \text{ KHz}$$

$$A = 1$$

$$\xi = 0,5$$

Les courbes de réponse en amplitude sont données respectivement figure 3

Le transfert se rapproche d'un passe-bande idéal quand l'ordre augmente .

Mais nous notons un affaiblissement de l'amplitude du fait que les composants utilisés ne sont pas d'une grande précision .

VII-2-4 - Filtre réjeteur :

Il s'agit de trois filtres

distincts .

Le schéma du premier est donné figure V-4-d .

Nous avons pris :

$$R = 2,4 \text{ K}$$

$$C = 33 \text{ nF}$$

Nous tirons :

$$f_0 = 2 \text{ KHz}$$

$$\Delta f_0 = 2 \text{ KHz}$$

$$Q = 1$$

Le schéma du deuxième filtre est le même que celui du premier , mais sans le quadripôle de contre réaction constitué des deux capacités C et de la résistance R/2 .

Nous avons alors :

$$\Delta f_0 = 8 \text{ KHz}$$

$$Q = 0,25$$

Dans le troisième filtre , le quadripole déjà cité est remplacé par une capacité d $C/2$.

Nous avons alors :

$$\Delta f_0 = 4 \text{ KHz}$$

$$Q = 0,5$$

Les courbes de réponse en amplitude sont données respectivement figure 4

VII-3 - Maquette 2 :

Les circuits réalisés dans cette maquette synthétisent les quatre transferts en utilisant la structure à variable d'état .

VII-3-1 - Filtre passe-bas /

Il s'agit du filtre d'ordre 2 dont le schéma est donné figure V-8-a .

Nous avons pris :

R double potentiomètre couplé de valeur égale à : 22 KHz

R_1 potentiomètre de valeur : 22 KHz

R_2 potentiomètre de valeur : 100 KHz

$C = 33 \text{ nF}$

En tenant compte des relations qui se rapportent à ce montage , nous déduisons que :

- Nous pouvons faire varier la fréquence de coupure de 220 Hz à la fréquence de coupure de l'amplificateur opérationnel .
- Pour chaque fréquence choisie , on peut fixer le gain et le facteur de surtension à l'aide respectivement de R_1 et de R_2 .

VII-3-2 - Filtre passe-haut :

Il s'agit du filtre d'ordre 2 dont le schéma est donné figure V-8-b .

Nous avons pris :

R potentiomètre de valeur 22 K

$C = 33 \text{ nF}$

$C_1 = 33 \text{ nF}$

$C_2 = 33 \text{ nF}$

En tenant compte des relations qui se rapportent à ce montage , nous déduisons que :

$$A = 1$$

$$\xi = 0,5$$

f_0 varie de à partir de 220Hz à l'intérieur de la bande passante de l'amplificateur opérationnel .

VII-3-3 - Filtre universel :

Son schéma est donné figure V-8-c .

Les réponses qu'il synthétisent sont du deuxième ordre .

Nous avons pris :

$$R = 5,6 \text{ K}$$

$$C = 22 \text{ nF}$$

Nous tirons :

$$f_0 = 1,3 \text{ KHz}$$

VII-4 - Maquette 3 :

Les circuits réalisés dans cette maquette synthétisent les quatre transferts selon la structure à source contrôlée et la structure à contre réaction multiple .

VII-4-1 - Contre réaction multiple :

a - Filtre passe-bas :

Il s'agit d'un filtre d'ordre 4 obtenu en associant en cascade deux cellules passe-bas d'ordre 2 dont le schéma est donné figure V-5-a .

Nous avons pris :

$$R = 2,7 \text{ K}$$

$$C_1 = 15 \text{ nF}$$

$$C_2 = 60 \text{ nF}$$

Nous tirons :

$$f_0 = 1,8 \text{ KHz}$$

$$A = 1$$

$$\xi = 0,75$$

b - Filtre passe-haut :

Il s'agit d'un filtre d'ordre 4 . Le schéma de chacune des cellules est donné figure V-5-a .

Nous avons pris :

$$R_1 = 4,7 \text{ K}$$

$$R_2 = 4,7 \text{ K}$$

$$C = 22 \text{ nF}$$

Nous tirons :

$$f_0 = 1,51 \text{ KHz}$$

$$A = 1$$

$$\xi = 1,5$$

V

VII-4-2 - Source contrôlée :

a - Filtre passe-bas :

Le schéma de chacune des 2 cellules est donné figure V-6-a .

Nous avons pris :

$$R = 4,7 \text{ K}$$

$$C = 22 \text{ nF}$$

$$\alpha = 1$$

Nous tirons :

$$f_0 = 1,51 \text{ KHz}$$

$$A = 2$$

$$\xi = 0,5$$

b - Filtre passe-haut :

Le schéma de chacune des 2 cellules est donné figure V-6-b .

Nous avons pris :

$$R = 4,7 \text{ K}$$

$$C = 22 \text{ nF}$$

$$\alpha = \text{Réglable par un potentiometre de valeur } 50 \text{ K}$$

Nous tirons :

$$f_0 = 1,51 \text{ KHz}$$

$$A \text{ Variable jusqu'à } 11$$

$$\xi \text{ Variable}$$

c - Passe-bande :

Le schéma de chacune des deux cellules est donné figure V-6-c .

Nous avons pris :

$$R_1 = 72 \text{ K}$$

$$R = 1,5 \text{ K}$$

$$C = 10 \text{ nF}$$

Nous tirons :

$$f_0 = 10 \text{ KHz}$$

$$\Delta f_0 = 220 \text{ Hz}$$

VII-4 - Maquette 4 :

Les circuits de cette maquette utilisent les structures à N.I.C et gyrateur .

VII -4-1 - Filtre passe-bande à N.I.C :

Le schéma utilisé est celui de la figure V-11 .

Nous avons pris :

$$R_1 = 1,5 \text{ K}$$

$$R_2 = 15 \text{ K}$$

$$r = 10 \text{ K}$$

$$C = 22 \text{ nF}$$

$$K = 1$$

Nous tirons :

$$f_0 = 1,51 \text{ KHz}$$

$$\Delta f_0 = 450 \text{ Hz}$$

$$A = 10$$

VII-4-2 - Filtre passe-haut à gyrateur :

Le schéma du gyrateur est donné figure V-12-d .

Sa résistance de gyration est égale à 10 K .

Le schéma du filtre passe-haut est donné figure V-13-a

Nous avons pris :

$$R = 15 \text{ K}$$

$$C = 15 \text{ nF}$$

Nous tirons :

$$f_0 = 1060 \text{ Hz}$$

$$A = 1$$

$$\xi = 0,75$$

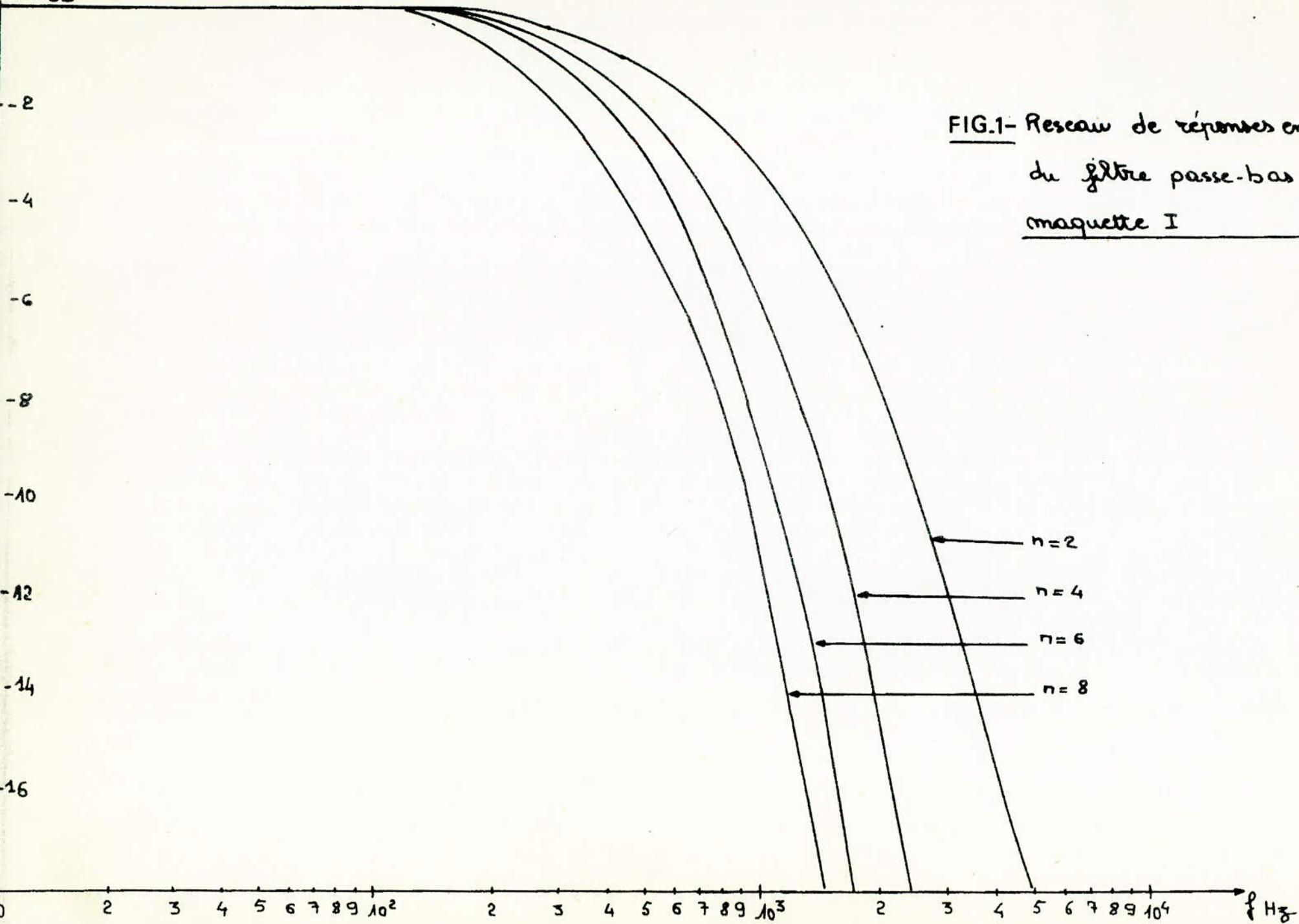


FIG.1- Reseau de réponses en amplitude
du filtre passe-bas de la
maquette I

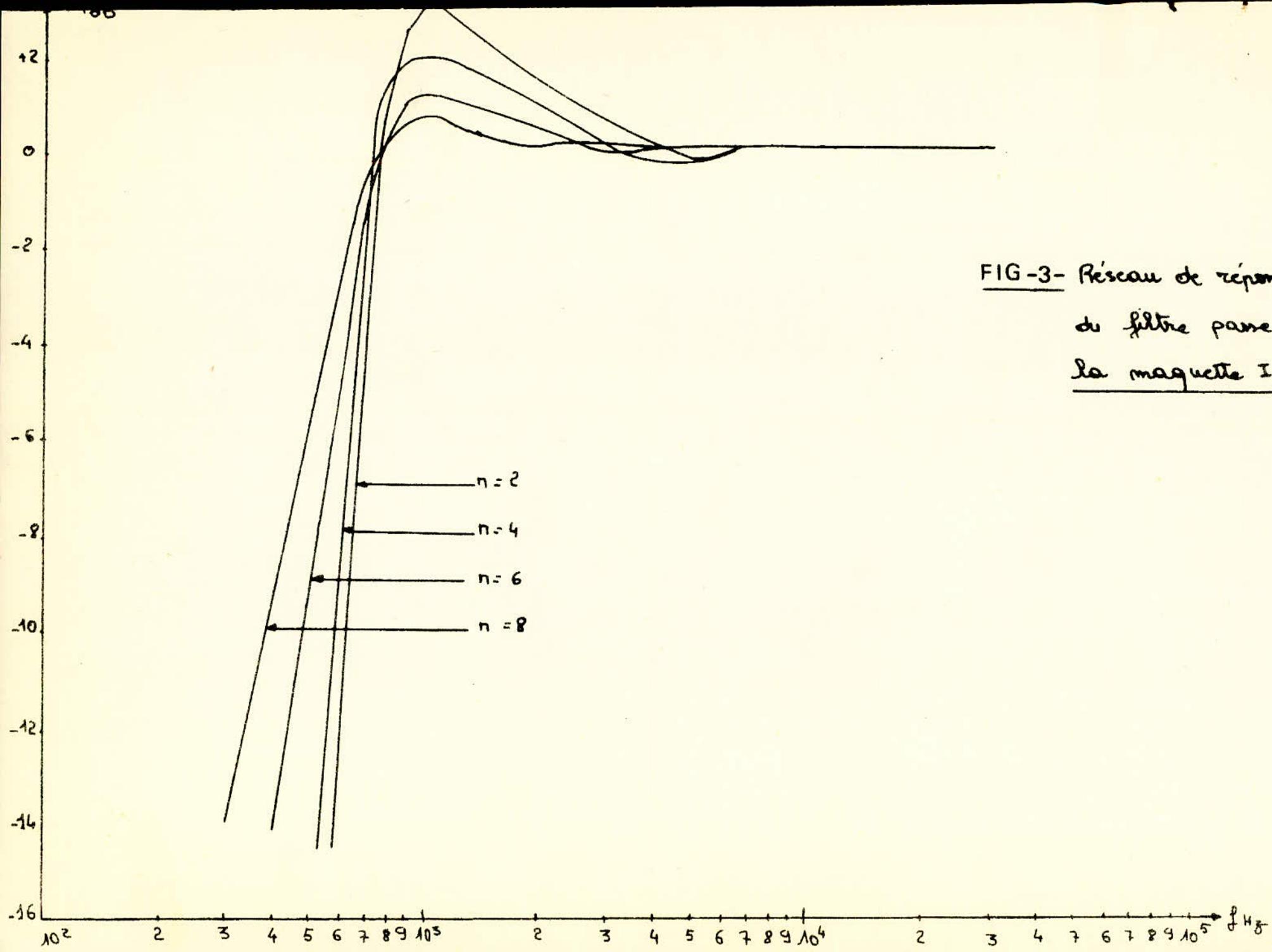


FIG-3- Réseau de réponses en amplitude
du filtre passe-haut de
la maquette I

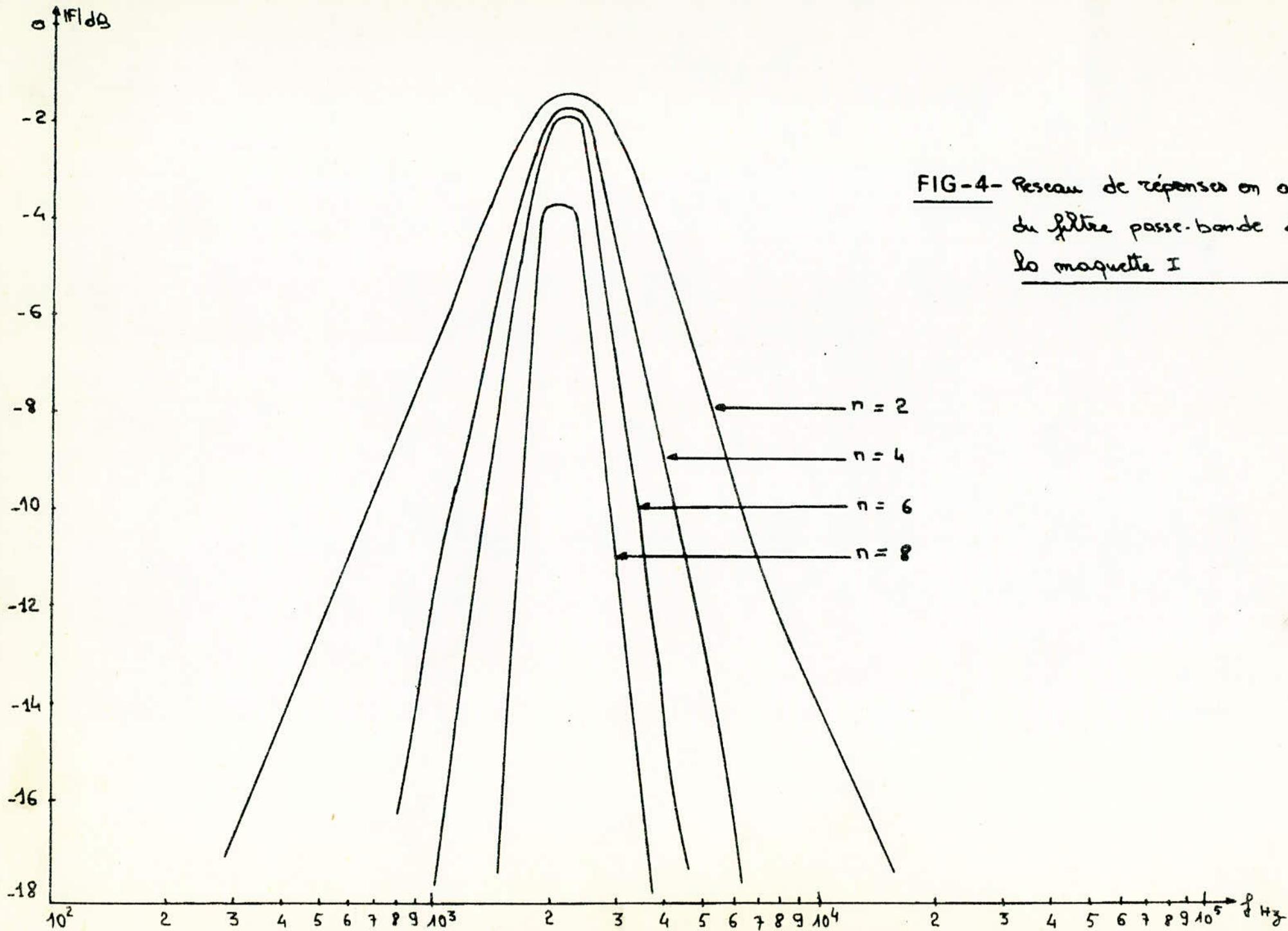


FIG-4- Réseau de réponses en amplitude du filtre passe-bande de la maquette I

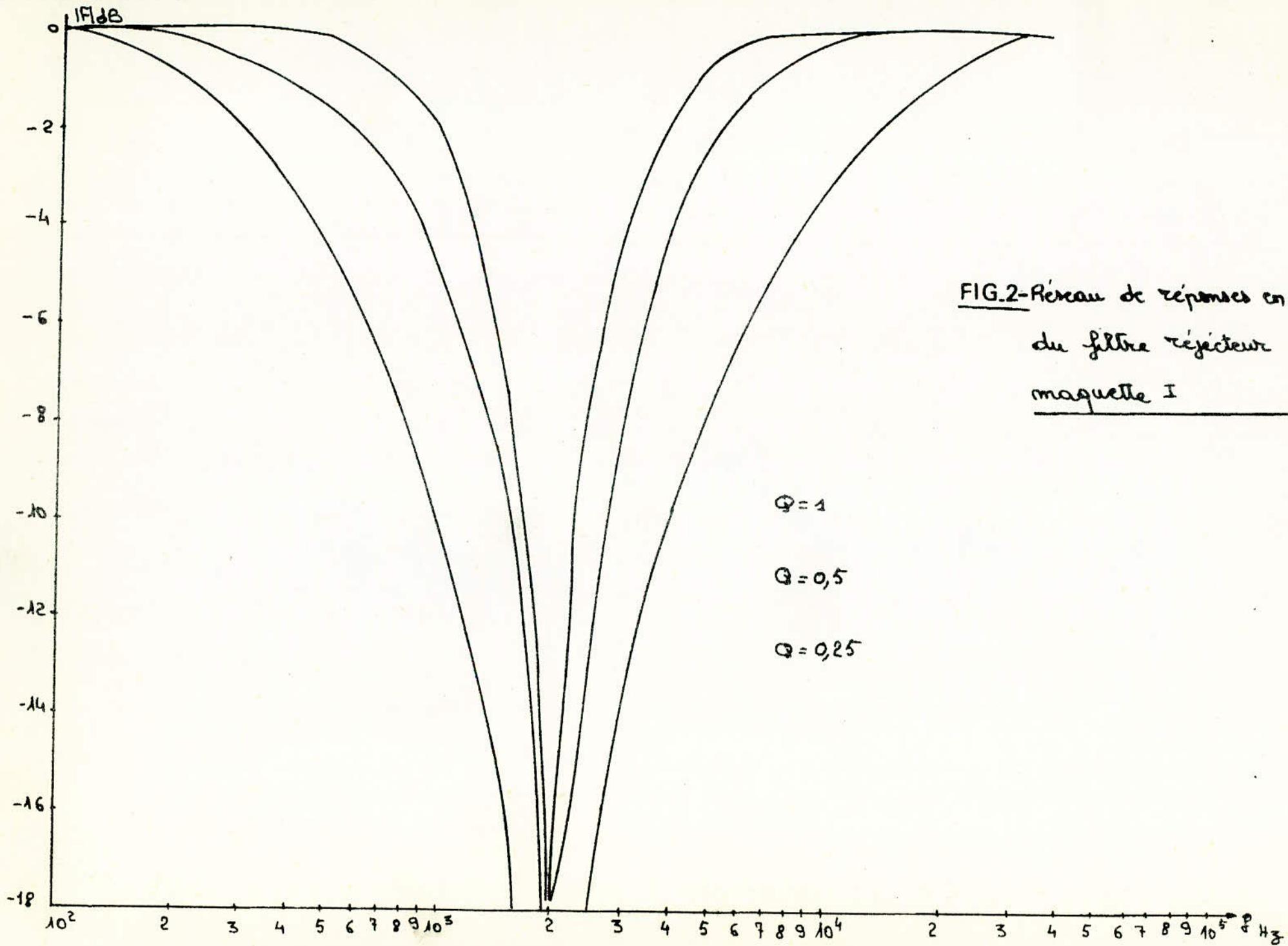
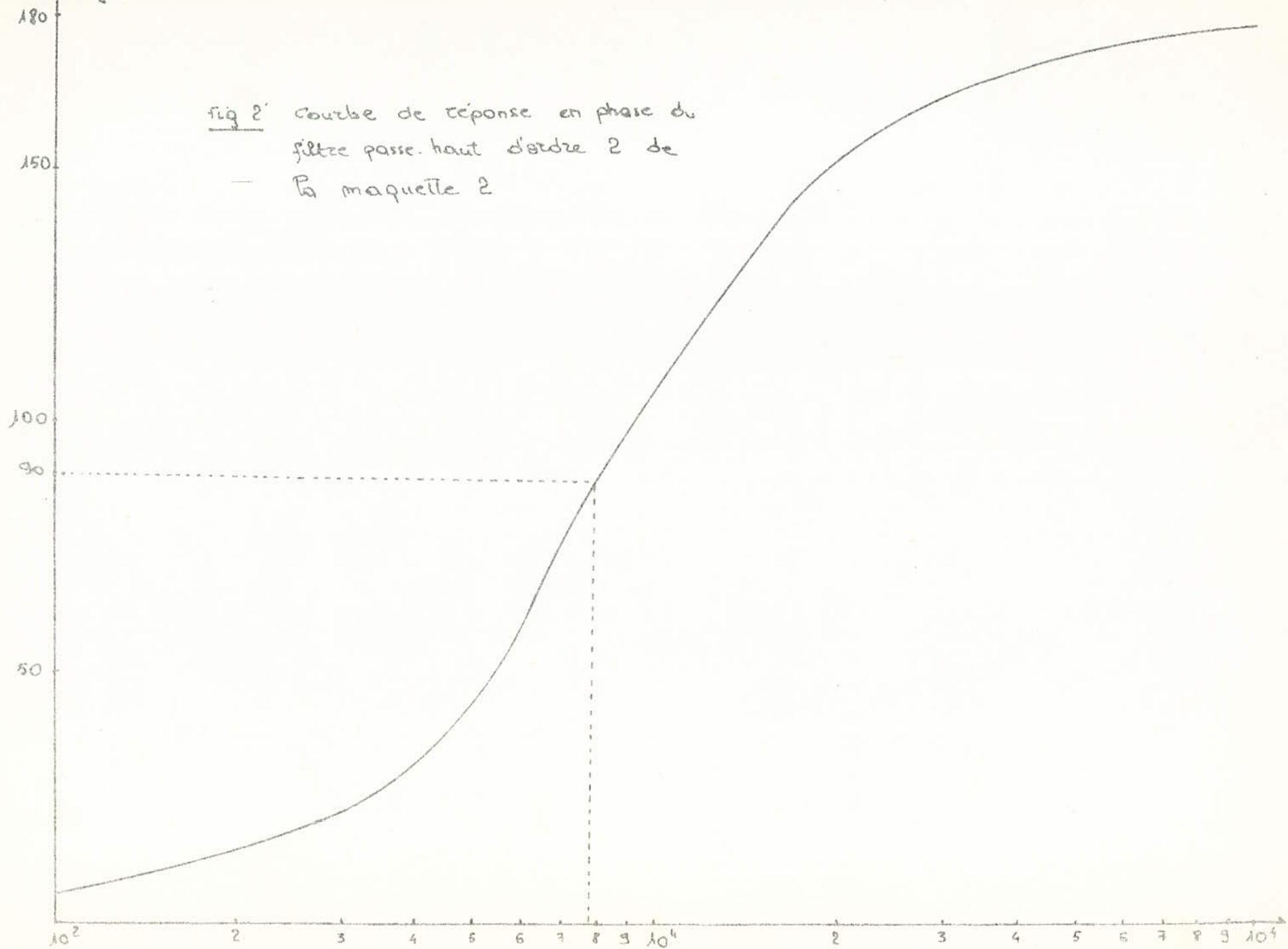


FIG.2-Réseau de réponses en amplitude
du filtre réjecteur de la
maquette I



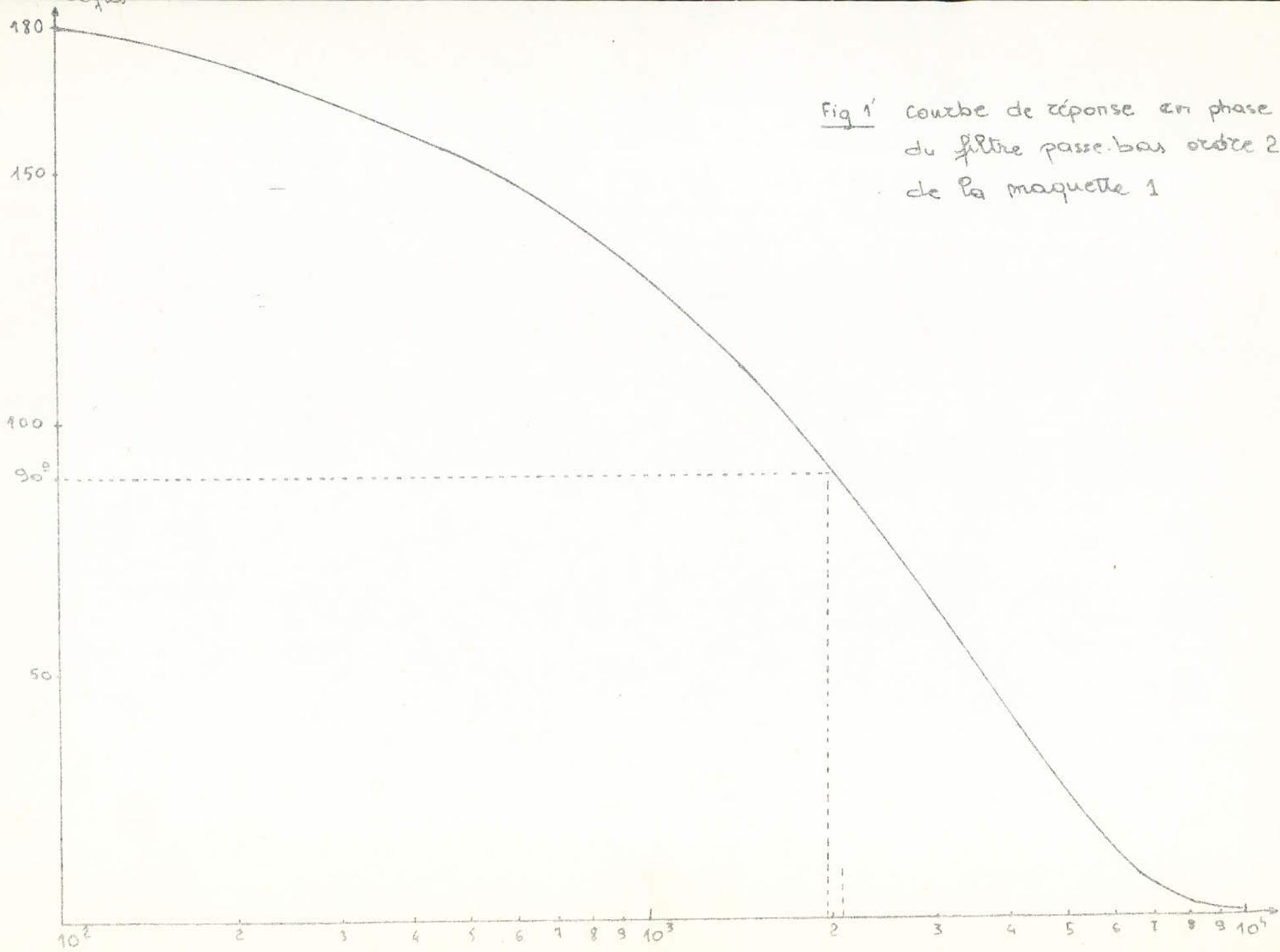


Fig 1' courbe de réponse en phase du filtre passe-bas ordre 2 de la maquette 1

VIII - APPLICATION DES FILTRES A LA CORRECTION DES SYSTEMES ASSERVIS :

La propriété remarquable que possèdent les filtres de provoquer des déphasages fait qu'ils sont très utilisés pour assurer la correction dans les systèmes asservis .

VIII-1 - Définition d'un système asservi :

Les systèmes asservis sont des systèmes conçus pour corriger les écarts entre la valeur réelle du signal de sortie et la valeur désirée correspondant à la loi imposée à l'entrée .

La figure 1 donne le schéma fonctionnel d'un système asservi quelconque .

VII-2 - Correction :

Le problème majeur qui se pose lors de la synthèse d'un asservissement est la stabilité du système .

Un dispositif appelé "correcteur" y est souvent adjoint .

L'effet de ce correcteur peut se traduire mathématiquement par une fonction de transfert $D(p)$.

La figure 2 représente le schéma général d'un système asservi muni d'un correcteur .

La fonction de transfert en boucle ouverte du système non corrigé est :

$$T(p) = G(p) \cdot H(p)$$

Celle du système corrigé est :

$$T_c(p) = D(p) \cdot G(p) \cdot H(p)$$

La fonction de transfert du correcteur est donc :

$$D(p) = \frac{T_c(p)}{T(p)}$$

Ainsi , la fonction de transfert $T(p)$ étant connu , on peut déterminer $D(p)$ de telle manière que la fonction de transfert en boucle fermée du système satisfasse aux conditions de stabilité requise .

VIII-3 - Les correcteurs classiques :

Il existe trois types de

correcteurs :

- Coorrecteur à avance de phase
- Correcteur à retard de phase
- Correcteur avance-retard

VIII-3-1 - Correcteur à avance de phase :

Un correcteur à avance de phase augmente la phase de $T(p)$ dans un certain domaine de pulsations .

Sa fonction de transfert a pour expression :

$$D(p) = \frac{1 + aTp}{1 + Tp} \quad \text{avec } a > 1$$

La figure 3 en donne la réponse en fréquence dans le plan de Bode .

L'avance de phase maximale a pour expression :

$$\varphi_M = \arcsin \frac{a - 1}{a + 1}$$

Elle se produit à la pulsation :

$$\omega_M = 1/T.a^{1/2}$$

La figure 6 donne un exemple de montage électronique simulant un tel correcteur dont la fonction de transfert a pour expression :

$$F(p) = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1 + R_1 C_1 p}{1 + R_2 C_2 p} \quad \text{avec } R_2 C_2 > R_1 C_1$$

VIII-3-2 - Correcteur à retard de phase :

Un correcteur à retard de phase augmente le gain aux basses fréquences et diminue la phase dans ce domaine .

Sa fonction de transfert a pour expression :

$$F(p) = \frac{1 + Tp}{1 + bTp} \quad \text{avec } b > 1$$

La figure 4 en donne la réponse en fréquence dans le plan de Bode .

La figure 7 donne un exemple de montage électronique simulant un tel correcteur dont la fonction de transfert est de la forme :

$$F(p) = \frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{1 + R_3 C_3 p}{1 + R_4 C_4 p} \quad \text{avec } R_4 C_4 < R_3 C_3$$

VIII-3-3 - Correcteur à retard-avance :

Un tel correcteur est la combinaison d'un correcteur à retard de phase et d'un correcteur à avance de phase .

Sa fonction de transfert a pour expression :

$$D(p) = \frac{(1 + T_1 p) (1 + T_2 p)}{(1 + T_3 p) (1 + T_4 p)} \quad \text{avec } T_1 T_2 = T_3 T_4$$

Son diagramme de Bode en est donné figure 5 .

La figure 8 donne un exemple de montage simulant un tel correcteur .

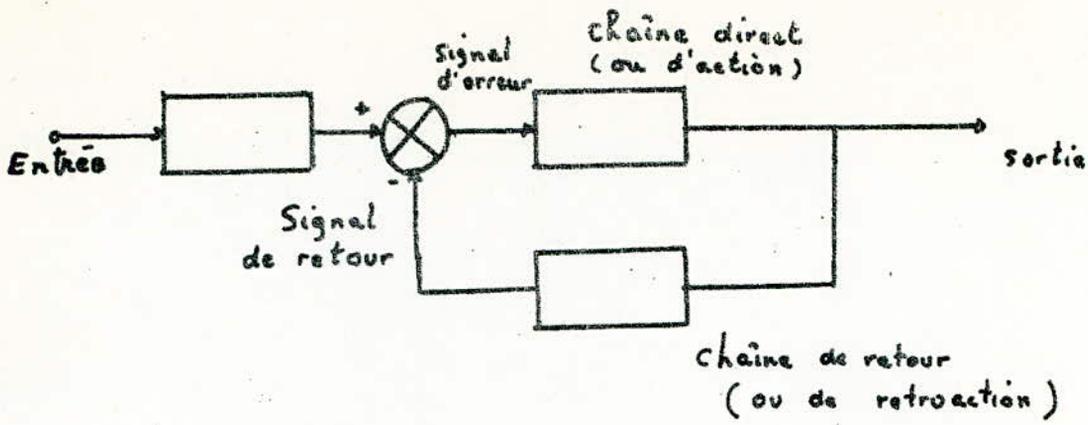


Fig. 1

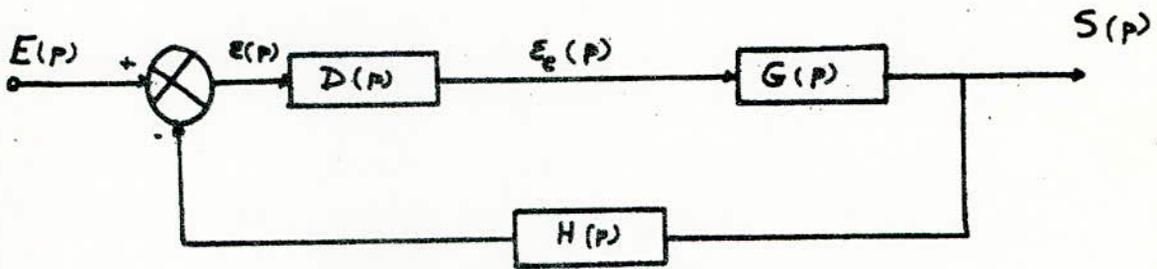


Fig. 2

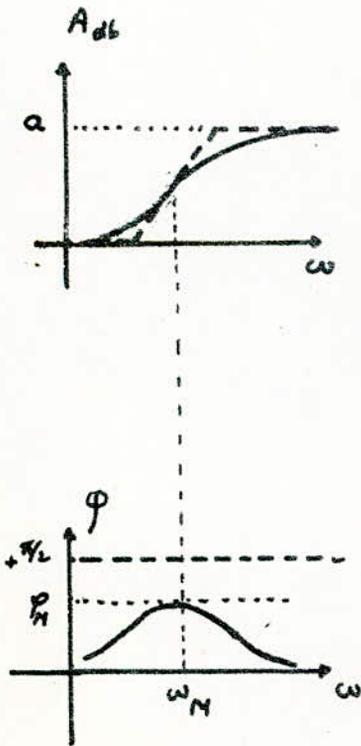


Fig. 3

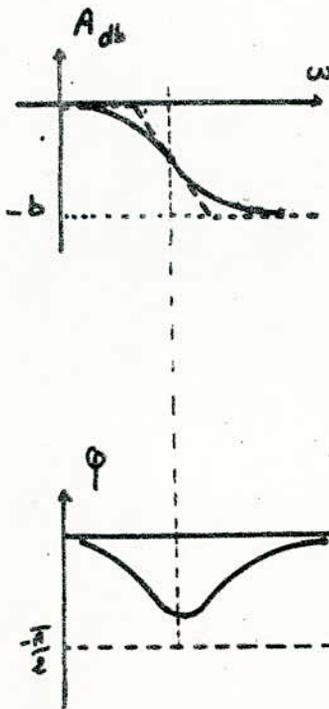


Fig. 4

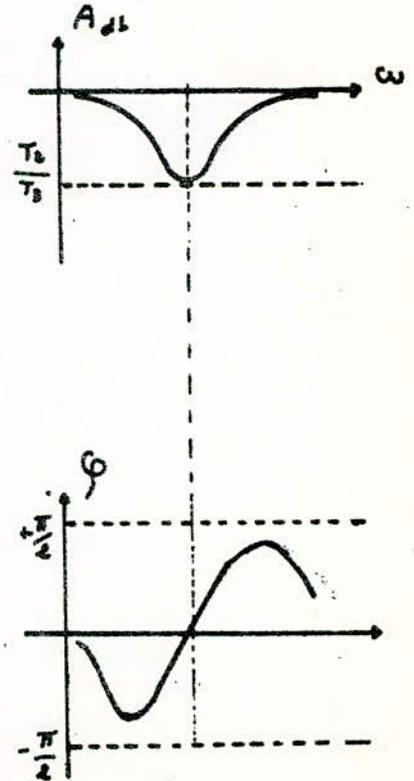


Fig. 5

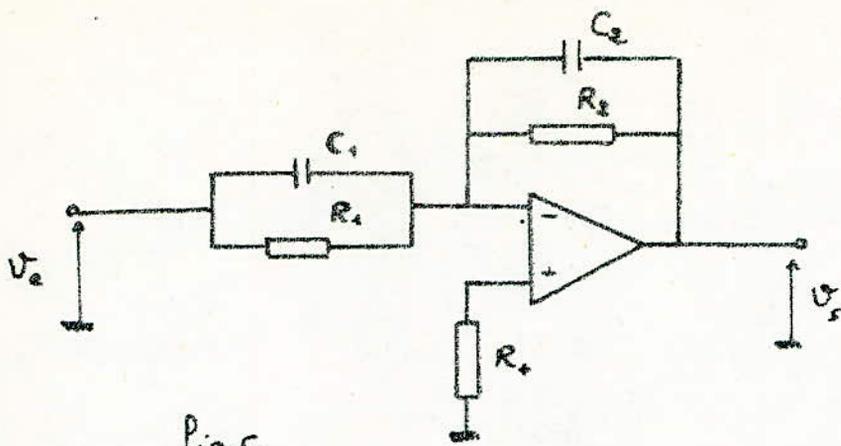


fig. 6

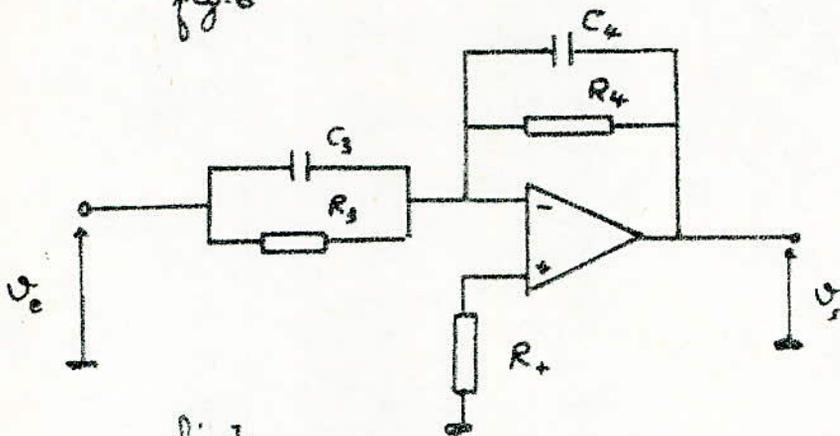


fig. 7

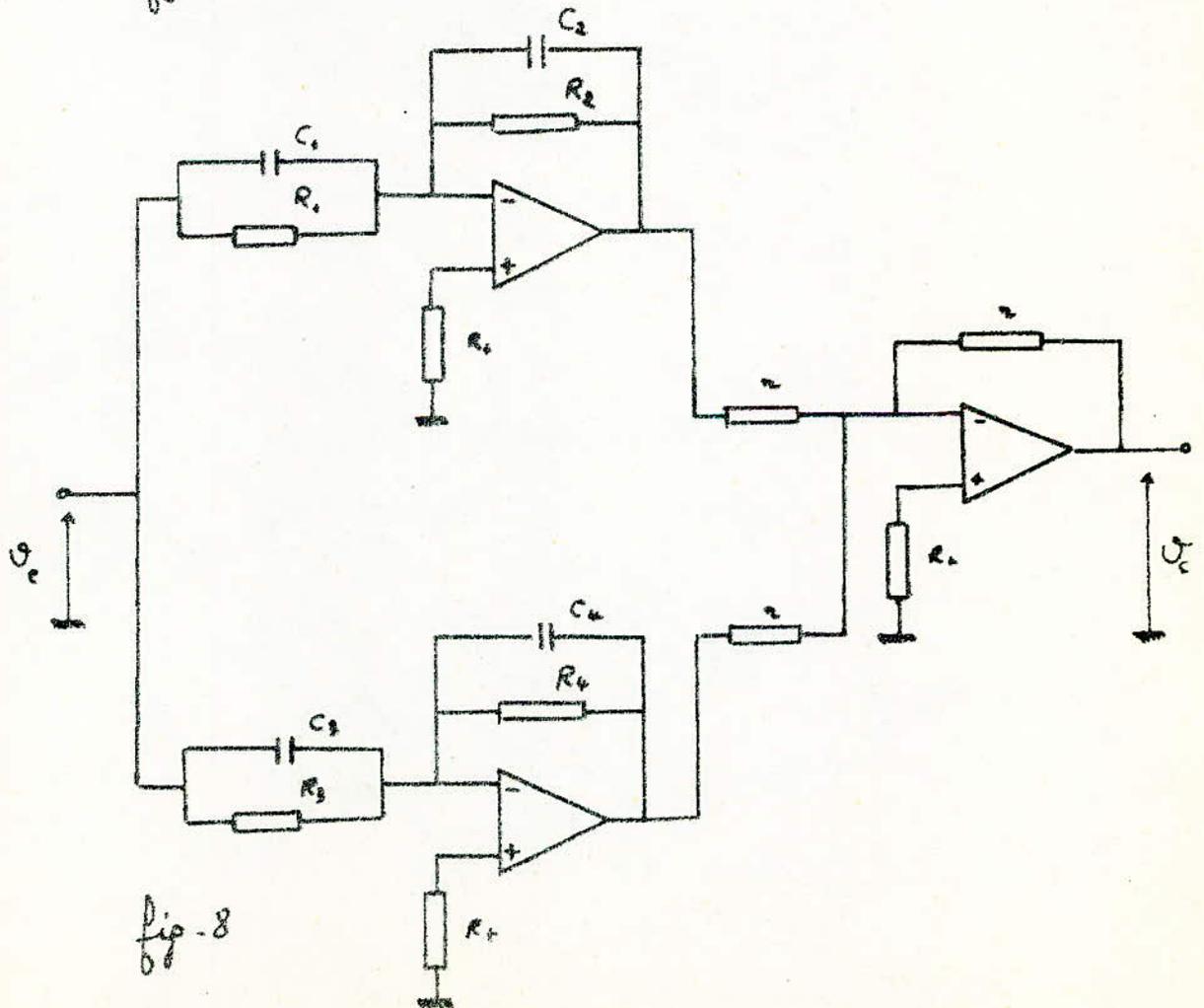


fig. 8

Deuxième partie

ETUDE ET REALISATION D'UN PHASEMETRE

- I - INTRODUCTION
- II - PRESENTATION DU PHASEMETRE
 - II-1 - Principe
 - II-2 - L'attenuateur
 - II-3 - L'amplificateur à gain variable
 - II-4 - Le circuit de mise en forme
 - II-5 - Le détecteur de phase
 - II-6 - L'intégrateur
 - II-7 - Le système indicateur de gamme
 - II-8 - Réglages et mise au point
- III - LE CONVERTISSEUR ANALOGIQUE-NUMERIQUE
 - III-1 - Principe
 - III-2 - L'oscillateur pilote
 - III-3 - La source de courant
 - III-4 - Détermination de la capacité de charge C
 - III-5 - Le compteur

ETUDE ET REALISATION D'UN PHASEMETRE

I- INTRODUCTION :

La fonction de transfert des filtres étudiés est caractérisée par deux grandeurs qui sont l'amplitude et la phase .

La détermination de l'amplitude peut être effectuée de façon élémentaire en utilisant un oscilloscope .

La phase peut de même être obtenue en utilisant un oscillo. en X et Y ou un oscillo. double trace .

Ces deux méthodes possèdent cependant l'inconvénient de nécessiter un calcul préliminaire pour obtenir la phase /

C'est la raison pour laquelle nous avons été conduit à étudier et réaliser un phasemètre qui permet de donner une lecture directe de la valeur de la phase .

Le présent chapitre est donc réservé à la présentation des circuits constituant un tel instrument .

II- PRESENTATION DU PHASEMETRE :

La figure 1 donne le schéma de principe du phasemètre réalisé .

La figure 2 en donne le schéma de principe .

Cette figure montre que les signaux U_e et U_s prélevés à l'entrée et à la sortie du quadripôle étudié sont appliqués après mise en forme , à un détecteur constitué d'une porte logique OUEX .

La figure 4 montre que la période partielle T du signal de sortie est proportionnel au déphasage θ existant entre les tensions U_e et U_s . Compte tenu de cette propriété , on en déduit qu'il suffira d'appliquer le signal précédent à un intégrateur pour obtenir une tension de sortie proportionnelle à θ . Il conviendra cependant de remarquer , comme l'indique la figure 4 , que la tension continue précédente est la même pour 2 phases dont la somme est égale à 360° .

Pour lever cette indétermination , il sera donc nécessaire d'adjoindre au circuit précédent un système indicateur de gamme dont le rôle est de préciser la position de θ par rapport à 100 degrés .

La tension continue est appliquée soit à un voltmètre , soit à un système d'affichage numérique .

Compte tenu de ce qui précède , on en déduit que le phasemètre

est constitué de :

- Deux voies X et Y comportant chacune :
 - Un atténuateur
 - Un amplificateur à gain variable
 - Un trigger de Schmitt
- Un détecteur de phase
- Un système indicateur de gamme
- Un intégrateur
- Un système de visualisation

II-2- L'atténuateur :

Comme le montre la figure 2 , il est constitué de trois résistances R_1 , R_2 et R_3 placées en série et d'un commutateur à trois positions A , B et C .

Cette figure nous permet d'écrire :

$$V_A = V_X$$

$$V_B = V_X \cdot \frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$$

$$V_C = V_X \cdot \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$$

Nous avons pris :

$$R_1 = 2,7 \text{ M}\Omega$$

$$R_2 = 200 \text{ K}\Omega$$

$$R_3 = 100 \text{ K}\Omega$$

Ce qui donne :

$$V_B = \frac{V_X}{10}$$

$$V_C = \frac{V_X}{30}$$

La tension maximale autorisée à l'entrée des amplificateurs étant de + ou - 15^V il s'en suit que l'appareil pourrait en principe être utilisé pour des tensions variant entre 0^V et 450^V

II-3- L'amplificateur à gain variable :

La figure 2 montre que l'amplificateur à gain variable est constitué d'un amplificateur opérationnel monté en non inverseur, ce qui permet de bénéficier d'une haute impédance d'entrée et d'une faible impédance de sortie. Dans le cas où l'amplificateur opérationnel est supposé idéal, on pourra montrer que :

$$\frac{V_S}{V_L} = 1 + \frac{P_2}{R_5}$$

Nous avons pris :

$$R_5 = 10 \text{ K}$$

$$P_2 = 1 \text{ M}$$

Il s'ensuit que le gain de cet amplificateur varie de 1 à 100. Le signal de sortie de cet amplificateur est destiné à attaquer le trigger de Schmidt dont le principe de fonctionnement sera décrit plus loin. Ce trigger nécessite une tension d'entrée minimale de 1V.

Compte tenu du gain de l'ampli. et de cette tension minimale de 1V, on en déduit que la sensibilité de l'appareil est de 1 mV. L'amplificateur opérationnel utilisé est le A 741.

La résistance R_4 de 10 K permet de limiter le courant d'entrée. La diode Zener permet de limiter les alternances positives à 4,7 V et d'éliminer les alternances négatives.

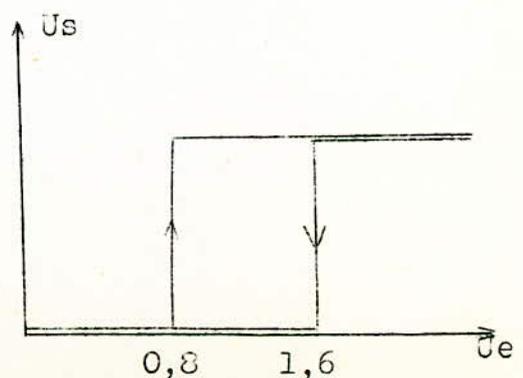
II-4- Le circuit de mise en forme :

Le circuit de mise en forme utilise un circuit monolithique intégré SN 7413 dont le brochage est donné figure 9. On notera que ce circuit est un double trigger de Schmidt dont chaque trigger est en fait une porte logique NAND à 4 entrées.

La figure ci contre montre que cette porte a 2 seuils de basculement :

Pour le front montant : 0,8 V

Pour le front descendant : 1,6 V



L'hystérésis , différence entre les 2 seuils est donc de 0,8 V .
Ce qui assure une bonne immunité aux déclenchements intempestifs
causés par des parasites lorsque les seuils de basculement
sont trop proches .

Ce circuit possède les caractéristiques suivantes :

- Puissance dissipée : 35 mW .
- Temps de réponse : 17 nS .

La figure 3 montre que le trigger fournit des signaux
rectangulaires parfaitement compatibles avec les circuits
TTL suivants .

II-5- Le détecteur de phase :

Le détecteur de phase utilise le
circuit intégré monolithique SN 7486 constitué de 4 portes
OUEX .

La figure 9 donne son schéma de brochage .

Rappelons pour mémoire que la porte OUEX réalise la fonction

$$Y = A.\bar{B} + \bar{A}.B$$

Ainsi la sortie Y se mettra à l'état haut lorsque les
signaux issus des triggers sont l'un à l'état haut , l'autre
à l'état bas .

La figure 3 montre que la largeur du créneau du signal en sortie
du OUEX représente le déphasage entre les 2 signaux .

II-6- L'intégrateur :

L'intégrateur est constitué d'un filtre
actif passe bas construit autour d'un amplificateur opérationnel
de type μA 741 dont la fréquence de coupure est donnée par :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_7 C_1}$$

Nous avons pris :

$$R_7 = 100 \text{ K}$$

$$C_1 = 0,47 \mu\text{F}$$

Ce qui donne :

$$f_0 = 3 \text{ Hz}$$

Le signal issu du OUEX étant périodique , il s'ensuit que si l'on considère sa décomposition en série de Fourier ,seule la composante continue sera transmise puisque les harmoniques possèdent des fréquences largement supérieures à 3 Hz de sorte qu'elles sont fortement atténuées .

Cette composante continue représente la valeur moyenne du signal , donc le déphasage .

Le gain en continu du montage est réglable par P_3 .

Nous avons pris :

$$P_3 = 1 \text{ M}$$

Le gain étant donné par la relation :

$$G_v = - \frac{P_3}{R_7}$$

Il s'ensuit qu'il varie de 0 à 10 .

Le SN 7426 étant un circuit TTL , sa tension de sortie correspondant au zéro logique est d'environ 0,3 V .

Pour la compenser , nous avons alimenté l'entrée non inverseuse à travers R_8 et P_4 .

Pour un déphasage quelconque , la tension en sortie du OUEX aura une valeur moyenne V_{moy} .

En sortie de l'intégrateur , on peut montrer que la tension est donné par la relation :

$$V_s = - V_{moy} \cdot \frac{P_3}{R_7}$$

Cette égalité montre que :

- Lorsque le déphasage est nul , V_s est nul .

- Lorsque le déphasage est de 180° , la tension de sirtie du OUEX correspondant à l'état haut étant d'environ de 3 V ,

V_s est égale à :

$$V_s = - 3 \cdot \frac{P_3}{R_7} \text{ v}$$

II-7- Le système indicateur de gamme :

Comme il a été signalé plus haut , il n'est pas possible de déterminer de façon sûre le déphasage .

Pour palier cet inconvénient , nous avons réalisé un système indicateur de gamme en utilisant un double monostable le SN 74123 dont le schéma de brochage est donné en figure 9 et la table de vérité en figure 7 .

La figure 5 montre que :

- L'entrée A_2 du monostable M_2 est portée en permanence à l'état 0
- L'entrée B_1 du monostable M_1 est portée en permanence à l'état 1
- Le signal issu de la voie X est appliqué après inversion à l'entrée Clear du monostable M_2 . Cette inversion est réalisée en appliquant le signal X à l'une des entrées d'un OUEX du circuit intégré SN 7486 . L'autre entrée du OUEX étant portée à l'état 1 logique (5V) .

Le signal issu de la voie Y est appliqué à l'entrée Clear du monostable M_1 .

La table de vérité et le schéma fonctionnel donné figure 6-a montre que le monostable M_1 sera déclenché notamment si les deux conditions suivantes sont réalisées simultanément :

$$Y = \text{Clear} = 1$$

$$X = A \text{ passe de l'état haut à l'état bas .}$$

Compte tenu de ce qui précède , et en se reportant à la figure 6-a , il s'ensuit que le monostable M_1 sera déclenché pour des déphasages inférieurs à 180° . La diode LED1 s'allumera alors .

Mais dans ce cas également le monostable M_2 se déclenchera . En effet aux entrées de M_2 se présentera la combinaison prévue dans la dernière ligne de la table de vérité , c'est à dire :

$$\bar{X} = \text{Clear} \text{ passe de l'état bas à l'état haut}$$

$$A = 0$$

$$Y=B = 1$$

Pour empêcher le basculement de M_2 lorsque le déphasage est inférieur à 180° , le signal \bar{X} est appliqué à Clear 2 à travers un porte AND du circuit intégré SN 7408 ; l'autre entrée de cette porte est reliée à la sortie \bar{Q}_1 du monostable M_1 . Ainsi dès que M_1 se déclenche , \bar{Q}_1 passe à 0 fermant la porte AND , mettant Clear2 à 0 . Le monostable M_2 ne se déclenchant pas , la diode LED2 reste éteinte .

En tenant compte de la figure 6-b , le raisonnement précédant peut être repris pour montrer que le monostable M_2 sera déclenché lorsque le déphasage est supérieur à 180° .

Comme pour le cas précédent , M_1 se mettra à basculer .

Pour remédier à cela nous avons inséré une porte AND entre Y et l'entrée Clear1 . L'autre entrée de la porte AND étant reliée à la sortie \bar{Q}_2 du monostable M_2 .

Ainsi dès que M_1 se déclenche , \bar{Q}_2 passe à 0 fermant la porte AND , mettant Clear1 à 0 . le monostable M_1 ne se déclenchant pas , la diode LED 1 reste éteinte .

Pour éviter une remise à zéro prématurée des monostables lors du passage à l'état bas des signaux \bar{X} (appliqué à Clear 2) et Y (appliqué à Clear 1) , on a interposé entre ces signaux et les entrées Clear correspondantes une porte OU ; la deuxième entrée de cette porte étant connectée à la sortie Q du monostable correspondant .

Comme le montre la figure 5 , la porte OU a été réalisée à l'aide de deux portes NOR du circuit intégré SN 7402 .

Ainsi , même lorsque \bar{X} (ou Y) passe à l'état bas l'entrée Clear 1 (ou Clear 2) sera à l'état haut pendant la même durée que l'état haut de la sortie Q_1 (ou Q_2) .

Comme le montre le diagramme donné en figure 8 , la durée de l'état haut du monostable , c'est à dire la durée de son état d'instabilité , est déterminé par C_2 et R_{11} pour M_2 , et par C_3 et R_{12} pour M_1 .

Nous avons pris :

$$C_2 = C_3 = 0,47 \mu F$$

$$R_{11} = R_{12} = 22 K$$

La durée de basculement des monostables est alors égale à :

0,4 millisecondes .

En résumé :

- Lorsque la diode LED 1 s'allume , le déphasage est inférieur à 180 degrés .

- Lorsque la diode LED 2 s'allume , le déphasage est supérieur à 180 degrés .

II-8- Réglages et mise au point :

Le potentiomètre P_3 étant réglé au maximum de sa valeur , on a ajusté P_4 de façon que à un déphasage nul corresponde une tension nulle en sortie

de l'amplificateur opérationnel .

Il est à noter que ce déphasage nul a été obtenu en appliquant le même signal aux voies X et Y .

Sans plus toucher à P_4 , nous avons réglé P_3 de sorte que à un déphasage de 180° degrés , il corresponde une tension de 10v à la sortie de l'amplificateur opérationnel .

Il est à noter que le déphasage de 180° degrés a été obtenu un signal à un amplificateur inverseur de tension .

Le cadran du voltmètre de lecture a donc été gradué en conséquence .

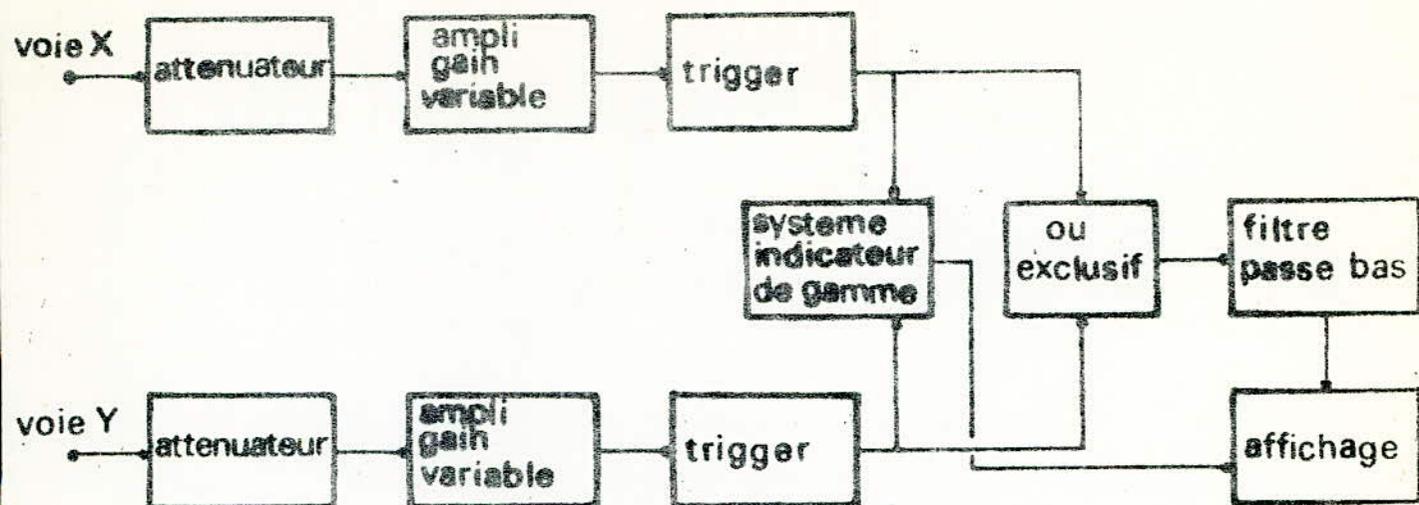


FIG.1. synoptique du phasemètre

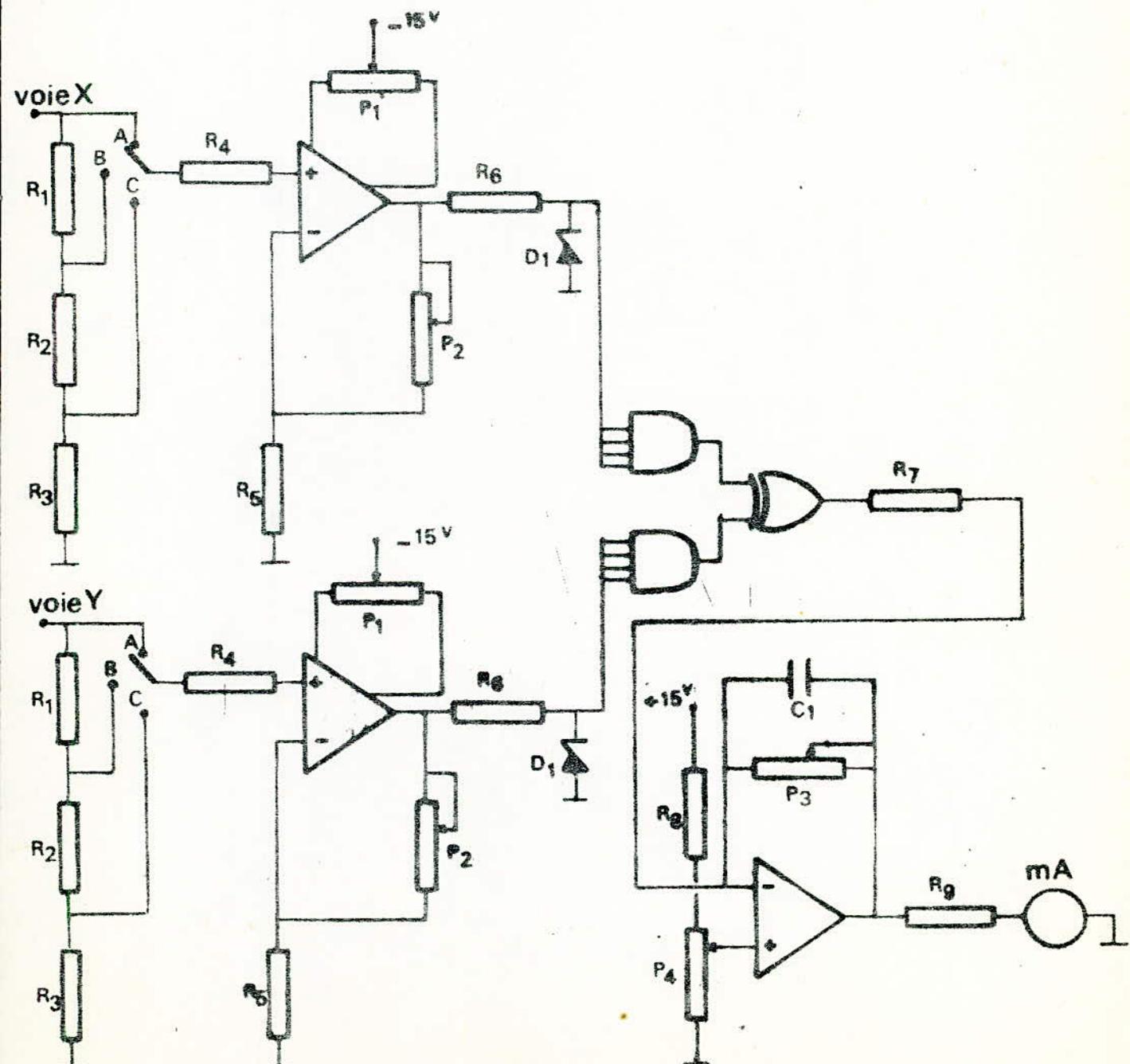


FIG.2. schéma de principe

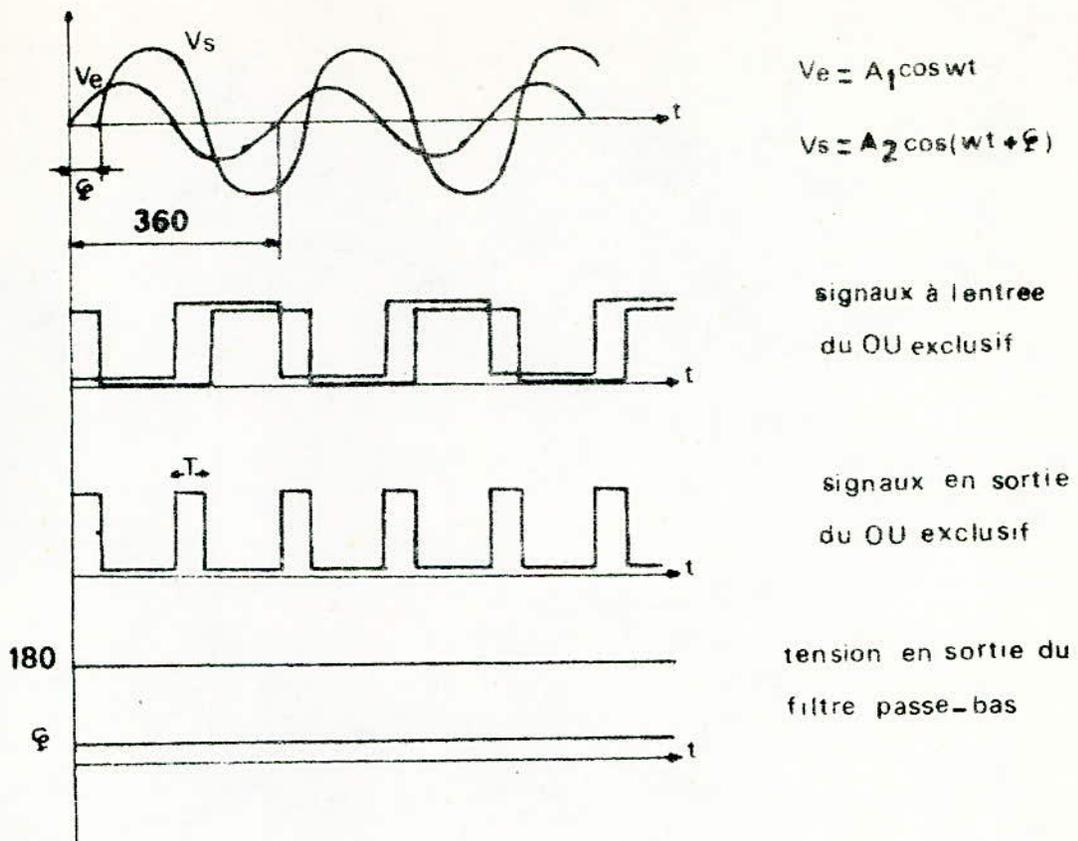


FIG-3 - Mise en forme et signaux résultants

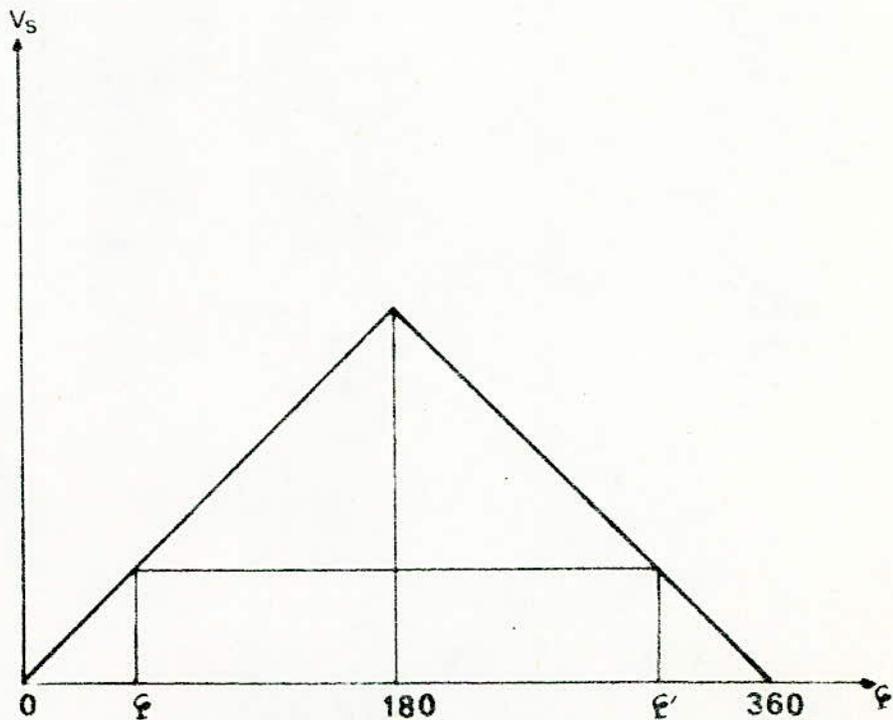


FIG-4 - Tension en sortie de l'intégrateur

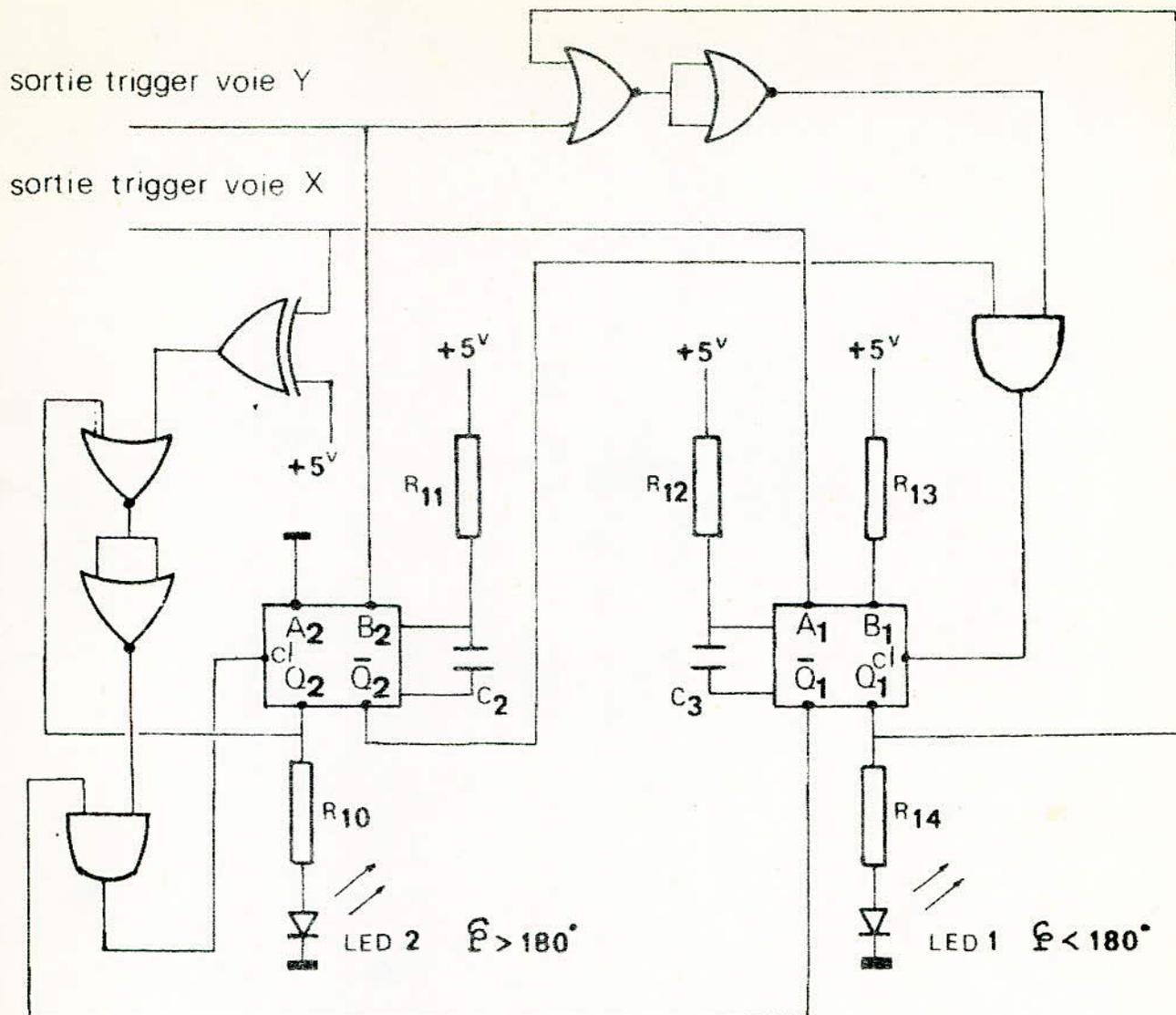


FIG-5- Systeme indicateur de gamme



(a) $\varphi < 180^\circ$

X signal de référence

(b) $\varphi > 180^\circ$

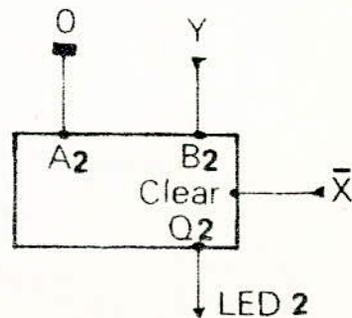
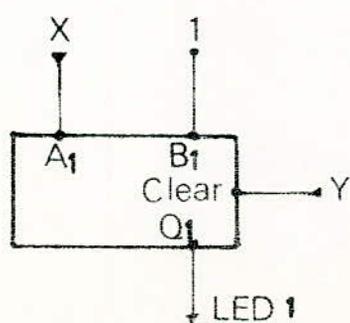


FIG-6- Schéma fonctionnel de l'indicateur de gamme

ENTREES			SORTIES	
Clear	A	B	Q	\bar{Q}
0	—	—	0	1
—	1	—	0	1
—	—	0	0	1
1	0	↑		
1	↓	1		
↑	0	1		

FIG-7- Table de vérification du **74123**

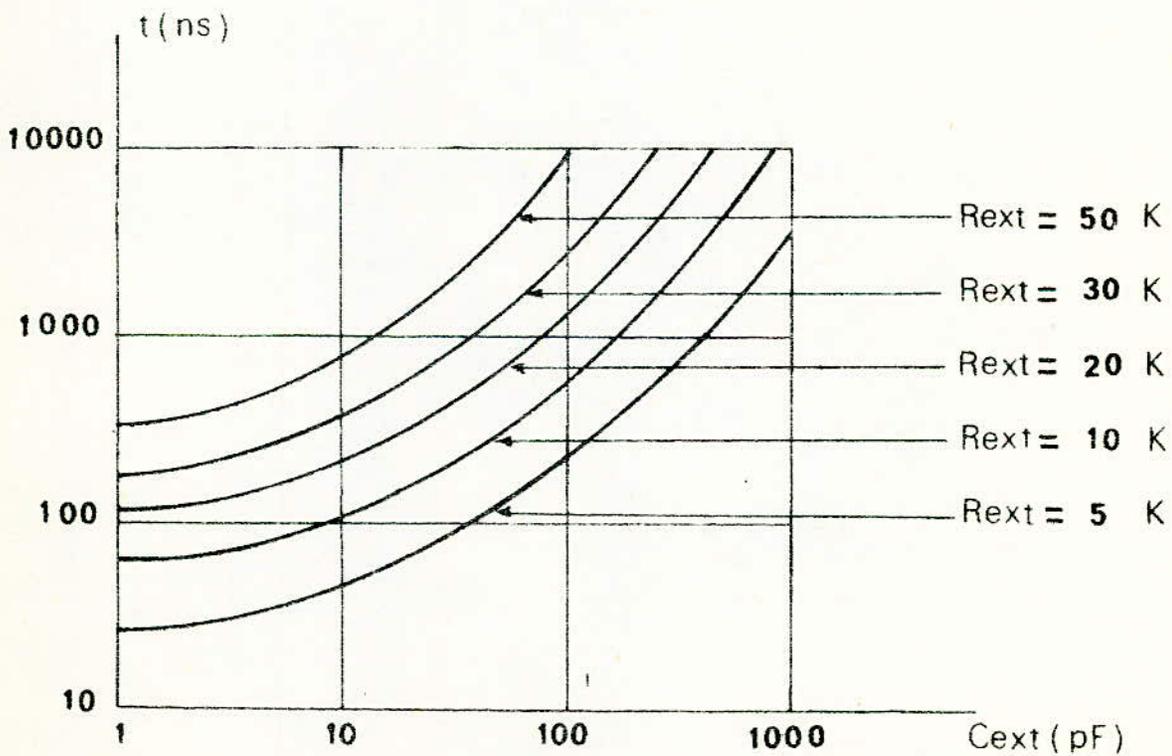
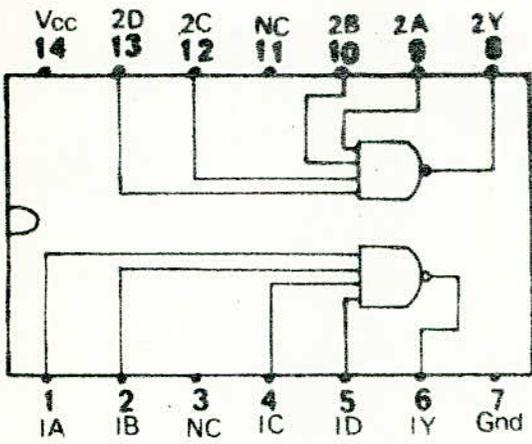
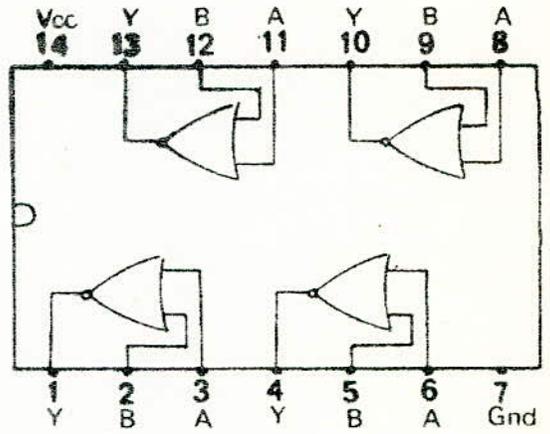


FIG-8- Diagramme donnant t en fonction de R_{ext} et C_{ext}

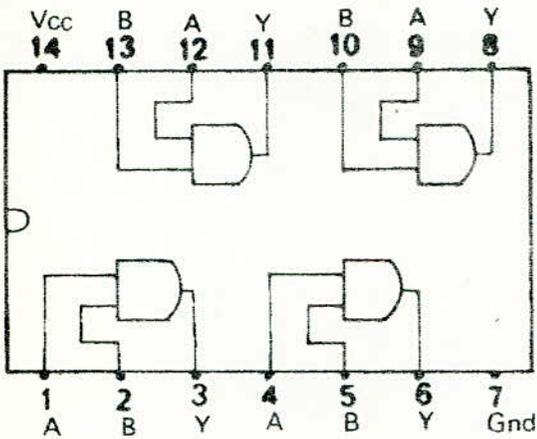
FIG-9- Brochage des circuits intégrés utilisés



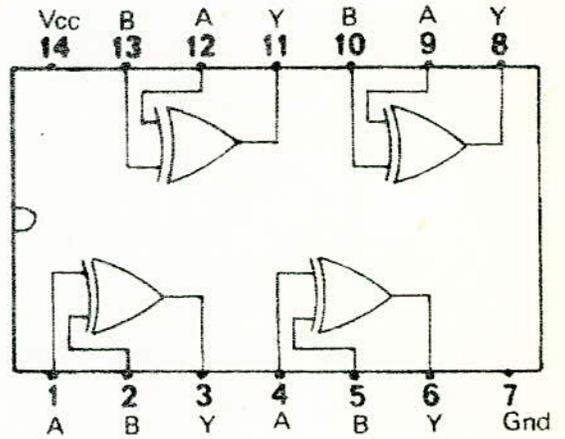
SN 7413



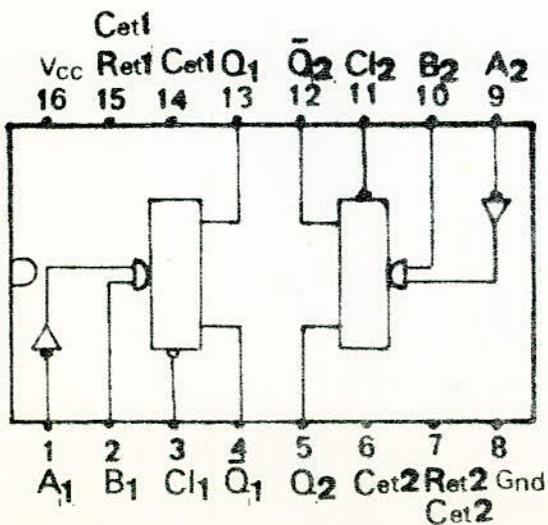
SN 7402



SN 7408



SN 7486



SN 74123

TTL
SSI

TYPES SN54LS122, SN54LS123, SN74LS122, SN74LS123
SINGLE AND DUAL RETRIGGERABLE
MONOSTABLE MULTIVIBRATORS WITH CLEAR

WILLYS, INC. DLS 7412113 MARCH 1974

- Functionally and Mechanically Identical to SN54122/SN74122 and SN54123/SN74123
- Retriggerable for Very Long Output Pulses Up to 100% Duty Cycle
- Overriding Clear Terminates Output Pulse
- Low Power Dissipation:
LS122 30 mW Typical
LS123 60 mW Typical

- Compensated for VCC and Temperature Variations
- D.C. Triggered from Active-High or Active-Low Gated Logic Inputs
- LS122 Has Internal 10-kΩ Timing Resistor
- Diode-Clamped Inputs
- Compatible for Use with TTL or DTL

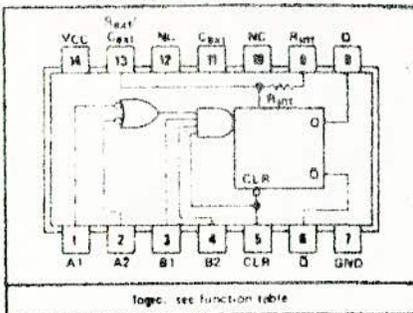
LS122 FUNCTION TABLE
(SEE NOTE 1)

INPUTS				OUTPUTS	
CLEAR	A1	A2	B1	B2	Q
X	X	X	X	X	H
X	X	X	X	L	H
X	X	X	L	X	H
X	X	X	L	L	H
X	X	L	X	X	H
X	X	L	L	X	H
X	X	L	L	L	H
X	L	X	X	X	H
X	L	X	L	X	H
X	L	X	L	L	H
X	L	L	X	X	H
X	L	L	L	X	H
X	L	L	L	L	H
X	L	L	L	L	L
L	X	X	X	X	H
L	X	X	X	L	H
L	X	X	L	X	H
L	X	X	L	L	H
L	X	L	X	X	H
L	X	L	L	X	H
L	X	L	L	L	H
L	L	X	X	X	H
L	L	X	L	X	H
L	L	X	L	L	H
L	L	L	X	X	H
L	L	L	L	X	H
L	L	L	L	L	H
L	L	L	L	L	L

LS123 FUNCTION TABLE
(SEE NOTE 1)

INPUTS				OUTPUTS	
CLEAR	A	B	Q	Q	Q
X	X	X	X	H	H
X	X	X	L	H	H
X	X	L	X	H	H
X	X	L	L	H	H
X	L	X	X	H	H
X	L	X	L	H	H
X	L	L	X	H	H
X	L	L	L	H	H
L	X	X	X	H	H
L	X	X	L	H	H
L	X	L	X	H	H
L	X	L	L	H	H
L	L	X	X	H	H
L	L	X	L	H	H
L	L	L	X	H	H
L	L	L	L	H	H
L	L	L	L	L	L

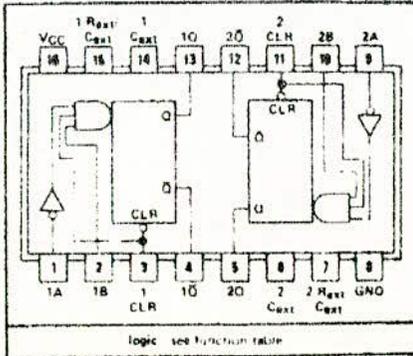
SN54LS122 J OR W PACKAGE
SN74LS122 J OR N PACKAGE
(TOP VIEW) (SEE NOTES 2 THRU 5)



logic: see function table

NC: No internal connection

SN54LS123 J OR W PACKAGE
SN74LS123 J OR N PACKAGE
(TOP VIEW) (SEE NOTES 2 THRU 5)



logic: see function table

description

The LS122 and LS123 multivibrators feature d.c. triggering from gated low-level active (A) and high-level-active (B) inputs, and also provide overriding direct clear inputs. Complementary outputs are provided. The retrigger capability simplifies the generation of output pulses of extremely long duration. By triggering the input before the output pulse is terminated, the output pulse may be extended. The overriding clear capability permits any output pulse to be terminated at a predetermined time independent of the timing components R and C. Enough Schmitt hysteresis is provided to ensure jitter-free triggering from the B inputs with transition rates as slow as 1 volt per second. Figure 1 illustrates triggering the one-shot with the high-level active (B) inputs.

TYPES SN54LS122, SN54LS123, SN74LS122, SN74LS123
SINGLE AND DUAL RETRIGGERABLE
MONOSTABLE MULTIVIBRATORS WITH CLEAR

absolute maximum ratings over operating free air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, V _{CC} (see Note 1)	7 V
Input voltage	7 V
Operating free air temperature range	SN54LS122, SN54LS123 55°C to 125°C SN74LS122, SN74LS123 0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C

NOTE 1: Voltage values are with respect to network ground terminal.

recommended operating conditions

	SN54LS122			SN74LS123			UNIT
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Supply voltage, V _{CC}	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output current, I _{OH}			400			400	μA
Low-level output current, I _{OL}			4			8	mA
Pulse width, t _{pw}	A or B inputs high	40		40			ns
	A or B inputs low	40		40			
	Clear low	40		40			
External timing resistance, R _{ext}	5	725	5	360			kΩ
External capacitance, C _{ext}	No restriction			No restriction			
Wiring capacitance at R _{ext} /C _{ext} terminal				50			60 pF
Operating free-air temperature, T _A	55	125	D	70			°C

electrical characteristics over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹	SN54LS122			SN74LS123			UNIT	
		MIN	TYP ²	MAX	MIN	TYP	MAX		
V _{IH}	High-level input voltage	2		2				V	
V _{IL}	Low-level input voltage			0.7			0.8	V	
V _I	Input clamp voltage	V _{CC} - MIN, I _I = -18 mA			1.5		1.5	V	
V _{OH}	High-level output voltage	V _{CC} - MIN, V _{IH} = 2 V			2.5	3.5	2.7	3.5	V
V _{OL}	Low-level output voltage	V _{CC} - MIN, V _{IH} = 2 V, I _{OL} = 4 mA			0.25	0.4	0.25	0.4	V
		V _{IL} = V _{IL} max, I _{OL} = 8 mA					0.35	0.5	
I _I	Input current at maximum input voltage	V _{CC} = MAX, V _I = 7 V			0.1		0.1	mA	
I _{IH}	High-level input current	V _{CC} = MAX, V _I = 2.7 V			20		20	μA	
I _{IL}	Low-level input current	V _{CC} = MAX, V _I = 0.4 V			0.4		0.4	mA	
I _{OS}	Short-circuit output current ³	V _{CC} = MAX			15	100	15	100	mA
I _{CC}	Supply current	V _{CC} = MAX, See Note 2			6	11	6	11	mA
I _{CC}	Quiescent or triggered	V _{CC} = MAX, See Note 2			12	20	12	20	mA

¹ Test conditions shown as MIN or MAX use the appropriate value specified under recommended operating conditions.
² All typical values are at V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C.
³ Pulse more than one output should be shored at a time, and duration of the short circuit should not exceed one second.
 NOTE 2: With all outputs open and 4.5 V applied to all data and clear inputs, t_{QC} is measured after a complementary ground then 4.5 V is applied to clock.

NOTES: 1. H = high-level (steady state), L = low-level (steady state), T = transition from low to high level, F = transition from high to low level, □ = one high-level pulse, ▽ = one low-level pulse, X = irrelevant (any input, including transitions).
 2. To use the internal timing resistor of LS122, connect R_{int} to V_{CC}.
 3. An external timing capacitor may be connected between C_{ext} and R_{ext} (C_{ext} positive).
 4. For a state-extendable pulse width, connect an external resistor between R_{ext}, C_{ext} and V_{CC} with R_{ext} at the output.
 5. To obtain a state pulse width, connect a variable resistance between R_{ext}, C_{ext} and V_{CC}.

CIRCUIT TYPES SN5486, SN7486
 QUADRUPLE 2-INPUT EXCLUSIVE-OR GATES

TTL
 MSI

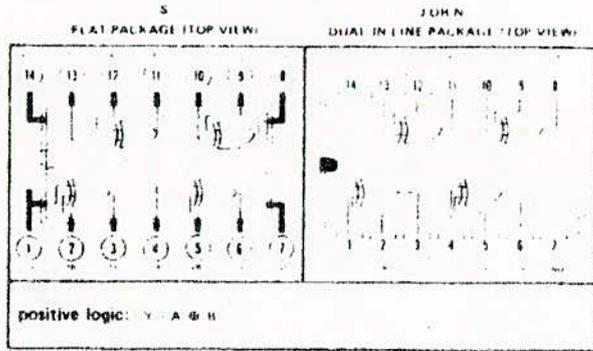
CIRCUIT TYPES SN5486, SN7486
 QUADRUPLE 2-INPUT EXCLUSIVE-OR GATES

- Input Clamping Diodes Simplify System Design
- Fully Compatible with TTL, DTL, and Other MSI Circuits
- Typical Propagation Delay Times: 12 ns

logic

TRUTH TABLE

INPUTS		OUTPUT
A	B	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0



description

Each of these monolithic, quadruple 2-input exclusive-OR gates utilize TTL circuitry to perform the function $Y = AB + \bar{A}\bar{B}$. When the input states are complementary, the output goes to a logical 1.

These circuits are fully compatible for use with other TTL or DTL circuits. Input clamping diodes are provided to minimize transmission line effects and thereby simplify system design. Input buffers are used to lower the fan-in requirement to only one normalized series 54/74 load. A full fan-out to 10 normalized series 54/74 loads is available from each of the outputs in the logical 0 state. A fan-out of 20 is provided in the logical 1 state to facilitate connection of unused inputs to used inputs. Propagation delay is 12 nanoseconds and power dissipation is 17.5 milliwatts typically for each exclusive OR function.

The SN5486 is characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C and the SN7486 is characterized for operation from 0°C to 70°C.

absolute maximum ratings (over operating temperature range unless otherwise noted)

Supply Voltage V_{CC} (See Note 1)	7 V
Input Voltage V_{in} (See Note 1)	5.5 V
Operating Case Temperature Range: SN5486S	-55°C to 125°C
Operating Free Air Temperature Range: SN5486J, SN5486N	-55°C to 125°C
SN7486 Circuits	0°C to 70°C
Storage Temperature Range	-65°C to 150°C

NOTE 1: These voltage values are with respect to unswitched ground terminal.

recommended operating conditions (over operating temperature range)

Supply Voltage V_{CC} (See Note 1): SN5486 Circuits
 SN7486 Circuits
 Normalized Fan-out from each output: N: Logical 0
 Logical 1

MIN	NOM	MAX	UNIT
4.5	5	5.5	V
4.75	5	5.25	V
		10	
		20	

electrical characteristics (over operating temperature range unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST FIGURE	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
$V_{IH(1)}$ Input voltage required to ensure logical 1 at any input terminal	1	V_{CC} MIN	2			V
$V_{IL(1)}$ Input voltage required to ensure logical 0 at any input terminal	1	V_{CC} MIN			0.8	V
$V_{OH(1)}$ Logical 1 output voltage	1	V_{CC} MIN, $V_{in(1)} = 2V$, $V_{in(2)} = 0.8V$, $I_{load} = 800 \mu A$	2.4			V
$V_{OL(1)}$ Logical 0 output voltage	2	V_{CC} MIN, $V_{in(1)} = 2V$, $V_{in(2)} = 0.8V$, $I_{load} = 16 mA$			0.4	V
$I_{in(1)}$ Logical 1 level input current (each input)	3	V_{CC} MAX, $V_{in} = 2.4V$, $V_{in} = 5.5V$		40		μA
$I_{in(2)}$ Logical 0 level input current (each input)	4	V_{CC} MAX, $V_{in} = 0.4V$			1.0	mA
I_{OS} Short circuit output current I	5	V_{CC} MAX, $V_{in(1)} = 4.5V$, $V_{in(2)} = 0$	SN5486: 20 SN7486: 18		55	mA
I_{CI} Supply current	6	V_{CC} MAX, $V_{in} = 4.5V$	SN5486: 30 SN7486: 30		43 50	mA

* For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions for the applicable circuit type.

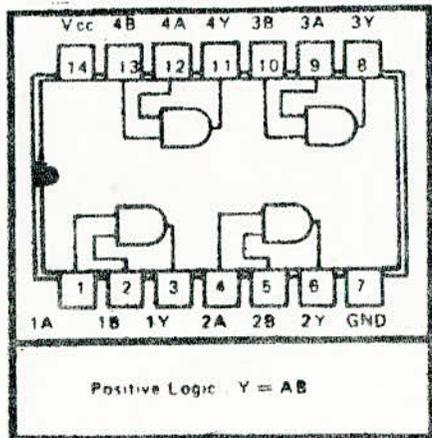
† All typical values are at $V_{CC} = 5V$, $T_A = 25^\circ C$.
 ‡ Not more than one output should be shorted at a time.

switching characteristics, $V_{CC} = 5V$, $T_A = 25^\circ C$, $N = 10$

PARAMETER	TEST FIGURE	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
$t_{r(0)}$ Propagation delay time to logical 0 level (other input low)	1	15 pF, $\tau_f = 400 \Omega$		11	17	ns
$t_{r(1)}$ Propagation delay time to logical 1 level (other input low)	2	15 pF, $\tau_f = 400 \Omega$		15	23	ns
$t_{r(0)}$ Propagation delay time to logical 0 level (other input high)	3	15 pF, $\tau_f = 400 \Omega$		11	20	ns
$t_{r(1)}$ Propagation delay time to logical 1 level (other input high)	4	15 pF, $\tau_f = 400 \Omega$		15	30	ns

PRELIMINARY DATA

J OR N DUAL IN-LINE PACKAGE (TOPVIEW)



features

- performs positive AND negative OR
- reduces system package count

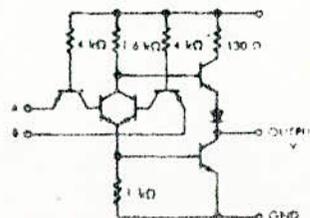
description

These Series 54/74 TTL gates provide the system designer with direct implementation of the positive AND or negative OR functions. This virtually eliminates the need for extra packages and resultant wiring to perform more signal inverting functions.

The SN5408/SN7408, with totem-pole output, drives 10 normalized Series 54/74 logical 0 and 20 logical 1 loads. The SN5409/SN7409, with open-collector output, provides additional logic flexibility as the outputs may be wire-OR connected to extend the AND function. The SN5409/SN7409 will sink sufficient current to drive 10 normalized Series 54/74 logical 0 loads.

The SN5408 and SN5409 are characterized for operation over the full military temperature range of 55°C to 125°C, the SN7408 and SN7409 are characterized for operation from 0°C to 70°C.

schematic (each gate)

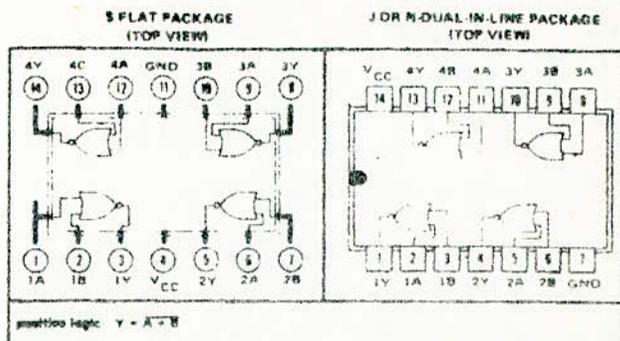


NOTE: Component values shown are nominal.

recommended operating conditions

Supply Voltage V_{CC} : SN5402 Circuits
SN7402 Circuits
Normalized Fan-Out From Each Output, N :
Operating Free-Air Temperature Range, T_A : SN5402 Circuits
SN7402 Circuits

SN54	SN74	MIN	TYP	MAX	UNIT
		4.5	5	5.5	V
		4.75	5	6.25	V
			10		
		-55	25	125	°C
		0	25	70	°C



electrical characteristics (over recommended operating free-air temperature range unless otherwise noted)

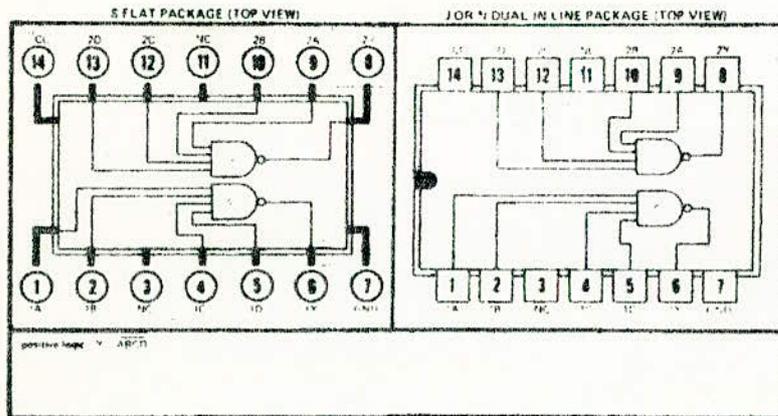
PARAMETER	TEST FIGURE	TEST CONDITIONS ¹	MIN	TYP	MAX	UNIT
$V_{in(1)}$ Logical 1 input voltage required at either input terminal to ensure logical 0 level at output	8	$V_{CC} = \text{MIN}$	2			V
$V_{in(0)}$ Logical 0 input voltage required at both input terminals to ensure logical 1 level at output	9	$V_{CC} = \text{MIN}$			0.8	V
$V_{out(1)}$ Logical 1 output voltage	9	$V_{CC} = \text{MIN}$, $V_{in} = 0.8 \text{ V}$, $I_{load} = -400 \mu\text{A}$	2.4	3.3		V
$V_{out(0)}$ Logical 0 output voltage	10	$V_{CC} = \text{MIN}$, $V_{in} = 2 \text{ V}$, $I_{sink} = 16 \text{ mA}$	0.22	0.4		V
$I_{in(0)}$ Logical 0 level input current (each input)	11	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{in} = 0.4 \text{ V}$			-1.6	mA
$I_{in(1)}$ Logical 1 level input current (each input)	12	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{in} = 2.4 \text{ V}$, $V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{in} = 5.5 \text{ V}$			40	μA
I_{OS} Short-circuit output current ²	13	$V_{CC} = \text{MAX}$				mA
$I_{CC(0)}$ Logical 0 level supply current	14	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{in} = 5 \text{ V}$			14	mA
$I_{CC(1)}$ Logical 1 level supply current	14	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{in} = 0$			8	mA

switching characteristics, $V_{CC} = 5 \text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $N = 10$

PARAMETER	TEST FIGURE	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
t_{pd0} Propagation delay time to logical 0 level	8A	$C_L = 15 \text{ pF}$, $R_L = 400 \Omega$		8	15	ns
t_{pd1} Propagation delay time to logical 1 level	8B	$C_L = 15 \text{ pF}$, $R_L = 400 \Omega$		12	22	ns

¹ For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions for the applicable device type.
² All typical values are at $V_{CC} = 5 \text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$.
³ Not more than one output should be shorted at a time.

PRELIMINARY DATA



Features

- stable operation from very slow input ramps
- threshold levels temperature compensated
use for accurate circuit delays
- very high noise immunity plus regeneration
action produces ideal pulse shaper
- 0.8 volt temperature compensated hysteresis
- inputs and outputs TTL and DTL compatible
- typical propagation delay time 17 nano
seconds
- typical power dissipation 85 milliwatts
total

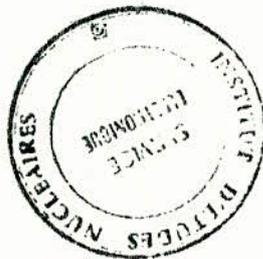
Description

The SN5413/SN7413 dual Schmitt trigger consists of two identical Schmitt trigger circuits in monolithic integrated circuit form. Logically each circuit functions as a four input NAND gate, but because of the Schmitt action, the gate has different input threshold levels for positive and negative going signals. The hysteresis, or backlash, which is the difference between the two threshold levels, is typically 800 millivolts.

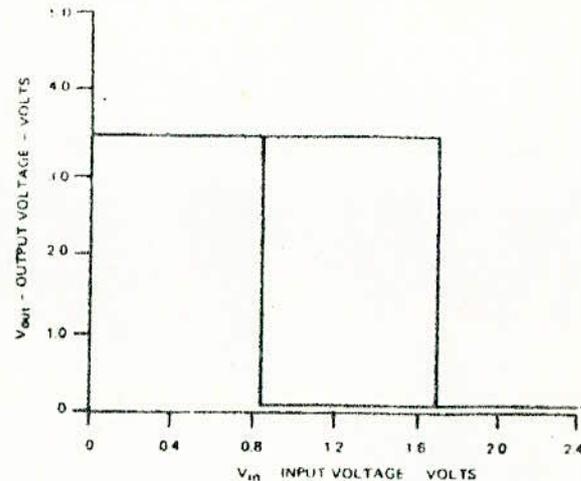
An important design feature is the built-in temperature compensation, which ensures very high stability of the threshold levels and the hysteresis over a very wide temperature range. Typically the hysteresis changes by less than 0.3 mV/°C over -55°C to +125°C, and over the 0°C to 70°C range it is typically unchanged.

The Schmitt trigger will trigger from very slow input ramps, producing a stable output signal. It can also be triggered from straight dc levels.

These circuits are completely compatible with all popular TTL or DTL families. Typical average power dissipation is 42.5 milliwatts per gate, and average propagation delay time is 17 nanoseconds. Typically the SN5413 is characterized for operation over the 0°C to 70°C operating temperature range of -55°C to 125°C, and the SN7413 is characterized for operation from 0°C to 70°C.

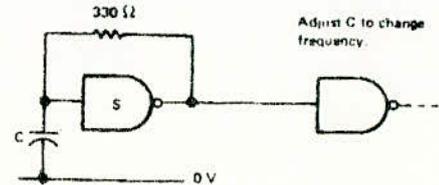


PRELIMINARY DATA



Applications

- 1 As TTL system interface for slow input waveforms
- 2 As line receiver making use of high noise immunity
- 3 As multivibrator for clock generation. Example: 0.1 Hz to 10 MHz



- 4 Threshold detector
- 5 Pulse shaper. Example: sine-wave-to-square-wave converter

III - LE CONVERTISSEUR ANALOGIQUE-NUMERIQUE :

III-1 - Principe :

Le convertisseur réalisé est à modulation de durée .

Son schéma de principe est donné figure 1 .

Il est essentiellement constitué de :

- Une bascule D .
- Une source de courant constant I_0 chargeant une capacité C .
- Un comparateur .
- Un oscillateur pilote de fréquence f_0 .
- Une porte logique AND .
- Un compteur décimal à sorties parallèles .
- Un décodeur-afficheur .

Son principe de fonctionnement est le suivant :

Au repos , la sortie Q de la bascule D est à l'état 0 bloquant ainsi le transistor T_1 qui à son tour bloque la source de courant constituée par T_2 .

La sortie \bar{Q} étant à 1 , c'est à dire à un potentiel d'environ 5 V , le transistor T_3 conduit maintenant ainsi la capacité C déchargée . Le point c étant à la masse . Le comparateur délivre alors un niveau de tension positive correspondant au 1 logique qui est appliqué à l'entrée Clear de la bascule D dont l'entrée D est portée en permanence à l'état 1 .

L'impulsion de départ appliquée à l'entrée Clock de la bascule D fait basculer celle-ci .

Q passe à 1 , rendant conducteur T_1 , qui amorce la source de courant .

\bar{Q} passe à 0 bloquant ainsi T_3 .

La capacité C commence à se charger .

D'autre-part , la porte AND devient passante ; les impulsions en provenance du compteur de l'oscillateur parviennent au compteur .

Lorsque la tension V_c aux bornes de C franchit la valeur V_e du signal à convertir , le comparateur bascule , ramenant la bascule dans l'état de départ , bloquant donc la porte AND , ce qui interrompt le comptage .

Le compteur affiche alors la valeur cherchée .

III-2 - L'oscillateur pilote :

Son schéma est donné figure 3 .

La fréquence d'oscillation est donnée par la relation :

$$f_0 = 1/T_0$$

Avec

$$T_0 = 2 R C \log \frac{1 + \frac{R_4}{R_4 + R_3}}{1 - \frac{R_4}{R_4 + R_3}}$$

Nous avons pris :

$$R_3 = R_4 = 1 \text{ K}$$

$$C = 330 \text{ pF}$$

La fréquence d'oscillation a été fixée à $f_0 = 50 \text{ KHz}$

Nous tirons :

$$R = 3 \text{ K}$$

Pour une meilleure précision , nous avons mis une résistance ajustable de 5 K .

III-3 - La source de courant :

Elle est constituée par le transistor T_2 dont le courant de collecteur $i_c = I_0$ charge la capacité C .

Lorsque T_1 est bloqué , aucun courant ne circule dans R_C T_2 est également bloqué .

Le transistor T_2 étant un 2N 1309 , on note :

$$i_{c \text{ max}} = 300 \text{ mA}$$

$$\beta = 80$$

On fixe

$$I_0 = 10 \text{ mA}$$

D'ou

$$i_b = 0,125 \text{ mA}$$

La tension maximale appliquée à l'entrée du comparateur est de 10 V (elle correspond à 180 degrés) .

C'est la valeur maximale que prend V_c .

Il faut donc que le potentiel de l'emmeteur soit supérieur ou égal à 10 V .

Compte-tenu de cela , on prend :

$$R_{10} = 300 \Omega$$

Pour maintenir I_0 constant , il faut que le pont constitue par R_8 et R_9 ait une résistance suffisamment faible pour que l'on puisse négliger i_b devant le courant I qui le

traverse .

On prend :

$$R_9 = 10 \text{ K}$$

D'autre-part , l'application du théorème de thévenin nous permet d'écrire :

$$V_{cc} \frac{R_9}{R_9 + R_8} = \frac{R_9 \cdot R_8}{R_9 + R_8} i_b + V_{BE} + R_{10} i_e$$

Compte-tenu de ce qui précède , on tire :

$$R_8 = 0,8 \text{ K}$$

III-4 - Détermination de la capacité de charge C :

Durant le temps de comptage T , la tension Vc croit linéairement :

$$V_c = \frac{I_o}{C} t$$

Le comparateur compare cette tension au signal d'entrée Ve .
A la coïncidence , c'est à dire au bout du temps T , le comptage est interrompu .

Nous avons :

$$T = \frac{V_e \cdot C}{I_o}$$

Le nombre d'impulsions comptées est :

$$N = \frac{V_e \cdot C}{I_o} \cdot f_o$$

Dans notre cas , il faut que ce nombre soit de 180 quand la tension Ve est de 10 V .

Or

$$C = \frac{N \cdot I_o}{V_e \cdot f_o}$$

Nous tirons :

$$C = 3,6 \mu\text{F}$$

III-5 - Lé compteur :

Il s'agit d'un compteur décimal réalisé à partir de trois compteurs binaires de type MC 14518 bouclés selon le montage figure 2 .

Chaque compteur binaire se remet automatiquement à 0 quand la configuration 1010 correspondant au nombre 10 est présente à sa sortie .

Les sortie des compteurs sont ensuite appliquées à des décodeurs afficheurs de type TIL 311.

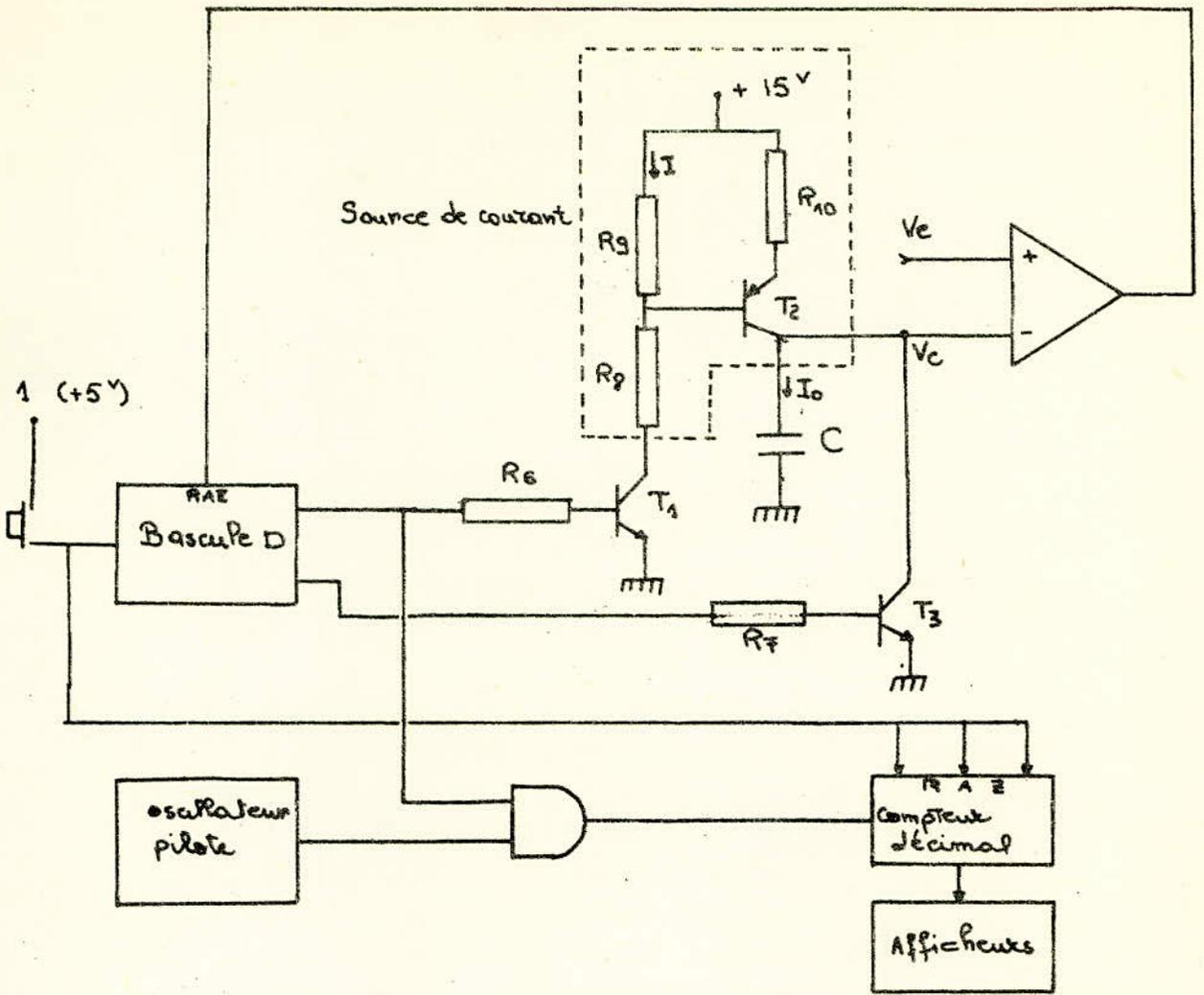


fig - 1 Schéma synoptique

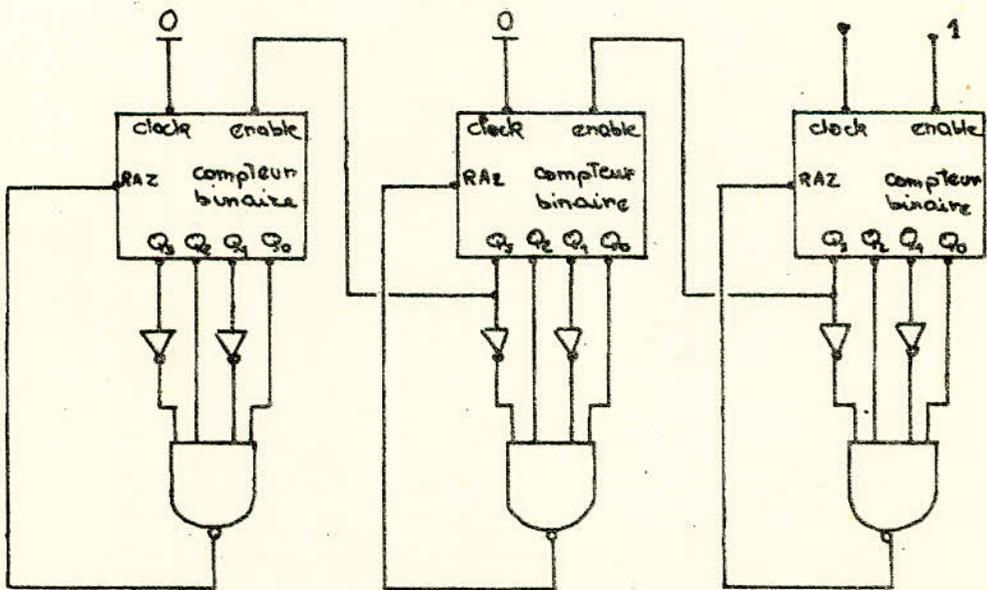


fig - 2 Schéma du compteur décimal

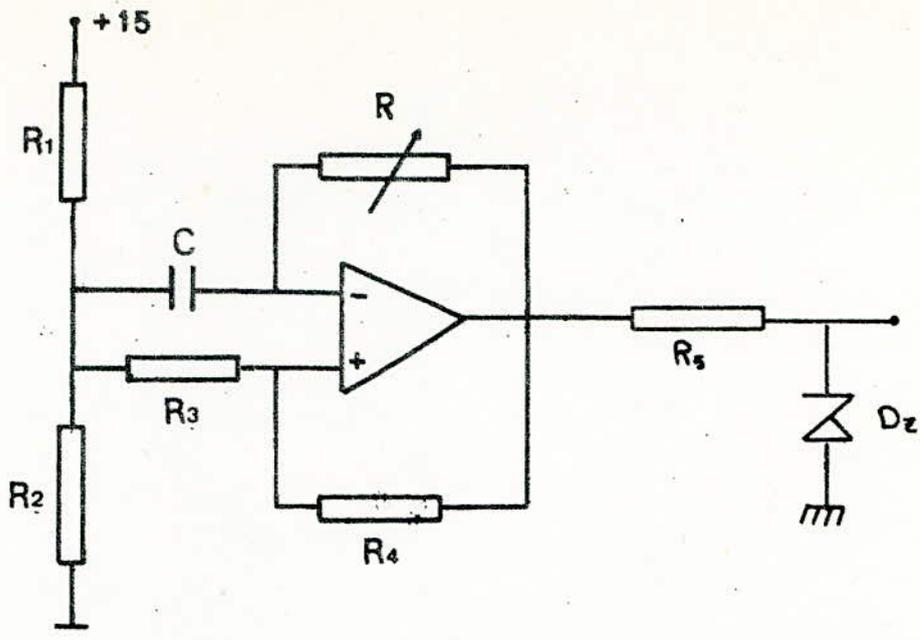


fig 3 Schéma de l'oscillateur

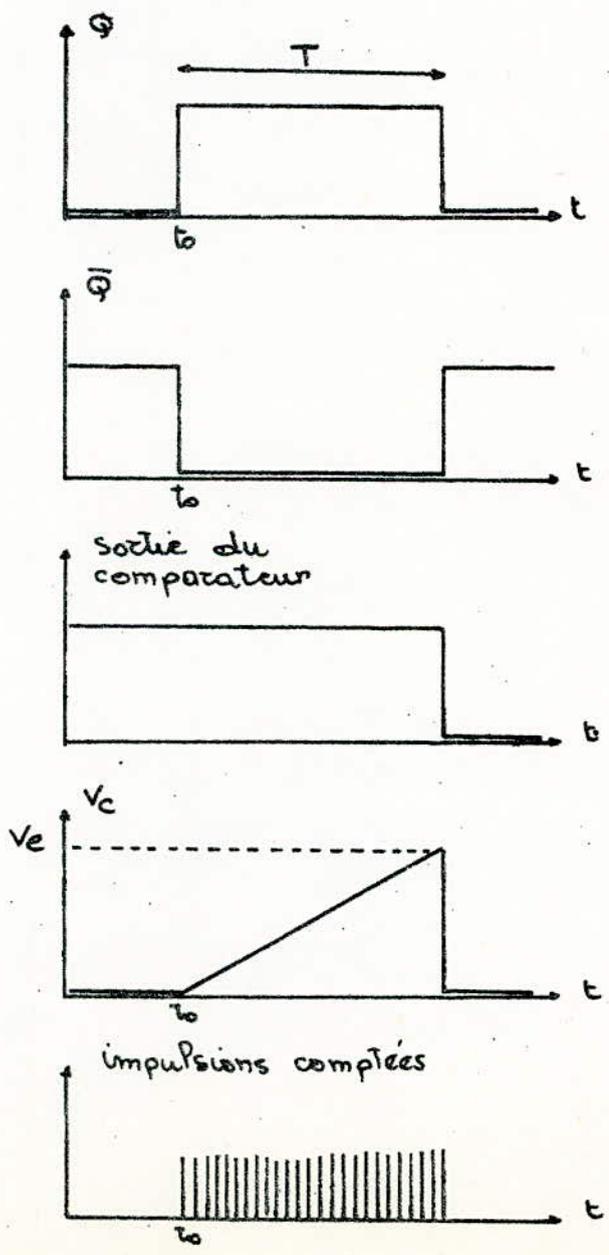


fig-4 chronogramme

logic

TRUTH TABLE (See Notes 1 thru 3)

t_n INPUT			t_{n+1} INPUT			OUTPUT
A1	A2	B	A1	A2	B	
1	1	0	1	1	1	Inhibit
0	X	1	0	X	0	Inhibit
X	0	1	X	0	0	Inhibit
0	X	0	0	X	1	One Shot
X	0	0	X	0	0	One Shot
1	1	1	X	0	1	One Shot
1	1	1	0	X	1	One Shot
X	0	0	X	1	0	Inhibit
0	X	0	1	X	0	Inhibit
X	0	1	1	1	1	Inhibit
X	X	1	1	1	1	Inhibit
1	1	0	X	0	0	Inhibit
1	1	0	0	X	0	Inhibit

$1 = V_{IH(1)} \geq 2V$
 $0 = V_{IL(1)} < 0.8V$

- NOTES: 1. t_n = time before input transition.
 2. t_{n+1} = time after input transition.
 3. X indicates that either a logical 0 or 1 may be present.
 4. NC = No Internal Connection.

description

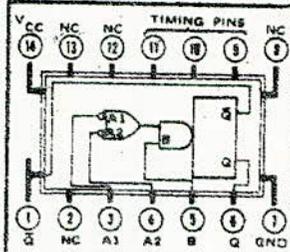
This monolithic TTL monostable multivibrator features d-c triggering from positive or gated negative-going inputs with inhibit facility. Both positive and negative-going output pulses are provided with full fan-out to 10 normalized loads.

Pulse triggering occurs at a particular voltage level and is not directly related to the transition time of the input pulse. Schmitt-trigger input circuitry (TTL compatible) and featuring temperature-independent backlash, See Figure L1 for the B input allows jitter-free triggering from inputs with transition times as slow as 1 volt/second, providing the circuit with an excellent noise immunity of typically 1.2 volts. A high immunity to V_{CC} noise of typically 1.5 volts is also provided by internal latching circuitry.

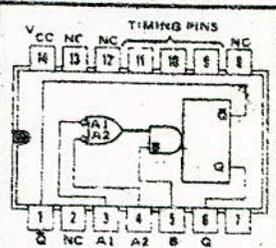
Once fired, the outputs are independent of further transitions on the inputs and are a function only of the timing components. Input pulses may be of any duration relative to the output pulse. Output pulse lengths may be varied from 40 nanoseconds to 40 seconds by choosing appropriate timing components. With no external timing components (i.e., pin 10 connected to pin 14, pins 13, 11 open) an output pulse of typically 30 nanoseconds is achieved which may be used as a d-c triggered reset signal. Output rise and fall times are TTL compatible and independent of pulse length.

Pulse width is achieved through internal compensation and is virtually independent of V_{CC} and temperature. In most applications, pulse stability will only be limited by the accuracy of external timing components.

8 FLAT PACKAGE (TOP VIEW) (SEE NOTES 5 THRU 8)

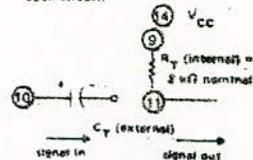


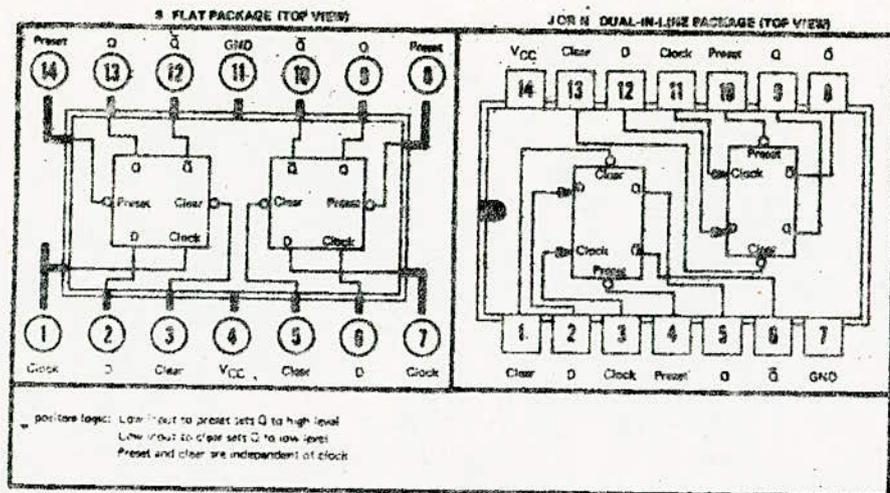
J OR N DUAL IN-LINE PACKAGE (TOP VIEW) (SEE NOTES 6 THRU 8)



positive logic: see truth table and notes 5 and 6

- A1 and A2 are negative-edge-triggered logic inputs, and will trigger the one shot when either or both go to logical 0 with B at logical 1.
- B is a positive Schmitt-trigger input for slow edges or level detection, and will trigger the one shot when B goes to logical 1 with either A1 or A2 at logical 0. (See Truth Table).
- External timing capacitor may be connected between pin 10 (positive) and pin 11. With no external capacitance, an output pulse width of typically 30 ns is obtained.
- To use the internal timing resistor (2 kΩ nominal), connect pin 9 to pin 10.
- To obtain variable pulse width connect external variable resistance between pin 9 and pin 10. No external current limiting is needed.
- For accurate resettable pulse width, connect an external resistor between pin 1 and pin 6 with pin 7 open-circuit.





Features

- positive edge triggering
- totem-pole outputs
- typical clock frequency, 43 megahertz
- typical power dissipation: 75 milliwatts per flip-flop

Description

The SN54H74, SN74H74 are monolithic high-speed dual D-type edge-triggered flip-flops, which utilize TTL circuitry to perform the D-type flip-flop logic. Each flip-flop has individual clear and preset inputs, and also complementary Q and \bar{Q} outputs.

Input information on D is transferred to the Q output on the positive-going edge of the clock pulse. Clock triggering occurs, at a voltage level of the clock pulse and is not directly related to the transition time of the positive-going pulse. After the clock input threshold voltage has been passed the data input D is locked out.

These circuits are fully compatible for use with other TTL or DTL circuits. Input-clamping diodes are provided to minimize transmission-line effects and simplify system design. A full fan-out to 10 normalized series 54H/74H loads is available from each of the outputs in the low state. In the high state a fan-out of 20 is available to facilitate tying unused inputs to used inputs. Clock frequency is 43 megahertz typically, with a typical power dissipation of 75 milliwatts per flip-flop.

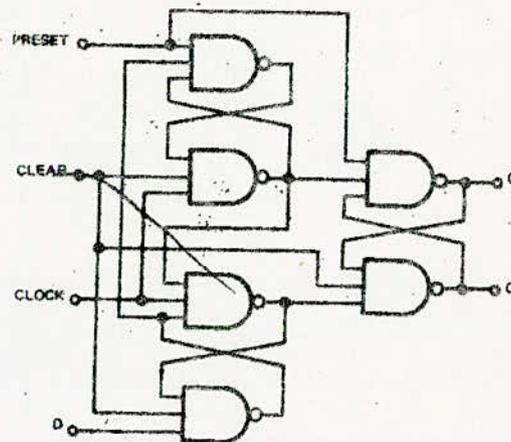
The SN54H74 is characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C ; the SN74H74 is characterized for operation from 0°C to 70°C .

TRUTH TABLE (Each Flip-Flop)

t_0	t_{n+1}	
INPUT D	OUTPUT Q	OUTPUT \bar{Q}
L	L	H
H	H	L

- NOTES:
1. t_0 = bit time before clock pulse.
 2. t_{n+1} = bit time after clock pulse.
 3. L = low voltage (logical 0) and H = high voltage (logical 1).

Functional block diagram (each flip-flop)



Applications

This circuit is basically a bistable latch and is commonly used in the implementation of temporary storage or buffer registers. However, these flip-flops can also be used in digital counter circuits, and the use of an SN54H74, SN74H74 in the first stages of ripple counters, or at all stages of synchronous counters, could more than double the speed of the counter. A few possibilities are:

- Shorten access time (and resultant cycle times) to data transferred through buffer and storage registers
- Double input clock rate (and operating speed) of existing ripple counter by replacing SN5474/SN7474 with SN54H74/SN74H74. Consider loading differential on driving circuit.
- Construct specialized counters with operating frequencies up to 35 MHz.
- Significant savings are realized by using the SN54H74/SN74H74 in high speed applications where input gating is not required.



MOTOROLA
Semiconductors

BOX 20912, PHOENIX, ARIZONA 85036

MC14518B
MC14520B

DUAL UP COUNTERS

The MC14518B dual BCD counter and the MC14520B dual binary counter are constructed with MOS P-channel and N-channel enhancement mode devices in a single monolithic structure. Each consists of two identical, independent, internally synchronous 4-stage counters. The counter stages are type D flip-flops, with interchangeable Clock and Enable lines for incrementing on either the positive-going or negative-going transition as required when cascading multiple stages. Each counter can be cleared by applying a high level on the Reset line. In addition, the MC14518B will count out of all undefined states within two clock periods. These complementary MOS up counters find primary use in multi-stage synchronous or ripple counting applications requiring low power dissipation and/or high noise immunity. Additional characteristics can be found on the Family Data Sheet.

- Quiescent Current = 5.8 nA/package typical @ 5 Vdc
- Noise Immunity = 45% of VDD typical
- Diode Protection on All Inputs
- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Low Input Capacitance = 5.0 pF typical
- Internally Synchronous for High Internal and External Speeds
- Logic Edge-Clocked Design - Incremented on Positive Transition of Clock or Negative Transition on Enable
- 8.0 MHz Counting Rate
- Capable of Driving Two Low-power TTL Loads, One Low-power Schottky TTL Load or Two HTL Loads Over the Rated Temperature Range

MAXIMUM RATINGS (Voltages referenced to VSS)

Rating	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	VDD	-0.5 to +18	Vdc
Input Voltage, All Inputs	Vin	-0.5 to VDD + 0.5	Vdc
DC Current Drain per Pin	I	10	mA dc
Operating Temperature Range - AL Device	TA	-55 to +125	°C
CL/CP Device		-40 to +85	
Storage Temperature Range	Tstg	-65 to +150	°C

TRUTH TABLE

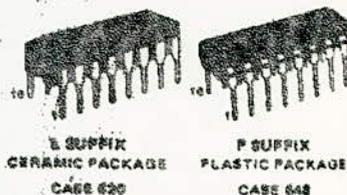
CLOCK	ENABLE	RESET	ACTION
↑	1	0	Increment Counter
0	1	0	Increment Counter
↑	X	0	No Change
X	↑	0	No Change
↑	0	0	No Change
1	↑	0	No Change
X	X	1	Q1 thru Q4 = 0

X = Don't Care

McMOS MSI

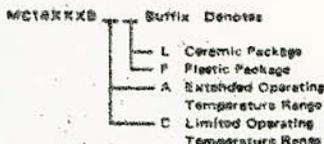
(LOW-POWER COMPLEMENTARY MOS)

DUAL BCD UP COUNTER
(MC14518B)
DUAL BINARY UP COUNTER
(MC14520B)

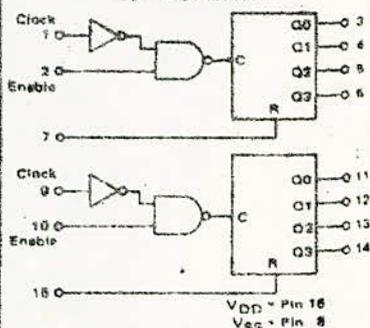


L SUPFIX CERAMIC PACKAGE CASE 620 **P SUPFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648**

ORDERING INFORMATION



BLOCK DIAGRAM



This device contains circuitry to protect the inputs against damage due to high static voltages or electric fields; however, it is advised that normal precautions be taken to avoid application of any voltage higher than maximum rated voltages in this high impedance circuit. For proper operation it is recommended that Vin and Vout be constrained to the range VSS < Vin or Vout < VDD. Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either VSS or VDD).

TYPE TIL311 HEXADECIMAL DISPLAY WITH LOGIC

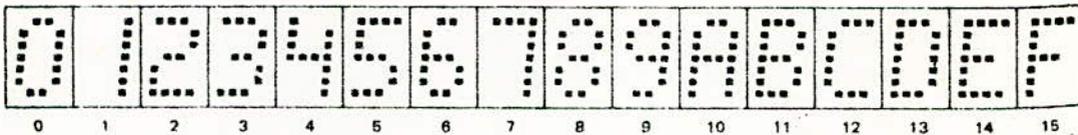
description

This hexadecimal display contains a four-bit latch, decoder, driver, and 4 X 7 light-emitting-diode (LED) character with two externally-driven decimal points in a 14-pin package. A description of the functions of the inputs of this device follows.

FUNCTION	PIN NO.	DESCRIPTION
LATCH STROBE INPUT	5	When low, the data in the latches follow the data on the latch data inputs. When high, the data in the latches will not change. If the display is blanked and then restored while the enable input is high, the previous character will again be displayed.
BLANKING INPUT	8	When high, the display is blanked regardless of the levels of the other inputs. When low, a character is displayed as determined by the data in the latches. The blanking input may be pulsed for intensity modulation.
LATCH DATA INPUTS (A, B, C, D)	3, 2, 13, 12	Data on these inputs are entered into the latches when the enable input is low. The binary weights of these inputs are A = 1, B = 2, C = 4, D = 8.
DECIMAL POINT CATHODES	4, 10	These LEDs are not connected to the logic chip. If a decimal point is used, an external resistor or other current-limiting mechanism must be connected in series with it.
LED SUPPLY	1	This connection permits the user to save on regulated V _{CC} current by using a separate LED supply, or it may be externally connected to the logic supply (V _{CC}).
LOGIC SUPPLY (V _{CC})	14	Separate V _{CC} connection for the logic chip.
COMMON GROUND	7	This is the negative terminal for all logic and LED currents except for the decimal points.

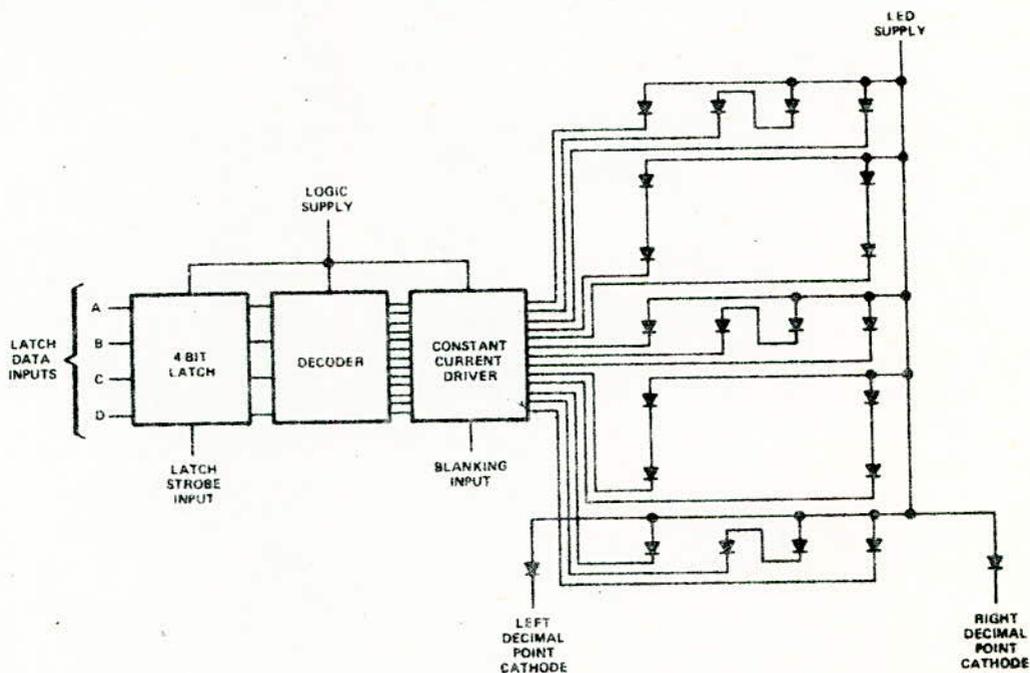
The LED driver outputs are designed to maintain a relatively constant on-level current of approximately five milliamperes through each of the LED's forming the hexadecimal character. This current is virtually independent of the LED supply voltage within the recommended operating conditions. Drive current varies slightly with changes in logic supply voltage resulting in a change in luminous intensity as shown in Figure 2. This change will not be noticeable to the eye. The decimal point anodes are connected to the LED supply; the cathodes are connected to external pins. Since there is no current limiting built into the decimal point circuits, this must be provided externally if the decimal points are used.

The resultant displays for the values of the binary data in the latches are as shown below.



TYPE TIL311 HEXADECIMAL DISPLAY WITH LOGIC

functional block diagram



absolute maximum ratings over operating case temperature range (unless otherwise noted)

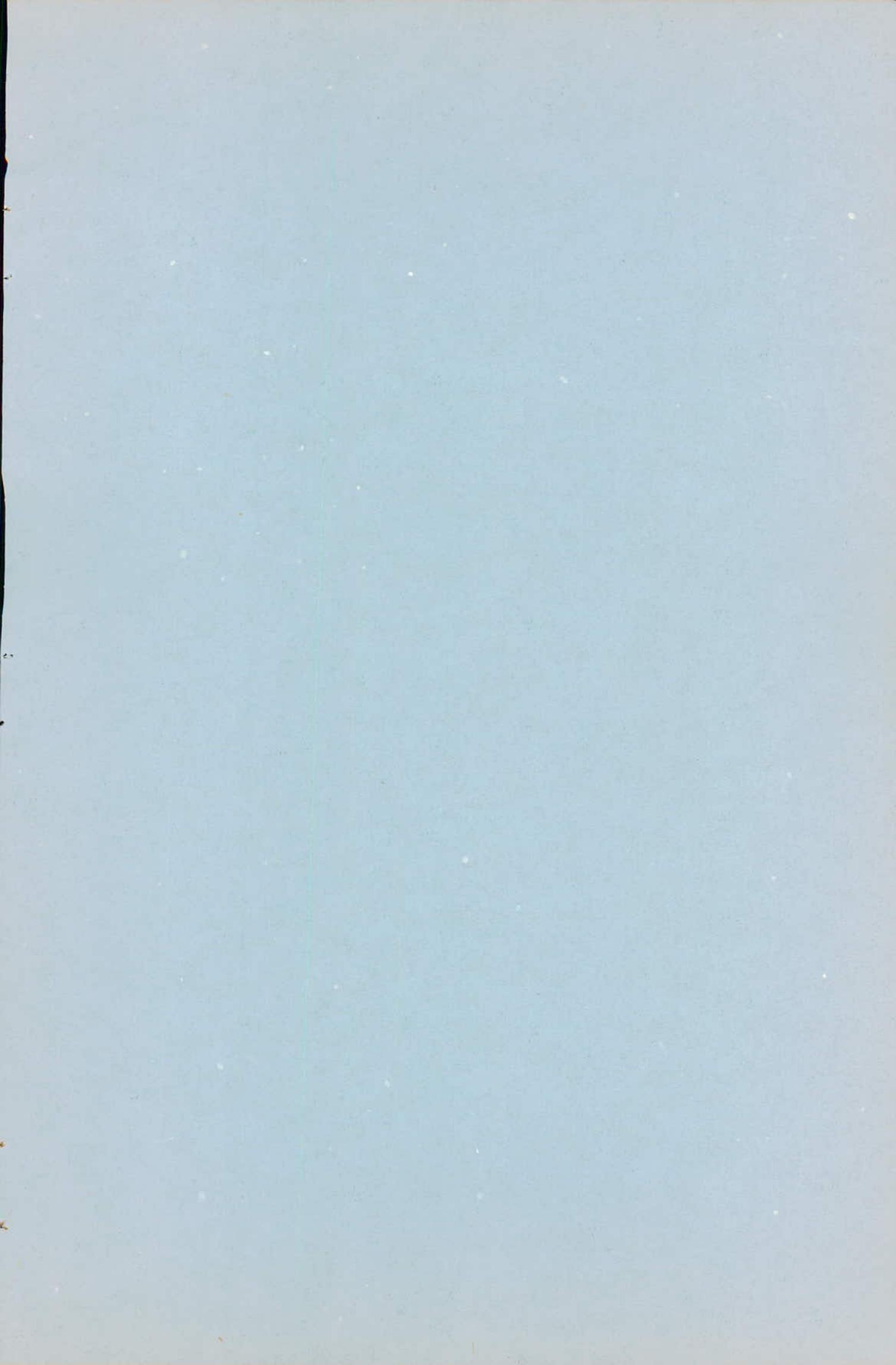
Logic Supply Voltage, V_{CC} (See Note 1)	7 V
LED Supply Voltage (See Note 1)	7 V
Input Voltage (Pins 2, 3, 5, 8, 12, 13; See Note 1)	5.5 V
Decimal Point Current	20 mA
Operating Case Temperature Range (See Note 2)	0°C to 85°C
Storage Temperature Range	-25°C to 85°C

NOTES: 1. Voltage values are with respect to common ground terminal.
2. Case temperature is the surface temperature of the plastic encapsulant measured directly over the integrated circuit. Forced-air cooling may be required to maintain this temperature.

recommended operating conditions

	MIN	NOM	MAX	UNIT
Logic Supply Voltage, V_{CC}	4.5	5	5.5	V
LED Supply Voltage, V_{LED}	4	5	5.5	V
Decimal Point Current, $I_{F(DP)}$		5		mA
Latch Strobe Pulse Width, t_w	40			ns
Setup Time, t_{setup} (See Note 3)	50			ns
Hold Time, t_{hold} (See Note 4)	40			ns

NOTES: 3. Minimum setup time is the interval immediately preceding the positive-going transition of the latch strobe input during which interval the data to be displayed must be maintained at the latch data inputs to ensure its recognition.
4. Minimum hold time is the interval immediately following the positive-going transition of the latch strobe input during which interval the data to be displayed must be maintained at the latch data inputs to ensure its continued recognition.



ETUDE ET REALISATION D'UN DISTORSIOMETREI- INTRODUCTION :

Du fait des imperfections des quadripôles actifs , il en résulte que les signaux sinusoidaux appliqués à l'entrée de ces derniers subissent des distorsions d'autant plus importantes que la fréquence du signal est élevée .

Le taux de distorsion est un paramètre généralement important dans l'étude des circuits .

C'est la raison pour laquelle nous avons été conduit à étudier et réaliser un distorsiomètre dont le principe et la réalisation seront décrits dans ce qui suit .

II- PRINCIPE :

On montre qu'un signal sinusoidal de fréquence f_0 comportant une certaine distorsion peut être décomposé en une série de fonctions sinusoidales , appelées harmoniques , dont les fréquences sont des multiples de la fréquence fondamentale f_0 .

L'expérience montre que l'amplitude des harmoniques est généralement plus faible que celle du fondamentale .

On définit le taux de distorsion comme le rapport de des harmoniques à l'amplitude du fondamental .

Le principe de la mesure du taux de distorsion consiste à appliquer le signal issu du circuit étudié à l'entrée d'un filtre récteur accordé sur la fréquence f_0 du signal .

De ce fait , il en résulte que le signal en sortie du filtre ne sera composé que des harmoniques .

Il sera ainsi possible de déterminer le taux de distorsion .

III- DESCRIPTION DU DISTORSIOMETRE :

La figure 1 qui donne le schéma de principe du distorsiometr réalisé montre que ce dernier est essentiellement constitué de :

- Un amplificateur suiveur .
- Un filtre réjécteur .
- Un amplificateur à gain variable .
- Un circuit de filtrage .
- Un autre mpli à gain variable .

L'amplificateur suiveur est chargé de réaliser l'adaptation avec le circuit étudié .

Le filtre réjécteur de type double T comprend notemment

trois résistances couplées R , R et $R/2$.

Nous avons pris :

$$100 \leq R < 10 \text{ K}\Omega$$

$$C = 0,1 \mu\text{F}$$

La fréquence de réjection étant donnée par la relation :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R C}$$

Elle va varier entre deux fréquences f_1 et f_2 égales à :

$$f_1 = 160 \text{ Hz}$$

$$f_2 = 16 \text{ KHz}$$

Le premier ampli à gain variable par commutation est prévu afin d'assurer l'amplification , puis la mesure , des harmoniques dont l'amplitude est comprise dans une certaine gamme .

Nous avons pris :

$$R_1 = 2,2 \text{ K}\Omega$$

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

$$R_3 = 220 \text{ K}\Omega$$

Ce qui donne :

$$G_1 = 1$$

$$G_2 = 10$$

$$G_3 = 100$$

Le signal subit ensuite un redressement monoalternance par un dispositif constitué d'une diode D et d'un ampli. opérationnel simulant une diode parfaite .

Le circuit de filtrage qui est un simple filtre passe bas est constitué de la résistance R_f et de la capacité C_f .

Nous avons pris :

$$R_f = 100 \text{ K}$$

$$C_f = 0,1 \mu\text{F}$$

La fréquence de coupure d'un tel filtre est donnée par :

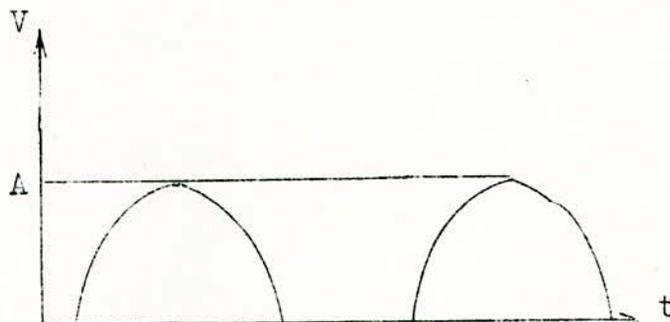
$$f_0 = 1/2\pi R_f C_f$$

Elle est donc égale à :

$$f_0 = 17 \text{ Hz}$$

Le signal V redressé mais non filtré se présente sous la forme suivante :

$$V = A \left(\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \sin \omega t - \frac{2}{3\pi} \cos 2\omega t + \dots \right)$$



La pulsation de coupure ω_0 correspondant à f_0 étant en générale beaucoup plus faible que ω , il s'ensuit qu'après filtrage de V on obtient un signal continu de niveau égal à :

$$A/\pi$$

Le deuxième amplificateur à gain variable est constitué d'un amplificateur opérationnel contre-réactionné par un potentiomètre de tarage P_2 dont le rôle sera expliqué dans le paragraphe suivant .

Nous avons pris :

$$R_5 = 22 \text{ K}$$

$$P_2 = 100 \text{ K}$$

Le gain maximal est donc d'environ 5 .

IV. MESURE :

La mesure du taux de distorsion est effectuée de la façon suivante :

- Le commutateur K_1 est en position 1

Le commutateur K_2 est en position a

Le signal d'entrée est alors transmis en vraie grandeur à l'entrée du circuit de redressement .

La composante continue disponible à la sortie du circuit de filtrage donne la valeur moyenne du signal que l'on assimile sans erreur appréciable à la valeur moyenne du fondamental .

Cette composante devant avoir pour les besoins de la mesure la valeur maximale que doit mesurer le voltmètre , on

devra alors agir sur le potentiomètre de tarage P_2 pour que l'aiguille se mette sur la position 100 .

On notera au passage que la première opération effectuée et décrite plus haut ne fait pas appel aux caractéristiques du filtre réjécteur .

- Sans plus toucher à la valeur de P_2 , on place K_1 en position 2 , connectant ainsi le filtre réjécteur destiné à éliminé le fondamental .

On agira alors sur P_1 jusqu'à ce que l'aiguille du voltmètre de mesure passe par un minimum .

La graduation étant faite en pourcentage de distorsion , la valeur correspondant à ce minimum est donc le taux de distorsion .

On pourra éventuellement mettre K_2 en position b ou c pour avoir une précision plus ou moins grande .

V. GRADUATION DU CADRAN DE MESURE :

Le cadran de lecture

possède deux graduations :

- L'une correspondant à K_2 en position b

- L'autre correspondant à K_2 en position c

Lorsque K_2 est en position b , les harmoniques d'amplitude v subissent une amplification dont le gain est égal à :

$$G = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{P_2}{R_5} = G_2 \cdot \frac{P_2}{R_5} = 10 \cdot \frac{P_2}{R_5}$$

Lorsque K_2 est en position c , cette amplification est égale à :

$$G' = \frac{R_3}{R_1} \cdot \frac{P_2}{R_5} = G_3 \cdot \frac{P_2}{R_5} = 100 \cdot \frac{P_2}{R_5}$$

Lors du tarage , le signal non filtré subit une amplification dont le gain est égale à :

$$G'' = \frac{P_2}{R_5}$$

Le cadran a été divisé en 10 graduations .

- En position b , chaque graduation correspondra donc à 1 % de distorsion.

- En position c , chaque graduation correspondra à 0,1 % de distortion .
Le maximum de distortion qui pourra donc être mesuré est de 10 % .

Remarque :

Des taux de distortion plus grand peuvent être mesuré .
Il suffit pour cela de mettre K_2 en position a ; et de prévoir la graduation correspondante , c'est à dire 10 % de distortion par graduation .

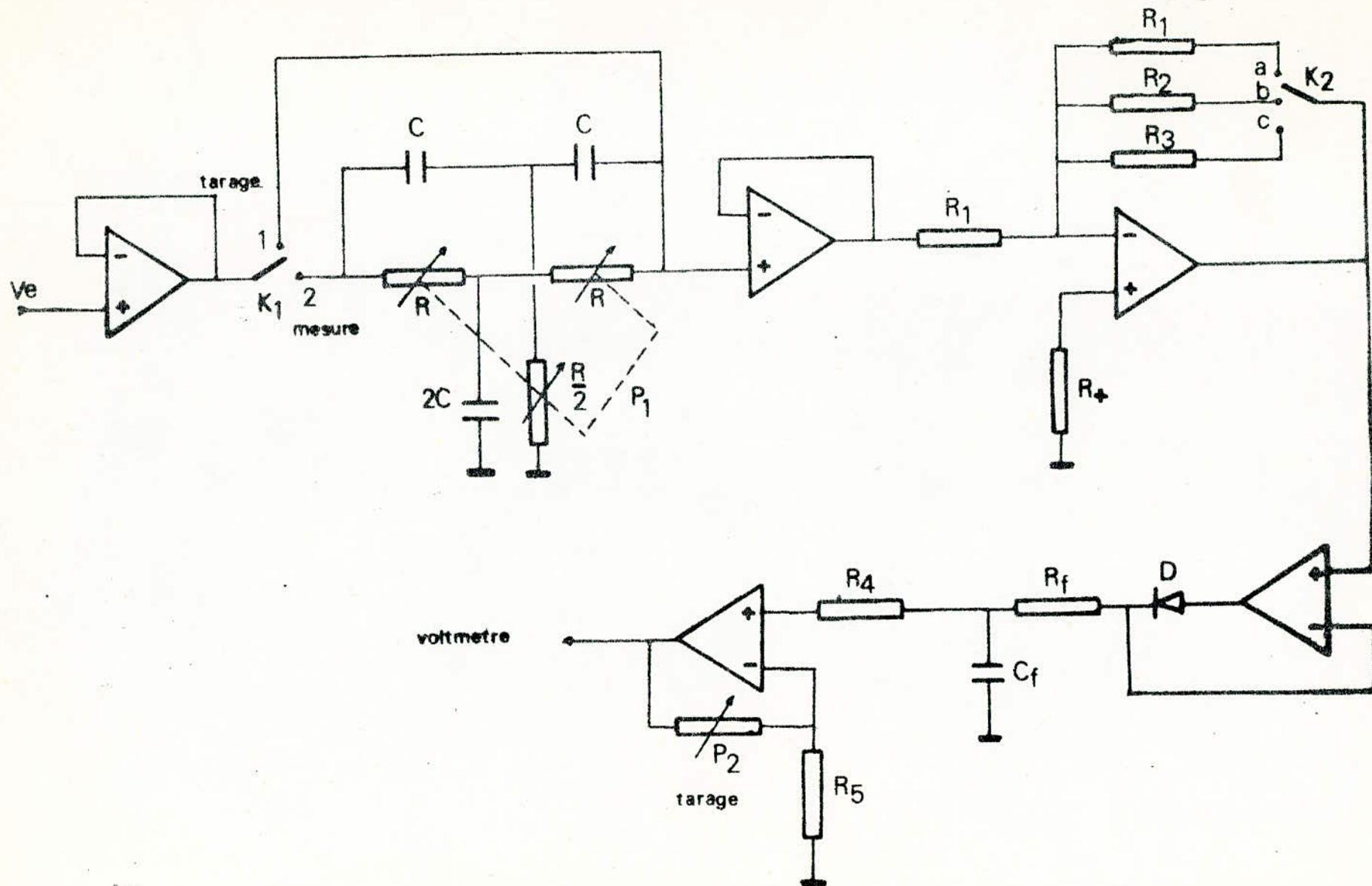


FIG-1- Schéma de principe du distortiomètre



ETUDE ET REALISATION D'UNE ALIMENTATION STABILISEE

Les différentes raquettes réalisées nécessitent pour leur polarisation des sources de tensions continues . De ce fait , nous avons été amené à étudier et réaliser une alimentation stabilisée qui délivre les tensions : $\pm 15v$ $\pm 5v$ et dont le schéma de principe est donné figure 1 .

L'alimentation est essentiellement constituée :

- D'un transformateur qui réalise l'adaptation du secteur et la tension continue désirée .
- Un circuit de redressement
- Un circuit de filtrage .
- Un système de stabilisation .

1 - Le transformateur :

L'adaptation entre la tension du secteur et la tension désirée est réalisée à l'aide d'un transformateur constitué :

- D'un noyau magnétique .
- D'un circuit primaire .
- D'un circuit secondaire .

Le noyau est caractérisé par la section du fer , l'induction magnétique et la puissance maximale qu'il peut transmettre .

Le primaire est caractérisé par la tension secteur $U_1 = 220v$ le nombre de spire N_1 , la section d_1 du fil utilisé et le courant I_1 qui le traverse .

Chacun des secondaires délivre une tension $U_2 = 18v$ avec un débit maximal de 2 A .

2 - Le redressement :

Chacune des deux tensions ainsi disponible subit un redressement double alternance grâce à un pont de diodes intégrées de type MDA 970 .

- Le filtrage :

Un développement en série de Fourier du signal redressé montre que celui-ci est constitué d'une composante continue à laquelle s'ajoutent des signaux alternatifs dont la fréquence est un multiple de la fréquence du secteur .

Filtrer le signal redressé revient à atténuer fortement les composantes sinusoidales du signal .

Un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est judicieusement choisie permet d'effectuer le filtrage .

Ce dernier sera d'autant plus efficace que la capacité de filtrage sera élevée .

Nous avons pris ;

$$C = 4700 \mu F$$

Le condensateur devra être prévu pour supporter la tension maximale à vide que peut fournir le secondaire du transformateur

4 - Stabilisation et régulation :

Les tensions redressées et filtrées dépendent d'une part des fluctuations du secteur , d'autre part des variations de la charge.

Si l'on désire réduire les effets , il conviendra de stabiliser les tensions filtrées.

Comme le montre le schéma de principe , des régulateurs intégrés ont été prévus à cet effet.

Il s'agit des :

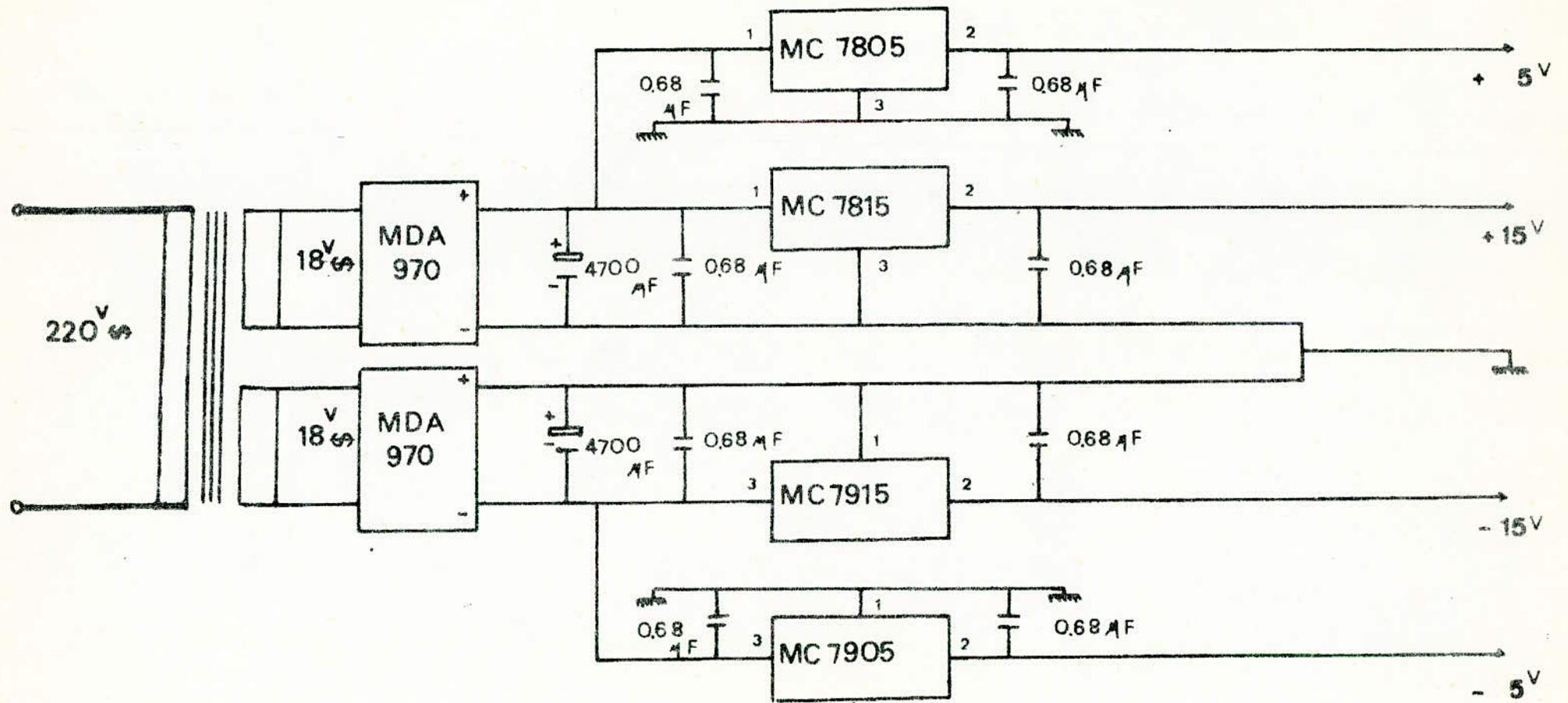
MC 7805	délivre +5 v
MC 7905	délivre -5 v
MC 7815	délivre +15 v
MC 7915	délivre -15 v

Leurs schémas de brochage et leurs caractéristiques sont donnés figures 2 et 3.

Le principe de fonctionnement d'un régulateur est le suivant:

Un amplificateur d'erreur compare une fraction de la tension de sortie V_s à une tension de référence fixe; générant ainsi un signal d'erreur dont l'amplitude et le signe dépendent des variations que subit V_s .

Ce signal d'erreur agit sur un transistor ballast dont il tend à maintenir le point de fonctionnement.



ALIMENTATION STABILISEE

THREE TERMINAL POSITIVE FIXED VOLTAGE REGULATORS

MC78M00C series

MC78M00C SERIES THREE TERMINAL POSITIVE VOLTAGE REGULATORS

The MC78M00 Series positive voltage regulators are identical to the popular MC7800C Series devices, except that they are specified for only half the output current. Like the MC7800C devices, the MC78M00C three-terminal regulators are intended for local, on-card voltage regulation.

Internal current limiting, thermal shutdown circuitry and safe area compensation for the internal pass transistor combine to make these devices remarkably rugged under most operating conditions. Maximum output current, with adequate heatsinking is 500 mA.

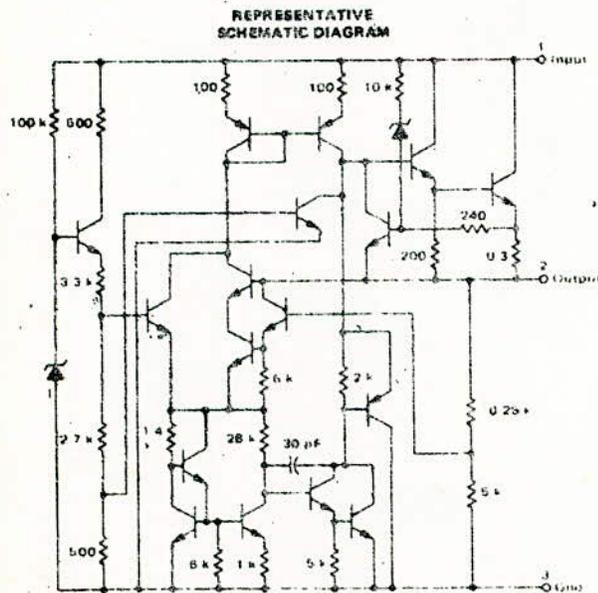
- No External Components Required
- Internal Thermal Overload Protection
- Internal Short-Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe Area Compensation
- Packaged in the Plastic Case 199-04 or Hermetic TO-39 (Pin Compatible with the VERSAWATT[▲] or TO 220)

THREE TERMINAL POSITIVE FIXED VOLTAGE REGULATORS

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS

TYPE NO./VOLTAGE

MC78M05C	5.0 Volts
MC78M06C	6.0 Volts
MC78M08C	8.0 Volts
MC78M12C	12 Volts
MC78M15C	15 Volts
MC78M18C	18 Volts
MC78M20C	20 Volts
MC78M24C	24 Volts

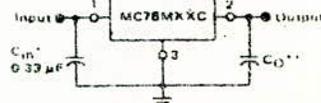


**G SUFFIX
METAL PACKAGE
CASE 79
TO-39**



**P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 199-04**

STANDARD APPLICATION



A common ground is required between the input and the output voltages. The input voltage must remain typically 2.0 V above the output voltage even during the low points on the input ripple voltage.

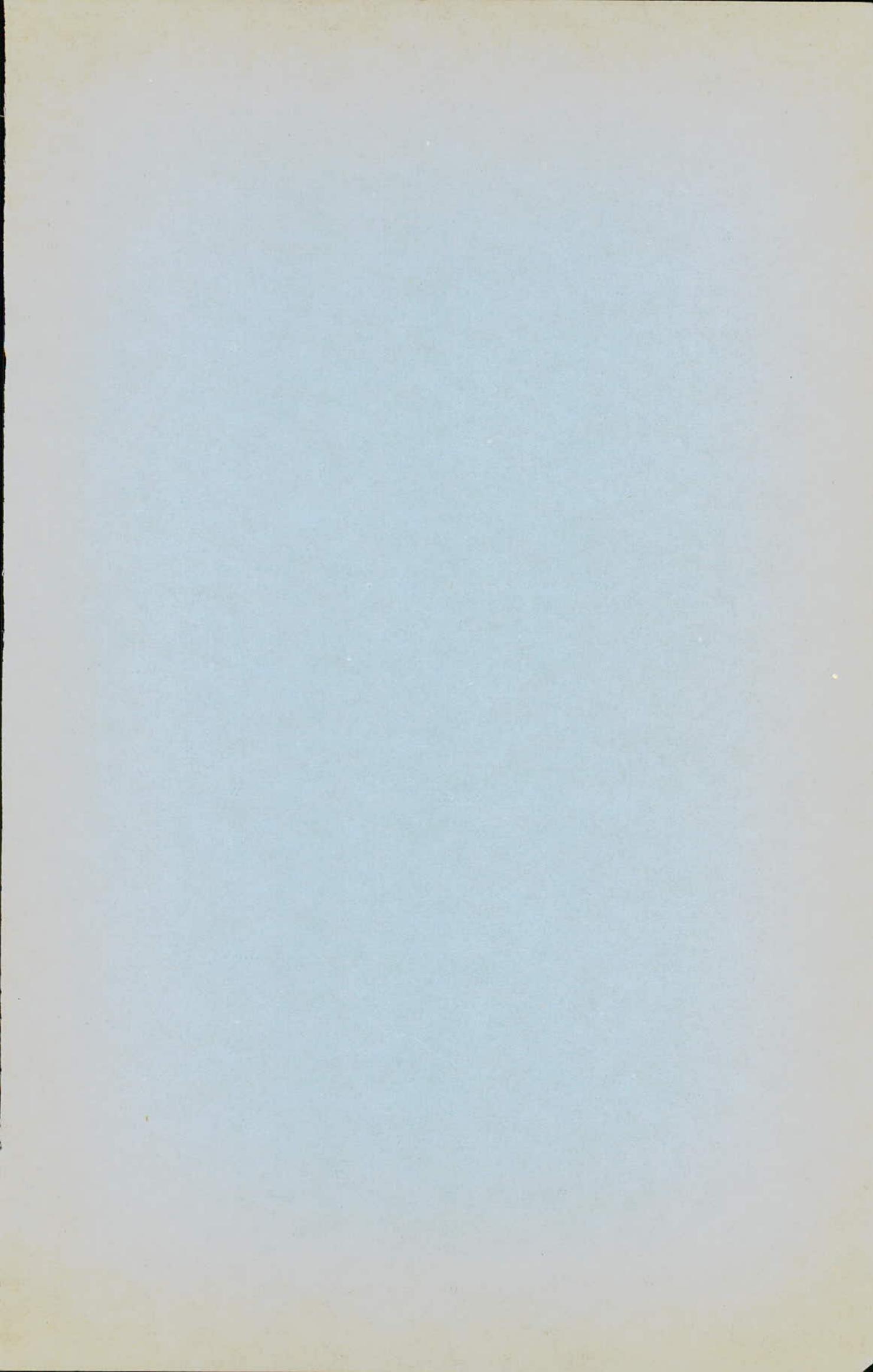
XX - these two digits of the type number indicate voltage.

* C_{in} is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.

** C_{O} improves stability and transient response.

[▲] Trademark of Radio Corporation of America

See Packaging Information Section for outline dimensions.



C O N C L U S I O N

Comme nous l'avons indiqué au niveau de l'introduction , l'objectif que nous nous sommes fixé est l'étude des filtres actifs .

Au terme de notre travail , on peut légitimement se poser la question suivante : avons-nous atteint cet objectif ?

Sans vouloir donner une réponse catégorique à cette question on peut affirmer que sur le plan de notre formation , le travail réalisé dans le cadre de cette thèse nous a permis de maîtriser les problèmes qui se posent au niveau du filtrage .

Tout au long de nos réalisations pratiques , nous avons tenu à présenter les maquettes de manière qu'elles puissent être utilisées comme support à un enseignement théorique sur les filtres et les applications de ces derniers .

L'étude et la réalisation du phasemètre et du distorsionnètre ont été décidées car elles se présentaient de façon logique .

Il va de soit qu'il n'est pas possible dans le temps qui nous était imparti de considérer toutes les applications des filtres actifs car celles-ci sont nombreuses et intéressantes .

Nous espérons que d'autres groupes auront à s'intéresser à ce problème dans le futur .

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

- | | |
|---------------|---|
| M. AUMIAUX | Pratique de l'électronique |
| J.C. MARCHAIS | L'amplificateur opérationnel
et ses applications |
| GAZIN | Les filtres actifs |
| F. de CARFORT | Asservissements linéaires
continus |
| J. AUVRAY | Cours d'électronique CE.4 |