

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT

ELECTRONIQUE



PROJET DE FIN D'ETUDES

S U J E T

ETUDE ET REALISATION D'UNE CARTE
ANALOGIQUE POUR L'ETABLISSEMENT
D'UN POLAROGRAMME $I = F(V)$

Proposé par :

Mme BEDDEK

Etudié par :

Djillali BENKECHIDA

Doronam DORE

Dirigé par :

Mme BEDDEK

PROMOTION : **Janvier 86**

DEDICACES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

√ La mémoire de mes grands parents maternels et paternels

A Ma Mère

A Mon Père

A Mes Sœurs et Frères

Je dedie ce modeste travail

DORE DOROMAN

√ La memoire de mes grand parents paternels

√ Mes grands - parents maternels

A Ma Mère

A Mon Père

A Mes Soeurs et frères

A Tous mes amis

A Toute Ma famille

Je dedie ce modeste travail

BENKECHIDA DJILLALI

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

Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements à Mme BEDDEK pour nous avoir proposé ce sujet et l'intérêt quelle a porté à notre travail en nous faisant profiter de ses expériences. Quelle veuille bien trouver des ces lignes l'expression de notre profonde reconnaissance .

Nous remercions Mme HAMAMI de nous avoir tiré le circuit imprimé et sa contribution aux recherche bibliographiques.

Nous remercions Mr SADCUN pour son aide et les conseils qu'il nous a prodigués .

Nos remerciements vont à l'endroit de tous les enseignants du département pour leurs connaissances qu'il nous ont fait profiter .

Nous remercions très vivement Monsieur KACI Lakhdar pour l'aide qu'il nous a portée en acceptant de faire la frappe de ce mémoire.

Que toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce projet en soient remercier .

Nous remercions ainsi Mr BEN TAHAR ABDELKADIER pour son aide qu'il nous a portée .

INTRODUCTION

- Chap 1 : Elements de Polarographie
1-1 Cellule Electrochimique
1-2 Notion de Polarographie
- Chap 2 : Generation du Signal Sinusoidal
2-1 Générateur XR 2206
2-2 Générateur Sinusoidal à Fréquence Programmable
- Chap 3 : Potentiostat
3-1 Principe de Régulation
3-2 Etude et Réalisation d'un potentiostat
- Chap 4 : Mesure de Courant
4-1 Convertisseur Courant-Tension
4-2 Detecteur de Zéro
4-3 Multiplication de Fréquence
- Chap 5 : Présentation de la carte et conclusion

BIBLIOGRAPHIE

Les méthodes électrochimiques, avec les nombreux appareils de mesure correspondants constituent un moyen très important de la recherche en électrochimie, elles permettent l'analyse des phénomènes chimiques dans de nombreux cas et parfois, c'est la méthode d'étude la plus efficace, par exemple dans de nombreux solvants et dans les sels fondus.

La méthode électrochimique connue sous le nom de "polarographie" est une technique de dosage analytique. Elle s'applique particulièrement à la chimie minérale (détermination des substances minérales dans l'eau, le pétrole, les aliments et les produits biologiques) et en médecine (détermination des éléments à l'état de trace dans les tissus).

L'une des applications principales de la polarographie est constituée par le relevé des courbes courant-tensions ou polarogrammes.

Le premier polarographe a été construit par HEYROVSKY en 1925. Depuis de nombreux appareils parmi lesquels nous pouvons citer : polarographes à inscription manuelle polarographes enregistreurs, etc... ont été mis à la disposition des utilisateurs de la méthode.

Dans le but d'offrir aux électrochimistes un appareil faible et complet pour les mesures en polarographie, notre travail consiste à réaliser une carte analogique qui, reliée à une carte numérique, permettra de tracer :

- 1) - Le polarogramme $I = f(V)$ en continu;
- 2) - La courbe $Z = f(\quad)$ en tension alternative superposée .

Pour cela notre carte va permettre :

- 1) D'avoir des tensions sinusoïdales à fréquence variable et à faible niveau;
- 2) D'Additionner ou pas ces sinusoïdales à une tension continue;
- 3) De fournir des signaux logiques multiples de la fréquence qui ont permettre l'échantillonnage du courant recueilli;
- 4) D'avoir un potentiostat (chapitre 3) qui permet de réguler la tension appliquée à la cellule électrochimique;
- 5) De transformer le courant I en tension pouvant être lue par la carte numérique.

Ce travail s'articule comme suit :

Dans le chapitre 1, nous donnons quelques notions sur la polarographie. L'étude comprend trois parties.

- a) La cellule électrochimique;
- b) La polarographie classique
- c) La polarographie à tension sinusoïdale sur imposée.

Le chapitre 2 étudie un générateur de fonctions permettant la génération du signal sinusoïdal à fréquence variable, commandé par un micro-ordinateur (carte TEXAS).

Le Chapitre 3 traite de la régulation de l'interface électrode-solution par un potentiostat .

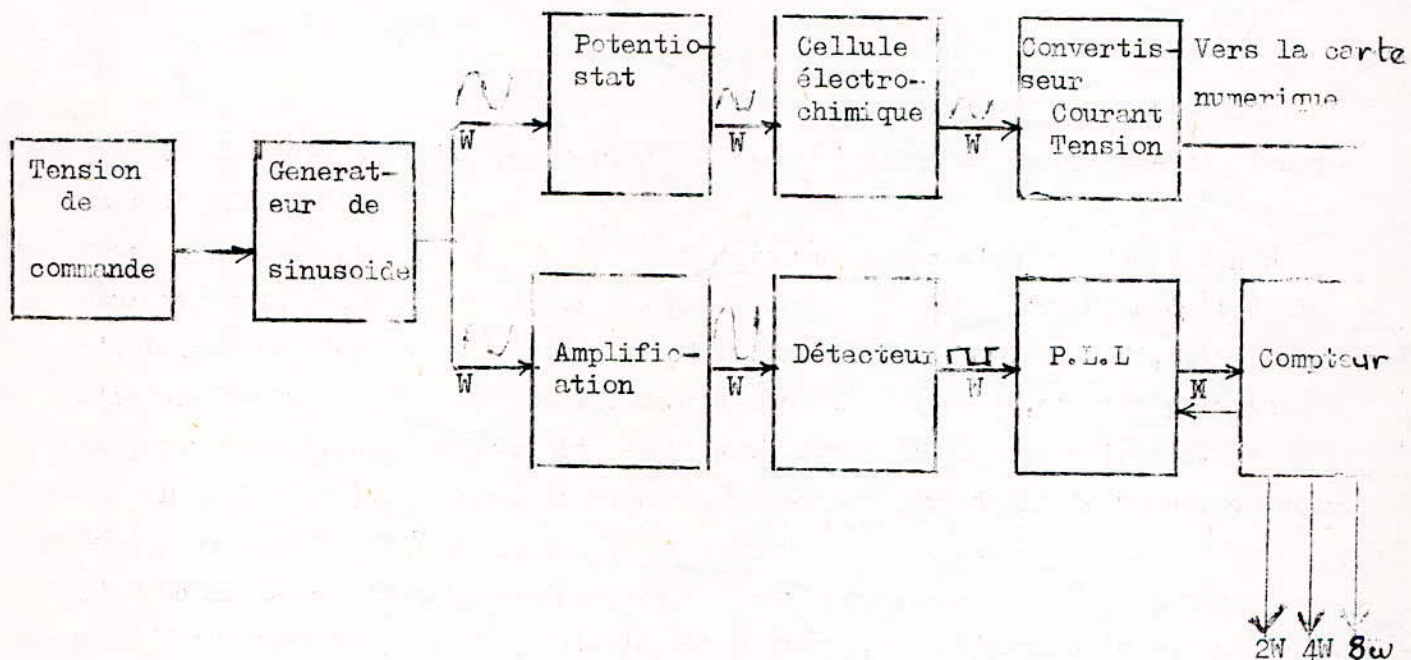
Cette fonction est essentielle de deux points de vue : d'abord elle est nécessaire pour tracer la courbe courbe courant-tension stationnaire; ensuite on doit également l'utiliser en conjonction avec la tension sinusoïdale pour, une part, polariser l'interface au point autour duquel on effectue l'analyse et, d'autre part, imposer la perturbation. Le sommateur cité en 2 étant intégré à ce potentiostat.

Dans le chapitre 4 nous étudions les montages permettant la mesure du courant et les circuits réalisant la multiplication de fréquence.

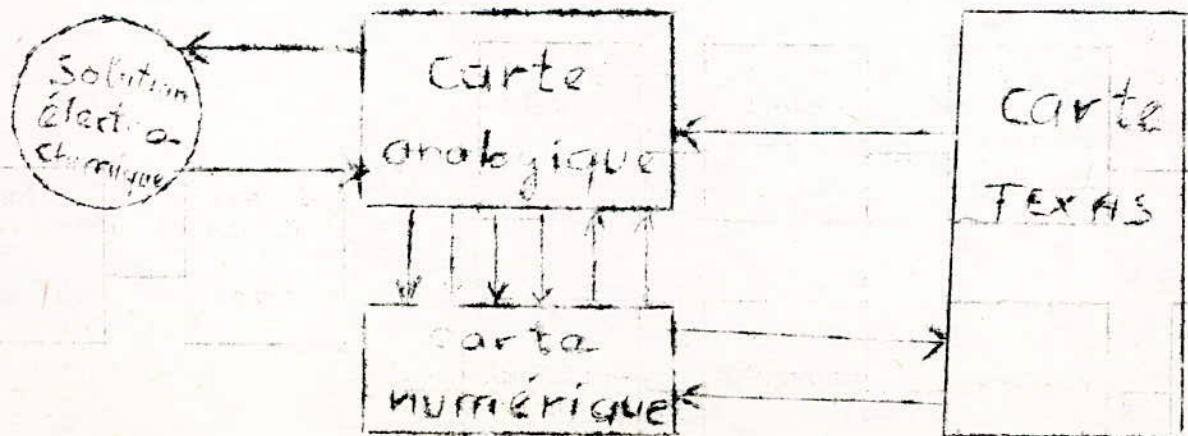
Enfin le chapitre 5 présente notre carte analogique

Notre travail étant essentiellement pratique, nous n'entendons pas faire une étude approfondie des circuits utilisés. Seuls les renseignements permettant la compréhension de leur fonctionnement seront fournis .

Le schéma bloc de la carte est le suivant :



Cette carte appelée carte analogique ne peut travailler seule. Elle est connectée à un micro-ordinateur (carte TEXAS) et à une carte numérique ainsi qu'à la solution étudiée bien entendu suivant le schéma ci-dessous .



1-1 Cellules électrochimiques:

Les cellules électrochimiques sont généralement constituées par un électrolyte et de deux ou trois électrodes.

Les électrolytes peuvent être des solutions liquides ou des sels fondus ou encore des solides ioniques conducteurs. C'est dans les électrolytes que les charges sont transportées par le mouvement des ions.

Les électrodes sont le siège du transport des charges par le mouvement des électrons elles peuvent être des métaux ou des semi conducteurs, solides ou liquides. On distingue:

-L'électrode de référence: La qualité de cette électrode est d'être impolarisable c'est-à-dire d'avoir un potentiel indépendant de l'intensité du courant qui la traverse. Cette électrode est constituée par une électrode au calomel saturé en KCl la seule particularité de cette électrode est sa grande section afin de n'introduire dans le circuit qu'une résistance négligeable.

-La contre électrode: C'est une plaque en platine, de grande dimension (aire de l'ordre de 5 cm^2) pour ne pas limiter le courant.

L'électrode de travail: C'est une micro-électrode en platine, en général rectangulaire, de longueur l dans le sens de l'écoulement, d'aire A (de l'ordre de 10^{-3} cm^2).

Des cellules d'électrolyse spéciales pour la polarographie sont toujours livrées par des constructeurs de polarographie.

1-2 Notion de polarographie:

Le nom de polarographie proposé par "HEYROVSKY" fait allusion à l'importance fondamentale des forces électromotrices de polarisation qui se développent à l'électrode.

Dans l'analyse complète du phénomène, elles apparaissent liées à la nature des réactions et à la diffusion de la matière électro-réactive vers l'électrode.

La polarographie consiste essentiellement en une électrolyse de solution contenant des substances électro-oxydables ou électro-réductibles. Elle utilise deux électrodes (électrode de travail et contre électrode) ou trois (électrodes de travail, contre électrode et l'électrode de référence).

La polarographie est avant tout utilisée en tant que méthode d'analyse. Son succès dans ce domaine se justifie par la grande étendue des applications (en chimie minérale et organique, et en médecine); une assez grande simplicité d'emploi, une excellente rentabilité d'exploitation dans le cas où les mesures portent sur de longues séries d'échantillons qualitativement identiques, une sensibilité élevée.

Depuis les années avoisinant 1950, la polarographie limitée jusqu'alors au tracé des courbes intensité-tension a connu un nouvel essor grâce aux progrès théoriques réalisés dans l'interprétation de ces courbes et à la naissance d'un appareil électronique élaboré.

1-2-1 Principe de la polarographie:

Le principe de la polarographie consiste à faire varier la différence de potentiel (ddp) appliquée aux électrodes et à mesurer les modifications des courants qui en résultent.

L'électrode de travail joue dans la plupart des cas le rôle de cathode et les processus dont elle est le siège sont des réductions. Par contre la contre-électrode joue le rôle de l'anode.

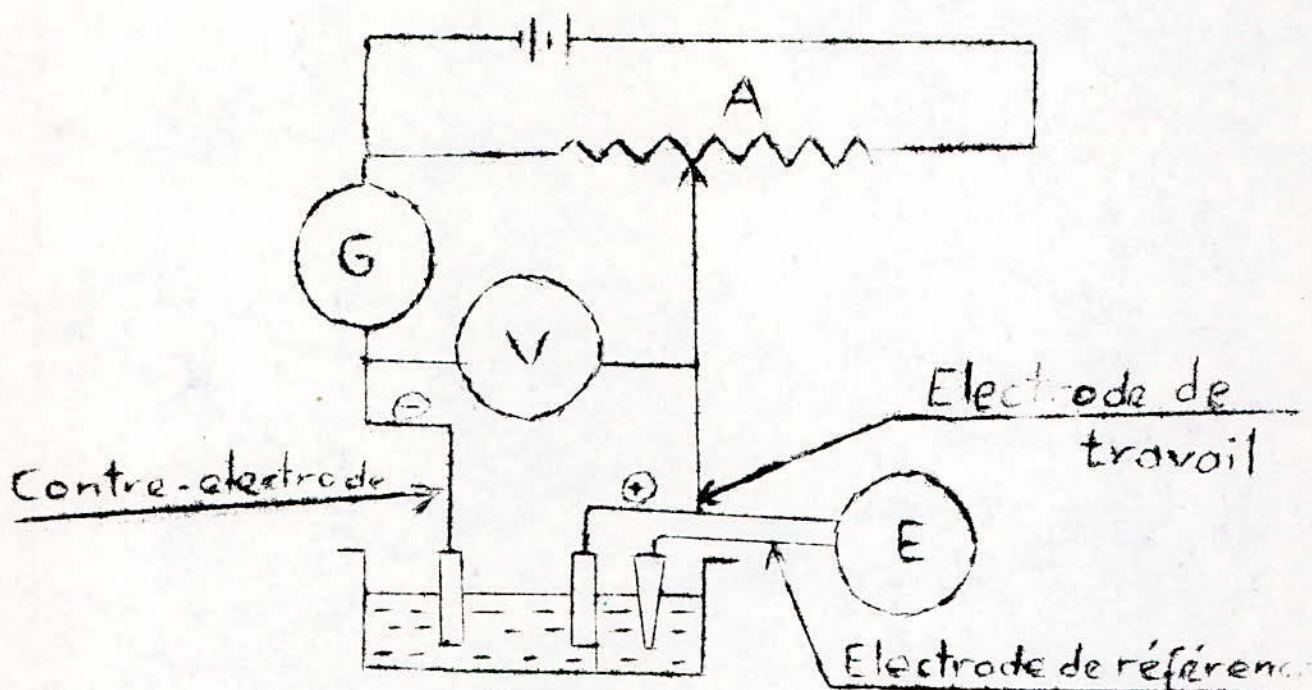


Fig 1-1

La figure 1-1 représente le montage électrique (réduit à ses composantes essentielles) utilisé pour l'obtention des courbes intensité-potential. La tension variable est fournie par le potentiomètre A jouant le rôle de diviseur de tension. G est un micro-ampmètre, les courants observés ont en effet des intensités de l'ordre de $100 \text{ nA} - 10 \text{ nA}$.

Si l'on fait croître la tension à partir d'une valeur nulle, on observera un courant négligeable tant que l'on n'aura pas atteint la tension de décharge de l'ion métallique, c'est alors que débute le processus de réduction que l'on peut schématiser par : $M^{Z+} + Ze \longrightarrow M$.

L'accroissement de la tension continue E permet au courant I d'atteindre un état stationnaire pour lequel les ions sont réduits aussi vite qu'ils parviennent à l'électrode de travail. Le courant demeure constant à moins que la solution ne contienne d'autres espèces dont le potentiel de réduction soit plus négatif que celui de M^{Z+} . La caractéristique de la courbe intensité-potential est donnée par la figure 1-2.

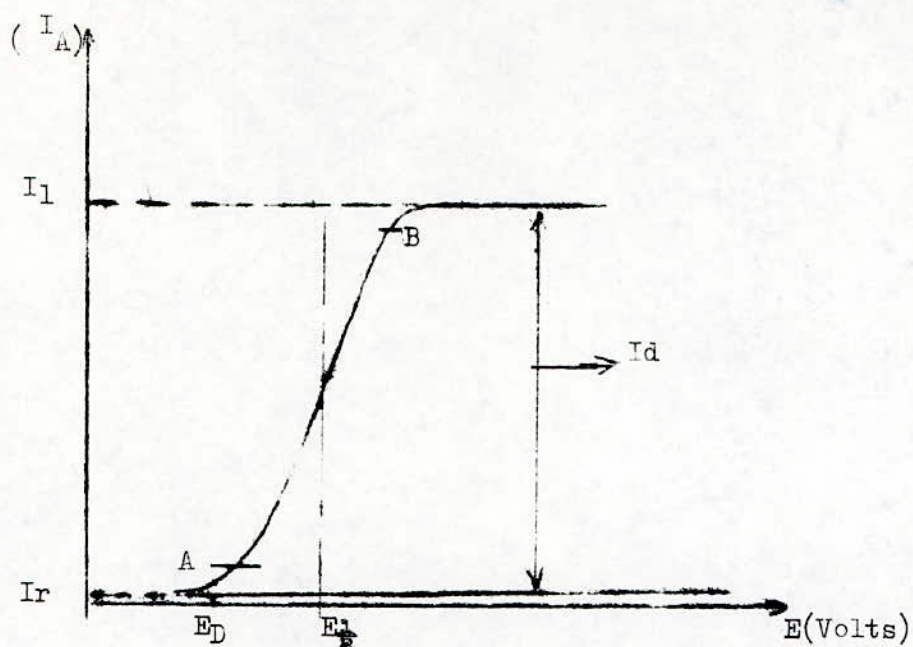


figure: 1-2

I_l : Courant limite

I_r : Courant résiduel

$E_{1/2}$: Potentiel de demi-vague

E_D : Potentiel de décomposition

$I_d = I_l - I_r$: Courant de diffusion

A ————— B : Réduction de l'ion métallique.

Une telle courbe est connue sous le nom de "polarogramme" ou "vague polarographique". Le courant qui croît très légèrement et précède la vague est le courant résiduel dû éventuellement à l'électrolyse des traces d'impuretés réductibles. Le potentiel correspondant au milieu de la vague, pour lequel le courant observé est égal à la moitié du courant ($\frac{I_l}{2}$), est appelé potentiel de demi-vague et noté $E_{1/2}$. Sa valeur est caractéristique de l'espèce étudiée et peut lui servir "d'empreinte digitale", de plus le courant limite de diffusion est proportionnel à la concentration de l'espèce qui subit la réduction, et le même polarogramme fournit ainsi en plus des renseignements qualitatifs des informations quantitatives.

Enfin le champ d'application de la méthode ne se limite pas à ce qui vient d'être dit. La polarographie fait intervenir des variables électriques et par suite peut profiter des avantages dus à un appareillage électronique plus élaboré. L'application des tensions alternatives que l'on superpose à une tension continue a engendré des techniques de polarographie en courant alternatif. Cette superposition permet des mesures d'impédances à une fréquence variable, ce qui donne aux électrochimistes des indications.

1-2-2 Polarographie classique:

Technique instrumentale de la méthode classique:

Appareillage de mesure:

Le premier polarographe a été construit par "HEYROVSKY" en 1925. Depuis, de nombreux appareils ont été mis à la disposition des utilisateurs parmi lesquels on

distingue:

a/ Polarographe à inscription manuelle :

La description de l'opération fondamentale de la polarographie montre que sa réalisation peut être simple. Pour obtenir un point de polarogramme, on doit en effet mesurer simultanément la différence de potentiel appliquée aux électrodes (comprise entre 0^{volte} et 3^{voltes}) et l'intensité du courant qui traverse la cellule (inférieur en général à 10^{-5} Ampère).

C'est un problème classique, et de nombreux montages permettent d'effectuer cette double mesure.

Le polarogramme est construit point par point en donnant à E un nombre suffisant de valeurs à l'intérieur du domaine exploré.

Une réalisation permettant des mesures précises est représentée par la figure 1-3

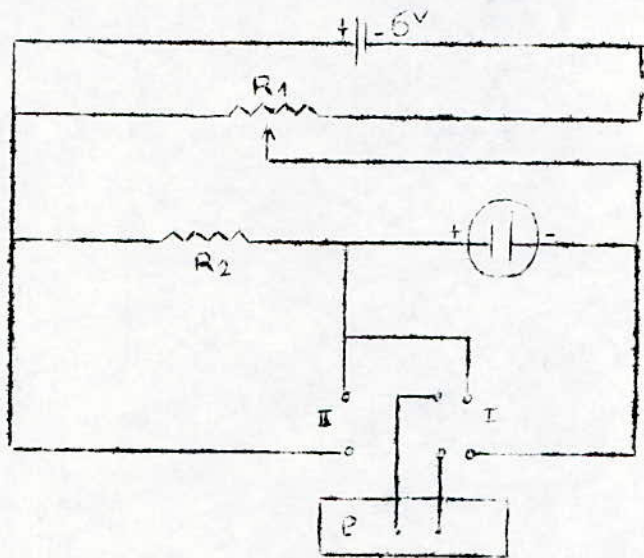


Fig: 1-3

La différence de potentiel aux électrodes est fixée au moyen de la résistance R_1 variable. Une résistance de précision est montée en série avec la cellule d'électrolyse. La mesure de la chute de tension aux bornes de cette résistance donne la valeur de l'intensité. Le potentiomètre de mesure P permet au moyen d'un inverseur de mesurer successivement cette chute de tension (position II) et la ddp aux bornes de la cellule (position I).

b/ Polarographe enregistreur:

Dans tous polarographes enregistreurs, la tension appliquée aux électrodes varie lentement et linéairement en fonction du temps. Le déroulement du papier est lié mécaniquement à cette variation de sorte que les tensions s'inscrivent en abscisse: l'intensité du courant qui traverse la cellule est continuellement mesurée et déplace le système inscripteur en ordonnée, on obtient directement la courbe $I=f(E)$.

Pour rester dans les conditions théoriques, l'augmentation de la tension doit être assez lente pour que le courant ait à chaque instant la valeur qu'il aurait si la tension était constante. Ce résultat est obtenu en général avec une variation inférieure à 0,25 volts/mm.

Les polarographes enregistreurs présentent une commodité d'emploi évidente : Le polarogramme est obtenu bien plus rapidement et la continuité de la courbe permet de mettre immédiatement en évidence une petite vague imprevue.

Le premier polarographe enregistreur utilisait un procédé photographique d'enregistrement de courbe intensité-potentiel. Mais ce type d'appareil présente des inconvénients qui sont de deux sortes :

- On ne peut observer le polarogramme alors qu'il est en train de s'inscrire;
- On doit soumettre le papier à un développement photographique .

c/ Polarographie dérivée:

La polarographie dérivée tente de prendre à ce désir d'une meilleure résolution entre vagues qui se chevauchent. Dans cette technique, c'est le gradient (dérivée) de la vague polarographique que l'on enregistre et dont on étudie la variation en fonction de la tension appliquée. (fig:1-4).

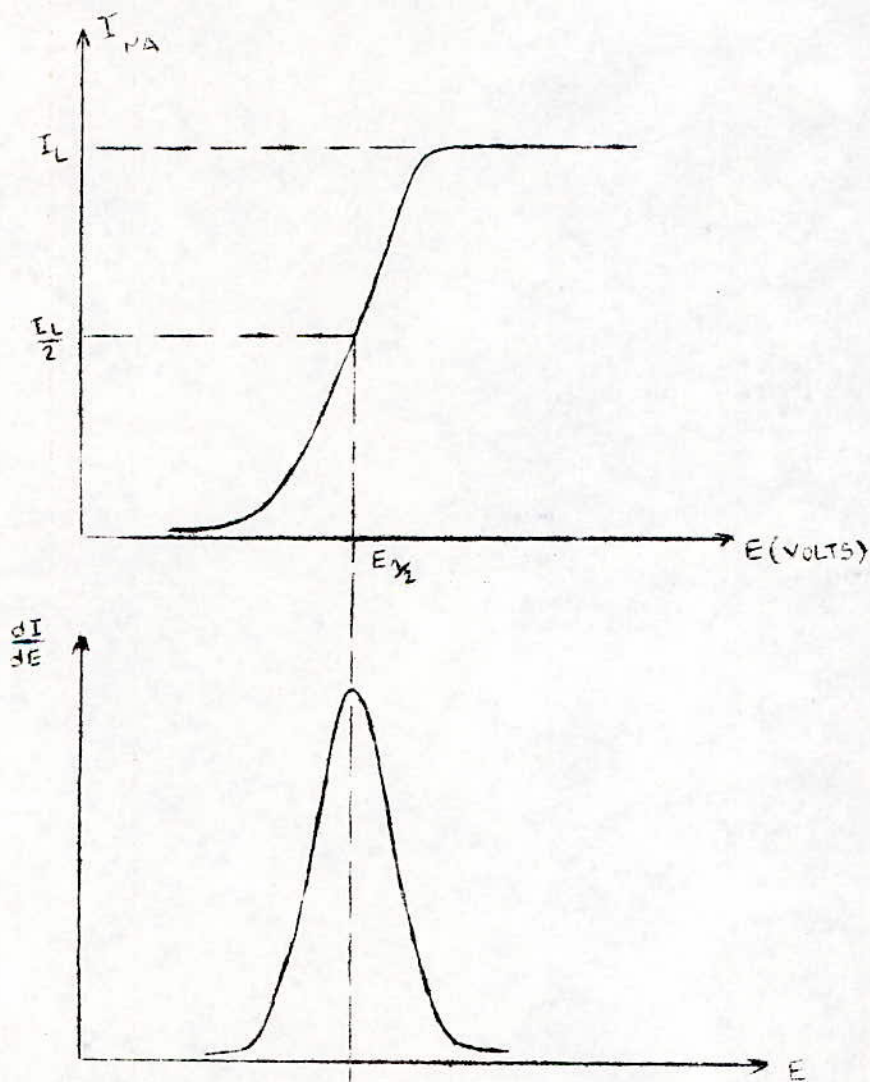


fig: 1-4

1-2-3 Polarographie avec tension sinusoïdale surimposée :

Introduction :

Compte tenu de la souplesse qu'ils présentent dans leurs applications, il n'est pas surprenant que les circuits en courant alternatif se soient introduits en polarographie. C'est même dans ce domaine que l'on a assisté au développement des plus remarquables de la méthode polarographique et que l'on a obtenu une augmentation de la sensibilité.

Quelques précisions sont nécessaires quant à la terminologie, car l'emploi simultané des tensions alternative et continue a donné naissance à plusieurs techniques. Nous désignons sous le nom polarographie avec tension alternative surimposée, la méthode qui consiste à superposer une tension alternative de quelques millivolts à la tension continue d'un circuit polarographique.

1-2-3-1 Principe :

Le problème peut être abordé en ne considérant dans la cellule que l'impédance due à la réaction électrochimique. On néglige alors la résistance de la solution et la capacité de la couche double à l'interface électrode-solution. Cette impédance appelée faradique par "GRAHAME" et "DELAHEY" peut être représentée par une résistance R et une capacité C en série.

La théorie qu'on présente est essentiellement due à "GRAHAME"; elle est faite dans l'approximation de l'électrode plane.

Remarque concernant l'emploi d'une tension alternative:

Les deux avantages que présente l'emploi d'une tension alternative en basse fréquence par rapport à la polarographie classique sont les suivants:

- Il est possible de différencier des espèces en solution dont les potentiels de crête ne diffèrent que de 40mV. Ce qui représente une nette amélioration du pouvoir de résolution si on le compare à l'écart de 200mV imposé par la méthode classique;

- Les effets dus à des processus faradiques précédant celui l'on étudie perdent leur importance, et il est ainsi possible d'évaluer de faible quantité d'un ion en présence de quantité largement importante d'un ion électro-actif.

- De plus l'emploi d'une tension alternative variable permet d'avoir des renseignements sur la variation de l'impédance en fonction de la fréquence, ce qui est très utile aux électrochimistes qui travaillent beaucoup sur les courbes $Z = f(\omega)$. (fig : 1-5)

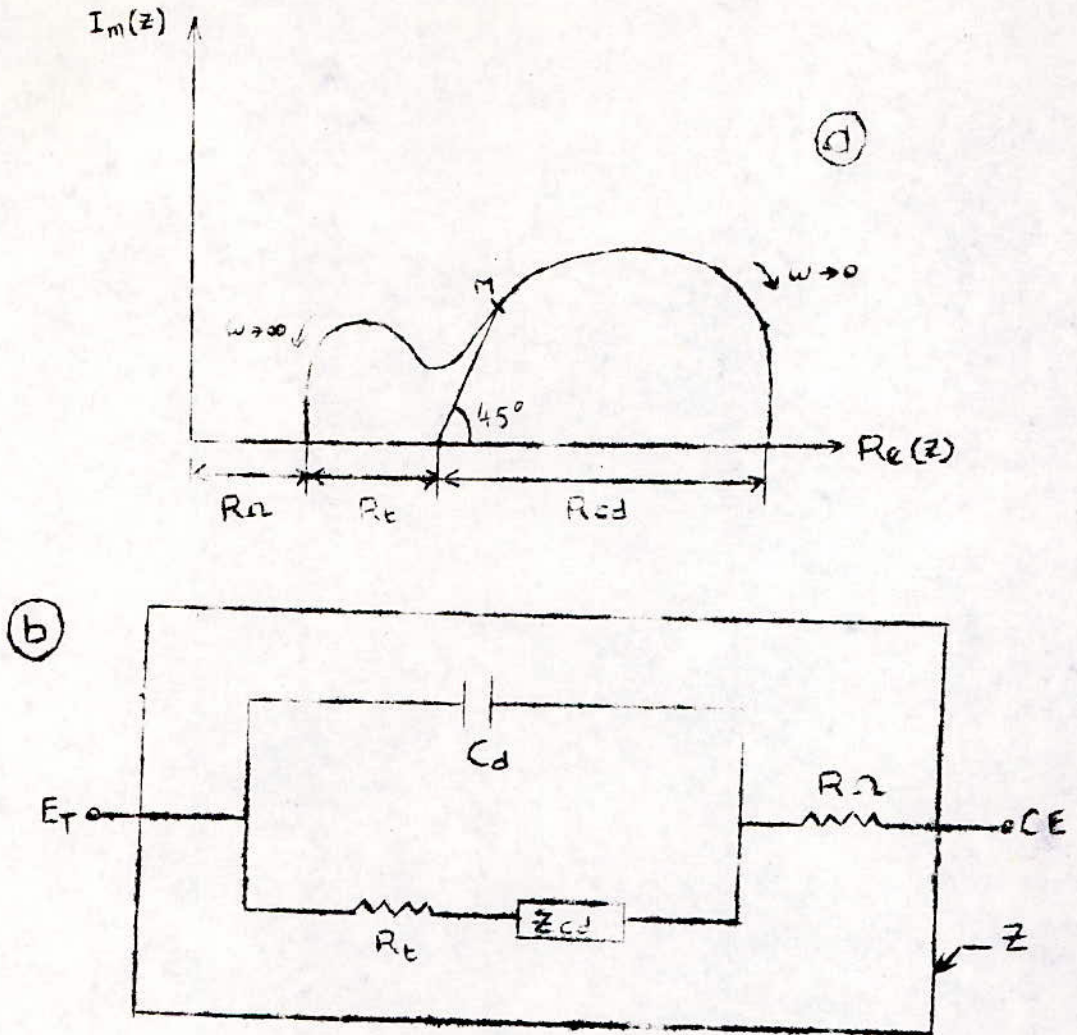


fig: 1-5

Z : Impedance totale entre électrode de travail et la contre-électrode;

Z_{cd} : Impedance complete de diffusion;

R_t : Resistance de transfert de charge (impedance faradique);

C_d : Capacité de double couche ;

R_{Ω} : Resistance de l'électrolyte.

GENERATION DU SIGNAL SINUSOÏDAL

Introduction:

De nombreux fabricants de circuits intégrés proposent sur le marché des composants permettant de délivrer des signaux sinusoïdaux de basse ou de moyenne fréquence.

Ces circuits créent une sinusoïde par synthèse à partir d'oscillations triangulaires (générateur RC) modifiées par un amplificateur non linéaire ou une matrice de diodes.

Dans le cadre de notre travail, nous utilisons parmi ces différents circuits, le XR 2206 qui, loin d'être le plus performant, a été étudié en vue de trouver le juste milieu entre le prix et les performances. Ce pendant, il permet d'obtenir des signaux sinusoïdaux de bonne qualité, il offre une large gamme de formes d'onde. La fréquence de travail peut être sélectionnée extérieurement au XR 2206 et varie théoriquement d'après le constructeur de 0.01 Hz jusqu'à 1MHz.

2-1 Générateur XR 2206 :

Le XR 2206 est un générateur de fonction intégré monobloc, capable de produire des signaux de haute qualité tels que: Sinus, triangle, carré, rampe, impulsions de forme rectangulaire, avec une grande stabilité et exactitude.

Le schéma de branchement et le bloc diagramme interne est donné par la figure 2-1.

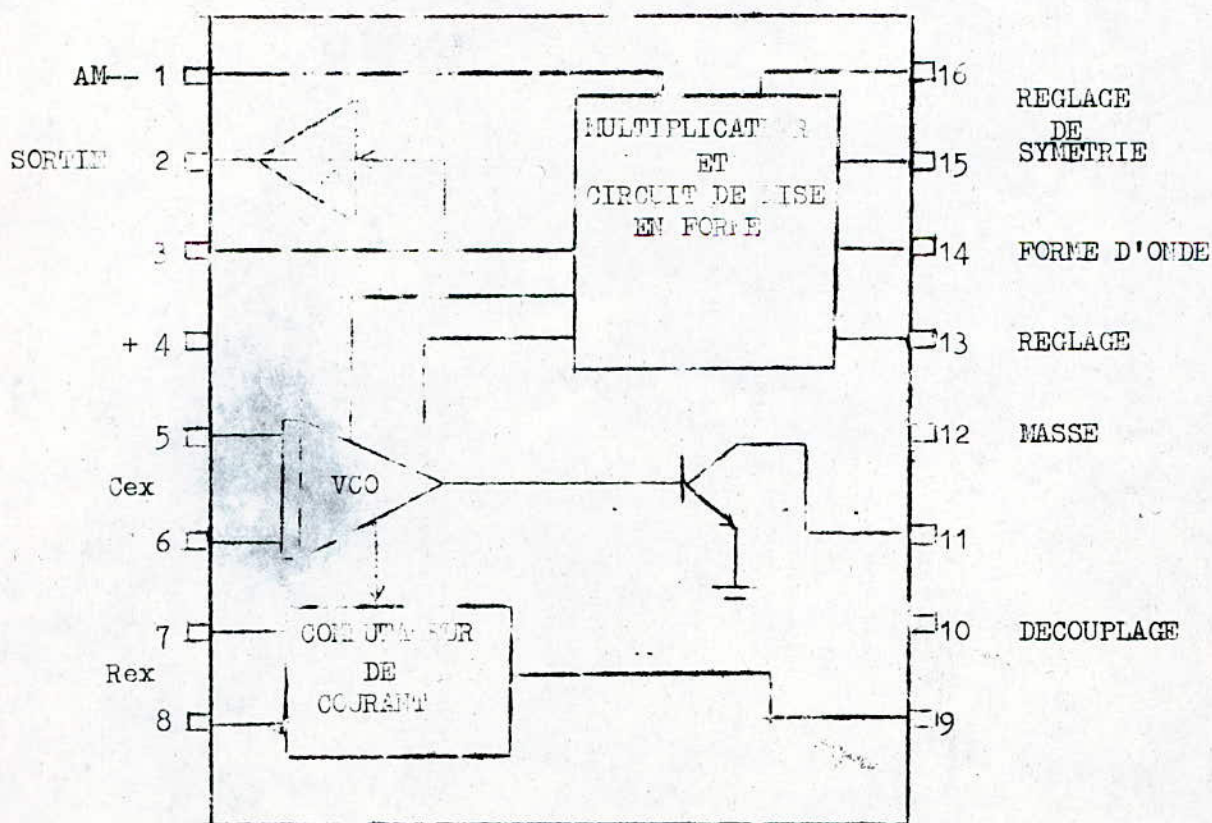


Fig : 2-1

Le XR 2206 comprend 4 blocs: Un VCO (oscillateur commandé en tension), un circuit de mise en forme, un commutateur de courant et un amplificateur de gain unité.

Le coeur de ce circuit intégré est un VCO (en fait il s'agit d'un oscillateur commandé en courant bien que la feuille des caractéristiques du constructeur l'appelle VCO).

Un courant de commande I_f est commuté par l'intermédiaire du commutateur de courant intégré vers l'une des deux sorties de courant (broche 7 ou 8) suivant l'état logique de l'entrée 9 (broche 9 en l'air, donc le courant est commuté vers la sortie 7).

La sortie du VCO est tamponnée par transistor intégré, dont le collecteur est accessible sur la sortie de synchronisation (broche 11).

Cette sortie fournit une impulsion de forme rectangulaire. De plus, le signal du VCO fournit la base nécessaire à la génération des signaux effectués dans les sections multiplicateur et convertisseur sinusoidal.

Les broches 13 jusqu'à 16 permettent d'ajuster la pureté sinusoidale (facteur de distorsion) et la symétrie.

Le niveau continu du signal de sortie peut être ajusté par l'intermédiaire de la broche 3.

Les ondes de formes sinusoidale, triangulaire et en dents de scie sont tamponnées par un étage suiveur de tension, puis transmises à la sortie à basse impédance sur la broche 2.

L'amplitude des signaux sinusoidaux, triangulaires peut varier linéairement sous l'action d'une tension de commande appliquée sur l'entrée 1. Ceci rend possible la modulation d'amplitude du signal de l'oscillateur.

La tension disponible entre les broches 7 et 8 (connexion de courant) est stabilisée à 3 Volts (valeur typique) à l'intérieur du circuit intégré. Comme cette tension de référence ne présente qu'un très faible coefficient de température ($6 \cdot 10^{-5}$ Volts/°C), la stabilité en température de la fréquence de l'oscillateur est également très bonne.

Le courant de commande I_f peut varier entre 1 A et 3 mA. Cependant la meilleure stabilité en température est obtenue dans la gamme comprise entre 15 micro-ampère et 750 micro-ampère.

2-2 Générateur sinusoidal à fréquence programmable:

La figure 2-2 représente le schéma complet du générateur sinusoidal

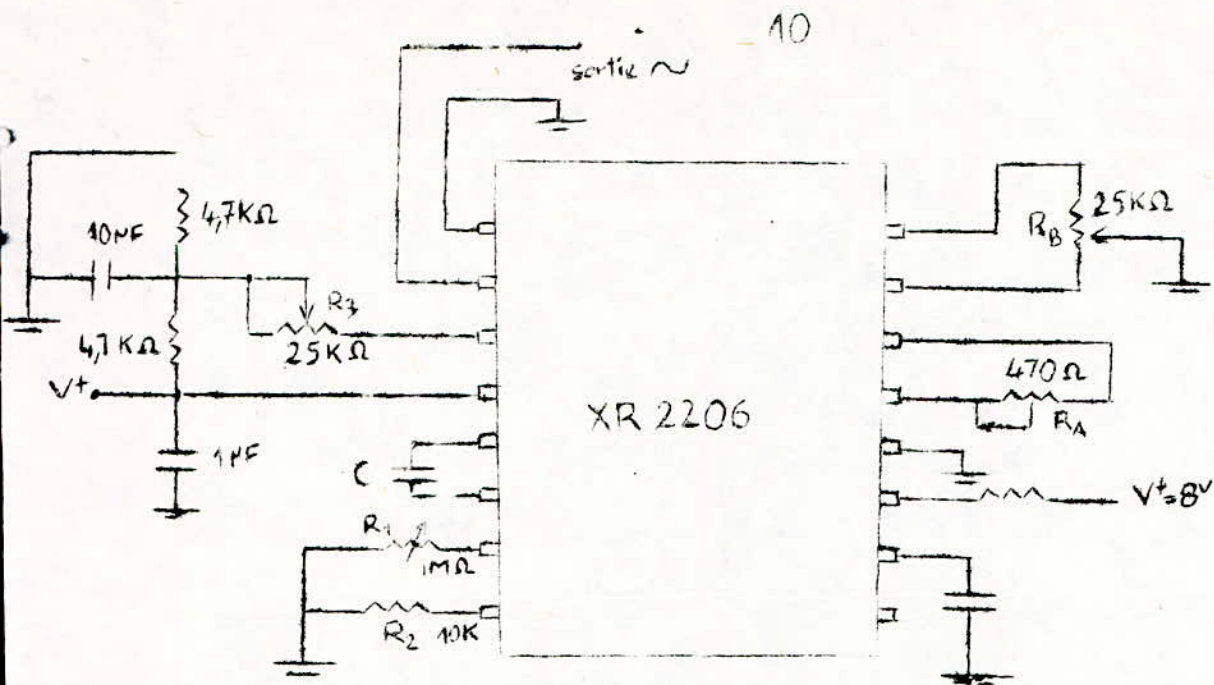


fig: 2-2

Le potentiomètre R_1 permet de faire varier la fréquence. R_3 fixe l'amplitude du signal de sortie. Il peut être remplacé par une résistance fixe. Le potentiomètre R_A permet le réglage fin de la forme du signal, alors que R_B est prévu pour un ajustement très fin de la symétrie. Cet ajustement se fait de la manière suivante:

-On fixe R_B au point milieu et on ajuste R_A pour avoir un minimum de distorsion;

-Avec R_A fixé, on ajuste R_B jusqu'à élimination de la distorsion.

L'amplitude maximale du signal de sortie est égale à la moitié de la tension d'alimentation ($\frac{V^+}{2}$).

Avec un tel circuit, les harmoniques de la sinusoïde peuvent être réduites à 0,5% .

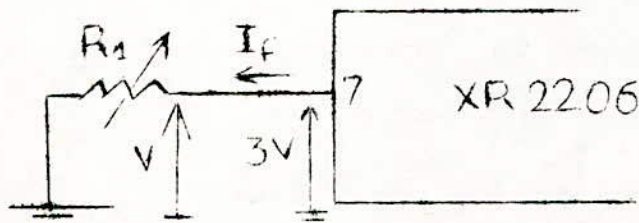
2-2-1 Description du circuit de contrôle:

La fréquence d'oscillation est déterminée par la capacité externe branchée entre les broches 5 et 6, et la résistance R connectée à la broche 7, elle est donnée par la formule $f_0 = \frac{1}{RC}$ (Hz) et peut être ajustée en variant R ou C .

La stabilité en température est optimum pour $4K \leq R \leq 200K$.

Les valeurs recommandées pour C varient de 1000 PF jusqu'à 100 micro-farade .

La fréquence du VCC est définie par le courant I_f et la valeur du condensateur externe. L'équation donnant la fréquence est: $f = \frac{I_f}{3C}$.



$$\text{On a : } 3 = R_1 I_f \quad R_1 = \frac{3}{I_f}$$

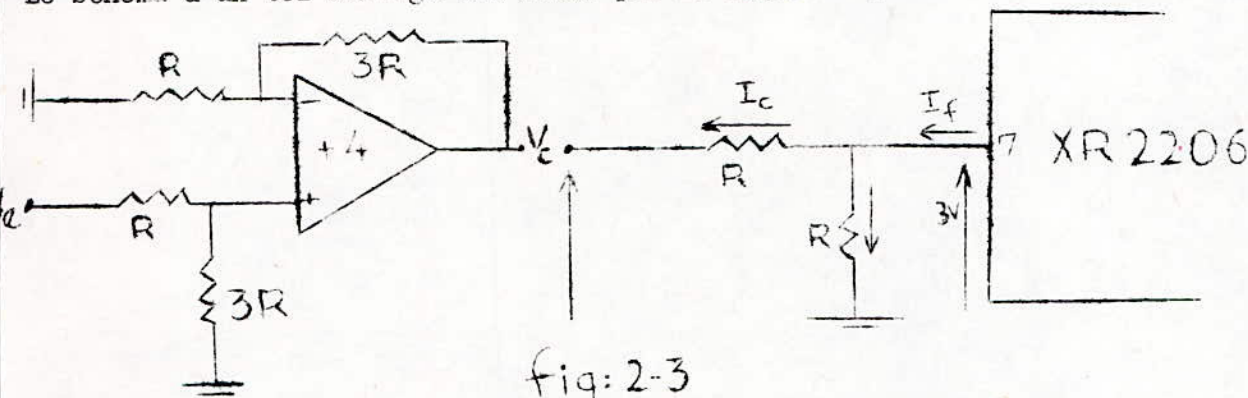
en remplaçant R_1 par $\frac{3}{I_f}$ dans l'équation $f = \frac{1}{R_1 C}$.

$$\text{On trouve } f = \frac{I_f}{3C}.$$

Au lieu de faire varier la fréquence à l'aide du potentiomètre R_1 , on peut la contrôler par application d'une tension V_c continuellement variable sur la résistance R_c (figure 2-3). Ceci nous permet de commander la fréquence en programmant la tension V_c qui varie après amplification de -10 Volts à $+2,9$ Volts. Un amplificateur non inverseur de gain 4 est utilisé à cet effet.

Cette limite est due à la tension 3 Volts (donnée par le constructeur) présente sur la broche 7 qu'on ne peut pas dépasser au risque de changer les caractéristiques du XR 2206. De plus pour ne pas saturer le circuit ($V^+ = \pm 12V$, $\Delta V = 24V$), on a été amené à limiter la tension inférieure à $-10V$. Ainsi, on diminue l'erreur introduite par le DAC.

Le schéma d'un tel montage est donné par la figure 2-3.



$V_c = 4V_e$, ou V_e représente la tension fournie par le DAC.

La fréquence relative à V_c est déterminée de la manière suivante :

$$V_c = 3 - R_c I_c \quad (1)$$

$$V_c = R I_b - R_c I_c \quad (2)$$

$$3 = R I_b \quad (3)$$

$$I_f = I_c + I_b \quad (4)$$

$$(3) \quad I_b = \frac{3}{R}$$

$$(1) \quad I_c = \frac{3 - V_c}{R_c}$$

On remplaçant dans l'équation (4) on a :

$$I_f = I_c + I_b = \frac{3}{R} + \frac{3 - V_c}{R_c} = 3 \left(\frac{1}{R} + \frac{1 - \frac{V_c}{3}}{R_c} \right)$$

Or on a trouvé ci dessus que $f = \frac{I_f}{3C}$

En remplaçant I_f par sa valeur on a :

$$f = \frac{1}{RC} \left[1 + \frac{R}{R_c} \left(1 - \frac{V_c}{3} \right) \right]$$

Theoriquement la pente (gain) est donné par :

$$\frac{f}{V_c} = - \frac{0,32}{R_0 C} \text{ Hz/Volts}$$

Remarque:

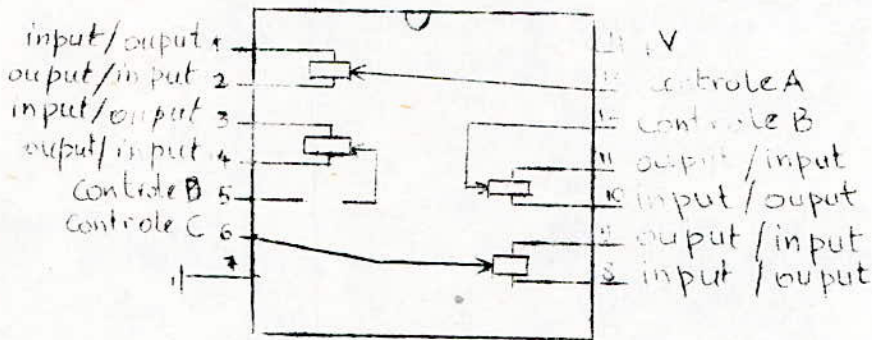
D'après le constructeur I_f est limité à 3 mA .

L'amplitude du signal de sortie est inversement proportionnelle à la résistance externe R_3 connectés à la broche 3 elle est de 60 mV par K (fig 2-4 a) .

La tension de commande utilisée est fournit par DAC et elle peut varier de $-2,5V$ à $+2,5V$ avec $V = 20 \text{ mV}$. Tous calculs faits ces valeurs ne nous permettent pas, pour un couple R,C donné, de parcourir la gamme de fréquence demandée (0,01 Hz — 10 KHz). Ainsi, il nous a fallu envisager l'utilisation de plusieurs couples R,C successivement.

Pour cela on a été amené à utiliser des commutateurs qui seront commandés par la carte texes .

Le schema de prochage d'untel circuit est le suivant:



Les commutateurs qu'on a utilisé sont de type 4066 qui peuvent donner lieu à 4 commutations.

Les broches 1,2,3,4,8,9,10,11 peuvent être prise A comme entrées ou sorties.

Les broches 5,6,12,13 sont des entrées de ccntrole. A l'etat haut, ces entrées donnent lieu à un court circuit (par exemple entre les broches 1 et 2), et à l'etat bas un circuit ouvert .

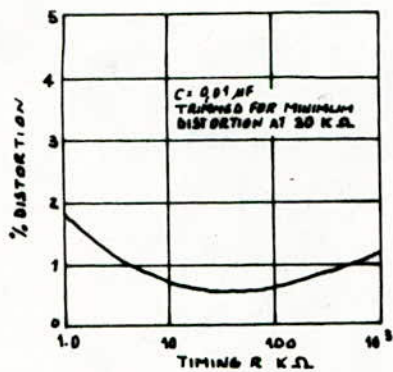


Figure 7. Trimmed Distortion vs Timing Resistor.

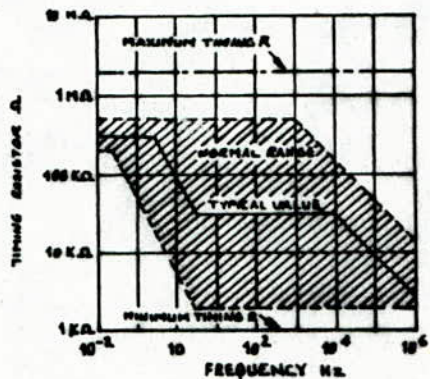


Figure 5. R vs Oscillation Frequency

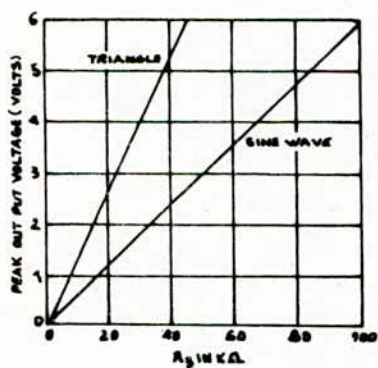


Figure 3. Output Amplitude as Function of Resistor R₃ at Pin 3

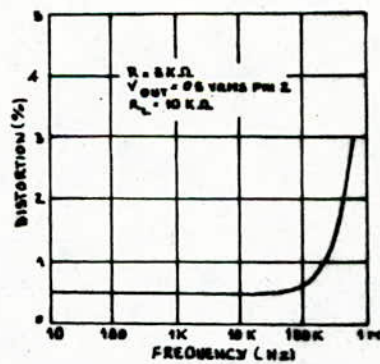


Figure 8. Signwave Distortion vs Operating Frequency With Timing Capacitors Varied.

Introduction :

La source d'énergie utilisée pour imposer un potentiel électrique à une électrode a longtemps été une batterie d'accumulateurs dont les pôles "plus" et "moins" étaient respectivement réunis à l'anode et à la cathode d'une cellule d'électrolyse, éventuellement par l'intermédiaire d'un potentiomètre ou d'un rhéostat.

L'une des deux électrodes étaient généralement constituée par un élément de référence dont le potentiel est stable et reproductible quelque soit le milieu dans lequel elle est plongé (exemple : électrode au calomel KCl saturé).

Ce type de montage était valable uniquement dans le cas des très faibles intensités de courant. En effet, une électrode de référence se polarise par suite des réactions électrochimiques qui s'y produisent quand elle est parcourue par un courant, et son potentiel cesse alors d'être stable.

Un autre inconvénient des circuits à deux électrodes réside dans le fait que le potentiel E réellement imposé à l'électrode de travail n'est pas obligatoirement le potentiel V lu sur l'appareil de mesure. En effet :

$$V = E - Ri$$

Relation dans laquelle R est la résistance de la solution située entre les deux électrodes, et i l'intensité du courant passant dans les électrodes.

On a donc été amené à utiliser un montage à trois électrodes, où le potentiel mesuré à l'électrode de travail n'est pas affecté par la chute ohmique -

(chap 1 fig 1-1)

Dans ce montage, on applique entre l'électrode de travail et le contre électrode une tension V ajustée au moyen du potentiomètre P , jusqu'à lire sur le voltmètre E le potentiel que l'on desire imposer, le courant étant mesuré par l'appareil de mesure A .

En pratique, une telle manipulation est extrêmement laborieuse, du fait que les équilibres entre les électrodes et la solution évoluent dans le temps, ce qui nécessite de modifier constamment la tension appliquée, afin de compenser l'erreur de chute ohmique Ri .

Ces difficultés ont pu être éliminées à la suite du développement des potentiostats, qui assurent une régulation automatique de la différence de potentiel E imposée entre l'électrode étudiée et l'électrode de référence.

Définition d'un potentiostat

Un potentiostat est un générateur de courant dont la tension de sortie est commandée par un processus de régulation qui agit de manière à maintenir la tension apparaissant entre l'une des extrémités du circuit d'utilisation et un point intermédiaire de ce circuit à une valeur identique à celle qui est appliquée à l'entrée "tension pilote" de l'amplificateur.

3-1 Principe de la regulation :

Le processus de régulation consiste à imposer et maintenir le système électrochimique dans l'état, variable ou non, que l'on désire étudier.

Le problème principal qui se pose est celui de l'accessibilité de cet état, c'est à dire de l'adaptation de la regulation à la caractéristique courant tension du système électrochimique étudié.

Il existe d'autres dispositifs de regulation (galvanostat, potentiométrique, etc).

Le plus utilisé est le potentiostat qui permet d'accéder à des domaines de courbes courant-tension jusque-là interdits à l'expérimentateur.

3-2 Etude et réalisation d'un potentiostat :

3-2-1 Problèmes généraux dans la conception d'un potentiostat :

Le problème essentiel qu'on cherche à résoudre par l'utilisation d'un potentiostat est le relevé d'une courbe courant-tension décrivant la variation de potentiel η

d'une électrode en fonction du courant I qui la traverse (fig: 3 - 1). Cette tension η qui est la ddp entre électrode et la solution où elle est immergée, est inaccessible à une mesure directe ce qui conduit à utiliser une électrode de référence et le plus souvent une contre électrode assurant le passage du courant.

De plus la tension effectivement mesurée et contrôlée n'est pas η , mais la ddp V_{ref} entre électrode de travail et électrode de référence. À η s'ajoute d'abord une chute ohmique $R_e I$ du fait que la solution n'est pas parfaitement conductrice. On peut diminuer la valeur de $R_e I$ en rapprochant les 2 électrodes. Mais la configuration dissymétrique généralement adoptée pour la cellule enlève beaucoup d'intérêts à cette solution.

En effet, si la contre-électrode a une superficie très supérieure à celle de l'électrode de travail, la chute ohmique est concentrée au voisinage de cette dernière.

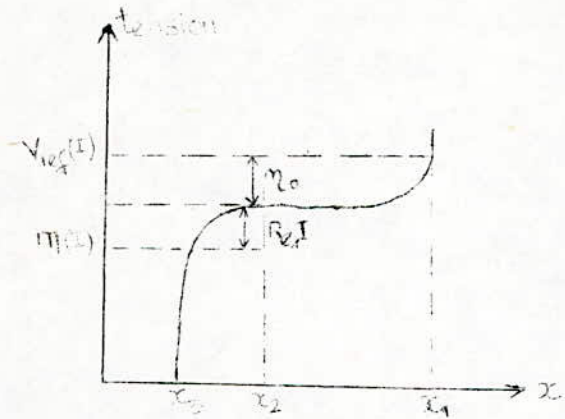
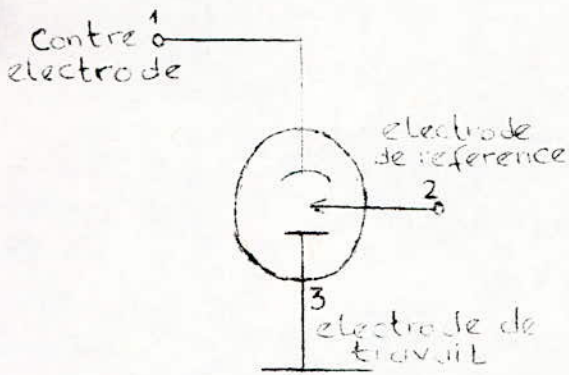
Si l'on place l'électrode de référence au delà de ce voisinage immédiat (1mm à 2mm), $R_e I$ est pratiquement indépendant de la position choisie, ce qui facilite les problèmes de regulation. L'électrode de référence contribue à la ddp régulée par un terme η_c indépendant de I par définition tant que cette électrode ne débite aucun courant.

Les dispositifs de regulation déjà cités sont délicats d'emploi; mais l'apparition des circuits intégrés a conduit à un progrès important dans les techniques de mesure en cinétique électrochimique. Les composants les plus pratiques actuellement sont les amplificateurs opérationnels à circuits intégrés faciles à utiliser et qui donne des résultats avec une grande précision.

3-2-2 Caractéristiques des dispositifs de regulation :

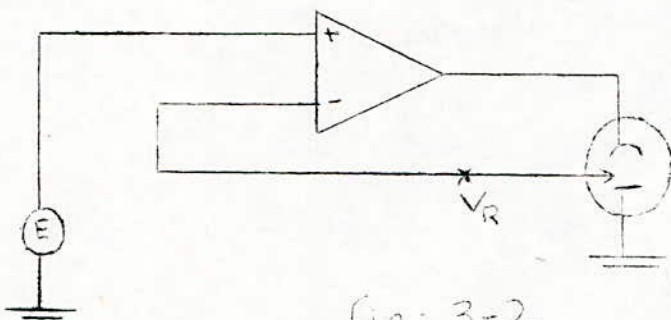
La regulation pourra être effectuée de différentes façons. Cependant chaque configuration devra être assujettie à plusieurs conditions :

a/Le principe de la regulation inversement proportionnelle au gain A de l'amplificateur opérationnel, conduit à prendre A très grand ($A > 10^4$).



schemas de la cellule

fig: 3-1



$$V_R = \frac{E}{1 + \frac{Z_1 + Z_2}{AZ_2}}$$

si $A \rightarrow \infty$, $V_R = E$

fig: 3-2

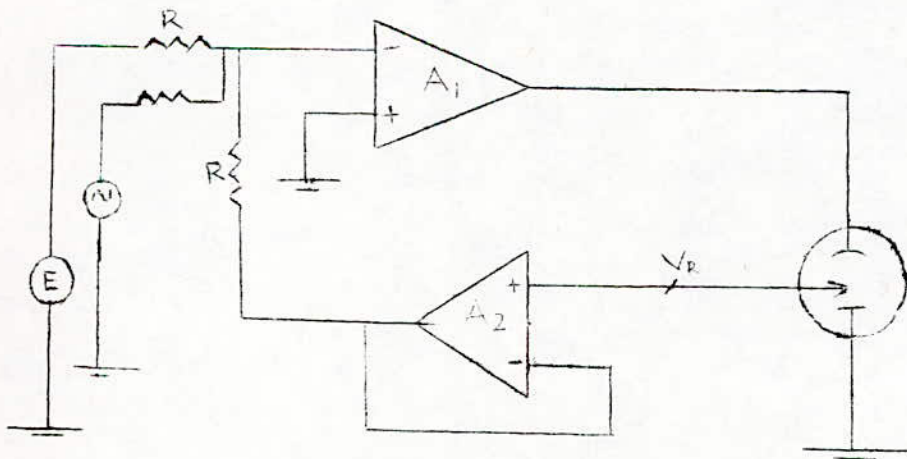


fig: 3-3

b/Le temps de reponse et la bande passante: Certaines experiences necessitent l'utilisation de signaux de haut frequence, et il faudrait que les dispositifs de regulation aient une bande passante compatible avec la bande de frequence analysée (0,01Hz — 10Kz)

c/La resistance d'entrée, vue de l'électrode de reference doit être ruperieur à 10^7 Ohms, car il ne faut pas que cette électrode débite de courant si l'on veut qu'elle soit faible et conserve un potentiel constant.

d/Le courant et la tension de scrtie, doivent être compatibles avec le systeme électrochimique étudié.

e/Le bruit de la regulation doit être faible pour permettre d'utiliser des signaux d'analyse de très faible amplitude. Pour cela on utilise des dispositifs ayant un bruit parasite faible pour obtenir un rapport signal/Bruit acceptable qui n'altère pas trop la precision de mesure

Après avoir étudié les pricipes de réalisation d'un potentiostat, il est bon de donner quelques configurations de ce dernier.

3-2-3 Réalisation d'un potentiostat :

a/Potentiostat à circuit non-inverseur :

(fig : 3-2)

Cette configuration n'utilise qu'un seul amplificateur operationnel dans la boucle de regulation. Ce qui assure dans beaucoup de cas la regulation de l'ensemble potentiostat-cellule. Par contre si l'on veut ajouter un signal variable à la tension de consigne (pilote), il faut interposer entre cette drnière et l'ampli un additionneur analogique.

b/Potentiostat à circuit inverseur :

(fig : 3 - 3)

La présence de deux amplificateurs dans la boucle de contre-réaction favorise les instabilités du système régulation-cellule. La présence d'un suiveur de tension A_2 est ici nécessaire pour que l'impédance vue de l'électrode de référence soit élevée. Ce pendant A_2 qui peut être placé à proximité immédiate de l'électrode de référence, permet de prélever les signaux de cette électrode sous très basse impédance (sesiblement égale à zéro); ce qui rend moins sensible au rayonnement parasite. De plus cette configuration permet d'ajouter très facilement un signal variable à la tension de consigne .

Parmi les deux montages que nous venons d'étudier, nous avons réalisé le second car, il permet d'ajouter directement le signal variable à la tension continue qui elle, est toujours présente. A cet effet, un commutateur a été utilisé pour permettre de travailler soit en signal continu (polarographie classique) soit en signal continu plus signal alternatif (polarographie à tension alternative superposée).

Par ailleurs, pour répondre aux conditions citées en 3 , nous avons utilisé des amplificateurs opérationnels (TDB156) à entrée JFET qui ont :

- Une haute impédance d'entrée (10^{12})
- Une bande passante :
- Un bruit :
- Un gain élevé ()
- Courant max

Chapitre 4 : MESURE DE COURANT

Les circuits de régulation ayant été passés en revue, nous allons maintenant donner quelques montages permettant la mesure de la réponse de la cellule qui est un courant recueilli sur l'électrode de travail.

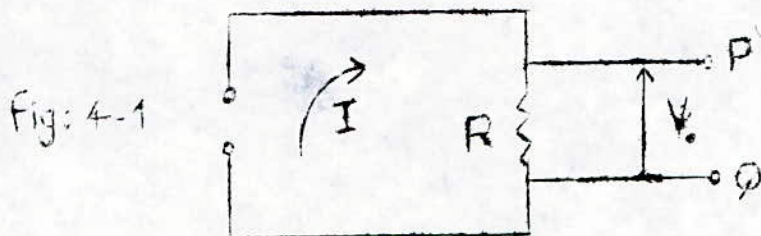
Ce courant doit être acquis et traité par une carte numérique par l'intermédiaire de convertisseurs analogique numérique, d'où la nécessité d'utiliser un convertisseur courant-tension avant d'attaquer les C.A.N.

Lorsque ce courant est sinusoïdal, on acquiert n échantillons par période. Pour obtenir les signaux d'échantillonnage nous allons utiliser une boucle à phase asservie (PLL) qui permet la multiplication par n de la fréquence du signal analogique. Cette P.L.L ne fonctionne qu'en signaux carrés. Pour cela, nous devons utiliser un détecteur de zéro qui permet de transformer un signal analogique en un signal logique.

4-1 Convertisseur courant-tension

Le problème posé est le suivant: disposant d'un courant d'entrée I , il s'agit d'obtenir une tension de sortie, V_o , proportionnelle à I .

Une solution évidente est d'envoyer ce courant dans une résistance R , comme le montre la figure 4-1.



La tension V_o est bien proportionnelle à I , à condition que l'on ne "charge" le montage, entre les points P et Q que par une résistance pratiquement infinie par rapport à R .

Cette solution n'est pas inexacte, mais son emploi est peu commode.

Le défaut de cette méthode est que tout courant consommé à la tension de sortie V_o (par le fait d'un circuit quelconque branché entre les points P et Q) perturbe la relation entre V_o et I , puisque ce courant I ne passe plus en totalité dans la résistance R . Or, si l'on desire obtenir une tension de sortie V_o , c'est pour l'utiliser. On sait qu'utiliser une tension c'est forcément lui faire débiter un certain courant.

L'emploi d'un amplificateur opérationnel remédie à ce défaut, car on ne gêne en rien le passage du courant d'entrée (fig 4-2 a).

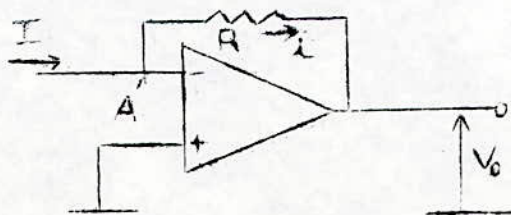


fig: 4-2 a

Le potentiel du point A reste nul et la tension de sortie est formée par une source dont la résistance interne équivalente de sortie est pratiquement nulle. D'autre part, comme le courant d'entrée de l'ampli est négligeable par rapport à I , ce dernier passe en totalité dans la résistance $R(I \approx i)$.

Or, nous avons vu que le point A était au potentiel zéro: la sortie V_o est donc au potentiel $V_o = -RI$.

Le courant fourni par la cellule électrochimique varie généralement entre 100mA et 10mA et, la carte numérique doit effectuer le traitement fonctionnel dans une plage de tension limitée ($-5V$, $+5V$) avec une résolution de 40mV.

Nous sommes tenus à utiliser plusieurs résistances qui seront connectées selon l'importance du courant fourni par la cellule. Les limites du courant et de tension nous imposent le choix des résistances.

Le schéma complet de mesure est donné par la figure 4-2b.

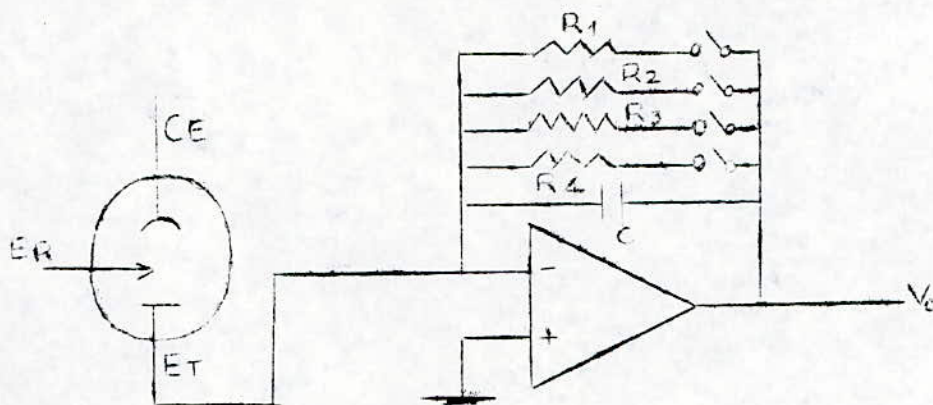


Fig: 4-2b

Des commutateurs sont utilisés pour connecter ou non les résistances.

Valeurs des résistances

$$R_1 = 2M$$

$$R_2 = 100K$$

$$R_3 = 10K$$

$$R_4 = 500$$

Ce montage offre l'avantage de relier fictivement l'électrode de travail à la masse (Z_e de l'ampli est très grande).

Cependant pour les forts courants, il présente l'inconvénient de nécessiter un amplificateur opérationnel capable de supporter tout le courant qui traverse la cellule d'électrolyse.

4-2 Détecteur de zéro

Le détecteur de zéro est un comparateur dont le seuil est à la valeur zéro ($E_{nef}=0$).

La fonction "comparaison" que nous allons étudier concerne bien entendu la comparaison de deux signaux analogiques. Cette fonction est essentielle dans le traitement de l'information car elle est la frontière entre le traitement analogique des signaux et leur traitement numérique puisque les entrées d'un comparateur reçoivent des signaux analogiques, alors que la sortie délivre une information logique.

Un comparateur est un organe analogique, essentiellement un amplificateur opérationnel, dont la fonction est d'indiquer si la tension analogique appliquée sur l'une des deux entrées est inférieure ou supérieure à celle appliquée sur l'autre entrée.

Le schéma de principe d'un tel comparateur et la caractéristique de sortie d'un tel comparateur sont donnés par la figure 4-3.

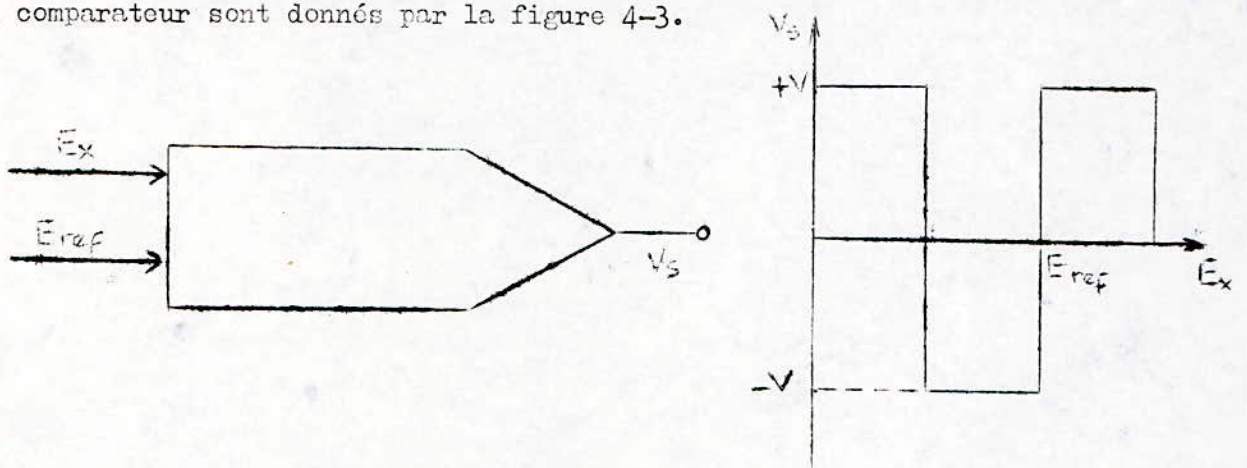


Fig:4-3

Pour obtenir un détecteur de zéro, il suffit de prendre $V_{ref} = 0$.

Il est possible de réaliser un détecteur de zéro à partir d'un amplificateur opérationnel avec un pont de diodes inséré dans la boucle de contre réaction agissant comme limiteur symétrique de la tension de sortie, mais il existe des détecteurs de zéro en circuit intégré. Dans notre cas, nous allons utiliser un circuit intégré qui est le LM311.

Le schéma de ce détecteur est donné par la fig 4-4.

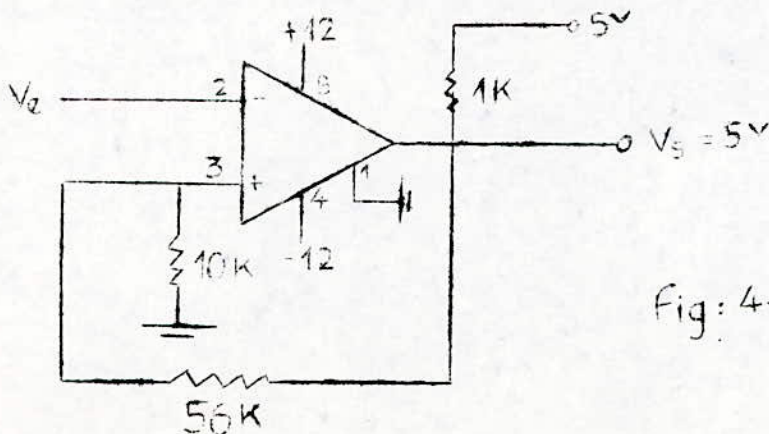


Fig:4-4

4-3 Multiplication de fréquence :

Introduction :

Il s'agit, étant donné un signal périodique à fréquence F variable, d'obtenir un signal périodique à fréquence $N \times F$.

La solution généralement utilisée pour obtenir une multiplication, par un nombre important, sur un large domaine de fréquence est le montage dit PLL (phase locked loop = boucle asservie en phase).

La fonction d'une telle boucle consiste à comparer la phase d'une onde incidente à celle d'une référence interne dont la fréquence est asservie à l'incidente. Elle s'applique de se fait à la démodulation, au décodage mais aussi à la multiplication de la fréquence, etc... .

De telles PLL ont surtout été réalisées en Bi polaire. Avec les circuits intégrés à MOS complémentaire et dans l'état actuel de la technique, la fréquence de travail est limitée (à 500 KHz avec la boucle à phase asservie CD4046).

Par contre l'économie en consommation est nette: de 100 mw environ, elle passe à quelques 600 w.

Ces circuits étaient à l'origine entièrement analogiques et fonctionnaient en signaux sinusoidaux. Mais aujourd'hui les PLL sont la plupart du temps hybrides et fonctionnent en signaux carrés.

4-3-1 Description de la PLL :

Nous allons décrire une boucle composée de circuits commerce en détaillant la fonction remplie par chacun des éléments. On retrouve ces éléments dans toutes les boucles et ils remplissent la même fonction. Le synoptique de ce circuits est donné par la figure 4-3-1.

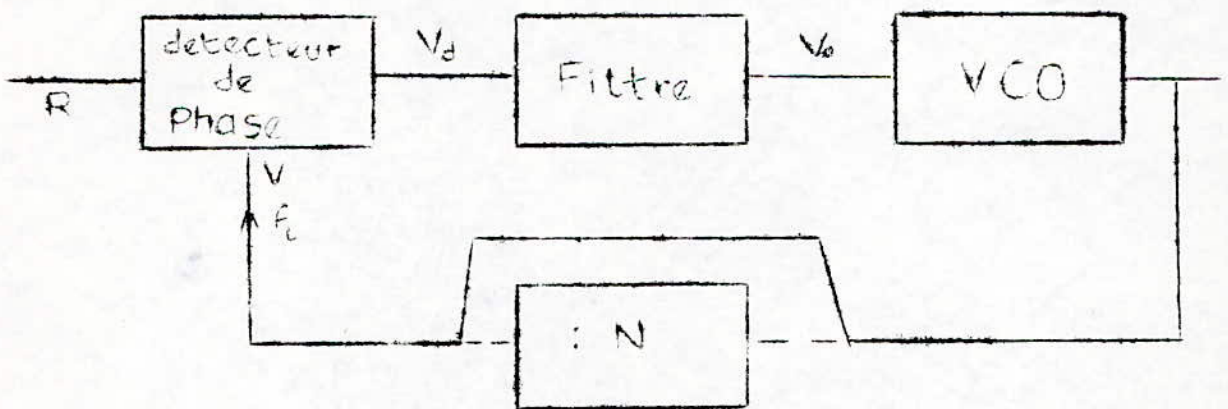


fig 4-3-1

Toutes les boucles à verrouillage de phase comportent :

- Un détecteur de phase : qui délivre un signal V_d dont la valeur moyenne est proportionnelle à la différence de phase $\theta_1 - \theta_2$ entre le signal incident R et le signal de retour V . Ces deux signaux ont une forme d'onde carrée;
- Un oscillateur commandé en tension: ce sont en général des oscillateurs RC où un condensateur est chargé par un courant commandé par une tension jusqu'à

ce qu'une tension fixe V_1 soit atteinte; à cet instant il est déchargé par un courant également commandé par la même tension jusqu'à une tension V_2 et le cycle recommence.

Il existe divers montages présentant ce principe qui fonctionnent pour une gamme de fréquence limitée et une zone de linéarité plus réduite;

- Filtre passe bas :

Il est constitué généralement par une résistance et une capacité; son rôle consiste à shunter les signaux de fréquence élevée et laisser passer les signaux de basse fréquence;

- Pour obtenir la multiplication de fréquence, on intercale un compteur permettant la division de fréquence.

4-3-2 Principe de la multiplication :

Le schéma synoptique est donné par la figure 4-3-2 :

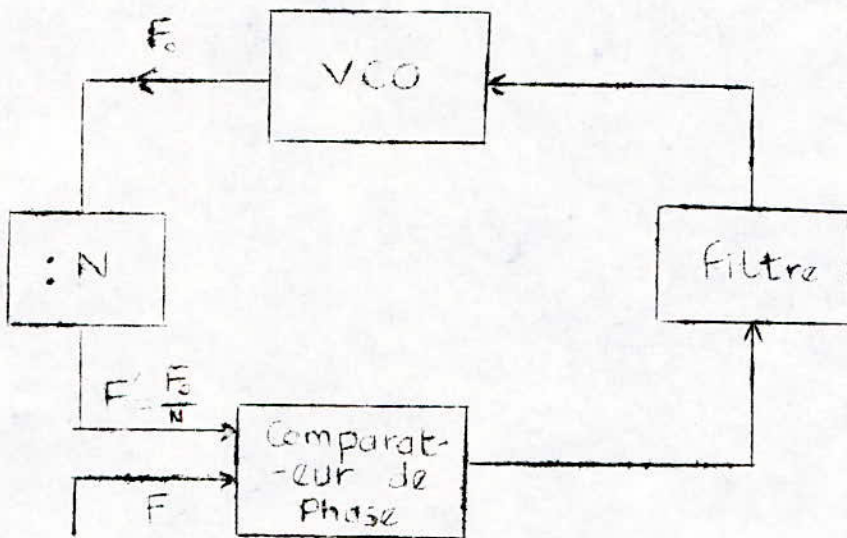


fig : 4-3-2

Nous partons d'un oscillateur dont on peut commander la fréquence. Cet oscillateur commandé en tension, VCO, fournit un signal à fréquence F_0 . On applique ce signal à un diviseur de fréquence par N , qui donne donc en sortie, un signal à fréquence $F' = \frac{F_0}{N}$. Un "comparateur" compare le signal de fréquence F' et le signal de fréquence F (celle-là même que l'on souhaite multiplier par N), et fournit en sortie une tension dite d'erreur indiquant l'écart de fréquence, entre le signal à fréquence F' et le signal à fréquence F ;

Cette tension d'erreur contient des termes indésirables à des fréquences $N \times F$ qu'il faut éliminer par un filtre passe bas. Par l'intermédiaire de ce dernier elle agit sur la commande de fréquence du VCO.

Le tout réalise une boucle d'asservissement, maintenant la tension d'erreur à une valeur quasi-nulle, autrement dit la fréquence $F' = F$. Dans la mesure où cet asservissement est réalisé on dispose donc d'une fréquence F_0 qui est bien le

produit par N de la fréquence F .

Si la valeur de la fréquence F ne change pas trop vite, en raison de la présence du filtre passe bas présent dans la boucle d'asservissement, la valeur de F_0 change aussi en restant égale au produit de $N \times F$.

4-3-3 Plage de capture :

On appelle "plage de capture" le domaine de valeurs initiales possibles de F' , s'étendant de part et d'autre de F , pour lequel le système asservi peut fonctionner dès la mise en service de la boucle.

Plus cette plage de capture est élevée, plus le système admet des fortes variations de la fréquence F . Une fois que la capture a été faite, il faut encore définir dans quel domaine de fréquence F' peut varier sans faire cesser l'asservissement. Ce domaine sera essentiellement défini par les possibilités de variation de la fréquence du VCO et du comparateur.

Enfin, nous pouvons dire que l'inconvénient de ce type de PLL est la limitation de sa plage de capture qui est déterminée par les abaques données par le constructeur.

Après avoir donné un aperçu général sur la PLL et sur la multiplication, nous nous proposons d'étudier la boucle à phase asservie CD 4046 que nous utilisons pour la multiplication.

4-3-4 Circuit CD 4046 :

C'est un ensemble permettant de mettre en oeuvre une boucle à verrouillage de phase (fig:4-3-3). On trouve un VCO associé à un double comparateur de phase de type numérique. Une zéner stabilise l'alimentation. Le VCO est accordé par un condensateur externe, et relié par l'intermédiaire du compteur au comparateur. Enfin, l'habituel filtre passe bas réapplique au VCO la tension de correction.

1-Oscillateur commandé en tension : (fig:4-3-4)

Les transistors P_1 et P_2 forment un miroir de courant car ils ont les mêmes tensions de grille et de source: $I = I_1 + I_2$

Une bascule RS bistable commande par ses sorties Q et \bar{Q} la charge ou la décharge de la capacité C par le courant I aiguillé par quatre transistors interrupteurs selon le principe suivant :

a/ $Q = 0$ $\bar{Q} = 1$: La tension en A (V_A) est nulle et le courant I arrive en B. La tension V_B croît jusqu'à une tension de seuil V_r , par cette valeur le comparateur 2 fait passer la bascule à l'état $Q = 1$ $\bar{Q} = 0$. A cet instant $V_B - V_A = V_r$.

b/ $Q = 1$ $\bar{Q} = 0$: $V_B = 0$ et le courant arrive en A; à l'instant du basculement $V_A = -V_r$ et la tension V_A va croître jusqu'à ce que $V_A = V_r$ et le comparateur 1 va ramener la bascule à l'état $Q = 0 = 1$ et ainsi de suite.

La charge étant linéaire car I est constant.

On a :

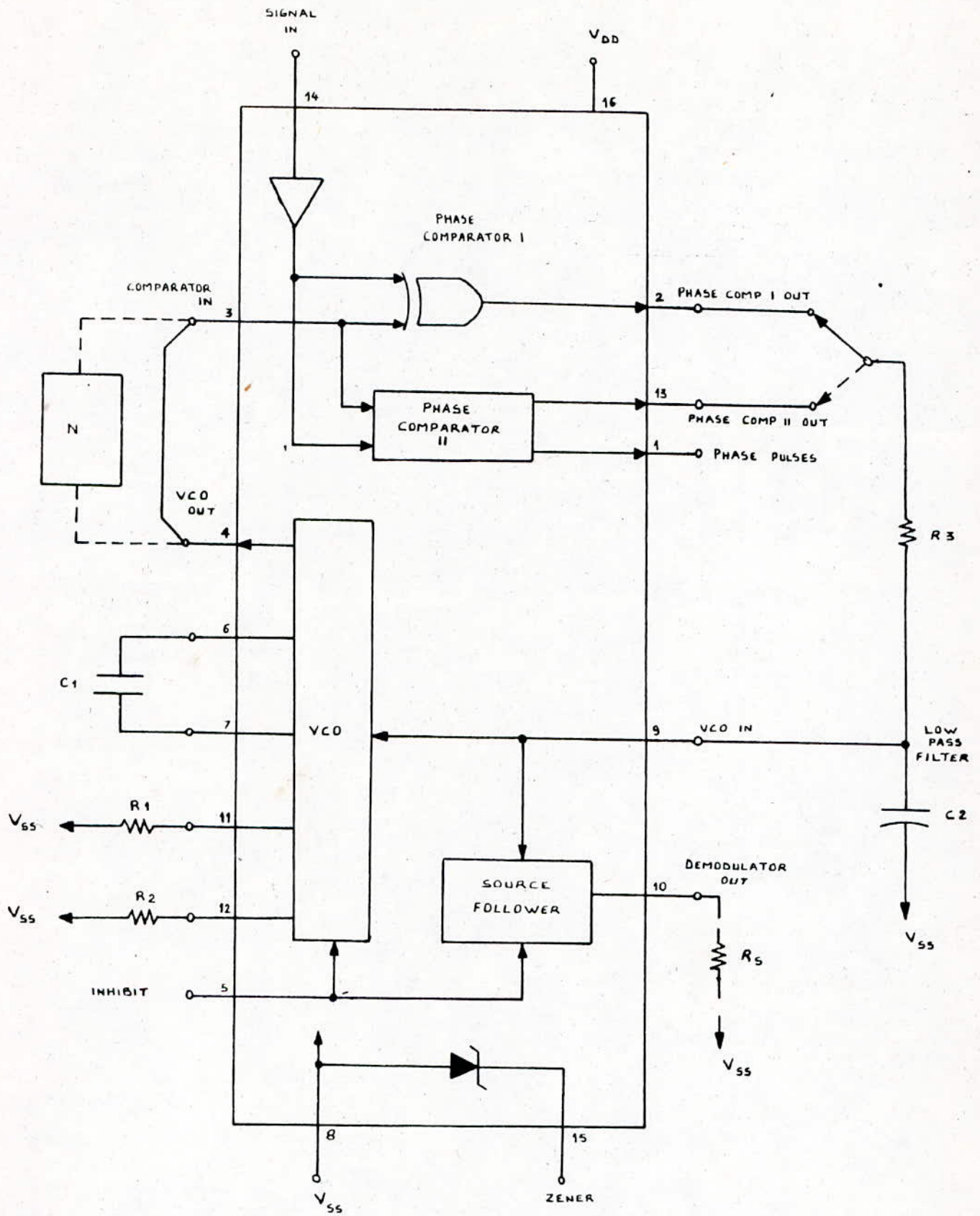


fig: 4-3-3

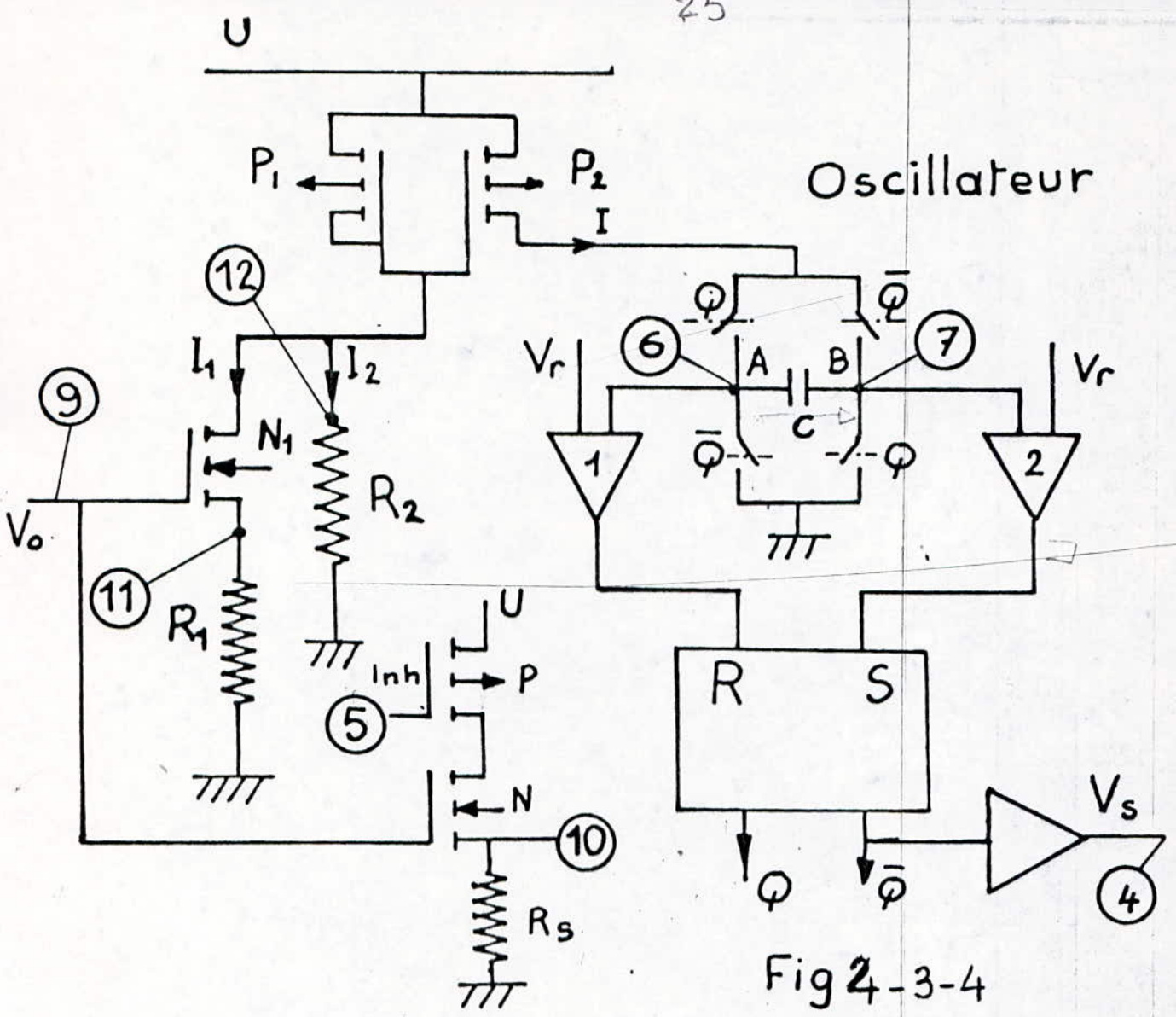


Fig 2-3-4

$$I = C$$

$$I = C \frac{dV}{dt} = C \frac{\Delta V}{\Delta T} = C \frac{2V_r}{T/2}$$

$$\text{donc } T = \frac{4CV_r}{I} \quad \text{d'où } F = \frac{1}{T} = \frac{I}{4CV_r}$$

ou F : fréquence du VCO

-réglage de la fréquence de l'oscillateur ;

La résistance R_2 dérive un courant constant I_2 qui va permettre de régler la fréquence minimale.

La résistance R_1 va dériver un courant I_1

$$I_1 = \frac{aV_o}{R_1}$$

ou a : est un coefficient voisin de 1

V_o : tension de commande du VCO

on a alors :

$$I = I_1 + I_2$$

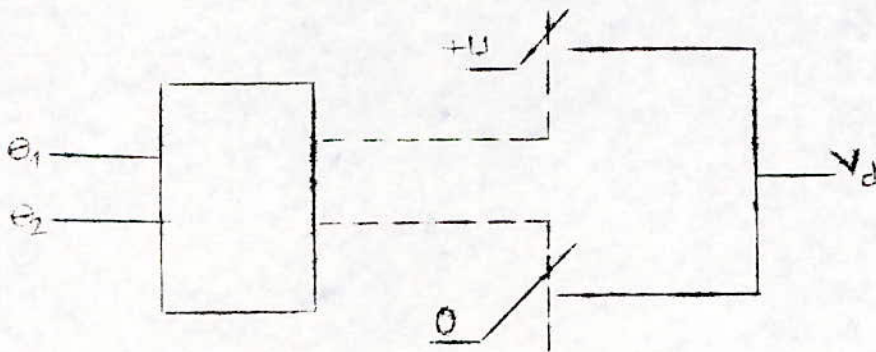
$$F = \frac{aV_o}{4R_1CV_r} + \frac{I_2}{4CV_r}$$

en variation autour d'un point de repos

$$f = \frac{aV_o}{4R_1CV_r}$$

2- Le détecteur de phase I : (fig : 4-3-5 a)

C'est un OU exclusif qui commande les interrupteurs reliant la sortie à 0 ou U.



Si $e_1 = e_2$, la sortie est reliée à $+U$ à chaque période pendant l'intervalle de temps $(e_1 - e_2) \cdot \frac{T}{2}$ ($T = \frac{1}{f_o}$).

Si $e_1 \neq e_2$, la sortie est reliée à 0 pendant un intervalle de temps $(e_2 - e_1) \cdot \frac{T}{2}$.

La valeur moyenne du signal de sortie à pour amplitude $\bar{V}_d = \frac{U(e_1 - e_2)}{2}$

c'est-à-dire que lorsque les signaux sont en phase la tension de sortie est nulle et s'ils sont en opposition celle-ci est égale à U . Il est clair qu'un tel détecteur de phase va être utilisé pour des signaux verrouillés entre eux en quadrature pour

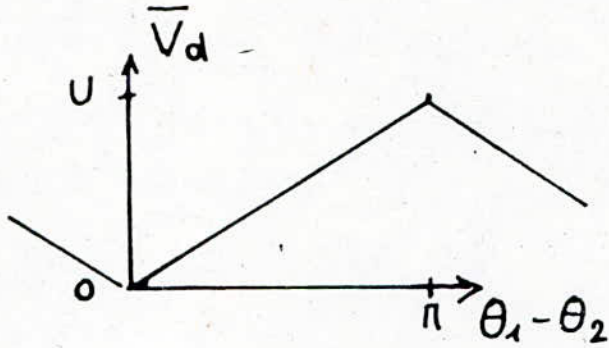
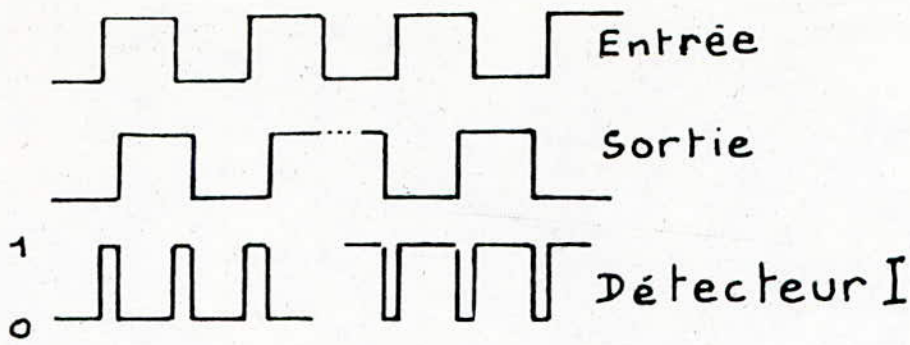


Fig 3-5a

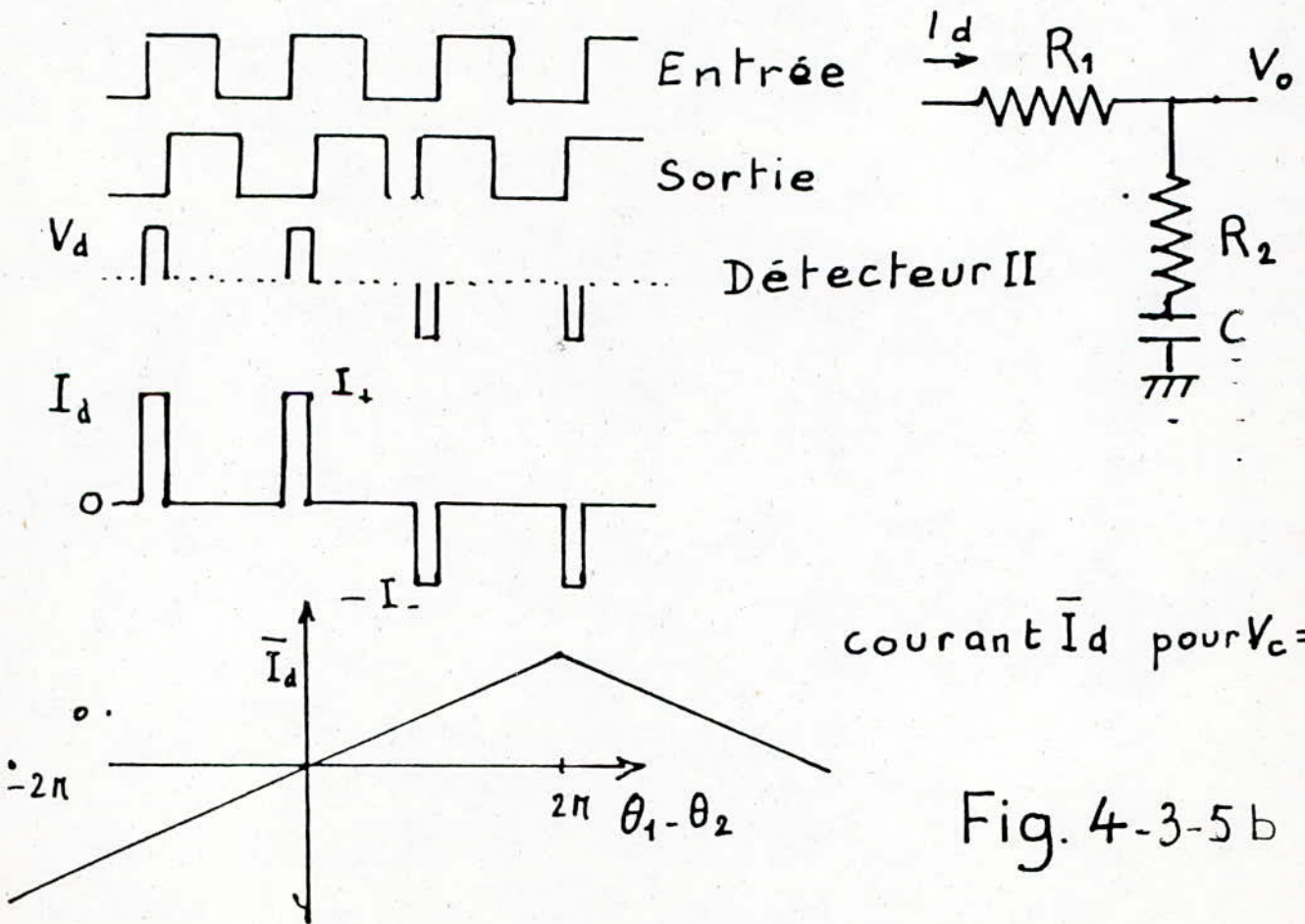


Fig. 4-3-5b

permettre des écarts possibles autour du point de repos.

En variation on aura

$$V_d = K_d (\theta_1 - \theta_2) \quad \text{Avec } K_d = \frac{U}{2\pi}$$

La fonction de transfert du filtre traditionnellement utilisé est :

$$F(P) = \frac{R_2 + 1/CP}{R_1 + R_2 + 1/CP} = \frac{1 + T_2 P}{1 + T_1 P}$$

$$\text{Avec } T_1 = (R_1 + R_2) C$$

$$T_2 = R_2 C$$

3-Le détecteur de phase II : (fig : 4-3-5 b)

La sortie ayant trois états ne peut être comme dans le cas précédent être assimilée à un générateur de tension car son impédance est variable (très faible pour $V_s = 0$ ou V_{DD} et très élevée en circuit ouvert).

On va donc la modéliser par un générateur de courant qui sera nul en circuit ouvert .

On s'intéresse comme dans le cas précédent à la composante continue ou lentement variable.

-Le signal d'entrée est en avance sur le signal locale soit θ_1 θ_2 . Dans ce cas la sortie vaut périodiquement U pendant Δt un temps proportionnelle à $\theta_1 - \theta_2$

$$\text{soit } \Delta t = \frac{\theta_1 - \theta_2}{2\pi} \times T$$

ou T est la période des deux signaux. pendant le reste du temps le circuit est ouvert .

Le courant ne peut être calculé qu'en fonction de la charge que représente le filtre. Dans le cas du filtre classique prévu Si V_c représente la valeur de repos du condensateur on a un courant qui est égal dans l'intervalle Δt à I_+

$$I_+ = \frac{U - V_c}{R_1 + R_2}$$

en négligeant les variations de V_c qui sont du premier ordre. Lorsqu'il y a verrouillage la valeur moyenne de I_d est nulle; Lorsqu'un décalage de phase se produit on a un courant moyen I_d qui vaut.

$$I_d = \frac{U - V_c}{R_1 + R_2} \times \frac{\Delta t}{T} = \frac{U - V_c}{2\pi (R_1 + R_2)} (\theta_1 - \theta_2)$$

-Il est clair que lorsque θ_1 θ_2 la sortie du détecteur est au potentiel zero pendant un temps Δt

$$\Delta t = \frac{\theta_2 - \theta_1}{2\pi} \times T$$

Le condensateur de tension V_c fournit donc un courant $-I_-$

$$-I_- = \frac{V_c}{R_1 + R_2}$$

La valeur moyenne I_a vaut alors

$$I_a = \frac{V_c}{R_1 + R_2} \times \frac{\Delta t}{T} = \frac{V_c}{2\pi(R_1 + R_2)} (\theta_1 - \theta_2)$$

Si la point de repos V_c est égale à $\frac{U}{2}$ on a

$$I_d = \frac{U}{4\pi(R_1 + R_2)} (\theta_1 - \theta_2)$$

En variation selon laplace la tension $V_o(P)$ commandant l'oscillateur est :

$$V_o(P) = I_d(P) \left(R_2 + \frac{1}{C_p} \right) = \frac{U}{4\pi} \times \frac{1 + R_2 C_p}{(R_1 + R_2) C_p} (\theta_1 - \theta_2)$$

Tout se passe alors comme si le detecteur de phase avait une $K_d = \frac{U}{4\pi}$ et si $F(P)$ la fonction de transfert du filtre valait :

$$F(P) = \frac{1 + T_2 P}{T_1 P + 1}$$

On peut donc faire les remarques suivantes :

-La boucle ne peut être verouillée qu'avec des signaux rigoureusement en phase et de même fréquence car le detecteur fonctionne avec les fronts des signaux.

-Si le point de repos de V_o n'est pas $\frac{U}{2}$ la constante K_d equivalente n'est pas la même pour des variations de phase où θ_1 θ_2

$$(K_d = \frac{U - V_c}{2\pi})$$

et pour θ_1 θ_2 ($K_d = \frac{V_c}{2\pi}$)

Cette difference peut entrainer des amortissement differentes de la boucle d'asservissement selon les sens de variation .

Dans notre cas, nous avons besoin d'un dephasage nul entre le signal d'entrée et le signal local pour avoir toujours $F_c = NF$. Pour cela nous utilisons le comparateur II.

Le chronogramme du comparateur II est donné par la fig : 4-3-6

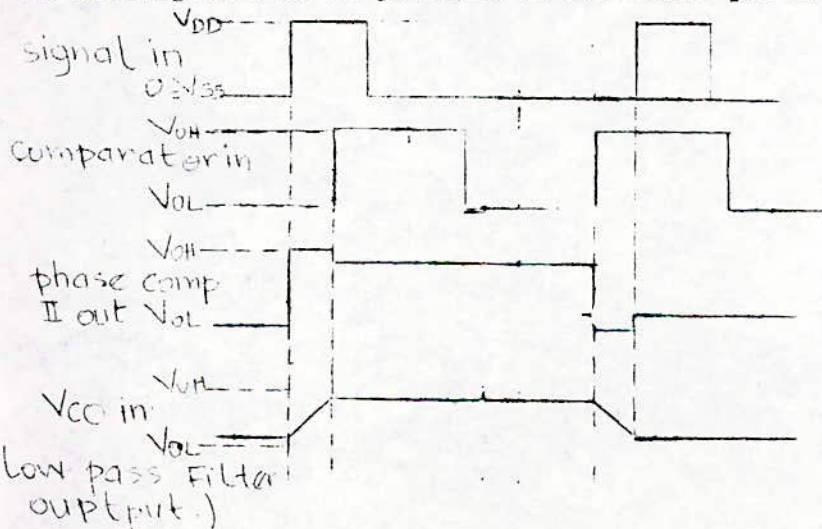


fig: 4-3-6

4-3-6 Division de fréquence :

Comme nous l'avons vu précédemment la multiplication de fréquence est obtenue en intercallant un diviseur de fréquence entre la sortie du VCO et l'entrée du comparateur de phase .

Nous devons donc utiliser un circuit permettant la division de fréquence par N. Pour cela nous utilisons le MM74C 193 qui est un compteur de compteur binaire à circuit intégré CMOS .

Fonctionnement du MM74C 193 :

Le MM74C 193 comporte 4 sorties normales repérées par Q_A, Q_B, Q_C, Q_D . Il comporte en outre, quatre entrées de prepositionnement A, B, C, D, ainsi qu'une entrée dite "charge" (Load) .

Si l'on porte l'entrée "charge" au niveau logique bas, le compteur prend l'état déterminé par les niveaux appliqués aux entrées A, B, C, D.

Si par contre l'entrée "charge" est au niveau logique haut tout se passe comme si les entrées A, B, C, D étaient déconnectées: le compteur compte normalement les tops appliqués à son entrée ("COUNT Up"). Les quatre bascules sont branchées en cascade de telle sorte que la sortie Q de chacune d'elles soit branchée à l'entrée horloge de la suivante. Chaque étage est un diviseur par deux du signal d'horloge

Appliqué à son entrée :

Q_A divise par 2

Q_B divise par 4

Q_C divise par 8

Q_D divise par 16

En insérant le compteur dans la boucle, on obtient 2W, 4W, 8W.

4-3-5 Calcul des éléments externes de la PLL

Nous nous servons des abaques ci-dessous (fig: 5) pour déterminer ces éléments. La fréquence minimale et la fréquence maximale étant fixées, nous déterminons R_2 et C_1 à partir de la courbe 5 b

$$f_{\min} = 20\text{CHz} , f_{\max} = 10\text{KHz} .$$

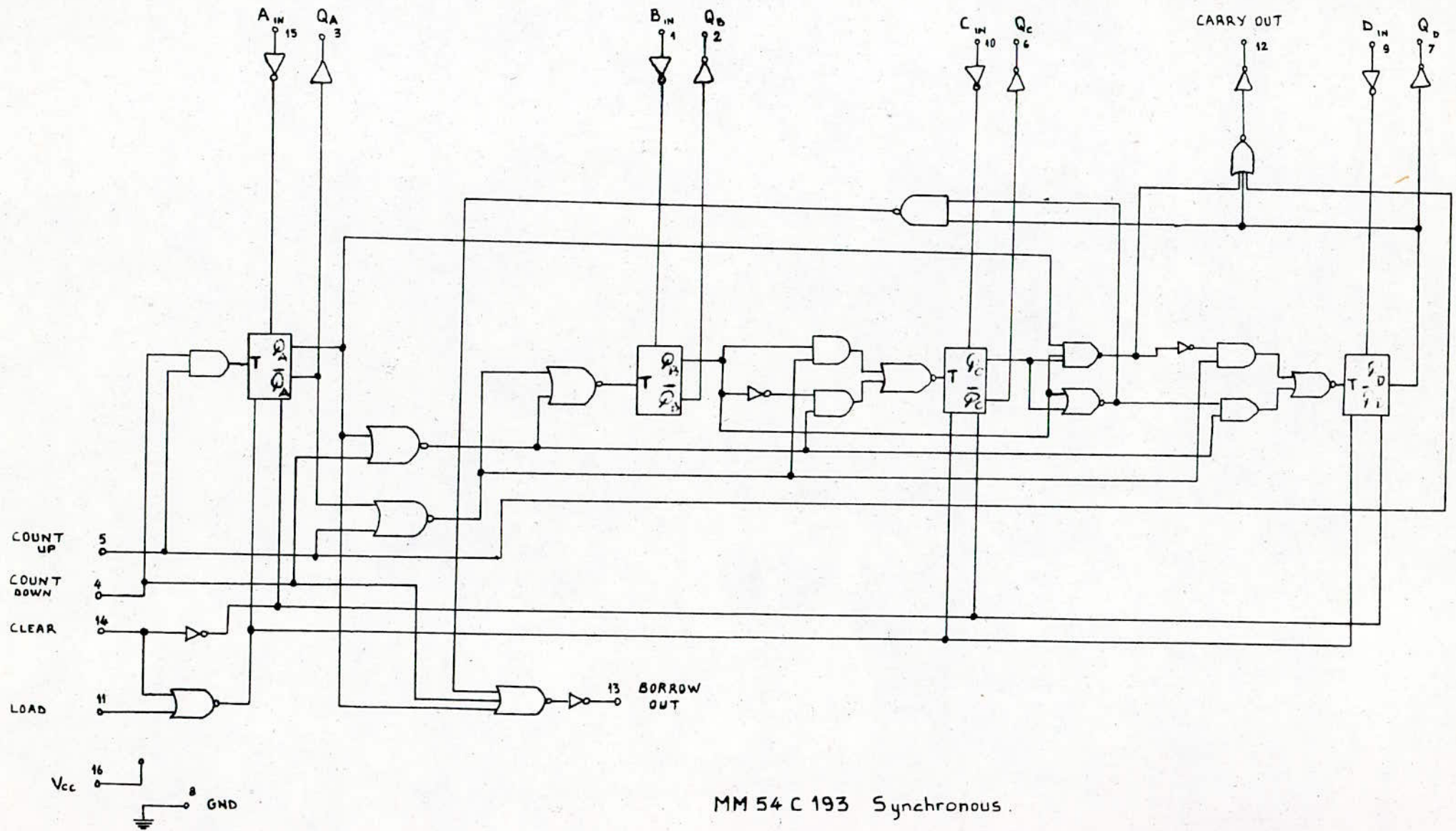
Nous fixons $R_2 = 1\text{M}\Omega$ et nous déterminons C_1

$$C_1 = 4 \cdot 10^{-3} \text{ F} = 4 \text{ m F} .$$

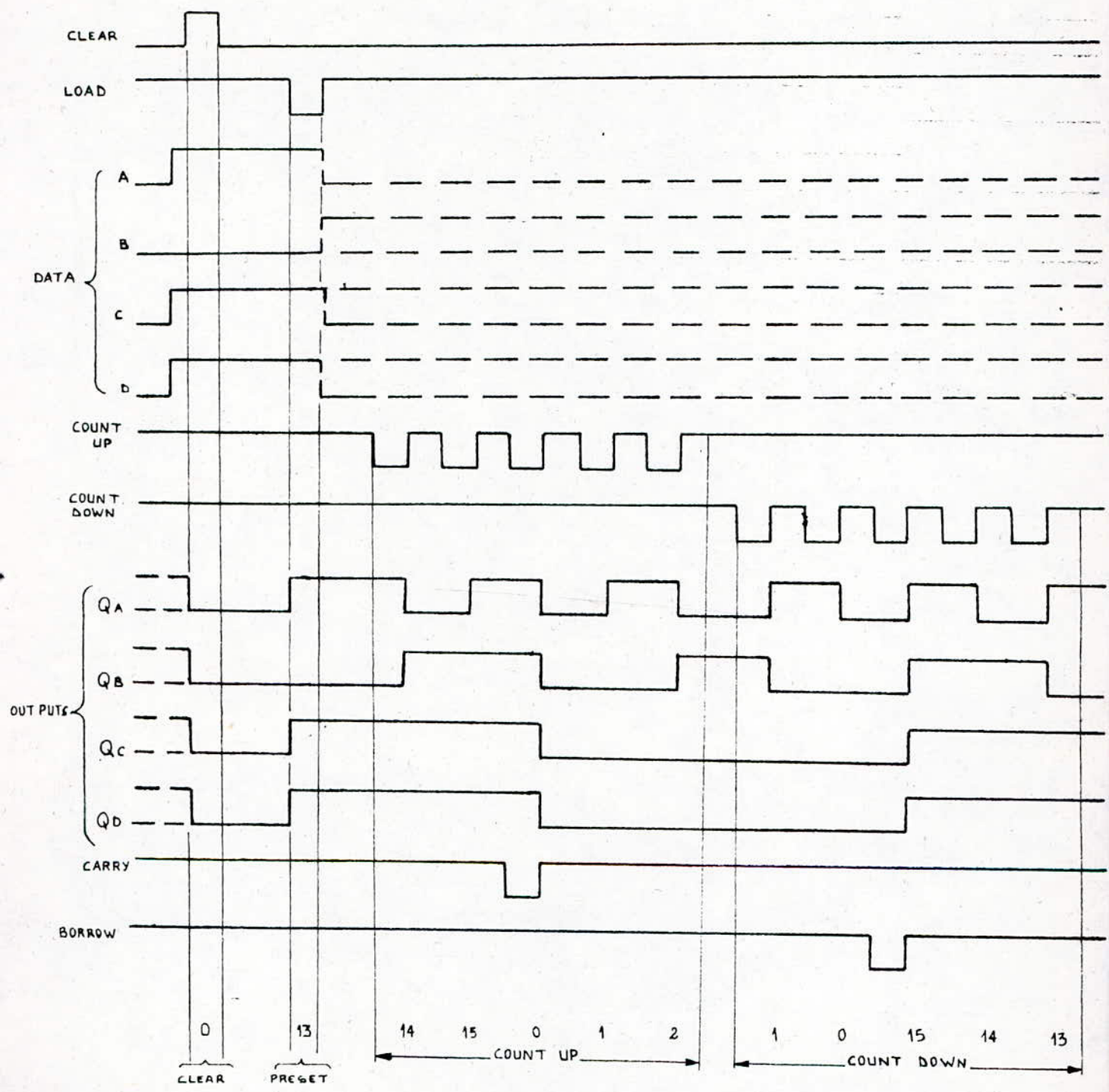
Nous calculons le rapport $\frac{f_{\max}}{f_{\min}}$, nous en déduisons le rapport $\frac{R_2}{R_1}$ à partir de la courbe 5 c

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = 50, \text{ donc } \frac{R_2}{R_1} = 100 \Rightarrow R_2 = 100 R_1$$

$$\text{Or } R_2 = 1\text{M}\Omega \Rightarrow R_1 = \frac{R_2}{100} = 10 \text{ K}\Omega$$

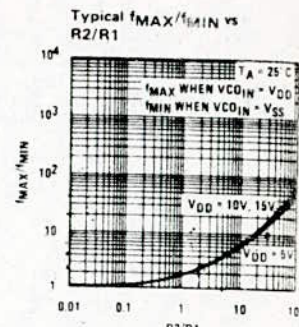
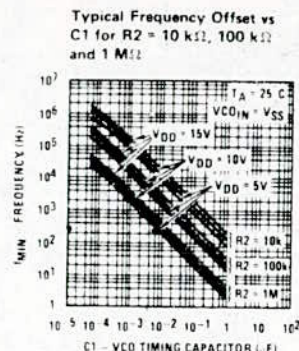
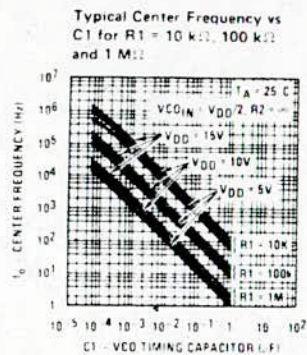
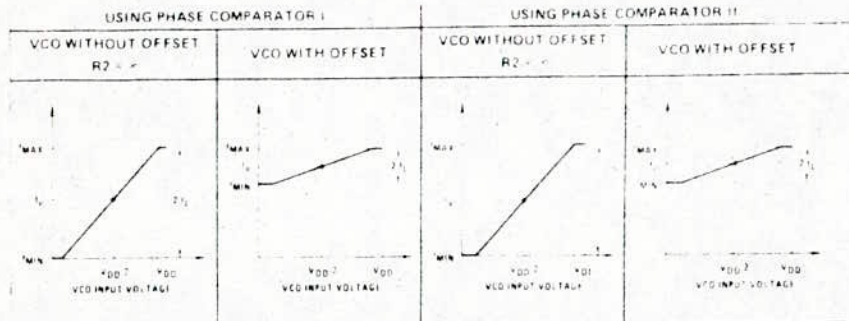


MM 54 C 193 Synchronous.



chronogramme du MM74C193

Typical Performance Characteristics



ns signal centre
 VCO in PLL system will adjust to center frequency f_0
 VCO in PLL system will adjust to track signal at f_0 frequency f_{min}

Zone de verrouillage
 $2f_c$ full VCO frequency range
 $2f_c$ $f_{max} - f_{min}$

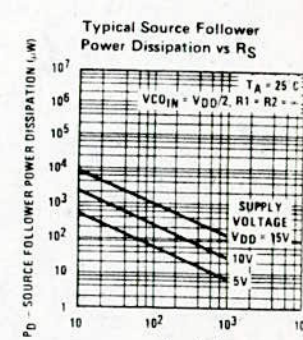
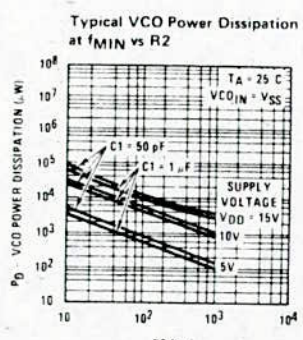
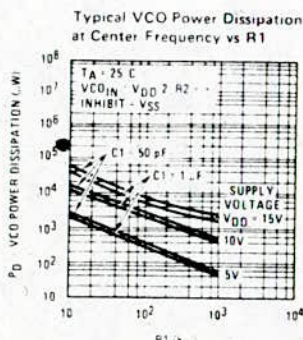
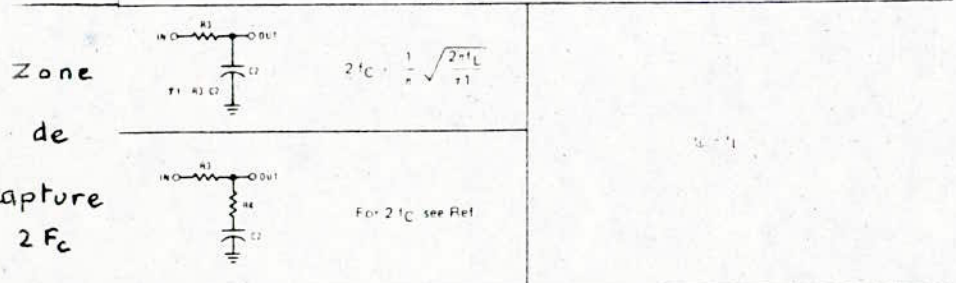


FIGURE 6a

FIGURE 6b

FIGURE 6c

déphasage
 90° at center frequency (f_0) approximately 0 and 180° at ends of lock range ($2f_c$)
 Always 0° in lock

Verrouillage sur harmoniques
 Yes
 No

Rejection du bruit
 High
 Low

<p>Composants du VCO</p> <p>Given f_0 - Use f_0 with Figure 5a to determine R1 and C1</p>	<p>Given f_0 and f_L - Calculate f_{min} from the equation: $f_{min} = f_0 \cdot f_L$ Use f_{min} with Figure 5b to determine R2 and C1 - Calculate f_{max} $f_{max} = f_0 \cdot f_L$ from the equation: $f_{min} = f_0 \cdot f_L$ Use f_{max} with Figure 5c to determine ratio R2/R1 to obtain R1</p>	<p>Given f_{max} - Calculate f_0 from the equation: $f_0 = \frac{f_{max}}{2}$ Use f_0 with Figure 5a to determine R1 and C1</p>	<p>Given f_{min} and f_{max} - Use f_{min} with Figure 5b to determine R2 and C1 - Calculate f_{max} $f_{max} = \frac{f_{min}}{2}$ Use f_{max} with Figure 5c to determine ratio R2/R1 to obtain R1</p>
--	--	--	---

Typical VCO Linearity vs R1 and C1

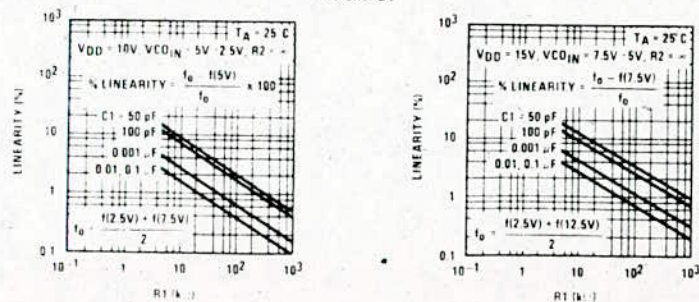
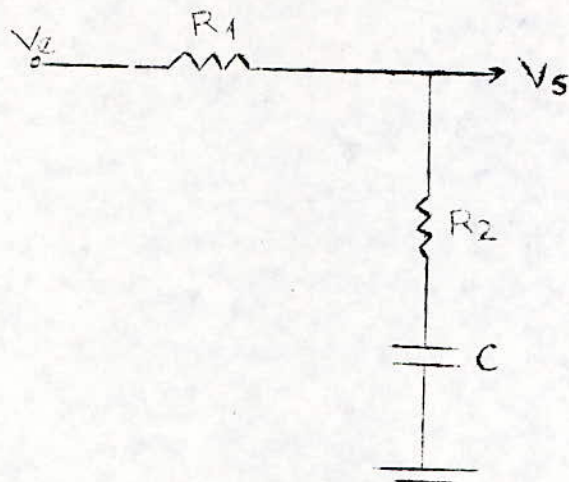


FIGURE 7

32

Calcul du filtre



La fonction de transfert à pour expression

$$F(W) = \frac{1 + jR_2CW}{1 + j(R_1+R_2)CW} \quad \text{Soit en module}$$

$$|F(W)| = \frac{(1 + R_2^2C^2W^2)^{1/2}}{(1 + (R_1+R_2)^2C^2W^2)^{1/2}}$$

La fréquence de coupure est définie à $-3dB$ c'est-à-dire $|F(W)| = \frac{1}{\sqrt{2}}$.

$$\frac{(1 + R_2^2C^2W^2)^{1/2}}{(1 + (R_1+R_2)^2C^2W^2)^{1/2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad \text{d'où :}$$

$$W_c = \frac{1}{(R_1^2 + 2R_1R_2 - R_2^2)C^2}$$

La fréquence maximale du VCO étant fixée à 10KHz, nous choisisons la fréquence de coupure du filtre à 12KHz afin de laisser passer le signal à la fréquence maximale.

En choisissant $C = 0,1 \mu F$ et $R_1 = 100K$, nous trouvons après calcul $R_2 = 41,3K$ soit en valeur normalisée $R_2 = 43K$

En pratique nous avons fixé R_2 à 100K, ceci nous a permis d'augmenter la plage de capture de la boucle à phase asservie.

Chapitre 5 : PRESENTATION DE LA CARTE

Après avoir décrit tous les circuits permettant la réalisation de la carte analogique, nous allons maintenant présenter le synoptique de cette carte (fig 5-1).

Fonctionnement :

Le XR2206 délivre un signal sinusoïdal d'amplitude 1,6 Volts. Ce signal comporte une composante continue (+ 3,8 V) que l'on élimine à l'aide d'un amplificateur soustracteur par l'addition d'une tension continue négative (- 3,8 V).

La sinusoïde débarrassée de la composante continue, est atténuée par un potentiomètre et un pont diviseur (voir chapitre 1), pour obtenir une amplitude variant entre 0V et 100mV avant d'être injectée à l'entrée du potentiostat.

Rappelons que la tension continue à laquelle l'on superpose le signal sinusoïdal est toujours présente à l'entrée du potentiostat par l'intermédiaire d'une résistance .

Le courant recueilli à l'électrode de travail est converti en tension de phase opposée à celle du courant, pour maintenir la même phase, nous avons utilisé un amplificateur inverseur de gain unité. La sortie de cet amplificateur est envoyée, d'une part à l'extérieur du système pour une éventuelle visualisation, d'autre part à la carte numérique.

Cette même sinusoïde est envoyée à l'entrée du détecteur (chapitre 4) après amplification . Le détecteur transforme le signal sinusoïdal en un signal carré d'amplitude 5 Volts qui est envoyé à l'entrée de la P.L.L (chapitre 4). Cette dernière, à l'aide de son comparateur II, compare le signal d'entrée au signal local (signal carré et de même amplitude).

Le comparateur délivre à sa sortie un signal d'erreur qui est filtré par le filtre passe-bas avant d'être injecté à l'entrée du V.C.O de P.L.L .

Le V.C.O délivre un signal de fréquence proportionnelle à la tension appliquée à son entrée. Ce signal est appliqué au compteur qui divise la fréquence par 2, 4, 8 et 16 et réinjecte le signal à l'entrée du comparateur II . Ce signal est de nouveau comparé au signal d'entrée de la P.L.L .

Comme le comparateur II maintient un déphasage nul entre le signal d'entrée de la P.L.L et le signal local, l'asservissement a lieu lorsque le signal d'erreur est nul, est toute cause tendant à faire varier la fréquence du signal de sortie du compteur par rapport à la fréquence du signal d'entrée de la P.L.L entraînera une variation du déphasage, donc de la tension d'erreur agissant par la commande de fréquence pour compenser la cause du décalage initial.

On obtient donc aux différentes sorties du compteur des signaux carrés de fréquence $8F, 4F, 2F, F$ où F est la fréquence du signal sinusoïdal fourni par le générateur .

Les signaux $8F, 4F, 2F$ sont envoyés à l'entrée de la carte numérique. Le signal F ayant été prélevé à l'entrée de la P.L.L .

En effet, comme nous l'avons vu au chapitre 4 la P.L.L présente une certaine

plage de capture 200Hz - 10KHz, en dehors de cette plage les sorties sont aléatoires; aussi nous avons prévu de commander l'entrée inhibite de la P.L.L par le microordinateur. La carte numérique devra donc se passer de ces signaux dans la gamme 0,01Hz - 200Hz, ce qui ne pose pas de problème pour l'échantillonnage, celui-ci pouvant être commandé par la carte à cette vitesse (10,62ms - 12,5S) .

Par contre le signal F est indispensable quelle que soit la fréquence, aussi comme indiqué précédemment, il est envoyé à la carte numérique avant d'entrée dans la P.L.L .

Fonctionnement du générateur :

Pour une gamme de fréquence de 0,01Hz à 10KHz il a fallu prévoir 6 couples (R,C) qui correspondent à 6 gamme de fréquence :

- 0,01Hz ——— 0,3Hz
- 0,16Hz ——— 3,3Hz
- 5Hz ——— 125Hz
- 178Hz ——— 4,25KHz
- 2,24KHz ——— 6,36KHz
- 6,53KHz ——— 10,63KHz

Pour passer d'une gamme à l'autre, il faut un certain nombre de commutations qui sont fixées par le tableau suivant :

R	R ₁	R ₂	R ₃	C ₁	C ₂	C ₃	C ₄	Gamme de fréquence
1	0	0	0	1	0	0	1	0,01Hz-0,3Hz
1	0	0	0	1	0	1	0	0,16Hz-3,3Hz
1	0	0	0	1	1			5Hz-125Hz
1	1	0	0	1	0	0	0	178Hz-4,25KHz
1	0	0	1	1	0	0	0	2,24KHz-6,36KHz
1	0	1	1	1	0	0	0	6,53KHz-10,63KHz

Où : R = 1M C₁ = 0,01 μ F
 R₁ = 3,3M C₂ = 0,33 μ F
 R₂ = 22K C₃ = 10 μ F
 R₃ = 47K C₄ = 100 μ F

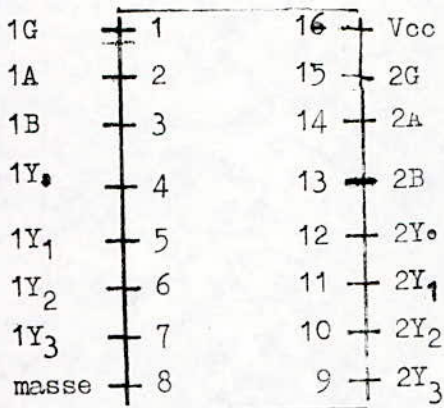
On voit que le nombre de commandes nécessaires devrait être de 6 (R et C₁ toujours connectés). Ces commandes, tout comme celle de l'entrée inhibite de la P.L.L vont provenir du microordinateur connecté à la carte .

En effet le microordinateur (carte TEXAS) possède un port d'entrée/sortie appelé CRU qui permet l'adressage individuel d'un bit. Cette possibilité est

particulièrement intéressante dans le contexte de contrôle qui nous intéresse où un seul bit va suffire à contrôler un commutateur .

Ce CRU offre une possibilité de 16 entrées/sorties, nous avons donc essayé de limiter au maximum le nombre de sorties utilisées par notre carte . Pour cela, nous avons introduit un décodeur qui permet avec deux entrées de commander 4 commutateurs, un seul étant connecté à la fois, nous voyons que ceci est possible pour les commandes de R_1, R_3, C_2 et C_3 .

Le schéma de brochage et la table de vérité de ce décodeur est donné par la figure 5-2 .



(a)

ENTREES			Sorties			
Enable	Select		Y ₀	Y ₁	Y ₂	Y ₃
\bar{G}	B	A				
1	X	X	1	1	1	1
0	0	0	0	1	1	1
0	0	1	1	0	1	1
0	1	0	1	1	0	1
0	1	1	1	1	1	0

fig 5 - 2

(a) schéma de brochage de (74139)

(b) table de vérité

Les commutateurs sont fermés à l'état 1, or le décodeur présente un état 0 sur la sortie sélectionnée, nous avons donc introduit un inverseur. Ce qui donne le tableau suivant :

Sortie CRU	Sorties									
	Decodeur				Inverseur					
2B	2A	Y ₀	Y ₁	Y ₂	Y ₃	1Y	2Y	3Y		4Y
0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	R_3 Connectée
0	1	1	0	1	1	0	1	0	0	R_1 Connectée
1	0	1	1	0	1	0	0	1	0	C_2 Connectée
1	1	1	1	1	0	0	0	0	1	C_3 Connectée

R_2 et C_4 sont commandés individuellement, directement par le CRU .

La gamme étant fixée, la fréquence de sortie sera fonction de la tension appliquée à l'entrée du générateur suivant la formule théorique donnée dans le chapitre 2 . Les courbes pratiques obtenues sont données dans la figure 5-3. En effet l'effet le relevé de ces courbes nous a permis de déceler pour chacune d'elles une certaine erreur par rapport à la courbe théorique (voir tableau ci-dessous), ce à quoi il fallait s'attendre vu la tolérance des résistances et des capacités utilisées (20%).

$0,04\text{Hz} - 0,3\text{Hz}$	$0,23 \leq \Delta f/f \leq 0,4$
$0,16\text{Hz} - 3,3\text{Hz}$	$0,2 \leq \Delta f/f \leq 0,22$
$5\text{Hz} - 125\text{Hz}$	$0,02 \leq \Delta f/f \leq 0,14$
$178\text{Hz} - 4,25\text{kHz}$	$0,06 \leq \Delta f/f \leq 0,12$
$2,24\text{kHz} - 6,36\text{kHz}$	$0,05 \leq \Delta f/f \leq 0,04$
$6,53\text{kHz} - 10,63\text{kHz}$	$0,03 \leq \Delta f/f \leq 0,05$

Cette tension (tension appliquée à l'entrée du générateur) sera appliquée par l'intermédiaire de convertisseurs numérique/analogique suivant un programme dont nous donnons l'organigramme ci-dessous.

Ce convertisseur offre une tension variable (par programme) de $-2,5\text{V}$ à $+2,5\text{V}$, avec une résolution de 20mV .

Nos différentes mesures nous ont permis de constater que cette excursion de tension réduisait celle de notre fréquence, et donc augmentait le nombre de gammes nécessaires et, cela étant, le nombre de commutations.

Par ailleurs, la résolution de 20mV n'étant pas critique, nous avons introduit un amplificateur de tension de gain 4 qui fait passer cette excursion de $-2,5\text{V}$ à $+2,5\text{V}$ à -10V , $+10\text{V}$.

Les valeurs positives doivent être arrêtées à $+3\text{Volts}$ cela étant dû à la présence d'une tension équivalente à l'entrée du XR2206 (voir expression de la fréquence).

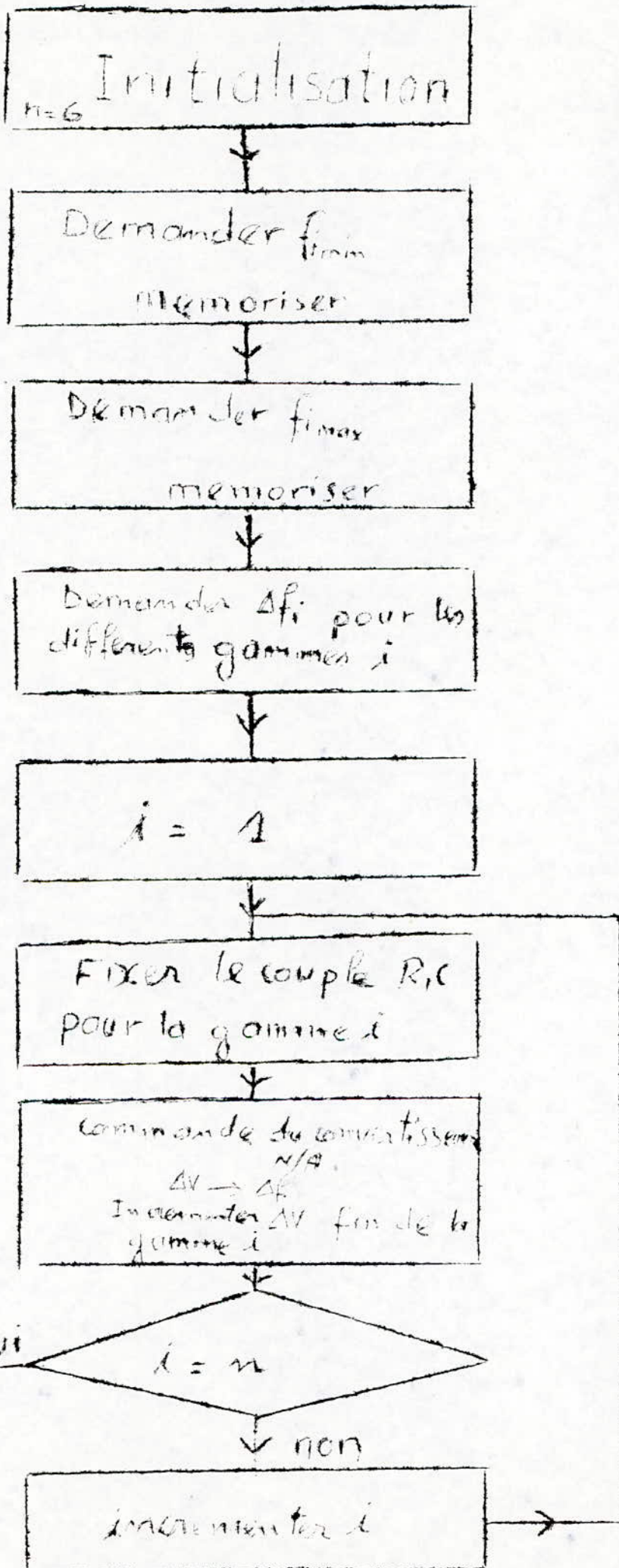
Mise en marche de la carte :

- Alimentations

- Les amplis opérationnels sont alimentés en $\pm 12\text{V}$

- La P.L.L., le compteur, le détecteur (circuits logiques) et les commutateurs sont alimentés avec $+5\text{V}$

- Le générateur XR2206 est alimenté avec une tension de $+8\text{V}$.



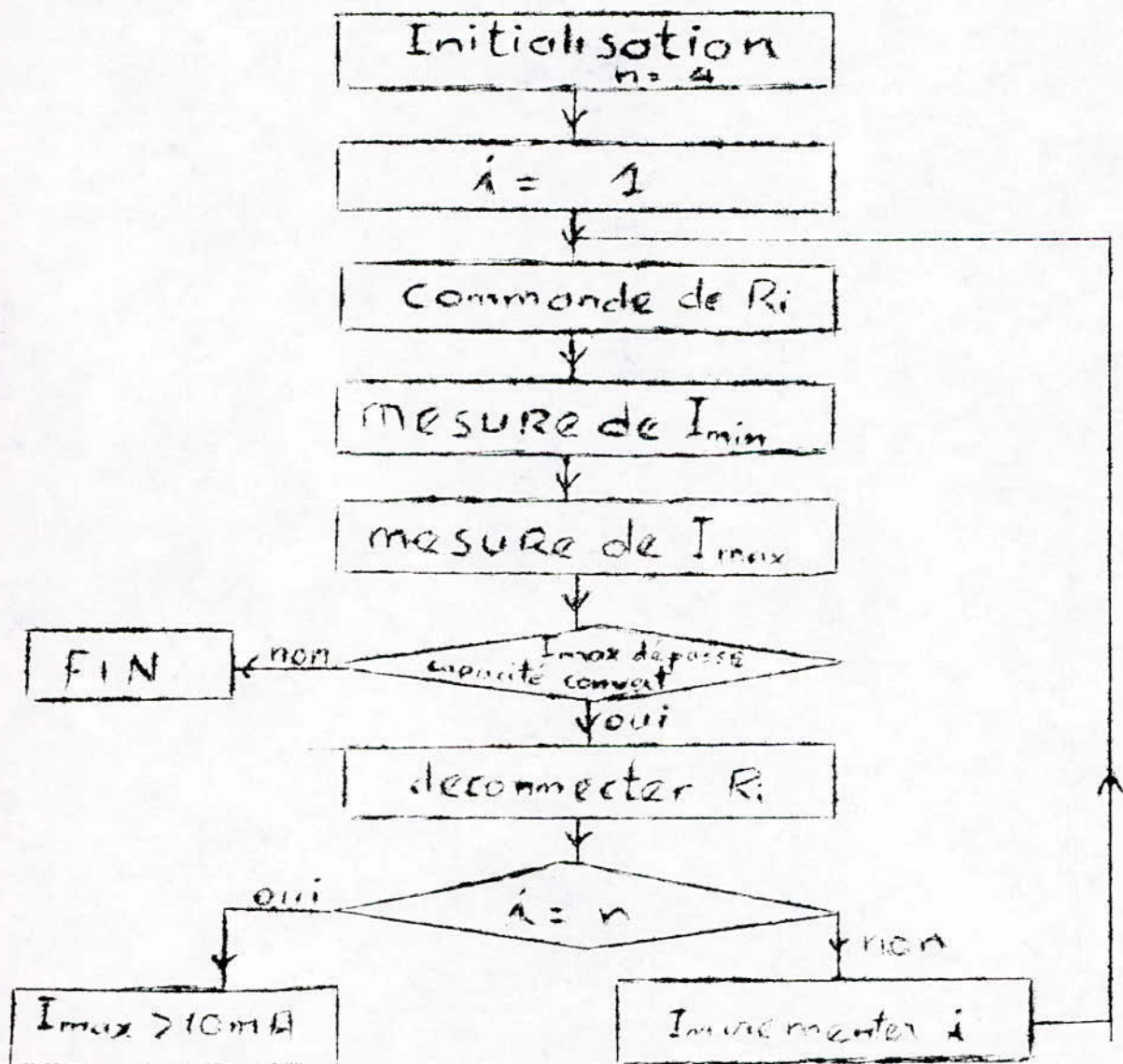
En effet les broches commandées par les commutateurs ne doivent pas présenter en sortie une tension supérieure à la tension de commande (5V). Or la tension présente sur ces broches est proportionnelle à la tension d'alimentation donc nous avons utilisé la tension d'alimentation la plus faible possible (8V). Nous avons fixé ces alimentations de manière à pouvoir utiliser le bloc alimentation de la carte TEXAS ($\pm 12V$, +5V). Le 8V est obtenu par un pont diviseur du +12V.

Signalons que R et C₁ sont toujours branchés. Leurs valeurs étant telles que le fait de les mettre en parallèle sur d'autres résistances ou d'autres capacités ne change rien à la valeur du couple (R,C) réellement utilisé.

Le convertisseur courant-tension dont il a été question au chapitre 4, a été monté de manière à obtenir un gain programmable. Ainsi les résistances de contre-réaction sont également commandées par des sorties du C.R.U de la carte TEXAS. Toujours dans le même souci d'économie de ces sorties, nous avons utilisé la 2^e partie du décodeur introduit plus haut, celui-ci étant en effet un double décodeur.

Les valeurs de ces résistances ont été calculées de manière à permettre une excursion optimale de gain.

Les commandes de ces résistances vont dépendre d'un programme suivant l'organigramme ci-dessous.



(1) $R = 1M$, $C = 100 \mu F$

$V_o(\text{Volt})$	-8,8	-4,8	-0,8	-0,4	0	0,4	0,8	1,2	1,6	2	2,48	2,8
$f(\text{Hz})$	0,40	0,27	0,14	0,12	0,110	0,10	0,08	0,070	0,067	0,043	0,037	0,016

(2) $R = 1M$, $C = 10 \mu F$

$V_c(\text{Volt})$	-8,4	-4,4	-0,4	0	0,4	0,8	1,2	1,6	2	2,4	2,8	
$f(\text{Hz})$	3,9	2,57	1,23	1,10	0,97	0,83	0,70	0,57	0,43	0,3	0,17	

(3) $R = 1M$, $C = 0,33 \mu$

$V_c(\text{Volt})$	-9,8	-8,8	-7,8	-6,8	-5,8	-4,8	-3,8	-2,8	-1,8	-0,8	0,2	1,2	1,6	2	2,4	2,6	2,8	3
$f(\text{Hz})$		118,63	99,02		89,23	79,41	69,62	59,8	50	40,2	3,39	20,59	16,67	12,74	8,82	6,86	4,90	2,94

(4) $R = 3,3 \text{ M}\Omega$, $C = 0,01 \mu\text{F}$

$V_c(\text{Volt})$	
-10	4463,64
-9	4130,30
-8	3796,97
-7	3463,67
-6	3130,30
-5	2796,97
-4	2463,64
-3	2130,30
-2	1796,97
-1	1463,64
0	1130,3
1	796,97
2	463,64
3	130,30
$f(\text{Hz})$	

(5) $R = 47\text{K}\Omega$, $C = 0,01 \mu\text{F}$

$V_c(\text{Volt})$	
-10	6,56
-9	6,23
-8	5,89
-7	5,56
-6	5,23
-5	4,89
-4	4,56
-3	4,23
-2	3,89
-1	3,56
0	3,23
1	2,89
2	2,56
3	2,23
$f(\text{KHz})$	

(6) $R = 47\text{K}\Omega$, $C = 0,01 \mu\text{F}$

$V_c(\text{Volt})$	
-10	11,11
-9	10,77
-8	10,44
-7	10,11
-6	9,77
-5	9,44
-4	9,11
-3	8,77
-2	8,44
-1	8,11
0	7,77
1	7,44
2	7,11
3	6,77
$f(\text{KHz})$	

Valeurs pratiques

(1) $R = 1M$, $C = 100 \mu F$

Vc(Volt)	f(Hz)
2,8	0,01
2,48	0,02
2	0,03
1,6	0,04
1,2	0,05
0,8	0,06
0,4	0,07
0	0,08
-0,4	0,09
-0,8	0,1
-1,2	0,2
-1,6	0,3

400mV - 0,01Hz

(2) $R = 1M$, $C = 10 \mu F$

Vc(Volt)	f(Hz)
2,8	0,16
2,4	0,26
2	0,36
1,6	0,45
1,2	0,55
0,8	0,65
0,4	0,71
0	0,83
-0,4	1
-0,8	2
-1,2	3,06

400mV - 0,1Hz

(3) $R = 1M$, $C = 0,33 \mu F / 0,01 \mu F = 0,34 \mu F$

Vc(Volt)	f(Hz)
3	3,84
2,8	6,25
2,6	8,3
2,4	10
2	14
1,6	17,4
1,2	20
0,8	33
-0,8	40
-1,8	50
-2,8	59
-3,8	69
-4,8	78
-5,8	89
-6,8	98
-7,8	108
-8,8	117
-9,8	125

Valeurs pratiques

(4) $R = 33M \parallel 1M$

3	178,57
2	488
1	793,65
0	1110
-1	1390
-23	1720
-3	2080
-4	2320
-5	2630
-6	2940
-7	3220
-8	3570
-9	3920
-10	4250
$V_c(\text{Volt})$	$f(\text{Hz})$

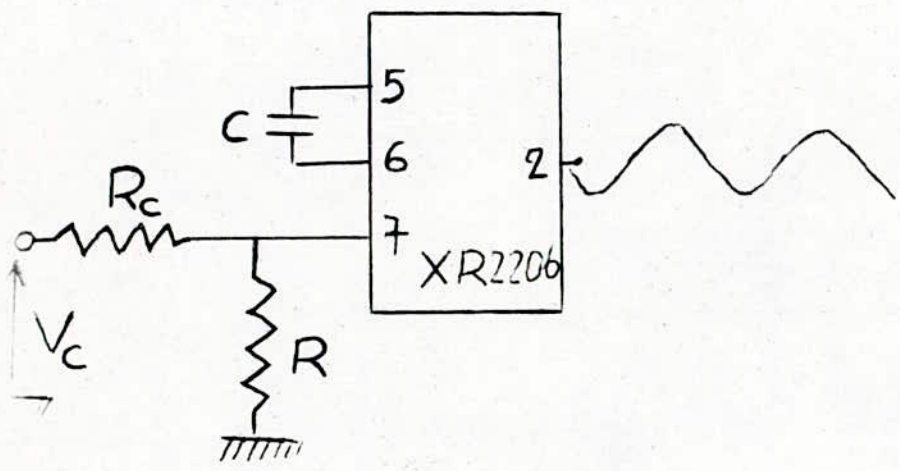
(5) $R = 47K \parallel 1M$, $C = 0,01 \mu F$

3	2,24
2	2,5
1	2,8
0	3,12
-1	3,44
-2	3,7
-3	4
-4	4,34
-5	4,65
-6	5
-7	5,37
-8	5,71
-9	6,06
-10	6,36
$V_c(\text{Volt})$	$f(\text{KHz})$

(6) $R = 47K \parallel 22K \parallel 1M$, $C = 0,01 \mu F$

3	6,53
2	-?76
1	7,04
0	7,35
-1	7,69
-2	8,06
-3	8,33
-4	8,77
-5	9
-6	9,34
-7	9,7
-8	10
-9	10,3
-10	10,63
$V_c(\text{Volt})$	$f(\text{KHz})$

(a)

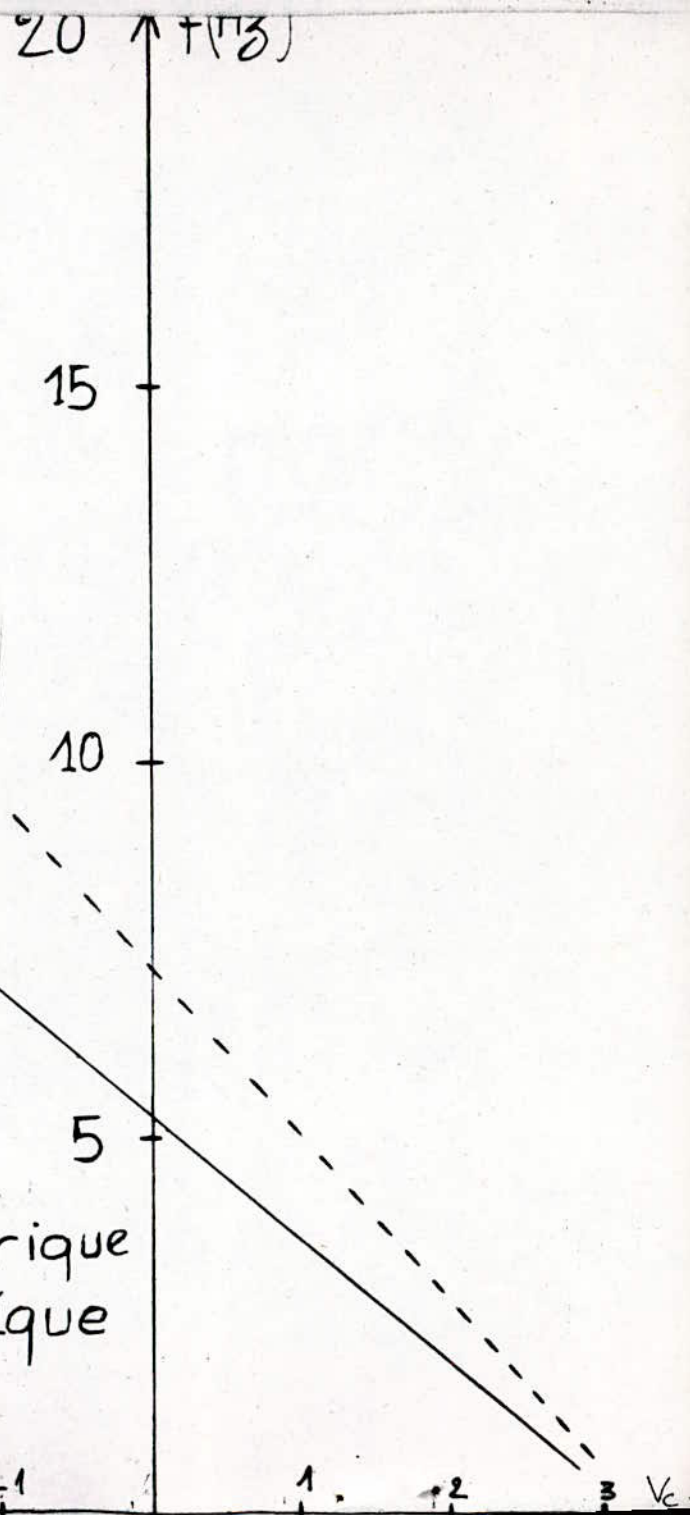


$R = 1M\Omega$
 $C = 100\mu F$
 $f: 0,01Hz - 0,3Hz$

Pente : $0,025 Hz/v$
 $80mV \rightarrow 0,002$

----- droite théorique
 ————— droite pratique

$0,015 \uparrow$
 $0,5 \rightarrow$



(b)

-- droite théorique
— droite pratique

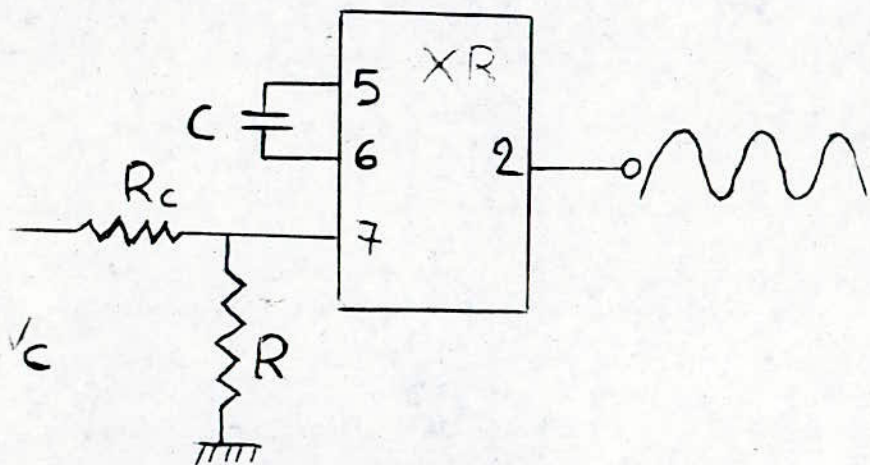
0,16
0,5

20 $f(\text{Hz})$

15

10

5



$R = 1\text{M}\Omega$

$C = 10\mu\text{F}$

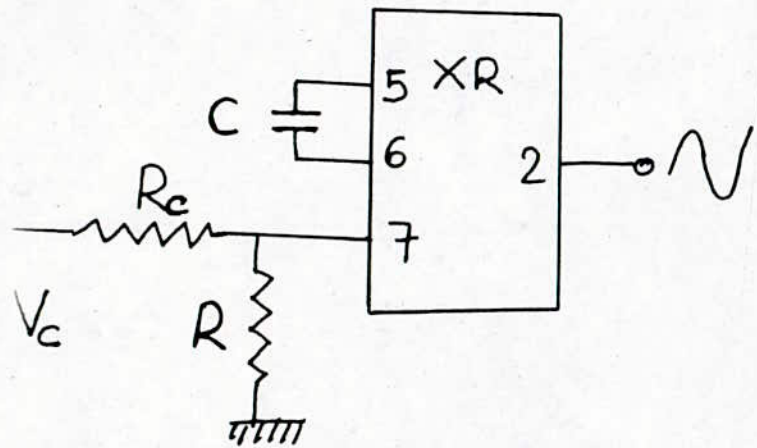
$f: 0,16\text{Hz} - 3,3\text{Hz}$

Pente: $0,256\text{Hz/v}$

$80\text{mV} \rightarrow 0,020$

(c)

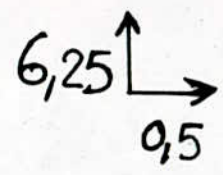
----- théorique
 ——— pratique



$R = 1\text{M}\Omega$

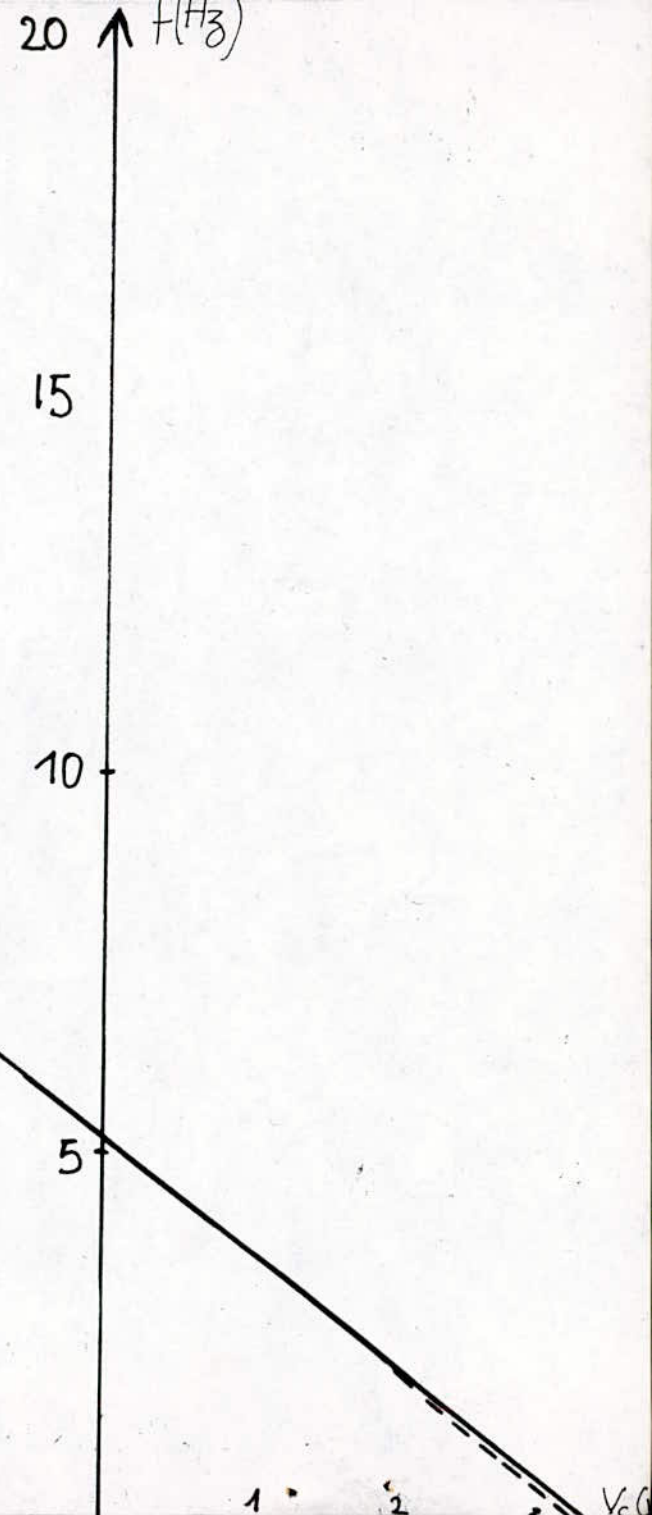
$C = 0,34\mu\text{F} = 0,33\mu\text{F} // 0,01\mu\text{F}$

$f: 5\text{Hz} - 125\text{Hz}$



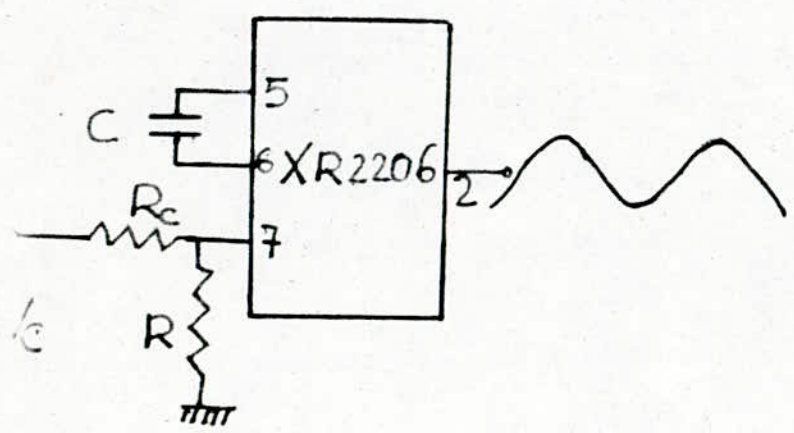
pente : $9,37\text{Hz/V}$

$80\text{mV} \rightarrow 0,75\text{Hz}$



47

(d)

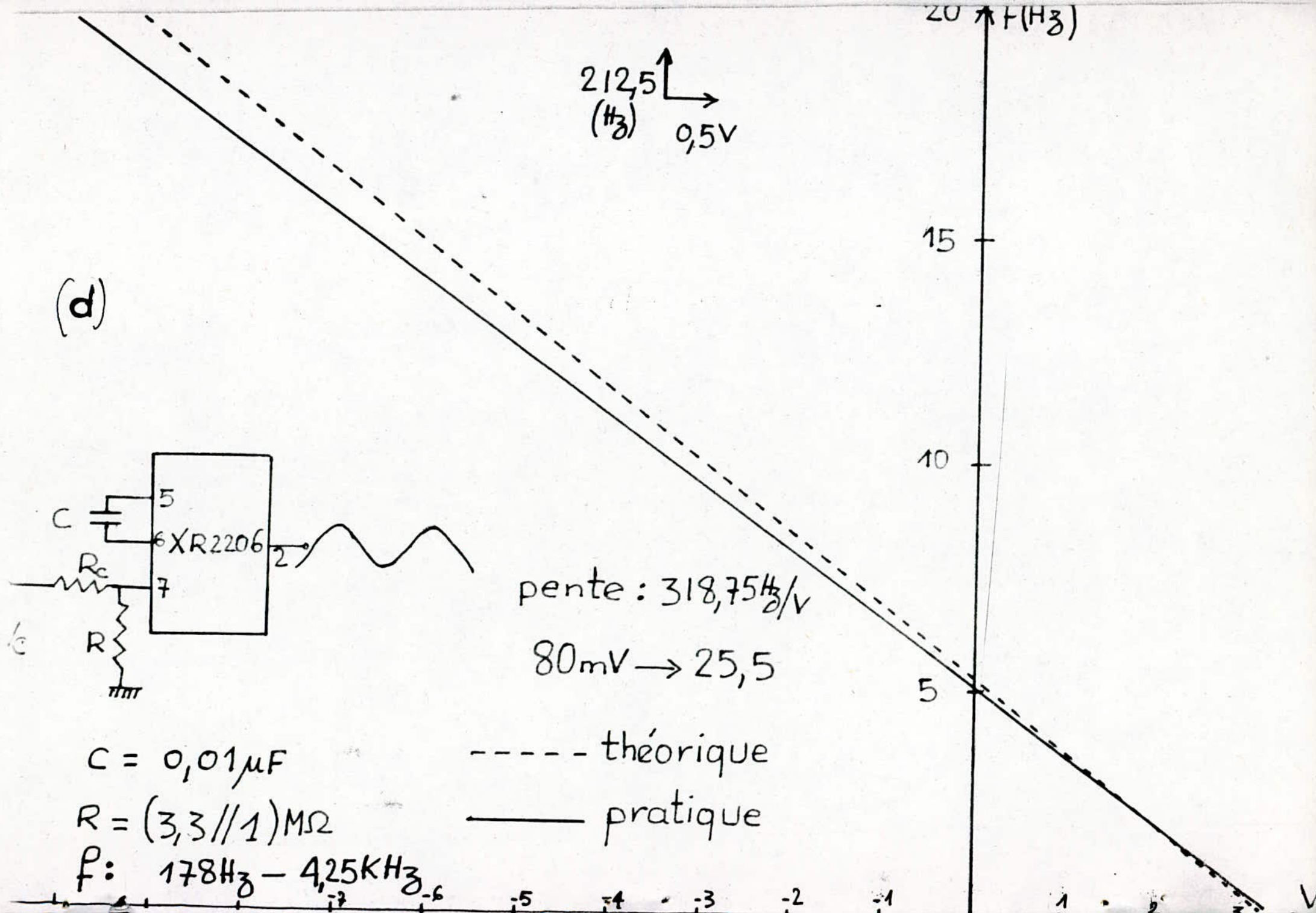


$\begin{matrix} \uparrow \\ 212,5 \\ (\text{Hz}) \end{matrix} \begin{matrix} \rightarrow \\ 0,5\text{V} \end{matrix}$

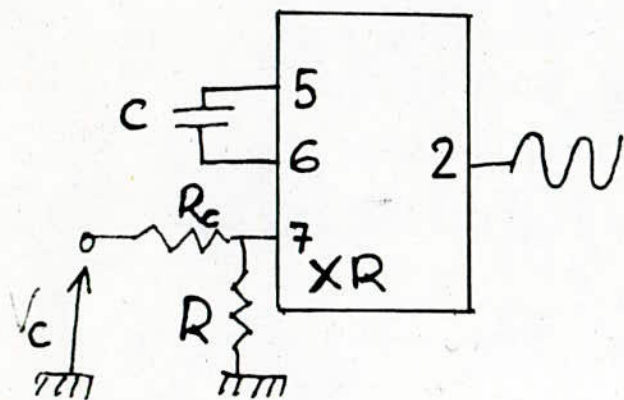
pente : $318,75 \frac{\text{Hz}}{\text{V}}$
 $80\text{mV} \rightarrow 25,5$

$C = 0,01 \mu\text{F}$
 $R = (3,3 // 1) \text{M}\Omega$
 $f: 178 \text{Hz} - 4,25 \text{kHz}$

----- théorique
 ——— pratique



e)

$$318 \text{ Hz} \begin{array}{l} \uparrow \\ \rightarrow \\ 95 \end{array}$$
Pente : 318 Hz/v $80 \text{ mV} \rightarrow 25,44 \text{ Hz}$

----- théorique

_____ pratique

$$C = 0,01 \mu\text{F}$$

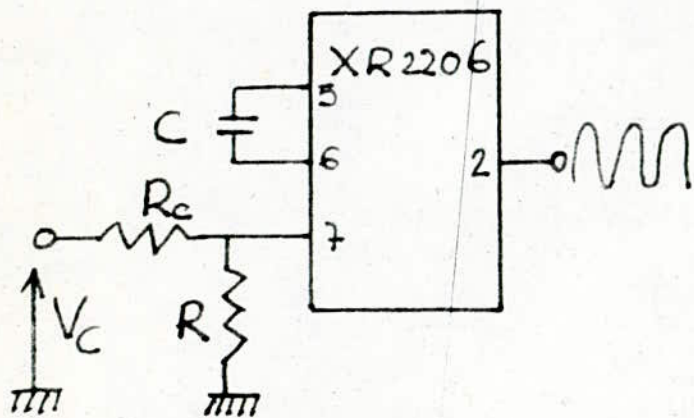
$$R = 47 \text{ k} // 1 \text{ M}\Omega$$

$$f: 2,24 \text{ kHz} - 6,36 \text{ kHz}$$

 $f(\text{Hz})$ 

(f)

53,5 Hz
0,5 V



Pente : 318,9 Hz/v

80mV → 25,5 Hz

----- théorique

————— pratique

$C = 0,01 \mu F$

$R = 47k // 22k // 1M$

$f : 6,53 kHz - 10,63 kHz$

20 Hz

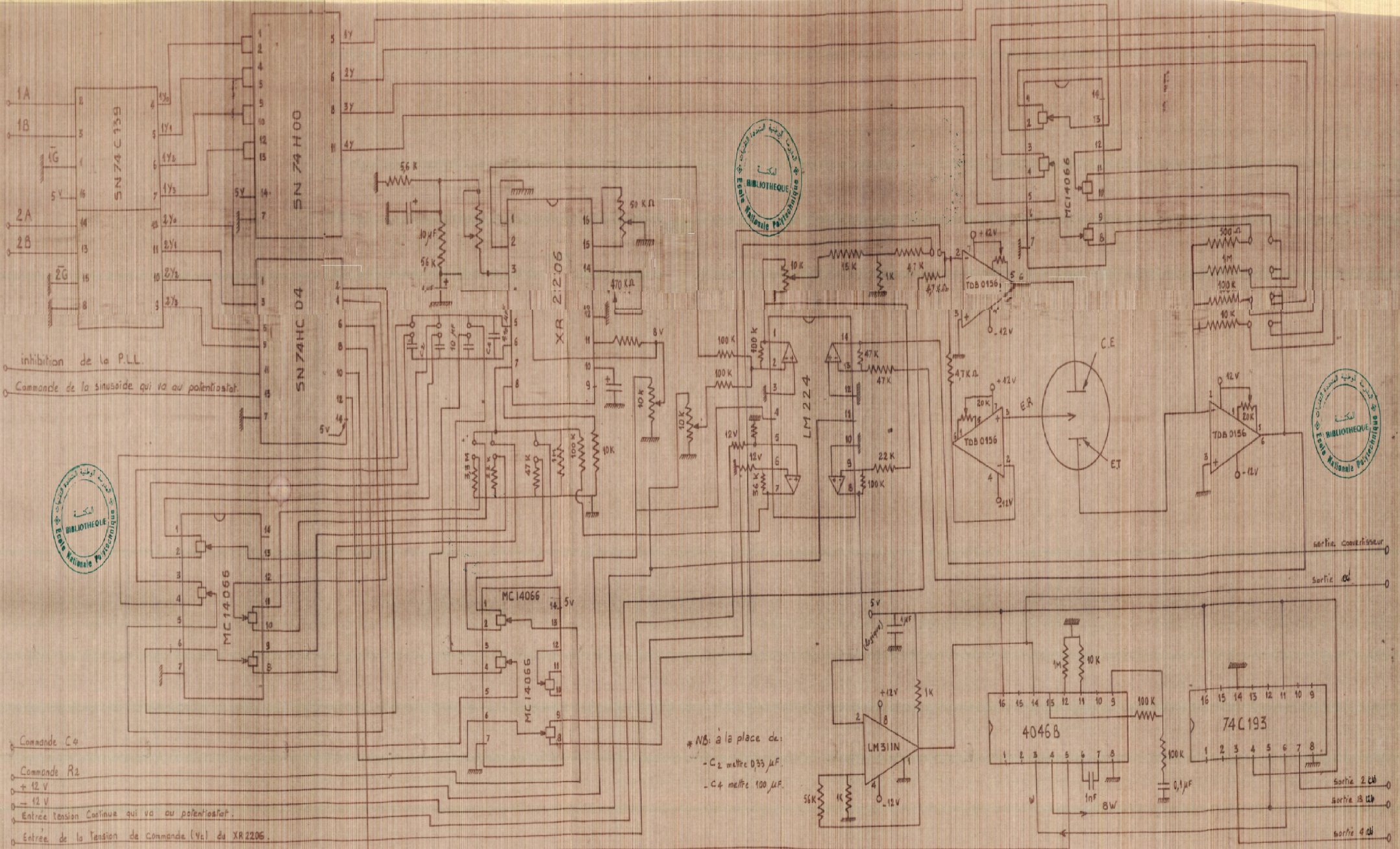
15

10

5

-10 -9 -8 -7 -6 -5 -4 -3 -2 -1 1 2 3

49



inhibition de la PLL.
 Commande de la sinusoïde qui va au potentiostat.

Commande C4
 Commande R2
 +12V
 -12V
 Entrée tension Continue qui va au potentiostat.
 Entrée de la tension de commande (Vc) de XR2206.

* NB: à la place de:
 - C2 mettre 0.33 µF.
 - C4 mettre 100 µF.



sortie convertisseur
 sortie de

sortie 2 de
 sortie 13 de
 sortie de

CONCLUSION GENERALE

L'objet de notre travail était de réaliser une carte analogique laquelle, connectée à une carte numérique et à un microordinateur permettra aux électrochimistes d'établir un polarogramme $I = f(V)$ et de tracer la courbe de l'impédance d'une cellule électrochimique en fonction de la fréquence du signal sinusoïdal superposé à la tension continue.

Ce travail si passionnant fut-il, n'a pas été facile dans sa réalisation pratique. Cependant les difficultés rencontrées nous ont permis d'améliorer nos connaissances qui étaient, il faut le vouer essentiellement théoriques.

Le manque du temps ne nous a pas permis de programmer la tension de commande du générateur (XR2206). Notre souhait serait de voir ce travail achevé par nos collègues des promotions suivantes.

Enfin nous estimons que ce travail, associé à celui de nos camarades (carte numérique) et à un travail complémentaire de programmation sera utile et nous espérons que les électrochimistes y trouveront un intérêt. Il leur appartiendra de se prononcer sur l'efficacité du système.

- BIBLIOGRAPHIE -

- I -- M. AUMIAUX -- Pratique de l'electronique
 Tome II (1977)
- II -- R. POINTEAU & G -- Elements de polarographie
 J. BONASTRE (1970)
- III-- J.P. OEHMICHEN -- Signaux et circuits electroniques
 (1979)
- IV -- J.P. OEHMICHEN -- Emploi rationnel des circuits integrés
 (1974)
- V -- R. ROSSET -- Electrochimie
- VI -- -- 110 Etudes pratiques de generateurs de
 signaux
- VII-- --Revue elektor mai/ juin 1978
 un generateur de fonctions simple
- VIII-- SOLEA & TACUSSEL -- Notice d'utilisation de potentiostats