

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ÉLECTRONIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

Etude et réalisation d'un
discriminateur de fréquence
à boucle de verrouillage de
phase en transmission
numérique

Proposé par : M^r
GORALSKI

Étudié par : M^{rs}
A. LOUDNI
M. BOUZIANE

Dirigé par : M^r
GORALSKI

PROMOTION : Janvier 89

Remerciements

Que Monsieur Goralski, Professeur à l'ENPA, trouve ici l'expression de notre haute gratitude.

Nos plus vifs remerciements s'adressent également à nos amis :

Mr Bouvab

Mr Bouzit

Mr MEZAOUI Professeur à l'U.S.T.H.B.

Mr HINI

Que nous trouvons de trouver, ici l'expression de notre amitié sincère.

Nous tenons à remercier également, tous les professeurs de l'ENPA, qui ont contribué à notre formation

BOUZIANE MOHAMED
LOUDNI AMAR.

SOMMAIRE

Avant Propos	page 1
Chapitre 1 : fonctionnement de la boucle à verrouillage de phase :	Page 2 à 6
Chapitre 2 : Elements Constituants une boucle à verrouillage de phase :	page 7 à 17
Chapitre 3 : les équations générales d'un boucle à verrouillage de phase :	page 18 à 22.
Chapitre 4 : Boucle à verrouillage de phase numerique. page	23 à 28
Chapitre 5 : Modulation et demodulation F.S.K. Page	29 à 33.
Chapitre 6 : Réalisation page	34 à 57
Conclusion.	page 57.
Bibliographie	page 59.

AVANT PROPOS

Notre sujet consiste en l'étude et réalisation d'un démodulateur F.S.K (Fréquence seying Keying : excursion de fréquences commuté) avec une boucle à verrouillage de phase pour signaux numériques.

Nous avons conçu notre démodulateur en utilisant un comparateur de phase et un V.C.O (Voltage Controlled oscillator : oscillateur contrôlé en tension) du circuit intégré CD4046 qu'on a fait suivre d'un filtre actif.

Ce qui constitue notre boucle a verrouillage de phase et à la sortie du filtre, on a ajouté un écreteur comme le montre le schéma ci-dessous :

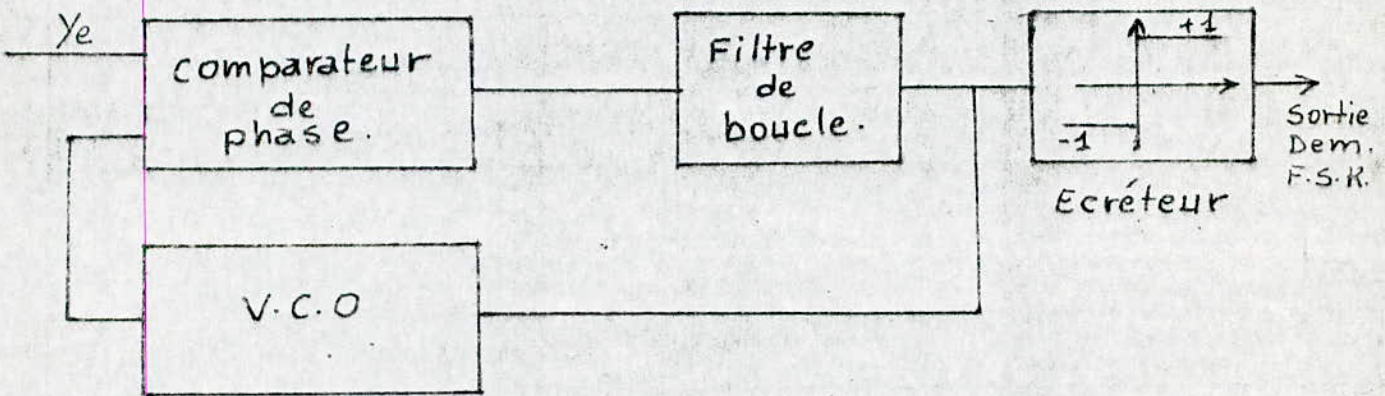


Schéma synoptique d'un démodulateur F.S.K.

CHAPITRE I

Principe de fonctionnement.

une boucle d'asservissement de phase est un dispositif permettant d'asservir la phase du signal issu de l'oscillateur modulable en fréquence à celle du signal d'entrée. Ce dispositif est représenté sur la figure 11.

Les deux signaux sont appliqués à un comparateur de phase organe dont la tension de sortie est une fonction de la différence de phase entre les deux signaux appliqués. Cette tension, après filtrage passe-bas dans le filtre de boucle est appliquée à l'entrée modulation de l'oscillateur modulable en fréquence (ou VCO. Pour Voltage Controlled Oscillator) de telle façon que la phase du signal de l'oscillateur soit asservie à la phase du signal d'entrée.

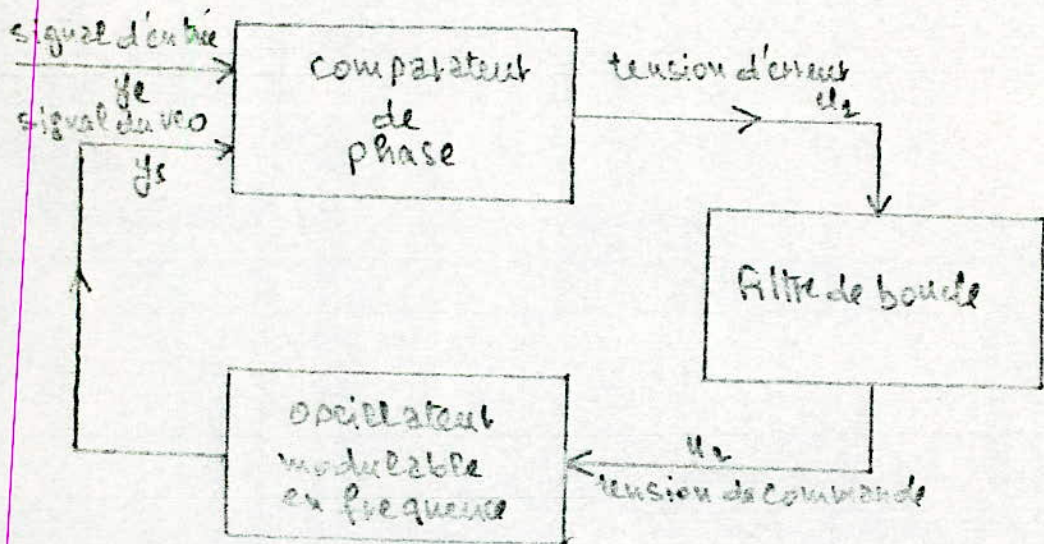


figure 11

schéma général d'une boucle d'asservissement de phase

supposons tout d'abord que la boucle n'est pas fermée, c'est-à-dire que la tension u_e n'est pas appliquée à l'entrée modulation du VCO.

supposons que les signaux y_e et y_s sont des signaux sinusoïdaux d'expressions:

$$y_e = A \cos(\omega_e t + \theta_e)$$

$$y_s = B \cos(\omega_s t + \theta_s)$$

La pulsation du signal d'entrée est ω_e et ω_s est la pulsation

de repos du VCO. La valeur des constantes de phase θ_e et θ_s dépend du choix de l'origine du temps. Dans le cas général, ω_e est différent de ω_0 et les signaux ne sont pas synchrones, si le comparateur de phase a une caractéristique sinusoïdale, la tension de sortie u_1 a pour expression :

$$u_1 = K_1 \cos[(\omega_e - \omega_0)t + \theta_e - \theta_0] \quad (1.1)$$

Les signaux y_e et y_0 n'étant pas synchrones, la tension de sortie du comparateur de phase u_1 est une tension sinusoïdale d'amplitude K_1 et dont la pulsation est égale à la différence des pulsations des signaux y_e et y_0 . A un instant quelconque, on applique la tension u_1 à l'entrée du modulateur VCO. Au bout d'un certain temps suffisamment grand pour que les régimes transitoires soient éteints et sous réserve que la différence de pulsation $(\omega_e - \omega_0)$ ne soit pas trop grande, on constate que le signal issu du VCO est devenu synchrone du signal d'entrée y_e . On peut écrire l'expression de y_s sous forme :

$$y_s = B \cos(\omega_e t + \theta_0)$$

c'est-à-dire que la quantité θ_0 est devenue une fonction linéaire du temps d'expression : $\theta_s = (\omega_e - \omega_0)t + \theta_0$. (1.2)

tandis que la valeur de la tension du comparateur u_1 est devenue une tension continue de valeur : $u_1 = K_1 \cos(\theta_e - \theta_0)$ (1.3).

Le filtre de boucle est du type passe-bas, il laisse passer la tension continue u_1 de telle sorte que la tension de commande u_e s'écrit :

$$u_e = u_1 = K_1 \cos(\theta_e - \theta_0)$$

Le VCO est un oscillateur modulable en fréquence, sa pulsation instantanée ω_i est une fonction linéaire de la tension de commande, autour de la pulsation de repos ω_0 :

$$\omega_i = \frac{d}{dt}(\omega_0 t + \theta_0) = \omega_0 + K_3 u_e$$

$$\text{d'où : } \frac{d\theta_s}{dt} = K_3 u_e \quad (1.4)$$

K_3 , la constante de proportionnalité, représente la sensibilité de modulation du VCO.

En portant (1.2) et (1.3) dans l'équation (1.4) on obtient :

$$\omega_e - \omega_0 = K_1 K_3 \cos(\theta_e - \theta_s)$$

d'où l'on tire : $\theta_s = \theta_e - \arccos \frac{(\omega_e - \omega_0)}{K_1 K_3}$ (1.5)

La tension de sortie du comparateur de phase U_1 peut donc s'écrire

$$U_1 = (\omega_e - \omega_0) / K_3.$$

Il est maintenant possible de résumer. Initialement les signaux y_e et y_s n'étaient pas synchrones : le signal y_e avait une pulsation ω_e et une phase θ_e ; le signal y_s avait une pulsation ω_0 et une phase θ_s , θ_s et ω_0 étant absolument indépendantes de θ_e et ω_e . La boucle est dite "dectochée".

Lorsque le dispositif fonctionne, le signal y_s devient synchrone du signal y_e . on dit alors que la boucle est "accrochée". Les signaux ont la même pulsation ω_e , Éventuellement subsiste entre les deux signaux une différence de phase $\theta_e - \theta_s$ donnée par l'équation (1.5) cette différence de phase produit une composante continue que laisse passer le filtre de boucle et qui est appliquée en tension de commande à l'entrée modulation du VCO.

$$U_e = U_1 = (\omega_e - \omega_0) / K_3.$$

cette dernière équation montre que c'est précisément la tension continue U_e qui permet à la pulsation du VCO de passer de sa valeur de repos ω_0 à la valeur de la pulsation du signal d'entrée ω_e , en effet : $\omega_1 = \omega_0 + K_3 U_e = \omega_0 + \omega_e - \omega_0 = \omega_e$.

Si la différence de la pulsation initiale $\omega_e - \omega_0$ est faible devant le produit $K_1 K_3$, l'équation (1.5) devient :

$$\theta_e - \theta_s \approx \arccos(0) = \pi/2$$

c'est à dire que l'écart de fréquence entre le signal d'entrée et le signal du VCO est faible lorsque la boucle est "dectochée", le signal du VCO est pratiquement en quadrature avec le signal d'entrée lorsque la boucle est accrochée.

La quadrature est obtenue rigoureusement pour $\omega_e = \omega_0$. C'est pourquoi l'on a l'habitude de substituer à la constante de phase θ_0 la constante θ_0 est telle que : $\theta_0 = \theta_0 - \pi/2$.

Alors : $U_1 = K_1 \cos(\theta_e - \theta_s) = K_1 \sin(\theta_e - \beta_s)$

on considère souvent la différence $\theta_e - \beta_0$ comme étant "l'erreur" de phase entre les signaux, cette erreur de phase étant nulle lorsque les différences initiales sont égales.

Ceci n'est vrai qu'à titre près. Par conséquent une autre méthode consiste à noter conventionnellement les signaux sous forme :

$$y_e = A \sin(\omega_e t + \theta_e)$$

$$y_s = B \cos(\omega_s t + \theta_s)$$

Avec cette notation le signal de sortie du comparateur de phase s'écrit : $U_1 = K_1 \sin[(\omega_e - \omega_s)t + \theta_e - \theta_s]$

Lorsque la boucle est décrochée et $U_1 = K_1 \sin(\theta_e - \beta_s)$. lorsque le dispositif fonctionne avec : $\theta_e - \beta_0 = \text{Arc Sin}(\omega_e - \omega_s) / (K_1 K_3)$ (1.6)

Lorsque la différence $\theta_e - \beta_0$ est suffisamment petite, on peut faire l'approximation : $U_1 \approx K_1 (\theta_e - \beta_0)$

La constante K_1 apparaît alors comme la sensibilité du comparateur et se mesure en volt par radian (V/rad) la sensibilité de modulation du VCO, K_3 se mesure en Hertz/volt (Hz/V) ou encore en radian par seconde par volt (rad/s/V).

Le produit $K = K_1 K_3$ qui est le gain en boucle ouverte de l'asservissement plus brièvement appelé "gain de boucle" a donc pour dimension l'inverse d'un temps. Il est exprimé en Hz/V

L'équation (1.6) permet désormais de tirer une conclusion concernant les conditions de fonctionnement de l'asservissement. En effet, cette équation est valable lorsque la boucle est "accrochée". Supposons que d'une façon plus lente, l'oscillateur engendre des signaux transitoires parasites, nous écartons la pulsation ω_e de la pulsation de repos du VCO.

Lorsque la différence $(\omega_e - \omega_s)$ devient supérieure au gain de boucle K , l'équation (1.6) ne permet plus de trouver de solution en β_0 . le régime synchrone n'a plus de solution possible et la boucle décroche ; la pulsation du VCO retourne vers sa valeur de repos

et la tension v_a redevient une tension alternative. Physiquement, cela veut dire que le comparateur de phase n'est plus capable d'élaborer la composante continue qui serait nécessaire au maintien desynchronisme. Les valeurs de ω pour les quelles ce phénomène se produit dépend du type de comparateur utilisé. Pour un comparateur à caractéristique sinusoidale, la plage de synchronisation, considérée comme étant la plage à l'intérieur de laquelle on peut faire varier, infiniment lentement, la pulsation du signal d'entrée d'une boucle réalablement accrochée, s'étend de $\omega_0 - K$ à $\omega_0 + K$, ω_0 étant la pulsation de repos du VCO et K le gain de boucle.

CHAPITRE II.

Éléments constitutifs.

Les trois organes d'une boucle d'asservissement de phase sont le comparateur de phase, le filtre de boucle et l'oscillateur modulable en fréquence ou V.C.O. Il existe pour chacun de ces organes plusieurs types possibles, le choix étant fonction de l'imagination de la personne chargée de concevoir le dispositif, des possibilités de la technique dans le domaine de fréquence en visée, de la forme d'onde des signaux utilisés, des propriétés que doit posséder l'asservissement.

Les types décrits ici sont ceux que l'on rencontre le plus fréquemment. Bien que l'on puisse maintenant trouver des boucles d'asservissement de phases réalisées d'une façon intégrée dans de nombreux cas, il sera nécessaire de définir séparément chaque élément constitutif.

Ed. Les Comparateurs de phase:

En ce qui concerne les comparateurs de phase, il est possible de distinguer les comparateurs de phase pour signaux sinusoïdaux et ceux pour signaux carrés. Dans ce dernier cas, le signal carré peut être la forme d'onde des signaux utilisés ou encore la forme d'onde obtenue par un échantillonnage très énergique suivi d'une amplification, de signaux sinusoïdaux.

Lorsque les signaux appliqués au comparateur de phase en particulier le signal d'entrée, sont sinusoïdaux, les comparateurs de phase utilisent généralement des ponts à deux ou quatre diodes attaques de diverses façons, à l'aide d'amplificateurs adaptatifs ou à l'aide de transformateurs. La caractéristique est alors le plus souvent, du type sinusoïdal. Lorsque les deux signaux sont de forme carrée on peut utiliser soit des ponts de diodes (ou transistors) comme pour les signaux sinusoïdaux, soit des dispositifs logiques ou inspirés des techniques numériques.

La caractéristique du comparateur de phase est alors du type linéaire sur un intervalle $(0, \pi)$ ou $(-\pi, \pi)$ ou $(-2\pi, 2\pi)$ caractéristique trian-

gulaire ou en dents de peie).

2.2. Comparateur de phase à quatre diodes.

considérons le dispositif à quatre diodes de la figure (2.1) si le signal e_x est de forme sinusoïdale et si l'amplitude de e_x est très grande que l'amplitude de e_s ($E_x \gg E_s$) la caractéristique $v(t)$ (avec $v = V_o - V_o$ et φ : déphasage entre e_x et e_s) est du type sinusoïdal. si maintenant le signal e_x est de forme d'onde carrée et d'amplitude supérieure à la valeur de crête du signal e_s , le dispositif fonctionne comme un multiplicateur du signal e_s par la fonction $\text{Signe}[e_x]$.

supposons maintenant que le signal e_s soit également de forme d'onde carrée et de période égale à celle du signal e_x . le signal $v(t)$ obtenu en sortie du comparateur est alors celui représenté sur la figure (2.2) il vaut $+E_s$ si e_s et e_x sont de même signe et $-E_s$ lorsque e_s et e_x sont de signe contraire ou peut écrire:

$$v(t) = V_o(t) - V_o(t) = E_s \cdot \text{Signe}[e_s] \times \text{Signe}[e_x]$$

figure 2.1

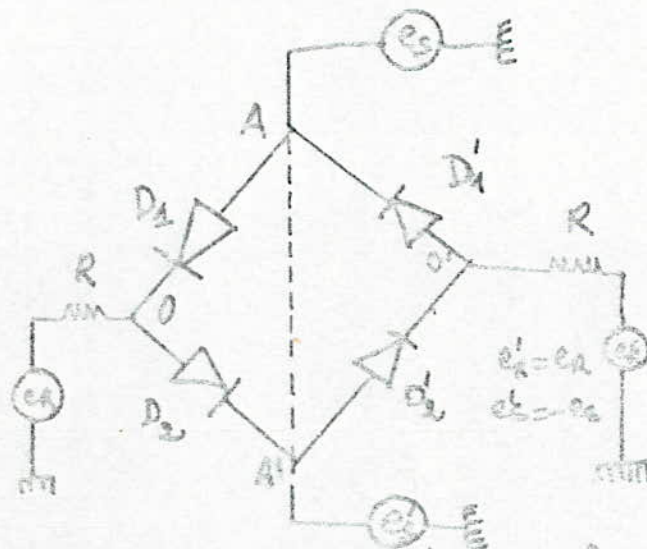


schéma de principe d'un comparateur de phase à 4 diodes.

En appelant conventionnellement "déphasage" la quantité ωt_0 , t_0 étant le retard du signal e_x par rapport au signal e_s et ω étant la pulsation correspondant à la fréquence f des signaux (φ est le déphasage du fondamental du signal e_x par rapport au fondamental du signal e_s), on peut calculer la valeur de la compo-

sortie continue du signal $u(t)$ en fonction de φ . $\bar{v} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt$
 lorsque: $0 < \varphi < \pi$ on obtient:

$$\bar{v} = \frac{E_s}{T} \times \left[\int_0^{t_0} -dt + \int_{t_0}^{T/2} dt + \int_{T/2}^{T-t_0} -dt + \int_{T-t_0}^T dt \right] = \frac{E_s}{T} [T - 4t_0]$$

soit $\bar{v} = \frac{2E_s}{\pi} (\frac{\pi}{2} - \varphi)$ pour $0 < \varphi < \frac{\pi}{2}$ equation 2.1.
 et $\bar{v} = \frac{2E_s}{\pi} (\varphi - \frac{3\pi}{2})$ pour $\frac{\pi}{2} < \varphi < \pi$

La caractéristique correspondante est représentée en figure 2.3 tandis que la sensibilité du comparateur de phase vaut:

$$K_1 = \left| \frac{d\bar{v}}{d\varphi} \right|_{\varphi = \frac{\pi}{2}} = 2E_s/\pi.$$

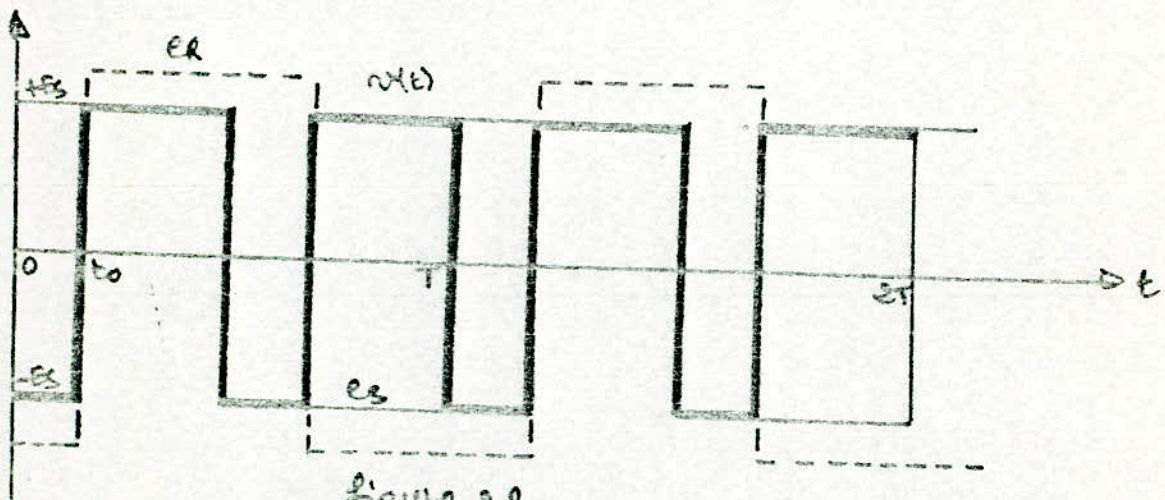


figure 2.2.

Signal de sortie d'un comparateur de phase à quatre diodes utilisée avec des signaux carrés.

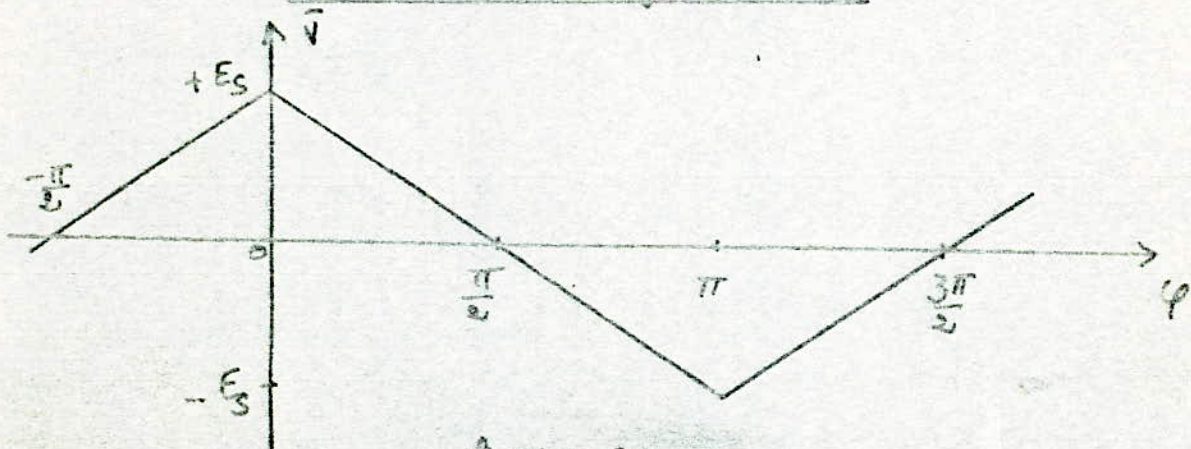


figure 2.3.

caractéristique d'un comparateur à quatre diodes utilisée avec des signaux carrés ou caractéristique d'un "ou exclusif" classique

Il est possible de rendre la caractéristique indépendante de l'amplitude du signal e_s en utilisant en amont du comparateur de phase un écheteur délivrant un signal d'amplitude $\pm A$ (suivant le signe de e_s) et tel que $A < E_R$. La sensibilité du comparateur de phase vaut alors $\frac{2A}{\pi}$. Mais le signal $U(t)$ de la figure 2.2 et, par conséquent, la caractéristique $D(f)$ de la figure 2.3 peuvent être obtenus plus simplement qu'à l'aide du dispositif à quatre diodes en utilisant des circuits logiques.

Posons conventionnellement :

$$e_s \begin{cases} \rightarrow 1 & \text{quand } e_s = +E_s \\ \rightarrow 0 & \text{quand } e_s = -E_s \end{cases}$$

$$e_r \begin{cases} \rightarrow 1 & \text{quand } e_r = +E_r \\ \rightarrow 0 & \text{quand } e_r = -E_r \end{cases}$$

$$e_r \begin{cases} \rightarrow 1 & \text{quand } e_r = +E_r \\ \rightarrow 0 & \text{quand } e_r = -E_r \end{cases}$$

$$e_r \begin{cases} \rightarrow 1 & \text{quand } e_r = +E_r \\ \rightarrow 0 & \text{quand } e_r = -E_r \end{cases}$$

Lorsque les deux signaux e_s et e_r sont appliqués à un circuit ET, on obtient à la sortie 1 lorsque e_s et e_r sont simultanément positifs et 0 autrement. Si l'on effectue la même opération, dans un autre circuit ET, avec les signaux complémentaires \bar{e}_s et \bar{e}_r , on obtient 1 en sortie lorsque e_s et e_r sont simultanément négatifs et 0 autrement. Si les signaux de sortie des deux circuits ET sont appliqués à un circuit OU (voir le schéma de la figure 2.4), on obtient 1 lorsque les signaux e_s et e_r sont de même signe et 0 dans le cas contraire. On a alors réalisé un "ou exclusif" chassique qui est analogue à celui du comparateur à quatre diodes. Sauf que sa dynamique est (0, 1) au lieu de (-E_s, E_s). Si le signal attaque un écheteur sortant -A et +A suivant le signal est 0 ou 1, l'ensemble des circuits réalise la fonction :

$$U(t) = A \text{Sign}(e_s) \cdot \text{Sign}(e_r)$$

Si l'on extrait par filtrage passe-bas la composante continue \bar{v} du signal $U(t)$, on obtient une caractéristique analogue à celle représentée en figure 2.3. En particulier, la sensibilité du comparateur de phase vaut :

$$K_L = \frac{2A}{\pi}$$

Il est également possible d'obtenir simplement une caractéristique de

comparateur de phase linéaire sur un intervalle $(0, \pi)$, lorsque les signaux e_s et e_r ont une forme d'onde carrée, en utilisant un circuit ET.

Bien que dans ce cas on ne réalise pas l'opération $\text{Signe}[e_s] \times \text{Signe}[e_r]$ on peut vérifier qu'en filtrant le signal de sortie d'un simple circuit ET suivi d'un écléteur de livrant $+A$ ou $-A$, suivant que la sortie du circuit ET vaut $+1$ ou 0 , on obtient une composante continue nulle lorsque les signaux sont en phase, de valeur $-A/2$ s'ils sont en quadrature et $-A$ s'ils sont en opposition de phase.

Par rapport au circuit "ou exclusif", la sensibilité du comparateur de phase à circuit ET est deux fois moins grande et, d'autre part, la caractéristique est centrée de valeur $-A/2$.

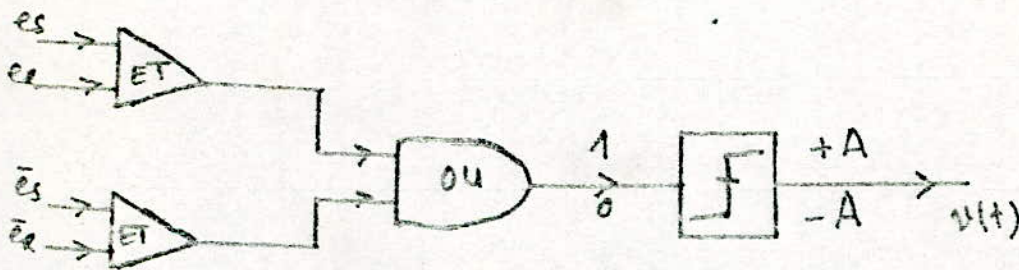


figure 24.

Comparateur de phase réalisé à l'aide d'un circuit
"ou exclusif"

2.2 les oscillateurs modulable en fréquence ou VCO.

Les oscillateurs modulables en fréquences utilisés dans les boucles d'asservissement de phase ne se distinguent pas fondamentalement des oscillateurs modulables en fréquence que l'on peut rencontrer dans d'autres applications (modulation de fréquence, contrôle automatique de fréquence etc...).

2.2.1 Définition:

Le VCO (Voltage Controlled Oscillator) est un dispositif commandé qui délivre un signal dont la fréquence est proportionnelle à la tension appliquée.

Principe: la figure 2.5 représente un oscillateur de type sinusoïdal. sa fréquence est définie par les éléments L et C accordés:

la capacité de la diode varicap et par conséquent la fréquence d'oscillation varie en fonction de la tension de polarisation V_c .

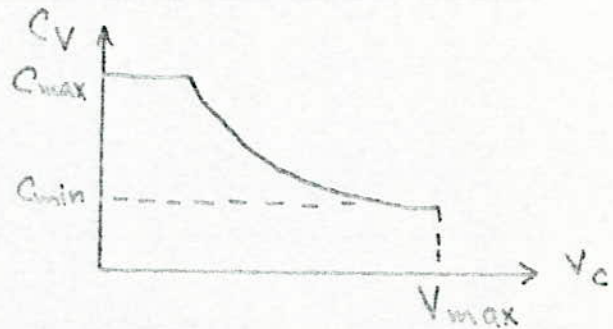
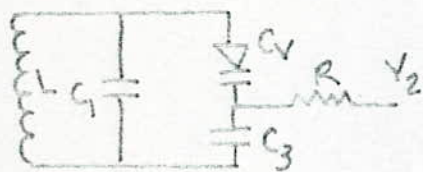


Figure 2.5

oscillateur commande en tension (V.C.O) du type sinusoïdal

variation de $C_v = f(V_c)$

L: bobine du circuit d'accord

R: résistance de polarisation inverse de la diode.

C_1 : capacité d'accord

C_v : capacité de la diode varicap.

C_3 : capacité de blocage

V_c : tension de polarisation de la diode.

$V_c = V_{c0} + \Delta V_c$ ou V_{c0} est la tension de polarisation au repos de la diode. ΔV_c : variation de la tension de commande.

$$C = \frac{k}{V_c^2} C_0 = \frac{k}{V_{c0}^2} C_0 \quad \text{et/ou} \quad \frac{C}{C_0} = \frac{V_{c0}^2}{V_c^2} \Rightarrow C = C_0 \frac{V_{c0}^2}{V_c^2} = C_0 \frac{V_{c0}^2}{(V_{c0} + \Delta V_c)^2} = C_0 \left[1 + \frac{\Delta V_c}{V_{c0}} \right]^{-2}$$

$$f = \frac{1}{2\pi V_{CC}} \quad \text{ou remplace } c \text{ on aura: } f = \frac{1}{2\pi V_{CC} (1 + \frac{\Delta V_C}{V_{CC}})^2}$$

$$f \approx \frac{1}{2\pi V_{CC}} \left[1 + \frac{\Delta V_C}{V_{CC}} \right] = f_0 \left[1 + \frac{\Delta V_C}{V_{CC}} \right]$$

f_0 est la fréquence d'oscillation en présence seule de la tension de polarisation V_{CC} .

Ainsi on voit bien que la fréquence d'oscillation dépend directement de la tension de commande. Il existe différents montages pouvant se ramener au principe ci-dessus.

Ils fonctionnent pour une gamme de fréquence limitée et une zone de linéarité réduite.

Autres types de montages.

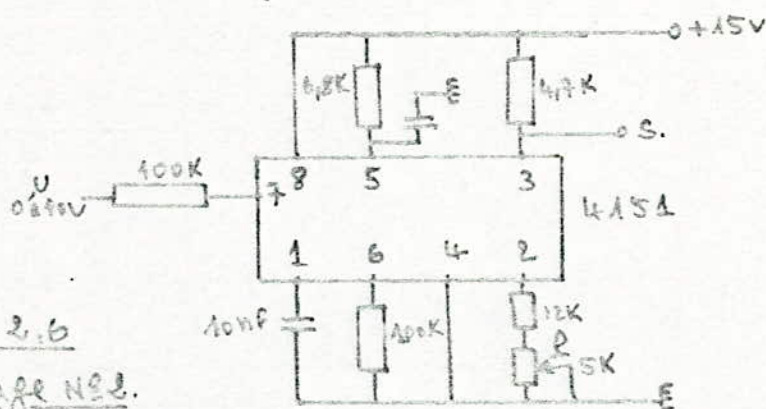


Fig 2.6
montage NE5.

Pour ce montage produit par Raytheon, une tension d'entrée de 0 à 10V délivrera une tension de sortie rectangulaire correspondante de 0 à 10 kHz. R permet d'ajuster le circuit pour obtenir 0 kHz.

$$\begin{aligned} R_1 &= 5k\Omega \\ R_2 &= 20k\Omega \\ R_3 &= 330k\Omega \\ R_4 &= 220k\Omega \\ R_5 &= 212k\Omega \\ C &= 2nF \end{aligned}$$

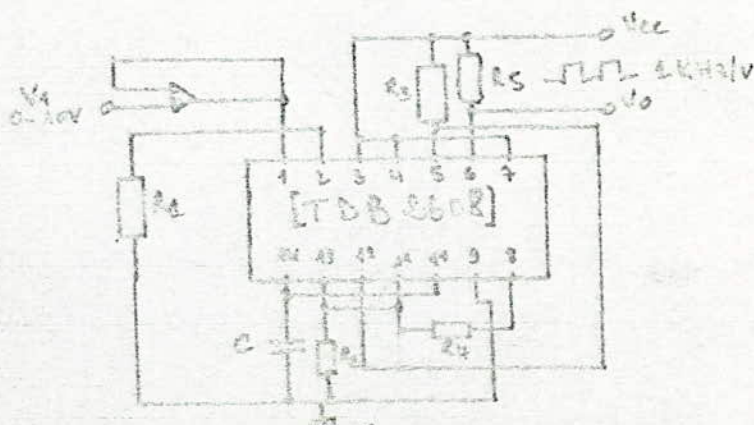


Fig 27.

Montage NE3.

Pour obtenir une meilleure stabilité en température, on peut remplacer R_2 par une diode de régulation de tension ($V_Z \leq 10V$). Dans ce cas :

$$f = \frac{V_Z}{20V_Z R_1 C} \quad \text{avec } R_2 \text{ nous avons } f = \frac{200 \cdot V_Z}{R_1 R_2 C}$$

4.3. Les filtres de boucles :

Les filtres de boucles sont des filtres passe-bas que l'on place entre la sortie du comparateur de phase et l'entrée modulation du VCO, la fonction de transfert du filtre de boucle influence fortement les propriétés de l'asservissement et permet, par le choix des paramètres introduits, de modifier les performances du dispositif.

Les fonctions de transfert les plus fréquemment utilisées sont très simples et obtenues, soit à l'aide d'un réseau passif placé en circuit de contre réaction d'un amplificateur de gain important ou dit alors parfois que l'on a affaire à un "filtre actif".

Il est quelque fois nécessaire, même lorsque l'on désire utiliser un filtre purement passif, d'ajouter entre le comparateur de phase et le VCO un amplificateur de gain K_2 . C'est le cas lorsque la sensibilité K_1 du comparateur de phase et la sensibilité de modulation K_3 du VCO sont trop faibles pour réaliser un gain de boucle K donné. L'utilisation d'un amplificateur de gain K_2 permet de remédier à ce défaut, car dans ce cas, le gain en boucle ouvert, ou gain de boucle K devient :

$$K = K_1 K_2 K_3$$

Le plus souvent, l'amplificateur K_2 sera placé entre le filtre de boucle et le VCO, mais si cet amplificateur est indispensable, il peut être plus judicieux de l'inclure dans un filtre actif.

Le cas le plus simple que l'on puisse envisager est l'absence de filtre de boucle, la fonction de transfert est $F(\omega) = 1$ et la boucle d'asservissement de phase est alors du 1^{er} ordre.

En fait, nous avons vu que les comparateurs de phase nécessitent tous d'utiliser un filtre passe-bas, ne serait-ce que, pour éliminer les composantes à la fréquence f et aux fréquences harmoniques d'af

qui accompagnent la composante continue en sortie. Mais on suppose que le filtre est à bande passante suffisamment large pour ne pas intervenir dans les propriétés de l'asservissement.

Le filtre passe-bas le plus simple que l'on puisse réaliser est le filtre R-C de fonction de transfert.

$$F(s) = \frac{1}{1 + s\tau_1} \quad \text{avec } \tau_1 = RC$$

équation (2.2)

L'utilisation d'un tel filtre conduit à une boucle du 2^e ordre.

Mais les performances obtenues sont relativement limitées, essentiellement parce que l'on n'a introduit qu'un seul paramètre supplémentaire : la constante de temps τ_1 .

Les caractéristiques essentielles d'une boucle du 2^e ordre sont la pulsation propre et le coefficient d'amortissement.

En ajoutant une résistance en série avec la capacité du filtre, on peut obtenir le paramètre à choisir supplémentaire. La fonction de transfert du filtre représenté en figure (2.8) est donnée par :

$$F(s) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_2 + 1/sC}{R_1 + R_2 + 1/sC} = \frac{1 + sR_1C}{1 + sC(R_1 + R_2)}$$

équation (2.3)

soit $f(s) = (1 + s\omega_n \tau_2) / (1 + s\omega_n \tau_1)$ avec $\tau_2 = R_1C$, $\tau_1 = (R_1 + R_2)C$

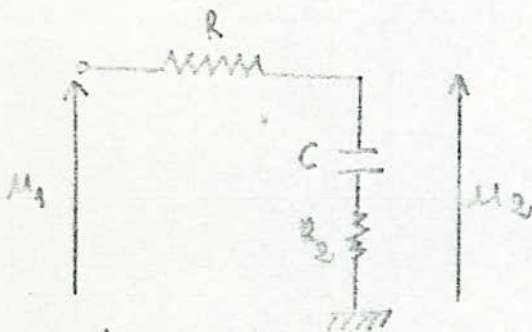


Figure (2.8)

Filtre de boucle de type passif.

Le choix des éléments R_1 , R_2 et C permet de réaliser d'une façon indépendante, les constantes de temps τ_1 et τ_2 .

La pulsation propre ω_n est liée au gain de boucle K et à la constante de temps τ_1 par $\omega_n^2 = \frac{K}{\tau_1^2}$

équation (2.4)

Si le gain de boucle K est important et si l'on veut obtenir une pulsation ω_n relativement faible, on est conduit à réaliser une constante de temps τ_1 très grande. On ne trouve pas facilement, sous un encombrement réduit, des capacités C de qualité

suffisante pour réaliser une telle constante de temps, une solution peut être trouvée dans l'utilisation d'un filtre actif.

considérons le montage, représenté en figure 2.9 composé d'une résistance R_1 , montée en série avec un amplificateur opérationnel de phase inverse de gain $-G$ (le signe - traduisant le fait que le signal de sortie est en opposition de phase par rapport au signal d'entrée). un réseau composé d'une résistance R_2 et d'une capacité C est monté en contre-réaction sur l'amplificateur.

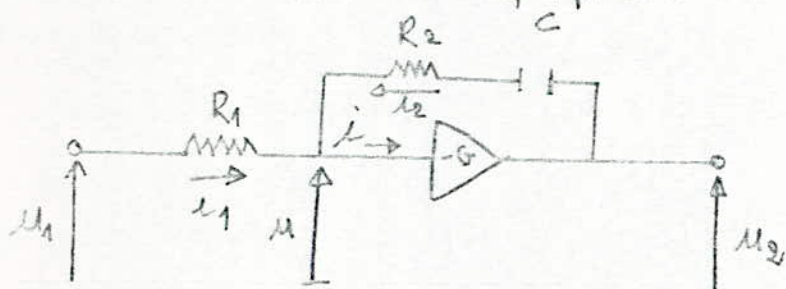


figure 2.9

filtre de boucle du type
actif

On appelle U la tension d'entrée de l'amplificateur et R_0 sa résistance d'entrée, les équations permettant de représenter le fonctionnement du montage sont :

$$i_1 = (U_1 - U) / R_1$$

$$i_2 = (U_2 - U) / (R_2 + 1/j\omega C)$$

$$i = i_1 + i_2$$

$$U = R_0 i$$

$$U_2 = -G U$$

en éliminant les courants, on obtient une relation entre les tensions :

$$\frac{U_1 - U}{R_1} + \frac{U_2 - U}{R_2 + 1/j\omega C} = \frac{U}{R_0} \quad \text{d'où l'on tire :}$$

$$\frac{U_1}{R_1} = -U_2 \left[\frac{1}{R_2 + 1/j\omega C} + \frac{1}{G} \left(\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2 + 1/j\omega C} \right) \right]$$

en supposant que l'impédance d'entrée de l'amplificateur est grande devant les impédances R_1 et $R_2 + \frac{1}{j\omega C}$, la fonction de transfert du réseau s'écrit :

$$F(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = -\frac{1}{R_1} \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_2 + 1/j\omega C} + \frac{1}{G} \left(\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_2 + 1/j\omega C} \right)}$$

que l'on peut mettre sous forme :

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

$$\text{Soit: } F(j\omega) = -G \cdot \frac{1 + j\omega \tau_2}{1 + j\omega \tau_1} \quad \text{equation (2.4)}$$

$$\tau_2 = R_2 C$$

$$\tau_1 = (R_1 + G R_1 + R_2) C$$

La fonction de transfert du filtre ainsi réalisée peut se mettre sous une forme analogue à celle d'un filtre passif, à la constante multiplicative $-G$ près.

Le gain en boucle ouverte, ou gain de boucle, K bénéficie de cette amplification et devient: $K = K_1 K_3 G$.

Deux cas peuvent se présenter:

Dans le premier cas, le produit $K_1 K_3$ est insuffisant et l'on décide d'utiliser un filtre actif pour augmenter le gain de boucle K . La pulsation propre de boucle ω_n est de:

$$\omega_n^2 = \frac{K}{\tau_1} = \frac{K_1 K_3 G}{(R_1 + G R_1 + R_2) C}$$

si le gain G est suffisamment grand $\tau_1 \approx G R_1 C$ par conséquent.

$$\omega_n^2 \approx \frac{K_1 K_3 G}{G R_1 C} = \frac{K_1 K_3}{R_1 C}$$

Pour obtenir une pulsation propre ω_n donnée et pour un produit $K_1 K_3$ donné, il faut réaliser la même constante de temps $R_1 C$ que pour un filtre passif. On a gagné sur le gain de boucle, mais les difficultés de réalisation de la constante de temps τ_1 subsistent.

Remarque: si G est très grand:

$$F(j\omega) = -G \cdot \frac{1 + j\omega \tau_2}{1 + j\omega \tau_1} \approx -G \cdot \frac{1 + j\omega \tau_2}{j\omega G R_1 C} = \frac{1 + j\omega \tau_2}{j\omega \tau_1}$$

$$\tau_2 = R_2 C, \quad \tau_1 = R_1 C.$$

CHAPITRE IIIEquations Generales:

La boucle d'asservissement de phase est un dispositif qui permet d'obtenir un signal y_s issu d'un oscillateur modulable en fréquence (VCO) synchrone du signal d'entrée y_e du dispositif. Pour des signaux y_e et y_s sinusoïdaux, en l'absence de synchronisme, le signal de sortie du comparateur de phase à caractéristique sinusoïdale est lui-même sinusoïdal de fréquence égale à la différence de fréquence des signaux y_e et y_s . Pour cela il faut écrire les équations régissant le fonctionnement de chacun des éléments constitutifs du montage.

En particulier la caractéristique des comparateurs de phase n'est pas linéaire. Il s'agit le plus souvent d'une fonction périodique de période 2π de la différence de phase instantanée entre les signaux qui lui sont appliqués. Mais puisque l'on cherche à réaliser un asservissement, est-ce que l'on veut le faire fonctionner correctement, s'il fonctionne bien la différence de phase restera faible. Il sera alors possible de remplacer la caractéristique réelle du comparateur de phase par une caractéristique linéaire idéale figure (3.1) et l'asservissement sera régi par une équation différentielle linéaire.

Les équations correspondant au fonctionnement linéaire sont obtenues en substituant à la caractéristique réelle du comparateur de phase, une caractéristique idéale: une droite de pente K_1 égale à la pente de la caractéristique autour du point de fonctionnement, le signal de sortie est nul lorsque le déphasage vaut $\pi/2$ pour les comparateurs sinusoïdaux et triangulaire et vaut π pour les comparateurs en "dents de scie". Par ailleurs, la pente K_1 de la caractéristique du comparateur autour du point de fonctionnement est positive ou négative. La caractéristique est une droite: $U_1 = K_1 \Phi$.

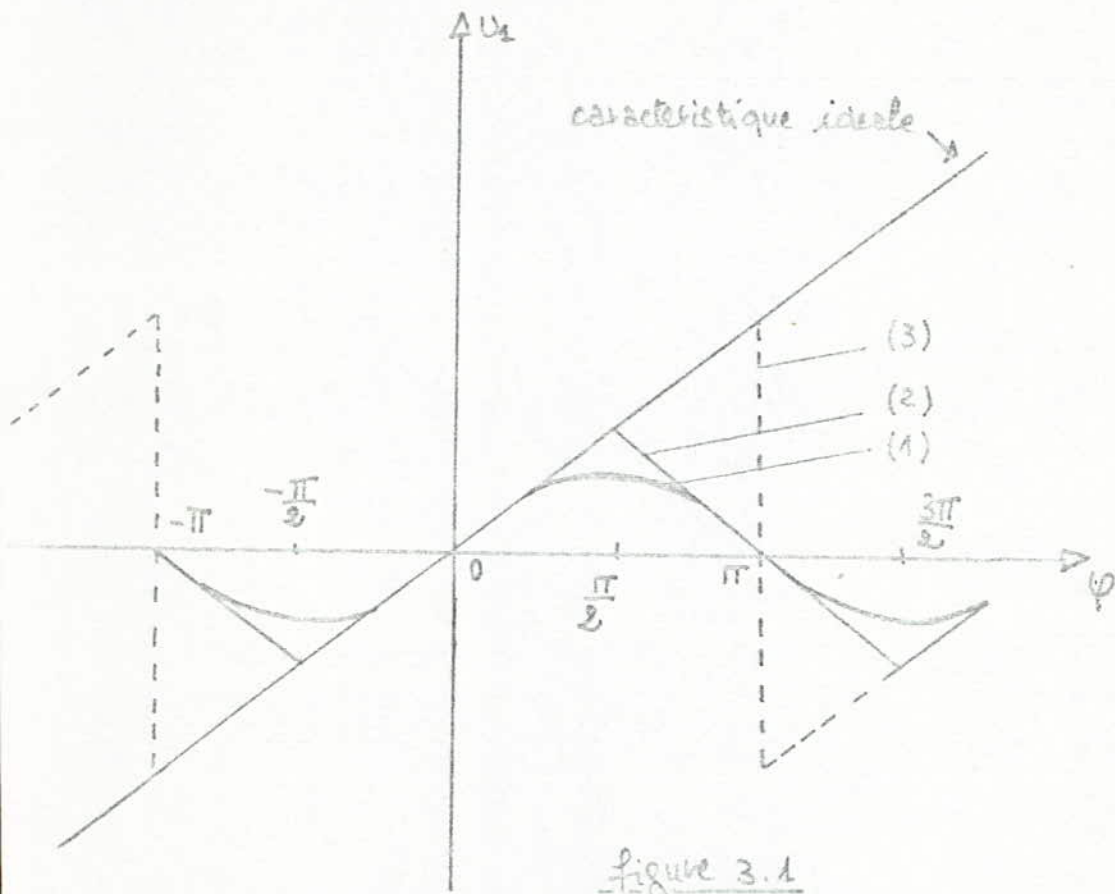


Figure 3.1

caractéristiques idéales de différents types de comparateurs de phase.

- (1): Sinusoïdal
- (2): Linéaire entre $(-\frac{\pi}{2}, +\frac{\pi}{2})$
- (3): Linéaire entre $(-\pi, +\pi)$

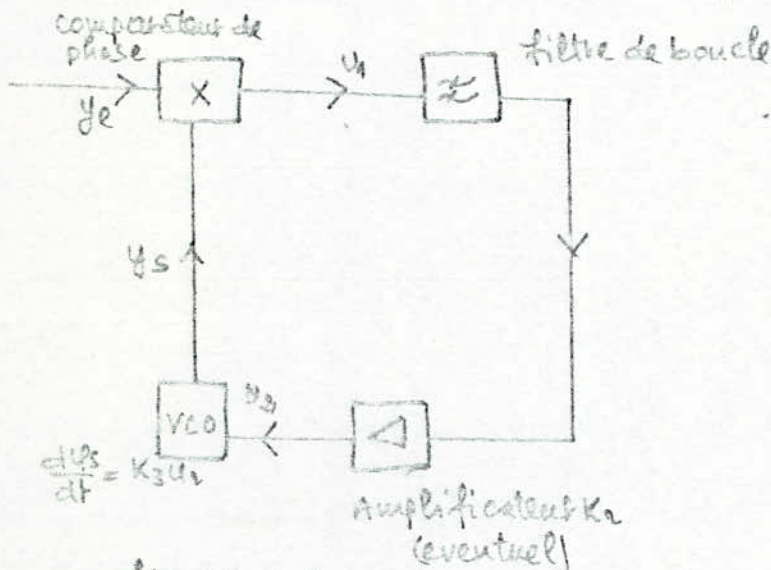
3.1 Equations temporelles generales pour une boucle utilisant un comparateur à caractéristique sinusoïdale:

considérons le schéma représenté en figure 3.2 pour lequel le signal d'entrée y_e et le signal issu du VCO y_s ont pour expressions:

$$y_e = A \sin[\omega t + \psi_e(t)]$$

$$y_s = B \cos[\omega t + \psi_s(t)]$$

Ces signaux ne sont pas forcément à la même pulsation, la différence de pulsation pouvant facilement être incluse dans $(\psi_e - \psi_s)$.
Le comparateur de phase utilisé est du type sinusoïdal et la tension de sortie u_1 peut s'écrire: $u_1 = K_2 \sin(\psi_e(t) - \psi_s(t))$ equation 3.1



soit $F(s)$ la fonction de transfert du filtre de boucle est soit $f(t)$ sa réponse impulsionnelle. Ces deux fonctions sont transformées de Fourier l'une de l'autre.

Figure 3.2

schéma general d'une boucle d'asservissement de phase

La tension de sortie du filtre de boucle s'écrit, compte tenu d'une amplification éventuelle de gain K_2 .

$$u_e = K_2 u_1(t) * f(t)$$

Le symbole $*$ représente le produit de convolution, c'est-à-dire que l'on peut écrire: $u_e(t) = K_2 \int_{-\infty}^{+\infty} u_1(z) f(t-z) dz$ equation (3.2)

enfin le VCO étant un oscillateur modulable en fréquence, si K_3 est sa sensibilité de modulation en rad/s/V

$$\frac{d\psi_s}{dt} = K_3 u_e(t) \quad \text{equation (3.3)}$$

La combinaison des équations 3.1, 3.2, et 3.3 permet d'obtenir l'équation temporelle générale régissant le fonctionnement d'une boucle utilisant un comparateur de phase du type sinusoidal:

$$\frac{d\psi_s}{dt} = K_1 K_2 K_3 [\sin(\psi_e(t) - \psi_s(t)) * f(t)]$$

Le produit $K_1 K_2 K_3$ est remplacé par $K = K_1 K_2 K_3$. La constante K représente donc le gain en boucle ouverte de l'asservissement. L'équation générale s'écrit =

$$\frac{d\psi_s}{dt} = K [\sin(\psi_e(t) - \psi_s(t)) * f(t)] \text{ equation 3.4.}$$

3.2. Equations linéaires générales :

La linéarisation du problème consiste à supposer que la quantité $(\psi_e(t) - \psi_s(t))$ reste toujours suffisamment petite pour que l'on puisse remplacer le sinus par l'arc correspondant. Ceci conduit à l'équation temporelle linéarisée générale =

$$\frac{d\psi_s}{dt} = K [\psi_e(t) - \psi_s(t)] * f(t) \text{ equation 3.5.}$$

Le produit de convolution est un opérateur assez peu maniable, essentiellement par manque d'habitude. On préfère généralement raisonner dans le domaine fréquentiel plutôt que dans celui du temps. Mais lorsque deux grandeurs sont liées par un produit de convolution, leur transformées de Fourier sont liées par un simple produit. En prenant les transformées de Fourier de chacun des membres de l'équation 3.5 et en appelant $\Phi_e(\omega)$ et $\Phi_s(\omega)$ les transformées de Fourier de $\psi_e(t)$ et $\psi_s(t)$ on obtient :

$$j\omega \Phi_s(\omega) = K [\Phi_e(\omega) - \Phi_s(\omega)] F(\omega)$$

d'où l'on tire :

$$[j\omega + K F(\omega)] \Phi_s(\omega) = K F(\omega) \Phi_e(\omega)$$

$$\text{soit : } H(\omega) = \frac{\Phi_s(\omega)}{\Phi_e(\omega)} = \frac{K F(\omega)}{j\omega + K F(\omega)} \text{ equation 3.6}$$

La fonction $H(j\omega)$ est la fonction de transfert linéarisée générale d'une boucle d'aperçissement de phase.

L'erreur de phase instantanée est donnée par :

$$\Phi(j\omega) = \Phi_e(j\omega) - \Phi_s(j\omega)$$

on en déduit :

$$\frac{\Phi(j\omega)}{\Phi_e(j\omega)} = \frac{j\omega}{j\omega + KF(j\omega)} \quad \text{equation 3.7}$$

La quantité $\frac{\Phi(j\omega)}{\Phi_e(j\omega)} = 1 - H(j\omega)$ est la fonction d'erreur de

l'aperçissement.

Si l'on veut utiliser la notation opérationnelle, en appelant s la variable opérationnelle, on obtient pour la fonction de transfert :

$$H(s) = \frac{\Phi_s(s)}{\Phi_e(s)} = \frac{KF(s)}{s + KF(s)} \quad \text{equation 3.8}$$

tandis que la fonction d'erreur est donnée par :

$$1 - H(s) = \frac{\Phi(s)}{\Phi_e(s)} = \frac{s}{s + KF(s)} \quad \text{equation 3.9}$$

CHAPITRE IV

Les boucles à verrouillage de phase numérique

Bien que la boucle de phase numérique soit basée sur un mode de verrouillage différent de celui utilisé dans la boucle analogique, les principes théoriques restent sensiblement similaires. La terminologie "boucle de phase numérique" est ambiguë, étant donné que le terme numérique peut être interprété de différentes manières. En effet dans certains cas, dénommer numérique une boucle de phase dont les signaux d'entrée et de sortie sont des états logiques. Dans ces circuits il peut être fait usage de fonctions analogiques telles que l'oscillateur contrôlé, le filtre de boucle ect...

Ces dernières années se sont développées des boucles de phase réalisées exclusivement à partir de fonctions numériques, c'est de ce type de circuit dont il sera question dans les lignes qui vont suivre.

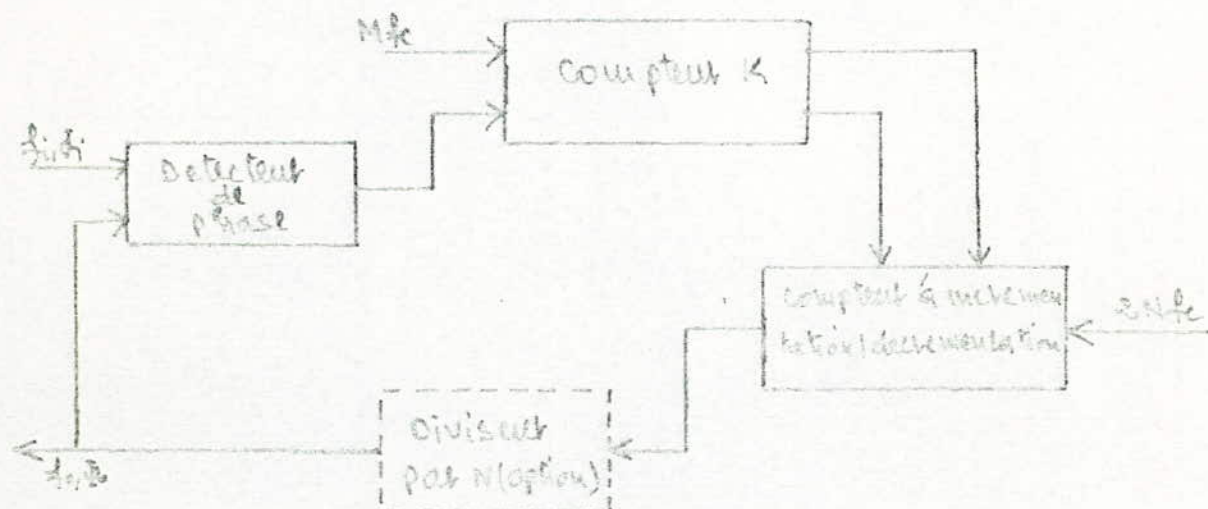


Figure 4.1

Structure générale d'une boucle de phase numérique.

4.1 structure fonctionnelle

Une boucle de phase numérique du 1^{er} ordre comporte trois éléments fonctionnels : un détecteur de phase, un compteur "K" et un

compteur / décompteur 110 (figure 5.1).

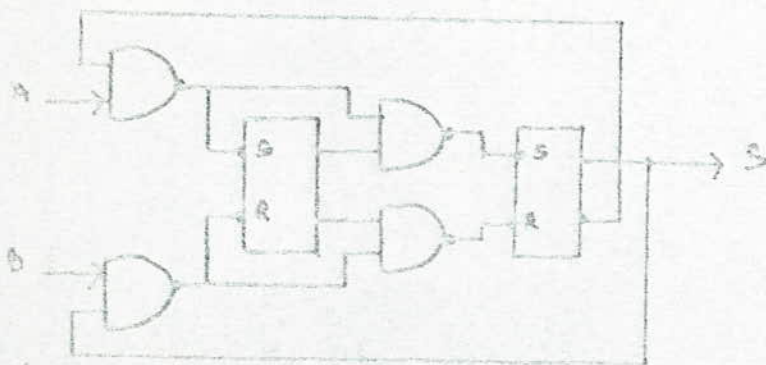
Dans certaines applications, il est fait usage d'un composant complémentaire, à savoir un diviseur par N.

4.11. Détecteur de phase

Le détecteur de phase a pour fonction de comparer la phase du signal d'entrée φ_i avec celle du signal issu de la boucle φ_o . L'inégalité entre les phases des signaux d'entrée et de sortie a pour effet de générer un signal d'erreur $K_d \varphi_e$, expression dans laquelle K_d représente le gain du détecteur de phase et φ_e l'erreur de phase ($\varphi_i - \varphi_o$).

Dans un tel système, le détecteur de phase génère un signal d'erreur sous forme d'une onde carrée dont le rapport "cyclique" varie avec la phase. Hors des limites d'accrochage, la sortie du détecteur se trouve à l'état "0" soit à l'état "1", suivant que la fréquence du signal d'entrée est supérieure ou inférieure à la plage d'accrochage. En revanche, entre les limites f_{min} et f_{max} , le détecteur de phase délivre un signal dont la valeur moyenne varie linéairement avec l'erreur de phase. $\bar{u} = K_d \varphi_e$

Il existe différents types de détecteur de phase, le plus classique est sans nul doute le "ou" exclusif, l'autre étant le bistable à transitions dont la sortie change d'état sur une transition apparaissant sur l'une de ses entrées (figure 4.2).



A	B	S
X	↓	1
↓	X	0
X	↑	stable
↑	X	stable

(b)

X : état "0" ou "1"

↓ : transition "1" à "0"

↑ : " " " " "0" à "1"

(a)
figure 4.2

schéma de principe d'un bistable à transitions et table de vérité des états.

La figure 4.3 montre les signaux de sorties pour les deux configurations citées lors que l'erreur de phase est nulle; en effet, lorsque cette condition est remplie, le rapport cyclique du signal de sortie est égal à 1. Dans le cas du bistable à transition, la différence de phase absolue entre le signal d'entrée φ_i et le signal de sortie du VCO φ_o est de 1/2 période; elle représente un gain K_d de 2 et un écart de phase limite de $\pm 180^\circ$.

En revanche, avec le "ou" exclusif la différence de phase est limitée à 1/4 de période. De ce fait, le gain K_d de ce type de détecteur de phase est de 4 et l'écart de phase est de $\pm 90^\circ$.

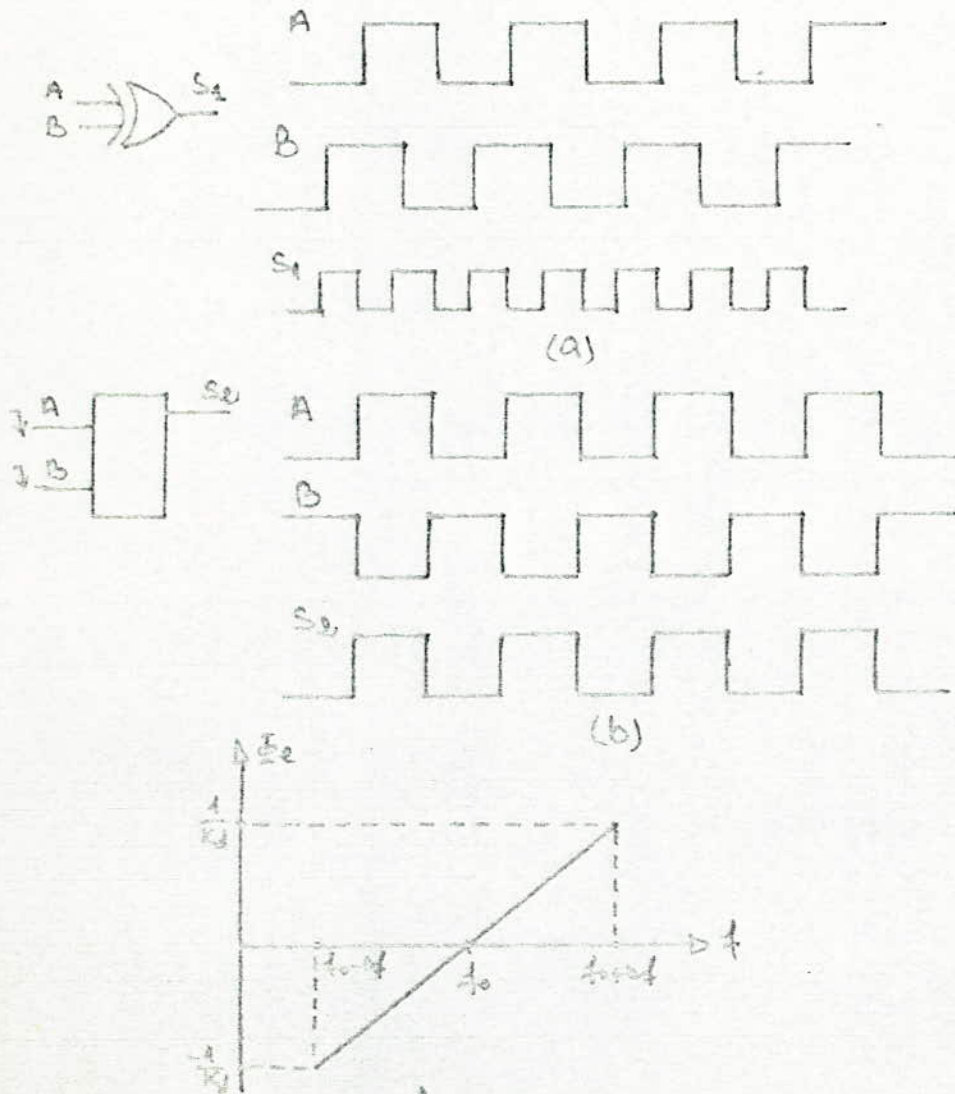


figure 4.3.

détecteur de phase: (a) "ou" exclusif, (b) bistable à transitions
(c) fonction de transfert

4.2.2 Compteur K.

Le compteur K utilisé dans la boucle de phase numérique est un compteur programmable réversible, le facteur K représentant le module du compteur et pouvant être programmé au gré de l'utilisateur.

L'horloge pilotant l'étage est généralement un signal carré de fréquence Mf_c , où f_c représente la fréquence du signal de référence (figure 4.14). La sortie du détecteur de phase en l'occurrence un "ou" exclusif dans notre exemple, pilote l'entrée comptage/décomptage (UP/DN) lorsque le système opère avec une erreur de phase nulle, les deux signaux U_1 et U_2 sont exactement décalés de 90° l'un par rapport à l'autre, et la sortie du détecteur de phase délivre un signal carré rigoureusement symétrique. De ce fait, le compteur compte et décompte durant un intervalle de temps identique.

Si la valeur de K est suffisamment élevée, le compteur ne pourra atteindre ses valeurs de dépassement (report et retenue). Cette condition ne peut être obtenue que si K est supérieur ou égal à 1014 dans notre exemple.

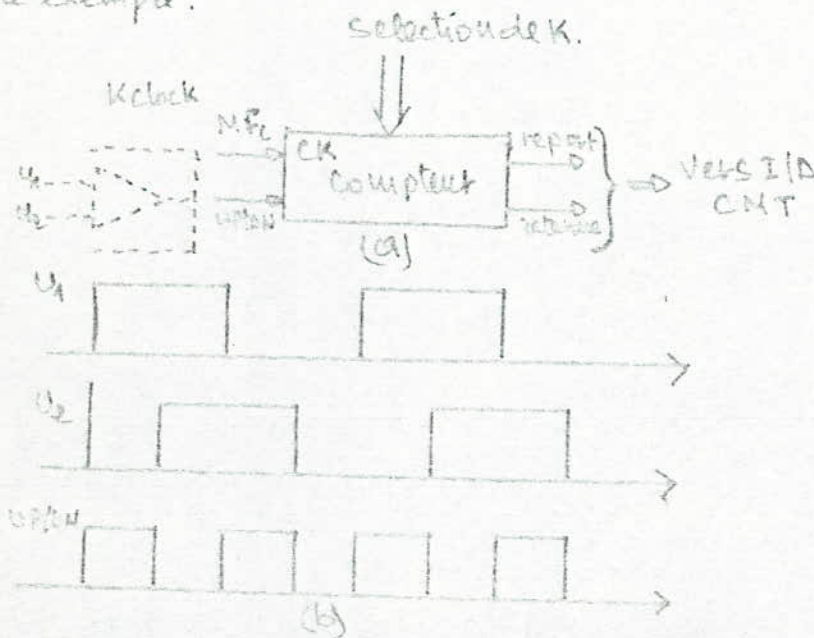


figure 4.14 : Compteur K: (a) bloc diagramme (b) formes d'ondes. si le signal d'entrée se décale par rapport à U_2 , le détecteur de phase délivre un signal asymétrique. si par exemple U_1 est retardé par rapport à U_2 , le temps de comptage

devient supérieur au temps de décomptage, avec pour conséquence un dépassement de limite supérieure, ce qui a pour effet de générer de temps en temps une impulsion sur la sortie report (carry). Dans le cas où U_n est en avance, le processus est similaire, mais c'est la sortie retenue (Borrow) qui délivre une impulsion. Ces impulsions report et retenue peuvent être utilisées pour piloter un oscillateur numérique commandé par addition ou soustraction d'une fraction du train d'impulsion délivré par un générateur de fréquence fixe. En d'autres termes les impulsions de report et de retenue sont utilisées pour modifier le facteur d'échelle d'un diviseur de fréquence, lui-même piloté par une source de fréquence. Il n'est guère aisé de déterminer la fonction de transfert HSI pour ce type de filtre numérique, étant donné que son mode de fonctionnement n'est pas linéaire.

Lorsque l'erreur de phase est nulle, il ne délivre pas de signal sur ses sorties. Pour une erreur de phase constante, il produit des impulsions de report et de retenue à fréquence constante.

4.2.3. Oscillateur à commande numérique :

un oscillateur commandé numériquement, utilisé en conjonction avec un compteur K, est représenté à la figure 4.5.

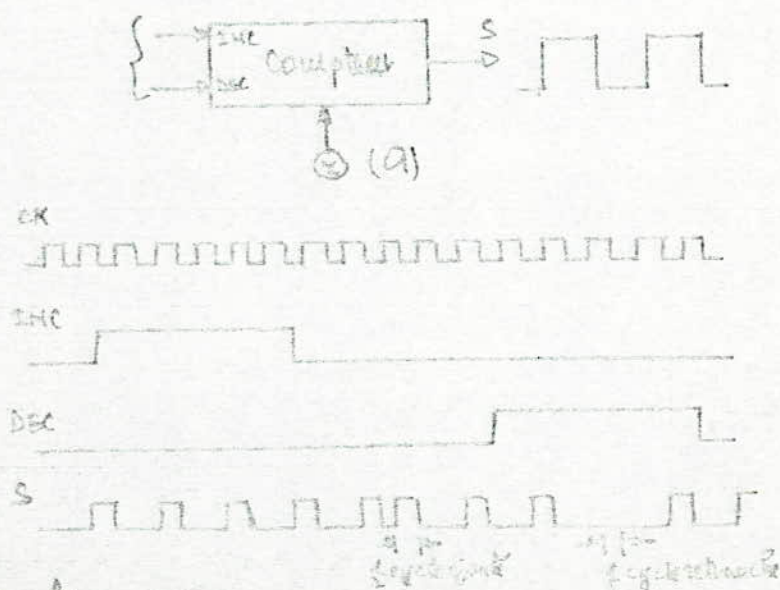


Figure 4.5.

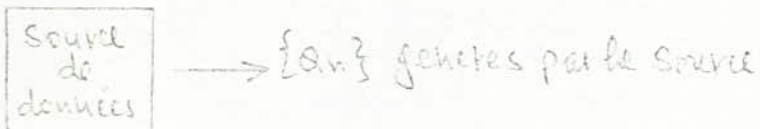
oscillateur numérique commandé (a) diagramme, (b) formes d'ondes

chaque fois qu'une impulsion apparaît à l'entrée INC, $\frac{1}{2}$ cycle est ajouté au signal de sortie par la logique interne (figure 4.5); de même à chaque impulsion sur l'entrée DEC $\frac{1}{2}$ cycle est soustrait. De ce fait, la fréquence de porte du compteur 1/0 peut être commandée dans une plage déterminée par la fréquence maximale des impulsions report et retenue.

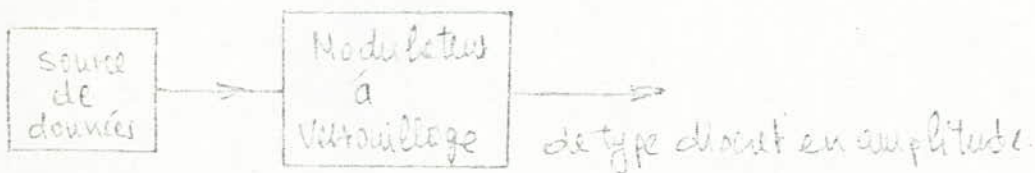
CHAPITRE V Modulation et démodulation F.S.K.

5.1 Modulation F.S.K

frequency shift keying (excursion en fréquences commutées).
Soit une source de données:



$\{a_n\} \in \{0, 1\}$ signal unipolaire (suite de données en série)
 $\{a_n\} \in \{-1, 1\}$ signal bipolaire



Porteuse f_0 \rightarrow $f_0 \pm \Delta f$ \rightarrow 2 fréquences de sortie du modulateur

soit deux fréquences:

$f_1 = f_0 + \Delta f \rightarrow$ fréquence caractéristique supérieure

$f_2 = f_0 - \Delta f \rightarrow$ fréquence caractéristique inférieure.

0 1 1 0 1 0 0 $\rightarrow t$ l'information à envoyer



on normalise les fréquences caractéristiques et les représentations électriques à l'échelle internationale (F.S.K normalisée) avec un débit binaire $R < 600$ bits/s

le débit binaire étant le nombre de bits transmis par seconde
soit les niveaux "0" ou "1" on leur attribue la fréquence de 1700 Hz

les niveaux "1" on leur attribue la fréquence de 1300 Hz.

la fréquence de la porteuse est :

$$f_0 = 1500 \text{ Hz} \quad \text{et} \quad \Delta f = 200 \text{ Hz.}$$

pour des débits binaires $R \leq 1200 \text{ bits/s}$ (normalisée)

$$\text{pour "0"} \rightarrow 2100 \text{ Hz}$$

$$\text{pour "1"} \rightarrow 1300 \text{ Hz}$$

$$\text{port } f_0 = 1700 \text{ Hz} \quad \text{et} \quad \Delta f = 400 \text{ Hz.}$$

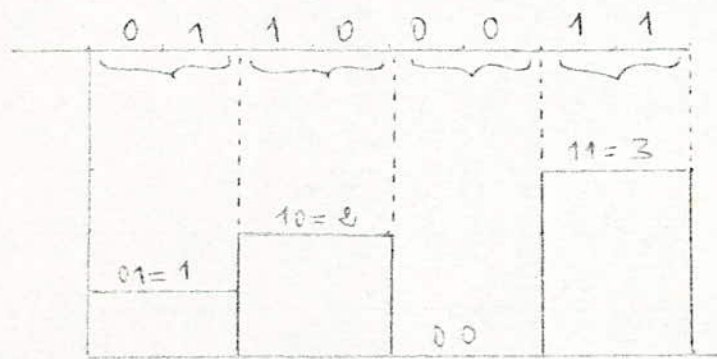
Vitesse de modulation

on cherche dans la représentation électrique l'élément qui se caractérise par la durée la plus courte.

$$V_m = \frac{1}{T_m} \quad \text{en bauds} \quad \text{rapidité de variation du paramètre.}$$

le débit binaire caractérise la source ou le flux binaire

la vitesse de modulation caractérise le signal de modulation



si la source envoie le débit ci-dessus on considère dans ce genre de transmission une paire de bits. Dans ce cas on a besoin de 4 niveaux de représentation $V_m = \frac{1}{T_m}$, T_m = durée minimale.

C'est une transmission synchrone, dont on obtient un train d'impulsion à plusieurs niveaux.

la durée d'une impulsion définit la largeur de bande de fréquence nécessaire pour la transmission. la transmission est synchrone car il est nécessaire de connaître la base de temps qui contrôle le débit

binaires, sans base de temps, ayant un niveau ou ne pourra pas paraitre s'il est unique ou non; ce qui entraîne une difficulté pour la récupération de l'information.

on définit la relation :

$$R = V_m \log_2 w$$

debit binaire en fonction de la vitesse
w : nombre de niveaux dans le signal module

Si on a $w=4$ alors le nombre de niveaux est égal à 4.

La vitesse de modulation diminue deux fois par rapport au débit binaire.

on définit l'indice de modulation FSK

$$m_f = \frac{\Delta f}{V_m}$$

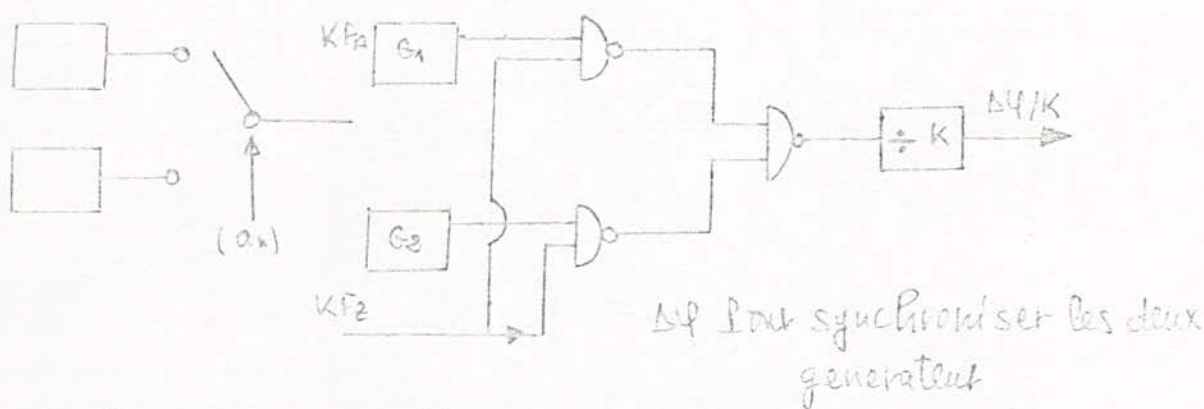


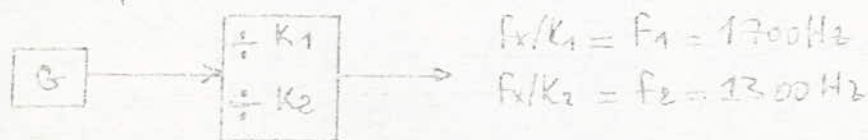
figure 51. modulateur FSK

on aura un saut de fréquence

si $f_1 = 1700 \text{ Hz}$, $f_2 = 1300 \text{ Hz}$, $V_m = 1200$

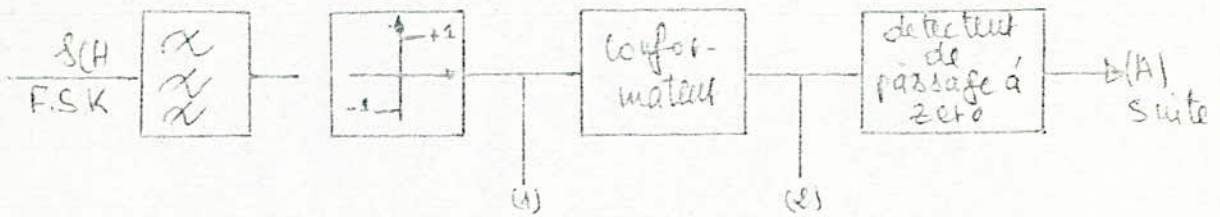
mais remarquons que f_1 et f_2 n'ont pas un rapport entier d'où la nécessité d'un diviseur de fréquence.

Nous pouvons réaliser d'une autre manière



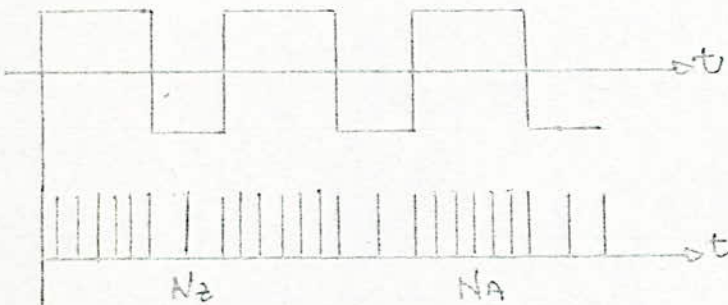
Dans ce cas on a pas de saut de phase, c'est-à-dire la phase continue

52. Demodulateur FSK
 structure de type par comptage



(E) adaptateur au niveau TTL

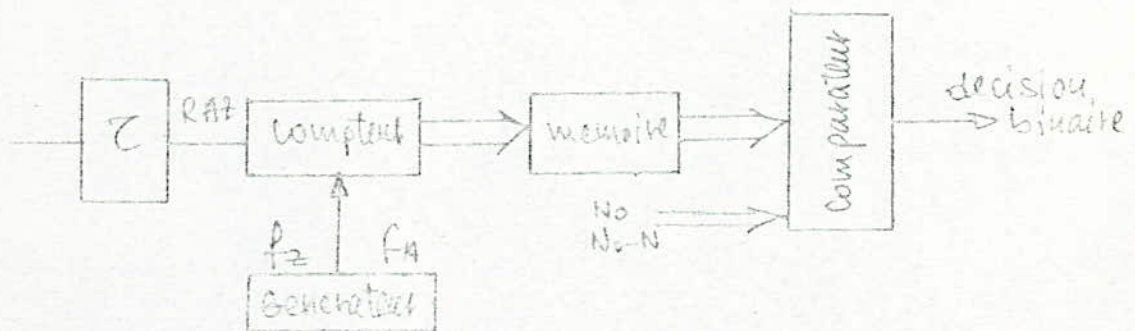
À la sortie du limiteur on a un signal carré ayant deux fréquences.



Les passages par zéro ne sont pas constants

$N_A < N_0 < N_Z$ $f_z < f_0 < f_A$
 N : impulsion d'horloge

nous avons deux fréquences qui sont comparées à l'onde porteuse non modulée que l'on nomme fréquences supérieure et inférieure.



exemple : $N_0 = 64$ 1000 0000
 $N_Z = 84$ 1010 1000
 $N_A = 44$ 0101 1000

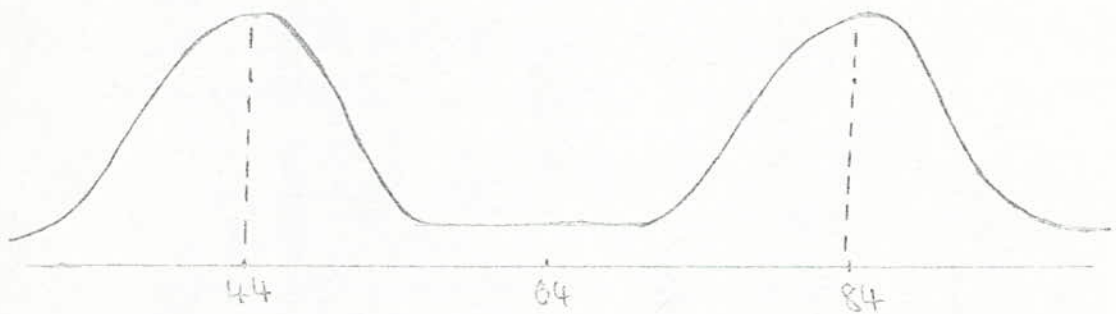
on peut ne pas utiliser le comparateur, car il suffit de comparer le bit de plus fort poids pour comparer les deux fréquences parce que tous les nombres ont le bit 7 égale à zéro, et ainsi on récupère vite

signal.

Il est possible de trouver N au voisinage de N_2 ou N_1 . Ceci est dû au bruit.

De là, on définit le taux d'erreur comme :

$$\text{taux d'erreur} = \frac{\text{Nombre d'erreurs}}{\text{Nombre de bits globale}}$$



Pour prendre la décision la plus probable, connaissant le taux d'erreur, on peut ne pas utiliser le comparateur.

L'erreur systématique qui apparaît sur la fréquence est donnée par f .

$$\text{on a : } \begin{array}{ll} f_1 \longrightarrow f_1 + f & N_1 \longrightarrow N_1 + N \\ f_2 \longrightarrow f_2 - f & N_2 \longrightarrow N_2 - N \end{array}$$

cette erreur systématique peut être compensée en introduisant une comparaison $(N_0 - N)$ au lieu de N_0 .

Pour augmenter le débit binaire, il suffit d'augmenter le nombre de niveau et quand R est élevé on a une bonne démodulation F.S.K.

CHAPITRE VI Realisation.

I) Realisation du montage

Notre travail consiste en la realisation d'un demodulateur P.S.K avec boucle à verrouillage de phase pour signaux numeriques avec les donnees suivantes :

1. $f_0 = 1500 \text{ Hz}$, $\Delta f = 200 \text{ Hz}$ $\Rightarrow f_1 = f_0 - \Delta f = 1300 \text{ Hz}$
 - des debits binaires $< 600 \text{ bits/s}$ $f_2 = f_0 + \Delta f = 1700 \text{ Hz}$
2. $f_0 = 1700 \text{ Hz}$, $\Delta f = 400 \text{ Hz}$ $f_1 = f_0 - \Delta f = 1300 \text{ Hz}$
 des debits binaires $< 1200 \text{ bits/s}$ $f_2 = f_0 + \Delta f = 2100 \text{ Hz}$

Pour realiser ce demodulateur on a besoin de trois blocs :

* une boucle à verrouillage de phase pour signaux numeriques qui travaille aux basses frequences et qui a une plage de verrouillage et une plage de capture suffisamment larges ; elles doivent couvrir nos frequences de travail :

1300 Hz et 1700 Hz Pour $f_0 = 1500 \text{ Hz}$

et 1300 Hz et 2100 Hz Pour $f_0 = 1700 \text{ Hz}$

C'est-à-dire Pour la frequene centrale $f_0 = 1300 \text{ Hz}$

$\Delta f_c = f_{\max} - f_{\min}$ doit etre superieur à 400 Hz. $\Delta f_c > 400 \text{ Hz}$

Pour la frequene centrale $f_0 = 1700 \text{ Hz}$

$\Delta f_c = f_{\max} - f_{\min}$ doit etre superieur à 800 Hz. $\Delta f_c > 800 \text{ Hz}$.

$f_{\min} < f_1 < f_0$ $f_0 < f_c < f_{\max}$

$f_{\min} < f_1 < f_0$ $f_0 < f_c < f_{\max}$.

Le C D 4046 remplit ces conditions.

* un filtre de boucle passe-bas pour eliminer le maximum de bruit et donner la valeur moyenne de la tension du signal issu du comparateur de phase qui sera appliquee à l'entree du VCO ou utilise Pour cela un filtre actif passe-bas construit autour du LM 741 qui a de grandes performances.

* d'un convertisseur Pour recuperer le signal de l'information

on utilise pour cela un comparateur de tension à amplificateur opérationnel (LM741) qui convient bien pour les signaux basses fréquences.

I.1. Réalisation de la boucle à verrouillage de phase à l'aide du CD4046.

Le circuit intégré 4046 se compose d'une boucle à verrouillage de phase comprenant un oscillateur linéaire commandé en tension (V.C.O) et deux comparateurs de phase différents ayant un amplificateur d'entrée commune et une entrée de comparateur commune. Une diode régulatrice (Zener) de 4V assure s'il y a lieu, la régulation de la tension d'alimentation.

I.2. 1 Description fonctionnelle.

a) Partie V.C.O.

Le V.C.O nécessite un condensateur externe (C_1) et une ou deux résistances (R_1 ou R_1 et R_2). La résistance R_1 et le condensateur C_1 déterminent la plage de fréquence du V.C.O. La résistance R_2 permet au V.C.O. des déviations de fréquences éventuelles.

L'impédance d'entrée élevée du V.C.O. simplifie la conception des filtres passe-bas; elle offre un vaste choix de résistances et de condensateurs. La portée de l'échelle s'étend à la borne 10 (short) permet de ne pas charger le filtre passe-bas. Si la borne 10 est utilisée, une résistance de charge (R_{SF}) doit être connectée entre cette borne et V_{SS} . Sinon elle doit être laissée libre.

La sortie du VCO (borne 4) peut être connectée directement à l'entrée du comparateur (borne 3) ou par l'intermédiaire d'un diviseur de fréquence. La présence d'un niveau bas à l'entrée d'inhibition (bornes) valide le VCO et l'étage suivant, tandis qu'un niveau haut les met tous les deux hors fonction pour réduire au minimum le courant de repos consommé.

Comparteur de phase.

L'entrée des signaux des comparateurs de phase (borne 14) peut être complée directement, à condition que l'excursion des signaux soit comprise dans les niveaux logiques standards d'entrée de la famille HEURCB. Si les excursions sont inférieures (à ces niveaux) à ces niveaux logiques, les signaux doivent être couplés capacitivement à l'entrée de l'amplificateur à auto-polarisation. Le comparateur de phase (1) est un circuit "ou exclusif". Les fréquences d'entrée des signaux et du comparateur doivent avoir un rapport cyclique de 50%. Pour obtenir la plage de verrouillage maximale, la tension de sortie moyenne du comparateur de phase est égale à $\frac{1}{2} V_{CC}$ en l'absence de signal ou de bruit à l'entrée des signaux. La tension moyenne à l'entrée du VCO est fournie par le filtre passe-bas connecté à la sortie du comparateur (1). Il en résulte que le VCO oscille à la fréquence centrale f_0 . La plage de capture (Δf_c) est définie comme étant la gamme de fréquence des signaux d'entrée dans laquelle la boucle à verrouillage de phase est verrouillée si elle ne l'était pas. La plage de verrouillage (Δf_L) est définie comme étant la gamme de fréquences pour laquelle la boucle reste verrouillée si elle l'était déjà. $\Delta f_c - \Delta f_L = F_{max} - f_{min}$

La plage de capture est inférieure ou égale à la plage de verrouillage. Pour le comparateur (1), la bande de fréquence dans laquelle la boucle à verrouillage de phase peut se verrouiller (plage de capture) dépend des caractéristiques du filtre passe-bas, cette gamme pouvant être aussi large que la plage de verrouillage. Le comparateur (1) permet à la boucle à ver-

verrouillage de phase de rester verrouillée en dépit de la présence de bruits importants dans le signal d'entrée.

Une des réactions typiques de ce type de comparateur de phase est de se verrouiller sur des fréquences d'entrée proches des harmoniques de la fréquence centrale du V.C.O.

Un autre phénomène typique est que l'angle de phase compris entre l'entrée des signaux et l'entrée du comparateur varie de 0° à 180° est égal à 90° pour la fréquence centrale. La figure 1 montre la caractéristique de la réponse typique entre phase et sortie.



(1) : tension moyenne (sortie)

Figure 1 : Différence de phase entre l'entrée des signaux et comparateur pour le comparateur (1)

La figure 2. montre les formes des signaux typiques d'une boucle à verrouillage de phase utilisant le comparateur de phase verrouillé sur f_0 .

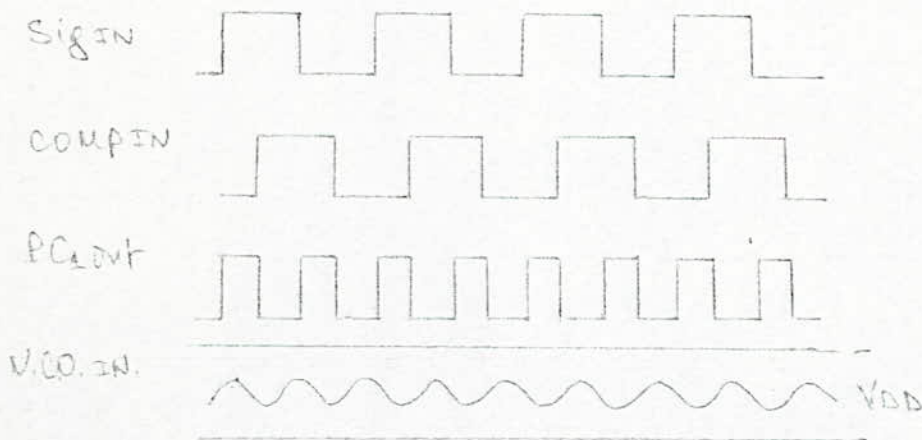


Figure 2 : Formes typiques des signaux de la boucle à verrouillage de phase utilisant le comparateur (1) verrouillé sur f_0 .

3) Calcul des valeurs des composants.

- Sélection des composants du VCO.

d'après les documents de Motorola, nous avons :

$$f_{\min} = \frac{1}{R_2(C_1 + 32\text{pF})}$$

$$f_{\max} = \frac{1}{R_1(C_1 + 32\text{pF})} + f_{\min}$$

$$\text{ou } 10\text{k}\Omega \leq R_1 \leq 1\text{M}\Omega$$

$$10\text{k}\Omega \leq R_2 \leq 1\text{M}\Omega$$

$$100\text{pF} \leq C_1 \leq 0,01\mu\text{F}$$

formules établies avec une erreur de $\pm 20\%$

Dans notre cas on travaille avec les fréquences :

$$f_0 = 1500\text{Hz} \quad \Delta f = 200\text{Hz} \text{ d'où } f_1 = 1300\text{Hz} \text{ et } f_2 = 1700\text{Hz}$$

Pour avoir $f_0 = 1500\text{Hz}$ et une plage de verrouillage et de capture qui englobe f_1 et f_2 on trouve expérimentalement qu'il faut prendre

$$C_1 = 6,8\mu\text{F}, \quad R_2 = 370\text{k}\Omega \text{ et } R_1 = 280\text{k}\Omega$$

on obtient avec ces valeurs :

$$f_{\min} = 1000\text{Hz} \text{ d'où une plage de verrouillage } \Delta f_e = f_{\max} - f_{\min} = 1200\text{Hz}$$

$$f_{\max} = 2200\text{Hz} \text{ qui est beaucoup plus large qu'on en a besoin}$$

par conséquent on aura un bon fonctionnement de la boucle et du démodulateur pour nos deux fréquences de travail $f_1 = 1300\text{Hz}$ et $f_2 = 1700\text{Hz}$

$$\text{Pour } f_0 = 1700\text{Hz} \quad \Delta f' = 400\text{Hz} \text{ d'où } f'_1 = 1300\text{Hz} \text{ et } f'_2 = 2100\text{Hz}$$

on garde les valeurs de $C_1 = 6,8\mu\text{F}$ et $R_1 = 280\text{k}\Omega$

$$\text{et pour } R_2 \text{ on prend } R_2 = 480\text{k}\Omega$$

on trouve : $f_{\min} = 1200\text{Hz}$ d'où une plage de verrouillage

$$f_{\max} = 2300\text{Hz} \quad \Delta f'_e = 1100\text{Hz} \text{ qui nous suffit}$$

notons que ces résultats sont justes pour une fréquence de coupure du filtre de $f_c = 800\text{Hz}$ et qu'en changeant la fréquence de coupure les valeurs de R_2 changent pour avoir les mêmes résultats

dans la réalisation on a pris $R_1 = 280\text{k}\Omega$ fixe

$$C_1 = 6,8\mu\text{F} \text{ fixe}$$

et pour le ou prend une résistance fixe $R'_E = 150\text{ k}\Omega$ du pied avec un potentiomètre de $500\text{ k}\Omega$ (P_1)

comme ça on peut régler les fréquences centrales aux valeurs voulues 1500 Hz et 1700 Hz avec différentes fréquences de coupure du filtre et avoir dans chaque cas des plages de verrouillage suffisamment larges en réglant uniquement le potentiomètre (P_1).

la figure 4 montre le schéma de la boucle à verrouillage de phase réalipée.

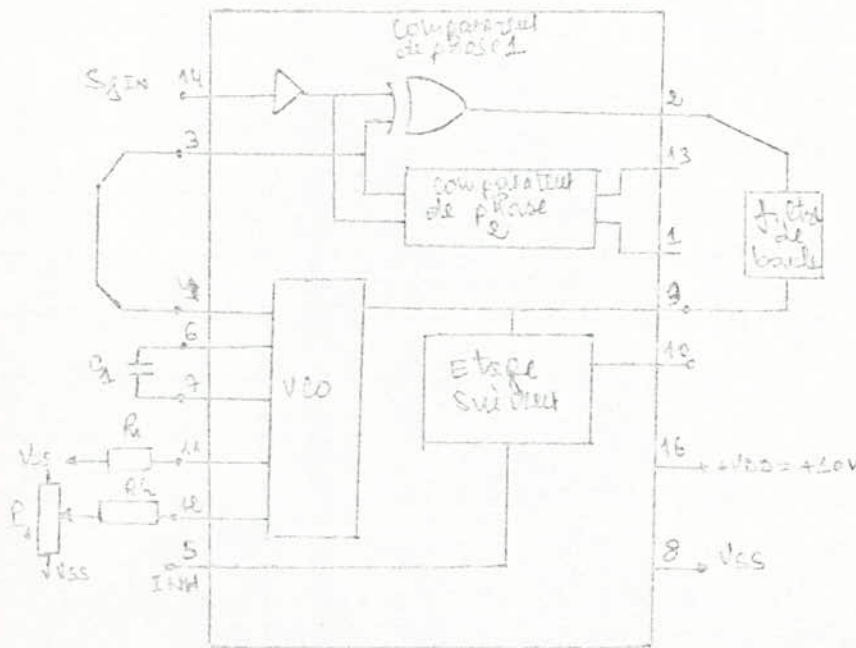


Figure 3 boucle à verrouillage de phase réalipée avec le CD4046.

- Le Comparateur de phase utilisé est le "ou exclusif" (XOR)
 - la broche 10 n'est pas utilisée elle est en l'air.
 - le comparateur de phase (2) n'est pas utilisé
- valeurs des composants extérieurs utilisés :

$$R_1 = 280\text{ k}\Omega$$

$$R'_E = 150\text{ k}\Omega$$

$R_1: 0 \rightarrow 500 \text{ k}\Omega$

$C_1 = 6,8 \text{ nF}$.

4) Le filtre de boucle.

On a choisi un filtre actif qui offre des performances plus grandes que celles d'un filtre passif. Il est construit autour du 5A744 comme le montre le schéma de la figure 5.

Pour simplifier l'expression de la fonction de transfert $f(p)$ on a choisi $C_2 = C_3 = C$ et $R_3 = R_4 = R$.

$$F(p) = \frac{1}{4RCp + 1 + 2R^2C^2p^2}, \quad F(j\omega) = \frac{1}{4j\omega RC + 1 - 2R^2C^2\omega^2}$$

sa fréquence de coupure est $f_c = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{2}}$

Le choix de la fréquence de coupure se fait de manière à avoir une bande passante aussi étroite que possible pour éliminer le maximum de bruit et les composantes variables du signal, sans compromettre de phase mais suffisamment large aussi pour ne pas intervenir dans l'arrivisme et permettre un bon fonctionnement tout le débit binaire choisi.

En prenant $f_c = 600 \text{ Hz}$ on garantit un fonctionnement sans distorsions pour des signaux ayant un débit binaire $\leq 1200 \text{ bits/s}$. Pour des débits plus faibles on peut diminuer la fréquence de coupure du filtre mais il y a une limite à ne pas dépasser sinon le fonctionnement de la boucle et par conséquent du démodulateur sera perturbé et il y aura des distorsions.

Choix des composants pour $f_c = 600 \text{ Hz}$.

En prenant $R_3 = R_4 = R = 10 \text{ k}\Omega$

on a $C = \frac{1}{2\pi R \sqrt{2} f_c} = 19 \text{ nF}$ et $C_2 = C_3 = 38 \text{ nF}$.

on prend les valeurs normalisées suivantes :
 $C = C_3 = 22\text{ nF}$ et $C_2 = 2C = 47\text{ nF}$.

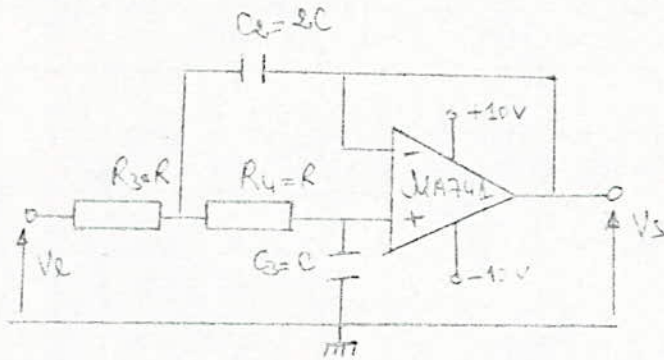


figure 4 le filtre de bande

5) L'ecriteur :

on a utilise un comparateur de tension ou le amplificateur operationnel ordinaire voir le schéma ci-dessous.

les resistances de 10kΩ se prennent avec chaque entrée pour destiner à compléter les courants de polarisations.

le potentiomètre (P) nous permet de régler la tension de référence. notons que c'est un comparateur non inverseur, l'entrée préférentielle par le boîtier (+).

donc si $V_e < V_{ref}$ on a un état bas $V_s = V_{sat} = -10\text{V}$

si $V_e > V_{ref}$ on a un état haut $V_s = V_{sat} = +10\text{V}$

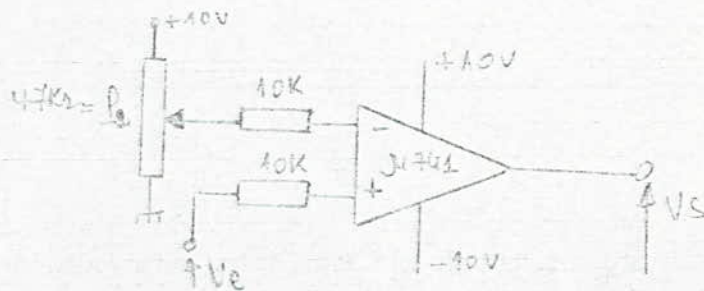


figure 5 Comparateur de tension non inverseur.

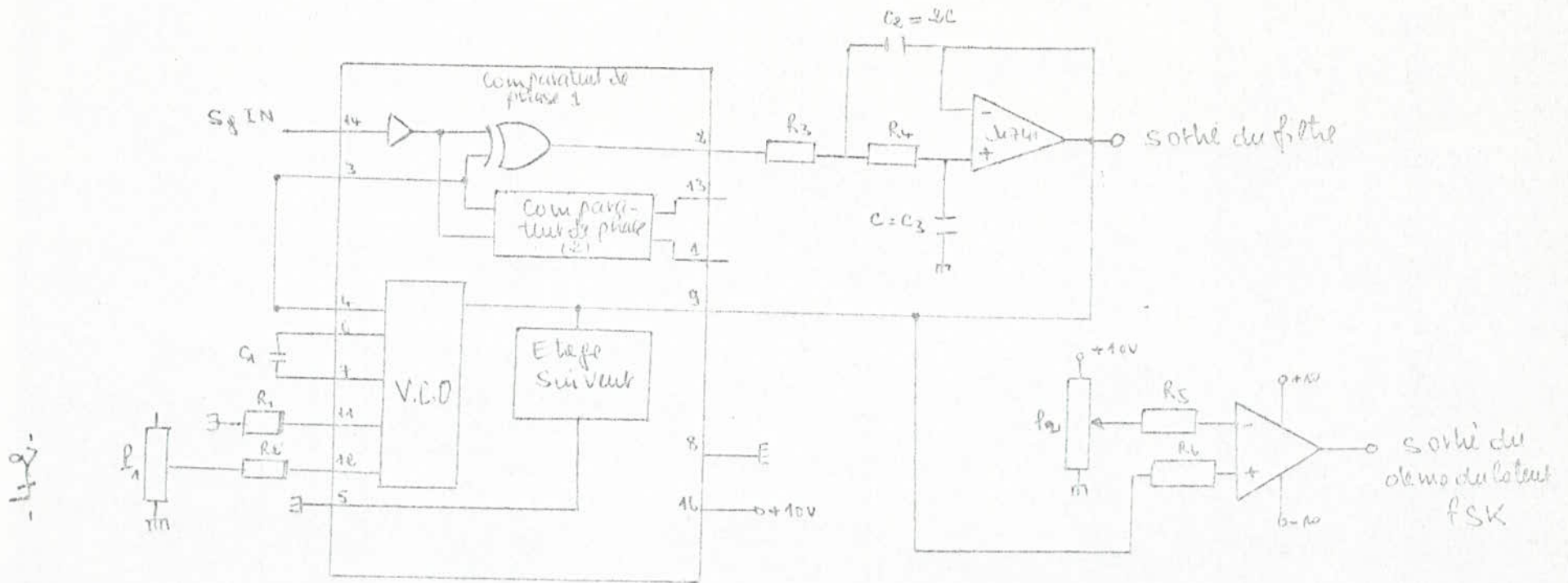


Figure 6 schéma général du demodulateur FSK

valeurs des composants utilisés

$$C_1 = 0,8 \mu\text{F}$$

$$C_2 = 2C = 47 \text{ nF}$$

$$C_3 = C = 22 \text{ nF}$$

$$R_1 = 380 \text{ K}\Omega$$

$$R'_2 = 150 \text{ K}\Omega$$

$$R_3 = R_4 = 10 \text{ K}\Omega$$

$$R_5 = R_6 = 10 \text{ K}\Omega$$

$$P_1 : 500 \text{ K}\Omega$$

$$P_2 : 47 \text{ K}\Omega$$

Relevé de la caractéristique du filtre pour $f_c = 600\text{Hz}$. $V_m = 8(f)$

on prend le filtre seul et on lui applique un signal sinusoïdal de valeur crête à crête égale à 4V , on fait varier la fréquence de ce signal et on mesure la tension à la sortie du filtre.
on a obtenu les valeurs du tableau (5)

f en Hz	V_s en volt
2000	0,20
1000	0,40
900	1,04
800	1,3
400	1,60
600	2,20
500	2,75
400	3,50
300	3,75
250	3,80
200	4,00
150	4,00
100	4,00

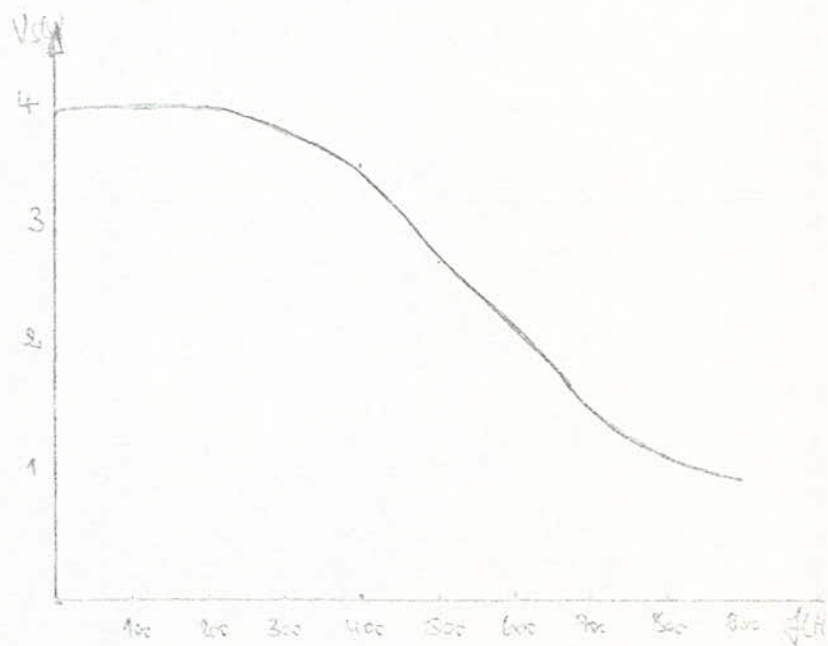


Tableau 5. Variation de V_s en fonction de f .

Figure 7 caractéristique du filtre $V_s = g(f)$
 $f_c = 600\text{Hz}$, $V_e = 4\text{V C.C.}$

comme le montre le tableau (5) et la courbe correspondante la tension à l'entrée du filtre est fortement atténuée à partir de $f = 600\text{Hz}$
c'est le caractéristique d'un filtre passe-bas, qui laisse passer les fréquences basses et coupe les fréquences hautes ($> f_c$)

II) Fonctionnement statique

on fixe la fréquence de coupure du filtre à 600 Hz
on injecte à l'entrée du comparateur de phase un signal carré
dont l'amplitude crête à crête est égale à celle du signal 150V
du V.C.O

- on fixe la fréquence centrale du V.C.O à 1500 Hz
ensuite on cherche en faisant varier la fréquence du signal
d'entrée la gamme d'accrochage ($f_{\max} - f_{\min}$)
on fait varier la fréquence entre f_{\min} et f_{\max} par des sauts
de 100 Hz et on relève les caractéristiques suivantes :

- variation de la tension moyenne à la sortie du filtre
- variation de l'amplitude de ces ondulations.

Avec la fréquence du signal d'entrée
ensuite on prend la fréquence centrale du V.C.O égale à 1700 Hz
et on refait le même travail.

Après ce on change la fréquence de coupure du filtre
et on refait le même travail.

Pour $f_c = 600$ Hz on a trouvé :

pour $f_0 = 1500$ Hz

$f_{\min} = 300$ Hz, $f_{\max} = 2800$ Hz

d'où une plage de variation de $\Delta f = f_{\max} - f_{\min} = 1300$ Hz.

Pour $f_c = 1700$ Hz

$f_{\min} = 1100$ Hz, $f_{\max} = 2400$ Hz

d'où une plage de variation de $\Delta f = f_{\max} - f_{\min} = 1300$ Hz.

II) variations de l'amplitude de la tension moyenne et de
l'amplitude des ondulations de cette dernière en fonction
de la fréquence d'entrée dans l'intervalle $[f_{\min} - f_{\max}]$

Pour $f_0 = 1500$ Hz on a relevé les valeurs du Tableau (1)
 Pour $f_0 = 1700$ Hz on a relevé les valeurs du tableau (2)

Fréquence du signal d'entrée en Hz	Tension moyenne à la sortie du filtre en volt	Valeur crête à crête de la tension moyenne en volt
900	1,5	0,46
1000	2,3	0,50
1100	2,8	0,48
1200	3,5	0,44
1300	4	0,42
1400	4,5	0,38
1500	5,1	0,32
1600	5,6	0,28
1700	6,4	0,24
1800	7	0,18
1900	7,8	0,15
2000	8,5	0,11
2100	9	0,09
2200	9,8	0,0

Tableau (1) Variation de U_m et de sa valeur crête à crête en fonction de f pour $f_0 = 1500$ Hz, $f_c = 6000$ Hz.

fréquence du signal d'entrée en Hz	Tension moyenne en volt $V_m(v)$	Valeur de $V_m(v)$ en volt
1100	1,60	0,30
1200	2,40	0,35
1300	2,90	0,34
1400	3,60	0,33
1500	4,20	0,30
1600	4,70	0,27
1700	5,20	0,25
1800	5,80	0,22
1900	6,70	0,20
2000	7,25	0,15
2100	7,90	0,13
2200	8,40	0,10
2300	9,1	0,05
2400	9,8	0

Tableau (2) variation de V_m et de sa valeur de crête à crête en fonction de f_1 pour $f_b = 1700$, $f_c = 600$ Hz.

Comme on le voit dans les tableaux (1) et (2) la tension moyenne à la sortie du filtre varie avec la fréquence du signal d'entrée elle croît quand cette dernière croît elle est pratiquement une fonction linéaire de la fréquence d'entrée et ceci bien sûr dans la gamme de fréquences ($f_{max} - f_{min}$)
pour $f_0 = 1500 \text{ Hz}$ elle passe de la valeur de $1,5 \text{ V}$ à la valeur de $9,8 \text{ V}$ quand la fréquence varie de $f_{min} = 900 \text{ Hz}$ à $f_{max} = 2200 \text{ Hz}$
pour $f_0 = 1700 \text{ Hz}$ -

elle passe de la valeur de $1,6 \text{ V}$ pour $f = f_{min} = 1100 \text{ Hz}$ à la valeur de $9,8 \text{ V}$ quand la fréquence atteint sa valeur maximale
 $f_{max} = 2400 \text{ Hz}$

on voit dans les tableaux (3) et (4) que l'amplitude des ondulations varie aussi avec la fréquence du signal d'entrée au début elle croît ensuite elle décroît quand la fréquence augmente dans la gamme de fréquences

Pour $f_0 = 1500 \text{ Hz}$.

L'amplitude des ondulations a la valeur de $0,46$ pour $f = f_{min} = 900 \text{ Hz}$ elle croît jusqu'à la valeur de $0,50$ pour $f = 1000 \text{ Hz}$ ensuite elle commence à décroître à partir de cette valeur et s'annule pour $f = f_{max} = 2200 \text{ Hz}$.

Pour $f_0 = 1700 \text{ Hz}$

L'amplitude des ondulations varie de $0,30 \text{ V}$ à $0,35 \text{ V}$ ensuite de $0,35 \text{ V}$ à 0 quand la fréquence varie de $f = f_{min} = 1200 \text{ Hz}$ à $f = f_{max} = 2400 \text{ Hz}$.

variation de la fréquence des ondulations avec la fréquence la fréquence des ondulations varie sensiblement avec la fréquence du signal d'entrée elle augmente quand cette dernière varie de $f = f_{min} = 900 \text{ Hz}$ à $f = f_{max} = 2200 \text{ Hz}$.

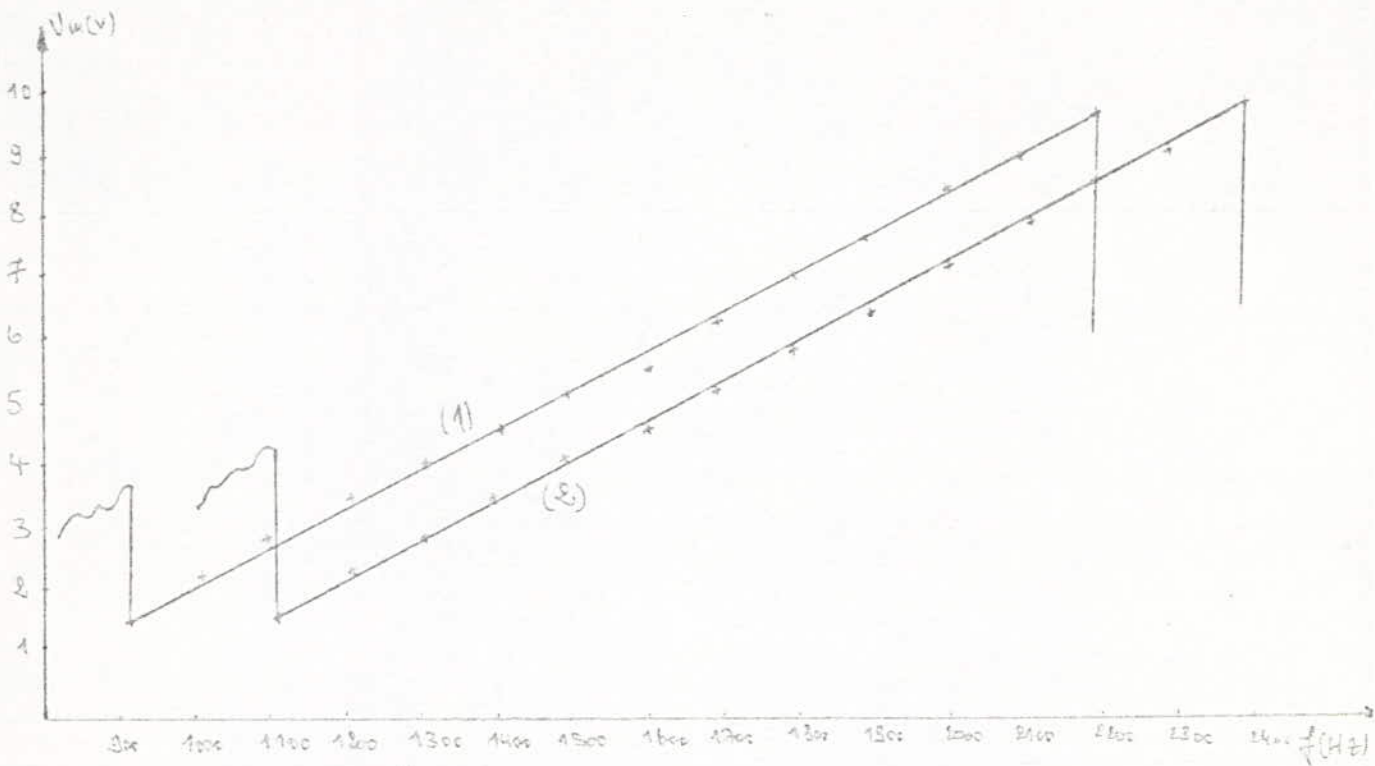


figure 8

Variation de l'amplitude de la tension moyenne en fonction de la fréquence du signal d'entrée pour la fréquence de coupure du filtre $f_c = 600$ Hz
 la courbe (1) pour la fréquence centrale du VCO $f_0 = 1500$ Hz
 la courbe (2) pour la fréquence centrale du VCO $f_0 = 1700$ Hz.

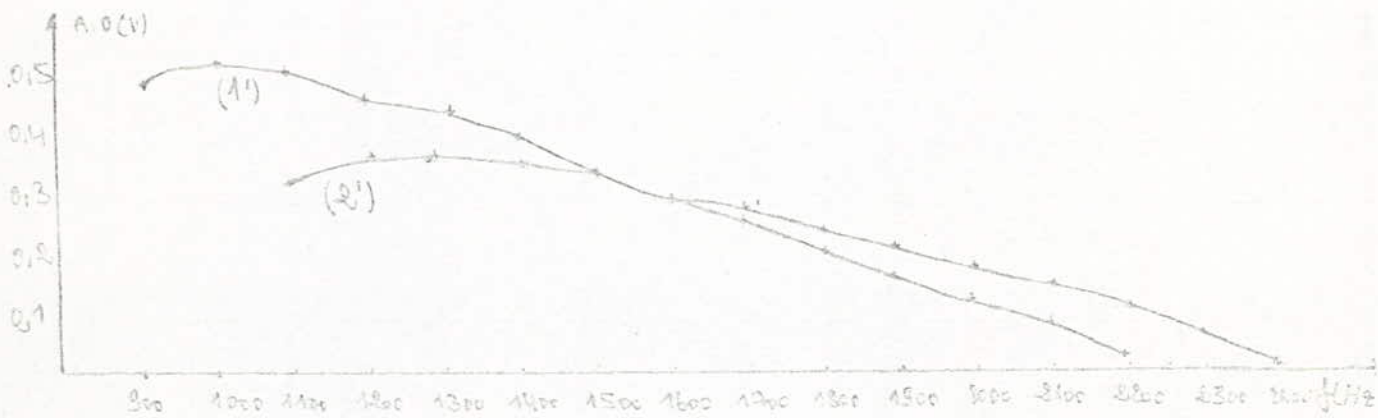


figure 9

Variation de l'amplitude des ondulations de la tension moyenne en fonction de la fréquence du signal d'entrée pour $f_c = 600$ Hz.
 (1) pour la fréquence centrale du VCO $f_0 = 1500$ Hz.

(2) Pour la fréquence centrale du v.c.o $f_0 = 1700 \text{ Hz}$.
 Maintenant on change la fréquence de coupure du filtre
 on prend $f_c = 300 \text{ Hz}$
 et on relève les caractéristiques comme pour $f_c = 600 \text{ Hz}$.
 pour $f_0 = 1700 \text{ Hz}$ on a relevé les valeurs du tableau (3)
 Pour $f_0 = 1500 \text{ Hz}$ on a relevé les valeurs du tableau (4)

fréquence du signal d'entrée en Hz	tension moyenne V_m en volt	valeur crête à crête de V_m en volt
1000	1,05	0,48
1100	1,16	2,16
1200	2,1	3,1
1300	3,1	4,0
1400	3,16	5,0
1500	4,4	5,7
1600	4,8	6,5
1700	5,1	6,4
1800	5,5	5,6
1900	6,1	5,2
2000	6,6	4,3
2100	7,1	3,1
2200	7,4	2,3
2300	8,5	1,8

Tableau (3) Variation de V_m et de sa valeur crête à crête en fonction de la fréquence du signal d'entrée pour $f_c = 300 \text{ Hz}$ et $f_0 = 1700 \text{ Hz}$.

fréquence du signal d'entrée en HERTZ	tension moyenne U_m en volt	valeur crête à crête de U_m en volt
$f_{\text{min}} = 800$	1,15	0,64
$f = 900$	1,70	2,80
1000	2,20	3,30
1100	3,20	4,20
1200	3,70	5,25
1300	4,50	5,85
1400	4,90	6,65
1500	5,20	6,50
1600	5,60	5,80
1700	6,20	5,45
1800	6,70	4,55
1900	7,20	3,24
2000	7,50	2,48
2100	8,60	2,12

Tableau (4) Variation de U_m et de sa valeur de crête à crête en fonction de la fréquence du signal d'entrée pour $f_c = 300 \text{ Hz}$ et $f_0 = 1500 \text{ Hz}$.

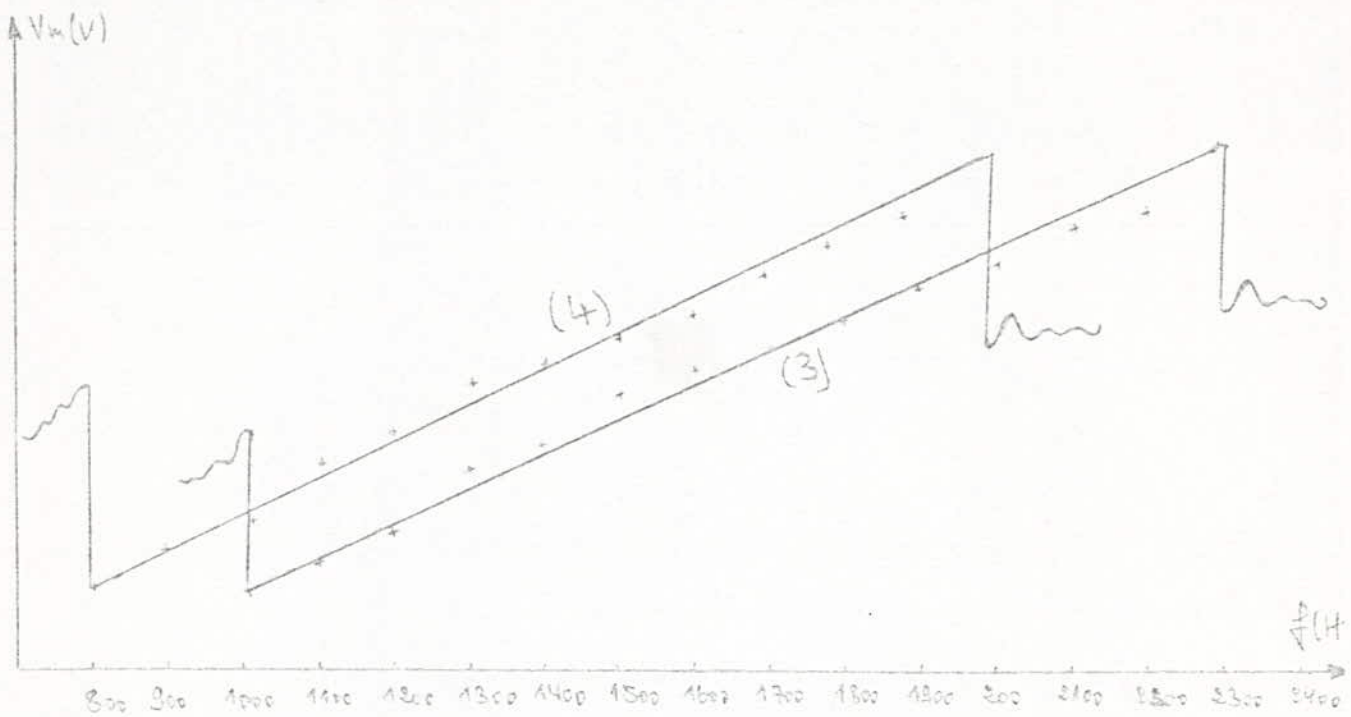


figure 10

variation de l'amplitude de la tension moyenne en fonction de la fréquence du signal d'entrée pour la fréquence de coupure $f_c = 3000$ Hz.
(3) pour la fréquence centrale du VCO $f_0 = 1700$
(4) pour la fréquence centrale du VCO $f_0 = 1500$ Hz

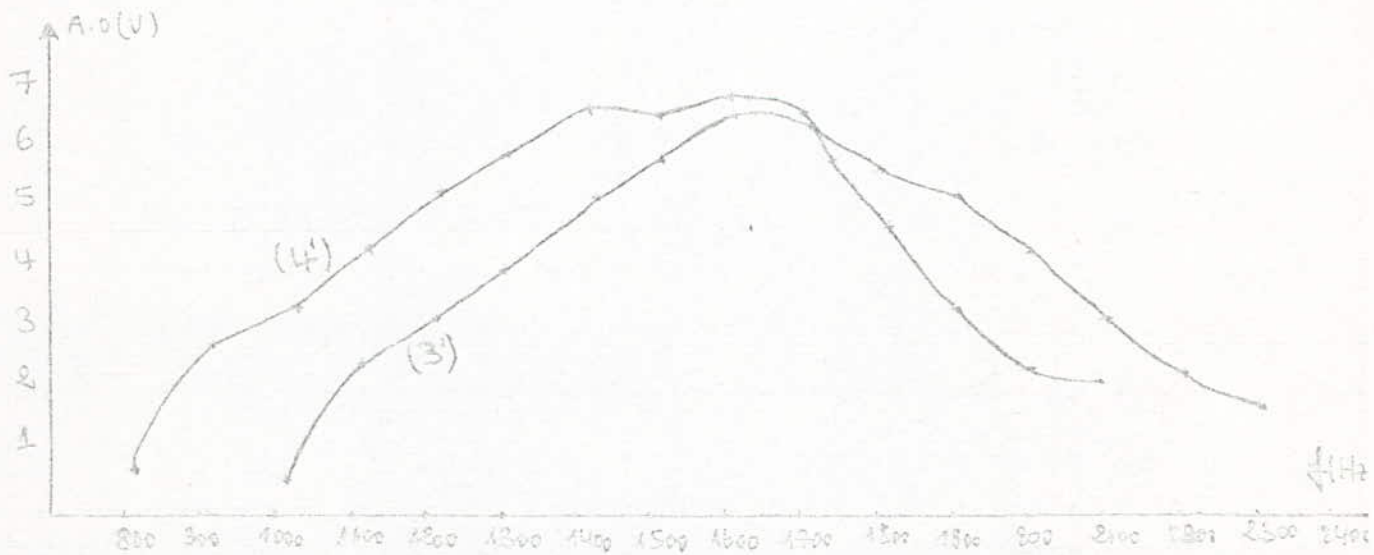


figure 11

variation de l'amplitude des ondulations de la tension moyenne

- en fonction de la fréquence du signal d'entrée pour $f_c = 300 \text{ Hz}$
(3) pour la fréquence centrale du VCO $f_0 = 1700 \text{ Hz}$
(4) pour la fréquence centrale du VCO $f_0 = 1500 \text{ Hz}$

Comme le montrent les tableaux (3) et (4) et les courbes (3) et (4) la tension moyenne à la sortie du filtre varie en fonction de la fréquence du signal d'entrée; elle croît quand cette dernière croît dans l'intervalle de verrouillage comme pour le cas du $f_c = 600 \text{ Hz}$ ce qui est différent est uniquement les valeurs minimales et maximales de la fréquence et les tensions correspondantes, mais l'intervalle de verrouillage reste sensiblement le même; il est de 1300 Hz pour $f_c = 600 \text{ Hz}$ et $f_c = 300 \text{ Hz}$.

De même l'amplitude des ondulations varie avec la fréquence du signal d'entrée comme pour $f_c = 600 \text{ Hz}$ elle croît au début ensuite elle décroît quand la fréquence varie de f_{\min} à f_{\max} par contre les variations de l'amplitude des ondulations sont plus importantes pour $f_c = 300 \text{ Hz}$.

cette amplitude varie de $0,64 \text{ V}$ à $6,65 \text{ V}$ puis décroît à 2 pV quand la fréquence varie de f_{\min} à f_{\max}
pour $f_0 = 1700 \text{ Hz}$

elle varie de $0,48 \text{ V}$ à $6,5 \text{ V}$ puis décroît jusqu'à $1,8 \text{ V}$ quand la fréquence passe de sa valeur minimale à sa valeur maximale.

notons aussi la variation de la fréquence des ondulations de la tension moyenne qui augmente avec la fréquence d'entrée que ce soit avec $f_c = 600 \text{ Hz}$ ou $f_c = 300 \text{ Hz}$.

Variation de la tension de portée du démodulateur,
dans tous les cas que ce soit $f_c = 600 \text{ Hz}$ ou à 300 Hz pour
 $f_0 = 1500 \text{ Hz}$ ou $f_0 = 1700 \text{ Hz}$ la portée du démodulateur

Varie comme suit:

- on a un état bas pour des fréquences inférieures à la fréquence centrale du VCO
- on a un état haut pour des fréquences supérieures à la fréquence centrale du VCO.

d'après l'étude précédente on peut résumer ce qui suit.

- la tension moyenne à la sortie du filtre est une fonction linéaire de la fréquence du signal d'entrée dans la plage d'accrochage
 - l'amplitude des ondulations de la tension moyenne varie aussi avec la fréquence d'entrée, elle augmente au début en suite elle diminue quand la fréquence d'entrée varie dans l'intervalle de verrouillage [$f_{max} - f_{min}$]
 - la fréquence des ondulations change avec la fréquence du signal d'entrée elle croît avec cette dernière toujours dans la plage d'accrochage.
 - à la sortie du démodulateur on a:
 - un état bas pour des fréquences comprises entre la fréquence minimale et la fréquence centrale du VCO $f_{min} < f < f_0$
 - un état haut pour des fréquences comprises entre la fréquence centrale du VCO et la fréquence maximale $f_0 < f < f_{max}$.
- notons qu'on trouve ces résultats uniquement lorsque la fréquence de coupure du filtre n'est pas trop éloignée de la fréquence centrale du VCO si la fréquence de coupure du filtre est ou bien très faible ou très grande vis à vis de f_0 on retrouve plus ces résultats et le fonctionnement de la boucle sera altéré. Il y aura des distorsions et même la cessation de l'accroche de la boucle.

III fonctionnement dynamique.

Pour le fonctionnement dynamique de notre demodulateur on a besoin d'un signal numérique modulé en fréquence donc d'un modulateur de signaux numériques.

On a conçu un modulateur à l'aide du circuit intégré TTL le 74LS00 qui est constitué de 4 portes NAND et ce circuit est suivi d'un comparateur de tension réalisée avec le JA741 jouant le rôle d'interface pour adapter les niveaux TTL aux niveaux CMOS.

Notre modulateur nécessite trois générateurs de signaux carrés à sortie TTL : un générateur des données, les deux autres pour les signaux modulateurs aux fréquences f_1 et f_2 .

Le schéma du modulateur est celui de la figure 18

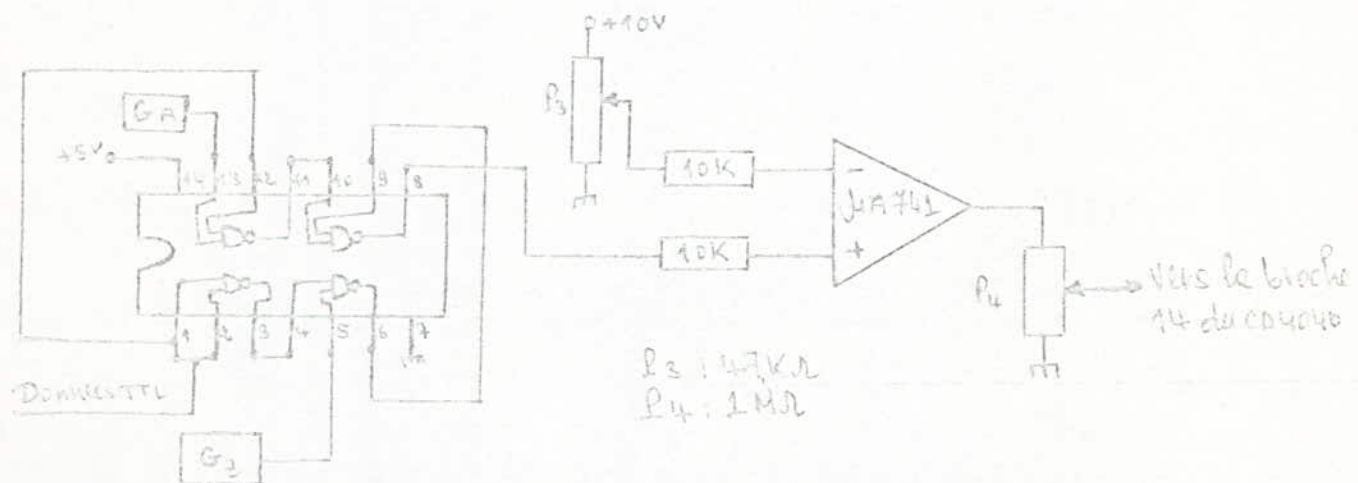


Figure 18 : schéma du modulateur FSK et de son interface

Aux entrées reliées entre elles de la 1^{ère} NAND on applique le signal des données TTL (broches 1 et 2) à la broche 5 qui est une des deux entrées de la 2^{ème} NAND on applique le signal à la fréquence supérieure (f_2) et à la broche 13 qui est une des entrées

Des entrées de la 3^{ème} Nand on applique le signal à la fréquence inférieure (f_1) comme le montre le schéma de la figure 12.

III 1. Vérification du fonctionnement du modulateur

on applique le signal des données et les signaux aux fréquences par exemple $f_1 = 1300\text{Hz}$ et $f_2 = 1700\text{Hz}$ et on visualise les signaux aux différentes broches du circuit 74LS00.

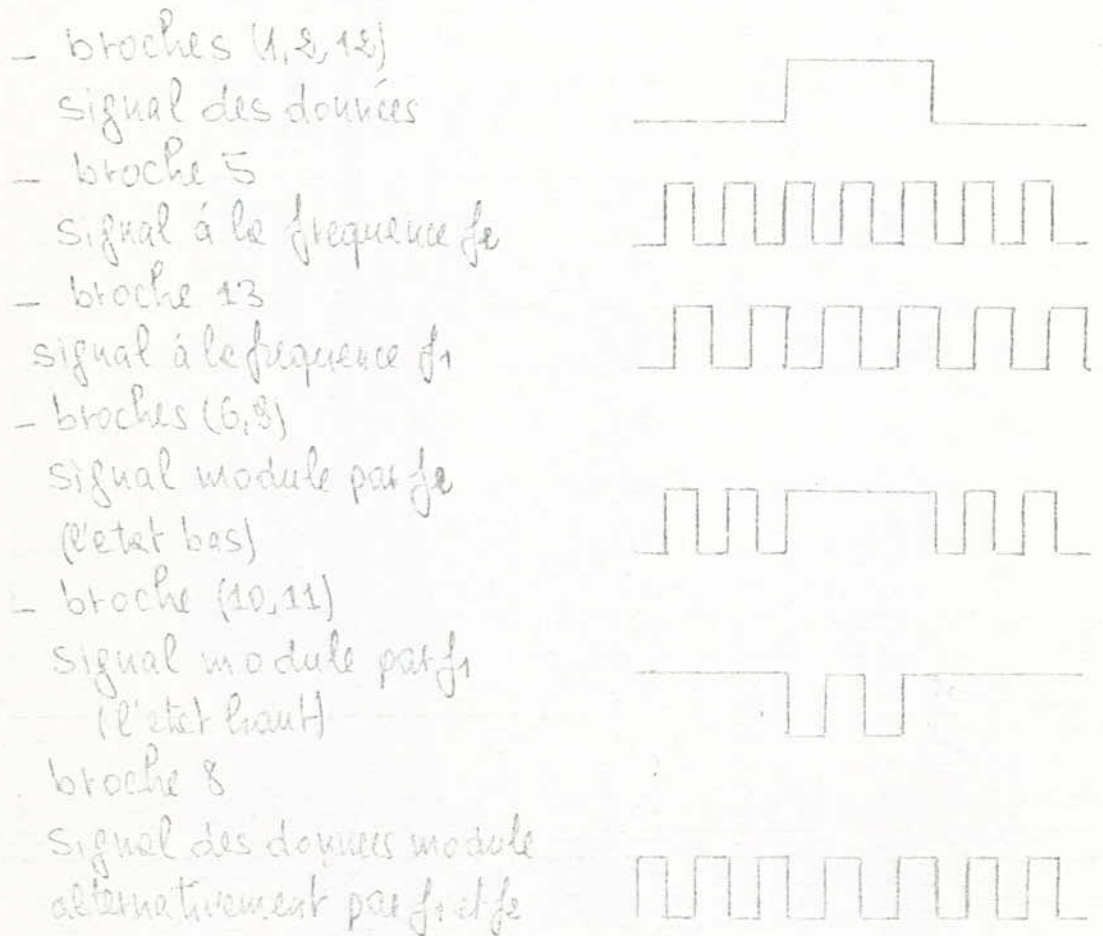


figure 13 oscillogrammes des différents signaux

Les différents oscillogrammes montrent comment s'effectue

la modulation du signal des données par les signaux de G et Gz.

III.2. Vérification du fonctionnement dynamique du demodulateur

a) pour $f_0 = 1500 \text{ Hz}$ $\Delta f = 200 \text{ Hz}$.

d'où $f_1 = 1300 \text{ Hz}$ et $f_2 = 1700 \text{ Hz}$.

on règle la fréquence centrale du V.C.O à 1500 Hz

les fréquences des générateurs : G₀ à 1300 Hz

G₂ à 1700 Hz

et on applique le signal de porte du modulateur (broche 8 du 74LS00) à travers l'interface à l'entrée du comparateur de phase (broche 14 du C04046), et on visualise les oscillations aux broches suivantes :

- broche 4 : porte du V.C.O on obtient un signal modulé comparable à celui de la broche (14)

le V.C.O oscille alternativement aux fréquences f_1 et f_2 .

- à la porte du filtre

la tension moyenne varie alternativement entre deux valeurs de 4 et 6,4 V

- à la porte du demodulateur : un signal carré comme celui des données quand on fait varier la fréquence de ce dernier la fréquence du signal de sortie du demodulateur varie au même rythme.

on trouve ces résultats convenablement surtout pour les débits faibles

b) Pour $f'_0 = 1700 \text{ Hz}$ $\Delta f = 400 \text{ Hz}$

d'où $f'_1 = 1300 \text{ Hz}$ et $f'_2 = 2100 \text{ Hz}$.

maintenant on règle la fréquence centrale du V.C.O à 1700 Hz et la fréquence du générateur G₂ à 2100 Hz .

et on visualise les signaux aux points precedents
on obtient des resultats similaires.
on retrouve le signal des donnees à la sortie du demodulateur
pour des debits faibles.

Conclusion.

D'apres l'etude qui vient d'être faite on peut tirer les conclu-
sions suivantes.

- Les boucles à verrouillage de phase peuvent être utilisées
avec succes pour la demodulation FSK pour des debits
faibles.
- leur inconvenient majeure reside dans la faiblesse de leur
plage de verrouillage ce qui limite leur utilisation.
- leurs performances sont liees au fait de boucle
- les oscillations de la tension de portee du filtre peuvent le
bon fonctionnement du demodulateur surtout lorsque leur
amplitude est importante il devient tres difficile si non
impossible de recuperer le signal de l'information.

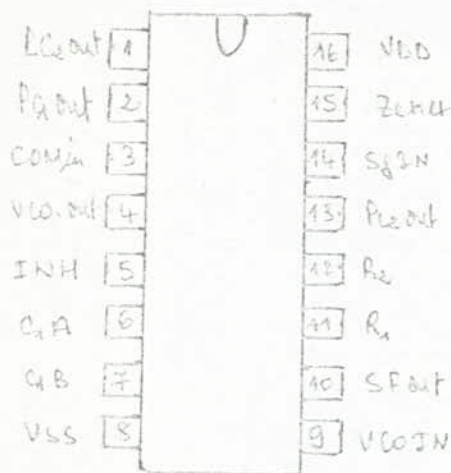


Figure 14: brochage du 4046

1. sortie (1) du comparateur (2)
2. sortie du comparateur (1)
3. Entrée des comparateurs (1, 2)
4. sortie du VCO
5. entrée d'inhibition
6. connexion A du condensateur C_1
7. connexion B du condensateur C_2
8. V_{SS} = masse
9. entrée du VCO
10. sortie de l'étape suivante
11. connexion de la résistance R_1
12. connexion de la résistance R_2
13. sortie (2) du comparateur (2)
14. entrée des signaux
15. connexion de la diode Zener
16. broche d'alimentation.

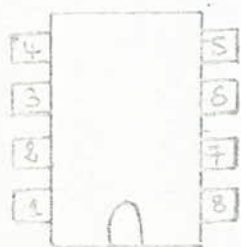
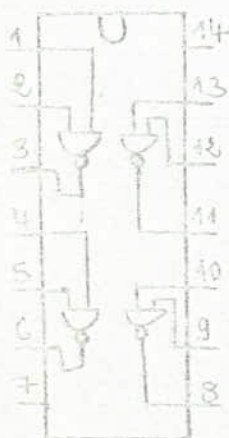


Figure 15: brochage du 7474

1. 5 8 pour l'équilibrage
2. entrée inverseuse
3. entrée non inverseuse
4. V^- : alimentation négative
6. sortie
7. V^+ : alimentation positive.



7. la masse
14. alimentation (5V)

Figure 16: brochage du 74LS00

Bibliographie.

1. Electronique appliquee á la transmission de l'information.
1. Conception et calcul des circuits non linéaire.
J. HERVE.
2. schéma et circuits d'électroniques.
R. BOURGERON
3. Technique des boucles d'ajustement de phase
A. Blanchard
4. Phase locked loops
DR. Roland BEST
5. Etude et réalisation de Maquette de feu 17x (Hesse)
LAÏFAOUI
- 6) documents de R.T.C et Motorola
- 7) Electronique application n° 56 pages 53 à 61
- 8) Cours de M^{RS} GoralSKI : transmission numérique

