

# TABLE DES MATIERES

TABLE	DES	MATIERES
.....		
<i>i</i> .....		
Notation		
.....		
iii		
PARTIE		THEORIQUE
.....		
1		
INTRODUCTION		GENERALE
.....		
2		
CHAPITRE 1 : BOUCLE A VERROUILLAGE DE PHASE		
.....		
3		
1.1	Généralité sur la boucle à verrouillage de phase	
.....		
3		
1.2	Principe de fonctionnement d'une boucle à verrouillage de phase : plage de capture et plage de verrouillage	
.....		
3		
1.2.1	<i>La boucle à verrouillage de phase vue par l'électronicien</i>	
.....		
3		
1.2.1.1	les différents domaines de	fréquence
.....		
5		
1.2.1.2	Synthèse	
.....		
8		
1.2.1.3		Remarques
.....		
8		
1.2.2	<i>Boucle à verrouillage de phase logique</i>	
.....		
9		
1.2.3	<i>Détermination expérimentale des plages de capture et de verrouillage</i>	
.....		
10		
1.2.4	<i>Point de fonctionnement stable pour <math>f_e = F_0</math></i>	
.....		
10		
1.3	Applications de boucle à verrouillage de phase	
.....		
11		
1.3.1	<i>Retrouver la fréquence porteuse d'un signal</i>	
.....		
11		

1.3.2		<i>Synthèse</i>		<i>De</i>		<i>Fréquence</i>
11						
1.3.3		<i>Synthèse</i>		<i>De</i>		<i>Haute</i>
11						<i>Fréquence</i>
1.3.4				<i>Conclusion</i>		
14						

**CHAPITRE 2 : FILTRE PASSE BANDE ET AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL**

15						
2.1		<i>Généralité</i>		<i>sur</i>		<i>les</i>
15						<i>filtres</i>
15				<i>2.1.1</i>		<i>Filtre</i>
15						<i>idéal</i>
15				<i>2.1.2</i>		<i>Filtre</i>
15						<i>passé-bande</i>
15						<i>analogique</i>
15		<i>2.1.3</i>		<i>Filtre</i>		<i>passé-bande</i>
15						<i>du</i>
15						<i>second</i>
15						<i>ordre</i>
15				<i>2.1.4</i>		<i>Bande</i>
15						<i>passante</i>
16				<i>2.1.5</i>		<i>Utilisation</i>
16						<i>en</i>
16						<i>électronique</i>
16		<i>2.1.6</i>		<i>Schéma</i>		<i>d'un</i>
16						<i>filtre</i>
16						<i>passé-bande</i>
16						<i>RLC</i>
16		<i>2.1.7</i>		<i>Utilisation</i>		<i>avec</i>
16						<i>des</i>
16						<i>ondes</i>
16						<i>mécaniques</i>
17						
2.2		<i>Généralités</i>		<i>sur</i>		<i>les</i>
17						<i>amplificateurs</i>
17						<i>opérationnels</i>
17		<i>2.2.1</i>				<i>Définition</i>
17						
17		<i>2.2.2</i>				<i>Historique</i>
17						
18		<i>2.2.3</i>		<i>Symbole</i>		<i>et</i>
18						<i>brochage</i>
18		<i>2.2.4</i>		<i>Amplificateur</i>		<i>opérationnel</i>
18						<i>parfait</i>
19		<i>2.2.5</i>		<i>Amplificateur</i>		<i>opérationnel</i>
19						<i>réel</i>
19				<i>2.2.5.1</i>		<i>Introduction</i>
19						

	2.2.5.2	Caractéristiques
20		
	2.2.5.3	Classification
20		
	2.2.6	<i>L'AOP et la fonction de filtrage</i>
21		
<b>CHAPITRE 3 :</b>	<b>ETUDE DES CIRCUITS</b>	<b>INTEGRES LOGIQUE</b>
24		
3.1		Généralités
24		
3.2	Principe de fonctionnement	des circuits logiques
25		
3.3	Principales caractéristiques	des circuits logiques
26		
3.4	Réalisation d'une bascule monostable	à l'aide de portes logiques
26		
3.5	Réalisation d'une bascule astable	à l'aide des portes logiques
29		
3.6	Réalisation d'une bistable (flip-flop)	à l'aide des portes logiques
29		
3.7	les portes logiques	de la famille 4000
31		
3.8	Quelques autres CI	de la famille 4000
32		
<b>PARTIE</b>		<b>PRATIQUE</b>
33		
<b>CHAPITRE 4 :</b>	<b>REALISATION PRATIQUE DU CIRCUIT SELECTIF DE</b>	<b>RECONNAISSANCE VOCALE</b>
34		
4.1		Introduction
34		
4.2.	Schéma synoptique	du montage
34		
4.2.1	<i>Le bloc alimentation</i>	<i>symétrique</i>
35		
4.2.2	<i>Le bloc du décodage</i>	<i>de tonalité avec NE567</i>
35		
4.2.3	<i>Le bloc du logique</i>	<i>de commande actionnant un relais 6 volts</i>
37		

4.3	Principe	du	fonctionnement	de	la	maquette
37	.....					
			4.3.1	Principe	de	montage
37	.....					
			4.3.2	Analyse	du	schéma électronique
38	.....					
4.4	Réalisation					pratique.
41	.....					
4.5						Nomenclature
42	.....					
4.6						Devis
43	.....					
4.7	Estimation				économique	
43	.....					
CONCLUSION					GENERALE	
44	.....					
ANNEXE 1 : LES AUTRES APPLICATIONS DE LA BOUCLE A VERROUILLAGE DE PHASE						
45	.....					
A.1.1	Emetteur	à	modulation	de	phase	
45	.....					
A.1.2.	Démodulation d'une onde modulée en amplitude sans porteuse et démodulation			de phase à deux états.		
47	.....					
	<i>A.1.2.1 Cas de la démodulation d'une onde modulée en amplitude sans porteuse</i>					
47	.....					
	<i>A.1.2.2 Cas de la démodulation de phase à deux états</i>					
49	.....					
1.3.5	Décodeur				stéréophonique	
50	.....					
A.1.4	Contrôle	de	la	vitesse	de	rotation d'un moteur
51	.....					
BIBLIOGRAPHIE						
53	.....					
RENSEIGNEMENTS						
RESUME						

## NOTATIONS

$F_0$	: Fréquence libre
$F_s$	: Fréquence délivré par le VCO
$F_{min}$	: Fréquence minimal
$F_{max}$	: Fréquence maximal
$F_e$	: Fréquence d'entrer du PLL
$F_c$	: Fréquence de coupure du filtre
$V_c$	: Tension de commande
$V_{cmin}$	: $V_c$ minimal
$V_{cmax}$	: $V_c$ maximal
$\varphi$	: Phase
$\delta\varphi$	: Accroissement de $\varphi$
$\omega$	: Pulsation
$\Delta\varphi$	: Variation de $\varphi$

$K_0$	: Constante du VCO
$\omega_p$	: Pulsation propre :
$\xi$	: Facteur d'amortissement
$h(j\omega)$	: fonction de transfert d'un filtre passe-bande.
$H_0$	: Coefficient de gain.
$G$	: Gain du filtre.
BP	: Bande passante
DEL	: Diodes Electroluminescentes
CI	: Circuits Intégrés
$F_c$	: Fréquence de coupure du filtre

# **PARTIE THEORIQUE**

## INTRODUCTION GENERALE

A l'heure actuelle, presque toutes les domaines nécessitent une sécurité plus fiable ou une simple vérification. Il peut donc être utile d'avoir un moyen de vérification et d'explicitier soi-même son fonctionnement.

Ce mémoire est intitulé « Circuit sélectif de reconnaissance vocale ».

Il consiste surtout en un moyen de vérification ou de sécurisation suivant une valeur de fréquence précise qu'on a choisi

Pour ce faire, le travail est subdivisé en quatre chapitres dont :

Le boucle à verrouillage de phase

Filtre passe-bande et amplificateur opérationnel

Etude des circuits intégrés logiques

Réalisation pratique du circuit sélectif de reconnaissance vocale.

## CHAPITRE 1 : BOUCLE A VERROUILLAGE DE PHASE ET APPLICATIONS

### 1.1 généralité sur la boucle à verrouillage de phase [1] [2] [3]

Les boucles à verrouillage de phase (PLL en anglais pour Phase Locked Loop) sont des circuits intégrés très utilisés en électronique. Il s'agit donc comme leur nom l'indique d'un asservissement de phase dont le rôle est d'asservir la phase d'un oscillateur local à celle d'un signal extérieur. Les boucles à verrouillage de phase sont au coeur de nombreux matériels électroniques : synthétiseurs de fréquence, récepteurs de télévision, téléphones cellulaires, on peut les utiliser dans le domaine analogique en démodulateur de fréquence, également en synthétiseur de fréquences par asservissement sur un oscillateur à quartz, une boucle à asservissement de phase permet aussi de récupérer une information de phase, donc de fréquence dans le cas de certaines démodulations lorsque la porteuse originelle est très réduite ou transmise seulement par salves. En numérique les PLL peuvent servir à la restitution de la porteuse et à la reconstitution d'horloge à partir d'un train numérique de données, l'horloge étant nécessaire à la reconnaissance des bits portant l'information. L'oscillateur à asservir peut être un soit VCO (voltage controlled oscillator) sinusoïdal ou un oscillateur LC en Haute Fréquence.

### 1.2 Principe de fonctionnement d'une boucle à verrouillage de phase : plage de capture et plage de verrouillage [1] [2] [3]

#### 1.2.1 La boucle à verrouillage de phase vue par l'électronicien

Le schéma de principe d'une boucle à verrouillage de phase est donné ci-dessous en Figure 1.01a, il s'agit ici d'une boucle analogique avec un circuit multiplieur comme comparateur de phase. Le VCO (Voltage Controlle Oscillator) délivre une fréquence  $f_s$  proportionnelle à la tension de commande  $V_c$ , ceci sur une certaine plage de fréquence délimitée par  $F_{min}$  et  $F_{max}$  comme le montre la figure 1.01b fréquence  $F_0$  obtenue à  $V_c=0$  est appelée la fréquence libre.

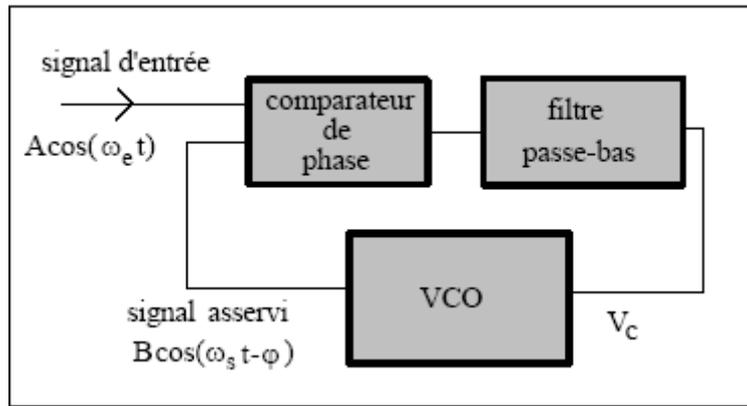


Figure 1.01a : Schéma de principe d'une boucle à verrouillage de phase

Dans le domaine linéaire, la relation fréquence-tension du VCO s'écrit

$$f_s = F_0 + \frac{F_{\max} - F_{\min}}{V_{c\max} - V_{c\min}} V_c \quad (1.01)$$

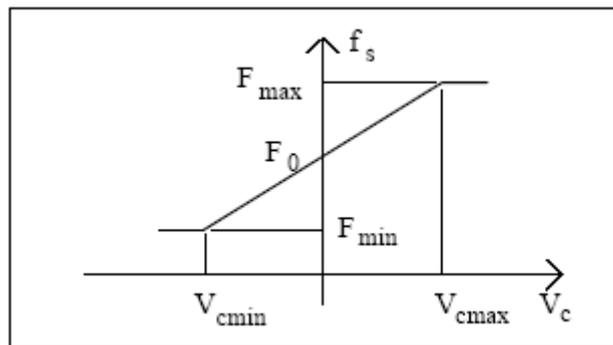


Figure 1.01b : Caractéristique de linéarité du VCO avec saturation

Pour faciliter la compréhension nous supposons un filtre passe-bas de gain unité pour les fréquences inférieures à  $F_c$  et de gain nul pour les fréquences supérieures à  $F_c$  comme le montre la figure 1.01c.

Pour fixer les idées prenons  $F_{\min}=2\text{kHz}$ ,  $F_0=10\text{kHz}$ ,  $F_{\max}=18\text{kHz}$ ,  $F_c=1\text{kHz}$ ,  $V_{c\min}=-2\text{V}$  et  $V_{c\max}=2\text{V}$  puis étudions les grandeurs  $f_s=\omega_s/2\pi$ ,  $\varphi$  et  $V_c$  en fonction de la fréquence  $f_e=\omega_e/2\pi$  du signal d'entrée. La relation fréquence-tension du VCO devient  $f_s=10+4V_c$  (en kHz) dans le domaine linéaire. Nous supposons dans un premier temps que  $f_e$  croît très lentement de quelques Hz vers quelques dizaines de kHz. Il nous faut distinguer plusieurs domaines de fréquences :

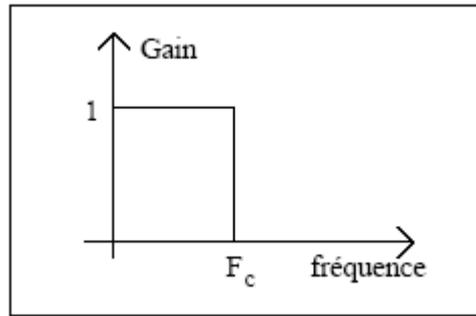


Figure 1.01c : caractéristique du filtre passe-bas

### 1.2.1.1 les différents domaines de fréquence

- Domaine de :  $f_e < F_0 - F_c = 9\text{kHz}$

Supposons par exemple  $f_e = 1.5\text{kHz}$ , quelle est alors la fréquence possible pour le VCO ? Comme le VCO ne peut pas descendre en dessous de  $2\text{kHz}$ , on pourrait être tenté de dire qu'il va osciller à cette fréquence. Pour qu'il en soit ainsi il faut démontrer que la tension de commande du VCO est continue et égale à  $-2\text{V}$ , est-ce possible ?

Si le VCO oscille à  $2\text{kHz}$ , en sortie du multiplieur on récupère deux composantes alternatives, l'une à  $0.5\text{kHz}$  l'autre à  $3.5\text{kHz}$ . Rappelons qu'en sortie d'un multiplieur on obtient la somme et la différence des fréquences. La composante à  $3.5\text{kHz}$  est éliminée par le filtre passe-bas, seule la composante à  $0.5\text{kHz}$  est transmise. Cette hypothèse ne tient pas, en effet la tension de commande du VCO n'est pas continue et par conséquent aucun état stable n'est obtenu. La seule fréquence possible pour le VCO est en fait  $F_0$ . En effet pour cette fréquence le multiplieur donne deux composantes, l'une à  $11.5\text{kHz}$  et l'autre à  $8.5\text{kHz}$ . Ces deux composantes sont éliminées par le filtre, la tension de commande du VCO est donc nulle et stable. C'est précisément les conditions requises pour que le VCO oscille à  $F_0$ .

- Domaine de :  $F_{\text{max}} = 18\text{kHz} > f_e > F_0 - F_c = 9\text{kHz}$

La situation précédente demeure si  $f_e$  reste inférieure à  $9\text{kHz}$ , c'est à dire  $F_0 - F_c$ . En effet dès que  $f_e$  passe par  $9\text{kHz}$ , il apparaît en sortie du filtre passe-bas une composante de fréquence inférieure à  $1\text{kHz}$  qui vient modifier la fréquence du VCO. La fréquence du VCO se déplace vers la fréquence  $f_e$ . L'allure du transitoire est compliqué, par contre il est facile de comprendre pourquoi le VCO vient se caler à  $f_s = f_e$ .

Prenons par exemple  $f_e = 9.5\text{kHz}$ , quand  $f_s = f_e = 9.5\text{kHz}$ , en sortie du multiplieur on

obtient une composante continue égale à  $(KAB/2)\cos(\varphi)$  et une composante alternative égale à  $(KAB/2)\cos(2\omega t-\varphi)$ , seule la composante continue passe à travers le filtre et stabilise la fréquence du VCO, en effet la fréquence  $2f_e=19\text{kHz}$  est supérieure à  $F_c=1\text{kHz}$ . La phase  $\varphi$  est telle que  $(KAB/2)\cos(\varphi)=V_c$  avec :

$$V_c = (f_c - F_0) \frac{(V_{c\max} - V_{c\min})}{(F_{\max} - F_{\min})} \quad (1.02)$$

dans l'exemple choisi  $V_c=-0.125\text{V}$ . La fréquence  $(F_0-F_c)$  est appelée fréquence basse de la plage de capture. Pour  $f_e$  supérieure à  $F_0-F_c$ , on dit que le VCO est verrouillé. On peut maintenant se poser la question suivante : jusqu'à quelle fréquence le VCO reste-t-il verrouillé ?

- Domaine de  $f_e > F_{\max} = 18\text{kHz}$

La fréquence  $f_s$  du VCO reste égale à  $f_e$  si le filtre passe-bas peut générer une tension continue qui assure la stabilité du VCO. La limite est atteinte pour  $f_e = F_{\max} = 18\text{kHz}$ . En effet au-delà de cette fréquence il n'y a plus de composante continue stable disponible en sortie du filtre passe-bas.

Prenons par exemple le cas où  $f_e = 18.5\text{kHz}$ , comme le VCO ne peut pas dépasser la fréquence de  $18\text{kHz}$ , on peut être tenté de dire que le VCO oscille à  $18\text{kHz}$ . Si tel est le cas, en sortie du multiplieur on obtient deux composantes alternatives, l'une à  $0.5\text{kHz}$ , l'autre à  $36.5\text{kHz}$ . La composante à  $0.5\text{kHz}$  est transmise par le filtre passe-bas, mais comme il s'agit d'une tension alternative la fréquence du VCO ne peut rester à  $18\text{kHz}$ . La seule solution qui donne une tension continue stable en sortie du filtre passe-bas correspond à  $f_e = F_0$ . En effet pour cette situation, la sortie du filtre passe-bas est nulle et c'est précisément la condition requise pour que le VCO continue à osciller à  $F_0$ . La fréquence  $F_{\max}$  est appelée fréquence haute de la plage de verrouillage. On pourrait reprendre le même raisonnement pour le cas des fréquences décroissantes de quelques dizaines de kHz vers quelques Hz. On arriverait aux résultats suivants.

- Domaine de  $f_e > F_0 + F_c = 11\text{kHz}$

Le VCO n'est pas verrouillé, il oscille à la fréquence libre  $F_0$  et la tension  $V_c$  est nulle.

- Domaine de  $F_{\min} = 2\text{kHz} < f_e < F_0 + F_c = 11\text{kHz}$

Le verrouillage commence à la fréquence  $F_0 + F_c$ . La fréquence  $F_0 + F_c$  est appelée la

fréquence haute de la plage de capture. Le verrouillage du VCO est assuré jusqu'à  $F_{\min}$ . Cette dernière fréquence est appelée la fréquence basse de la plage de verrouillage. Lors du verrouillage la fréquence  $f_s$  du VCO est égale à la fréquence  $f_e$ , la phase  $\varphi$  est telle que

$$\frac{KAB}{2} \cos(\varphi) = V_c \quad (1.03)$$

avec :

$$-1 < \frac{2(f_e - F_0) (V_{c\max} - V_{c\min})}{KAB (F_{\max} - F_{\min})} = \cos(\varphi) < 1 \quad (1.04)$$

- Domaine de  $f_e < F_{\min} = 2\text{kHz}$

Le VCO est déverrouillé, il oscille à la fréquence libre  $F_0$  et la tension  $V_c$  est nulle. L'ensemble des résultats précédents est résumé sur le graphe de la figure 1.02. La plage de capture correspond à l'écart de fréquence entre la fréquence libre et la fréquence à partir de laquelle la PLL se verrouille. La plage de capture dépend de la fréquence de coupure du filtre passe-bas. A priori on a intérêt à choisir une plage de capture élevée. En pratique, ceci peut s'avérer dangereux, en effet il y a dans ce cas risque de verrouillage sur des fréquences parasites non désirées.

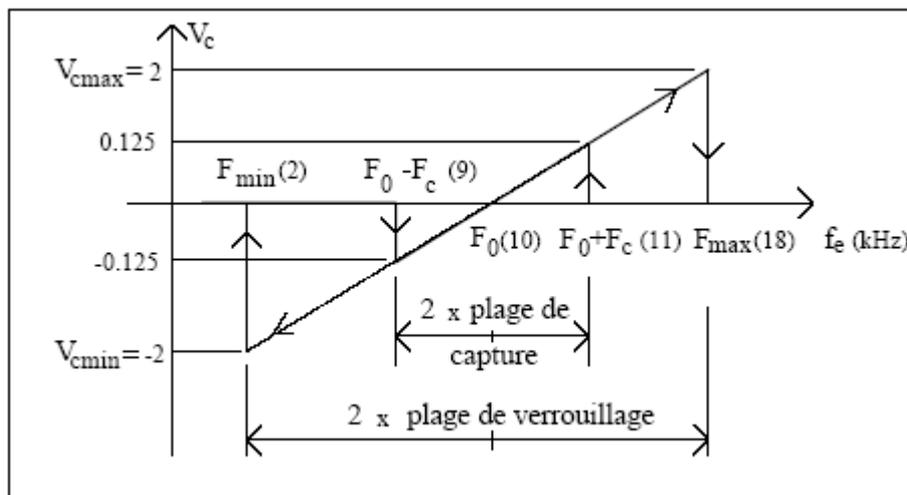


Figure 1.02 : Variation de la tension de commande  $V_c$  du VCO en fonction de la fréquence d'entrée  $f_e$

La plage de verrouillage correspond à l'écart de fréquence entre la fréquence libre et la fréquence à partir de laquelle la PLL se déverrouille. La plage de verrouillage dépend de la

caractéristique du VCO, en particulier de l'étendue du domaine linéaire, c'est à dire  $F_{\max}-F_{\min}$ .

### 1.2.1.2 Synthèse

Quand la boucle est verrouillée, les fréquences  $f_e$  du signal d'entrée et  $f_s$  du VCO sont égales. Il existe par contre un écart de phase permettant de générer la tension de commande  $V_c$  du VCO afin que celui-ci puisse osciller à une fréquence différente de la fréquence libre  $F_0$ . La phase  $\varphi$  est telle que le signal de commande  $V_c$  du VCO soit égal à :

$$V_c = (f_e - F_0) \frac{(V_{c\max} - V_{c\min})}{(F_{\max} - F_{\min})} = \frac{1}{2} K_{AB} \cos(\varphi) \quad (1.05)$$

Lorsque  $f_e$  est égale à la fréquence libre du VCO, c'est à dire  $f_e = F_0 = 10\text{kHz}$ , la tension de commande  $V_c$  est nulle et  $\varphi = \pm\pi/2$ . Le point stable correspond à  $\varphi = -\pi/2$ , en effet si on donne à  $\varphi$  un accroissement  $\delta\varphi > 0$ , la fréquence  $f_s$  augmente et l'écart de phase  $[\omega_e t - (\omega_{st} + \pi/2)]$  est  $< 0$ , ce qui ramène la phase vers  $-\pi/2$ . Un raisonnement identique fait autour du point  $\varphi = \pi/2$  conduit à une instabilité, en effet si on donne à  $\varphi$  un accroissement  $\delta\varphi > 0$ , la fréquence  $f_s$  diminue et l'écart de phase  $[\omega_e t - (\omega_{st} - \pi/2)]$  augmente ce qui a tendance à éloigner la phase de  $\pi/2$ , d'où l'instabilité.

### 1.2.1.3 Remarques

Pour que dans la plage de verrouillage la fréquence du VCO puisse suivre la fréquence  $f_e$  du signal d'entrée il faut vérifier la relation :

$$-1 < \frac{2(f_e - F_0)}{K_{AB}} \frac{(V_{c\max} - V_{c\min})}{(F_{\max} - F_{\min})} = \cos(\varphi) < 1 \quad (1.06)$$

Pour satisfaire l'inégalité, il faut que le dénominateur reste grand, on peut, si besoin est, disposer d'un amplificateur dans la chaîne d'asservissement, cela revient à donner à  $K$  une valeur  $K' > K$  de telle manière que le  $\cos(\varphi)$  reste compris entre  $-1$  et  $+1$ . Par ailleurs pour que l'asservissement ainsi réalisé soit indépendant de l'amplitude du signal  $A$ , on dispose à l'entrée de la PLL un circuit de mise en forme qui maintient une amplitude constante à l'entrée du multiplieur quelle que soit l'amplitude du signal d'entrée, on insère par exemple un circuit limiteur; les harmoniques créées sont éliminées par filtrage.

-La relation (1.05) montre que le signal  $V_c$  de commande du VCO est directement proportionnel à  $(f_e - F_0)$ , une PLL est donc à priori un parfait démodulateur de fréquence, au

moins du point de vue statique. Il reste cependant à étudier le comportement en dynamique de la PLL, par exemple la réponse à un saut de fréquence.

### 1.2.2 Boucle à verrouillage de phase logique

Dans une boucle à verrouillage de phase logique le comparateur de phase peut être un simple OU exclusif comme le montre la figure 1.04a . Le signal de sortie du VCO est dans ce cas un signal logique.

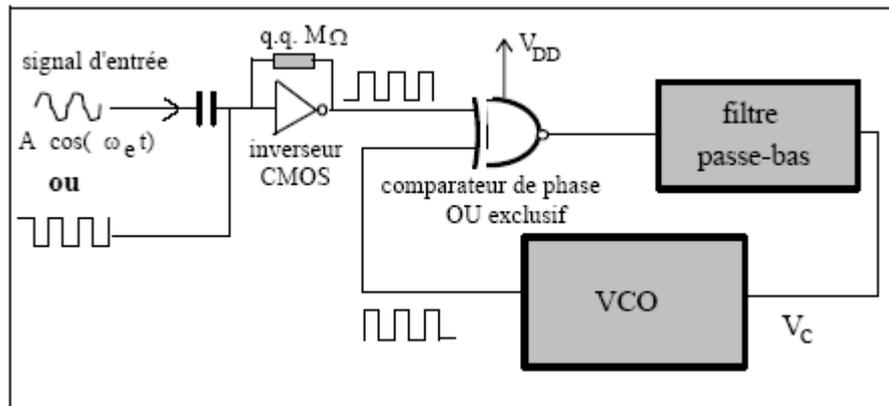


Figure 1.04a : Boucle à verrouillage de phase logique avec un OU exclusif

La valeur moyenne du signal en sortie du filtre passe-bas est comprise entre 0 et  $V_{DD}$ ; la tension d'alimentation du OU exclusif. Il s'ensuit que la fréquence libre  $F_0$  du VCO est maintenant obtenue pour une tension  $V_c = V_{DD}/2$  et la caractéristique fréquence-tension du VCO est représentée à la. Figure 1.04b

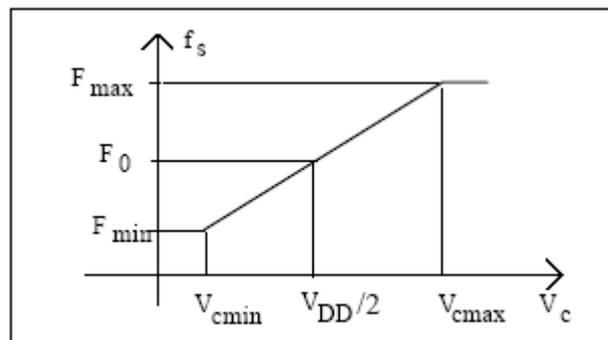


Figure 1.04b : Caractéristique fréquence-tension du VCO d'une boucle à verrouillage de phase logique

### 1.2.3 Détermination expérimentale des plages de capture et de verrouillage

Les plages de capture et de verrouillage d'une boucle à verrouillage peuvent être obtenues par le schéma synoptique suivant :

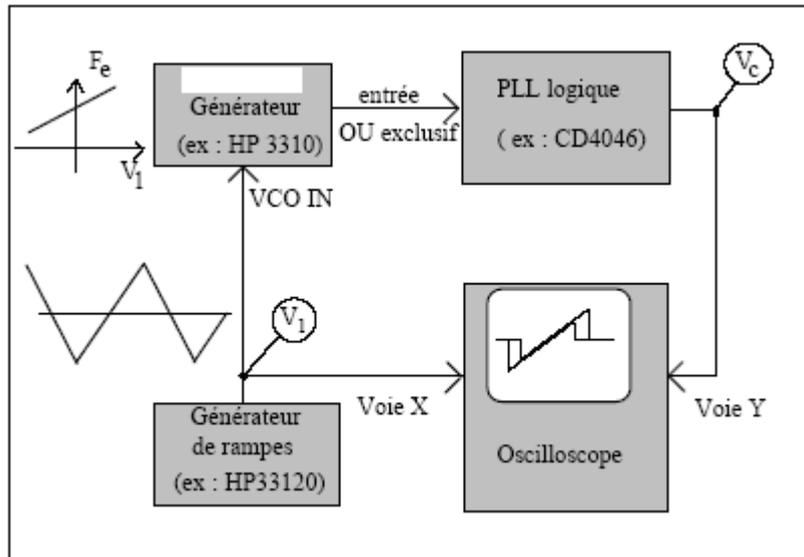


Figure.1.05 : Montage permettant de relever les plages de capture et de verrouillage

On vérifie bien que plus la bande passante ( $1/2pRC$ ) du filtre passe-bas est élevée, plus la plage de capture est grande.

### 1.2.4 Point de fonctionnement stable pour $f_e = F_0$

Dans le cas d'une boucle à verrouillage de phase logique, utilisant la fonction OU exclusif comme comparateur de phase, le point de fonctionnement stable à  $f_e = F_0$  (fréquence libre du VCO), est obtenu pour  $\varphi = \pi/2$  et non  $-\pi/2$ . En effet, le point de fonctionnement stable ne peut être obtenu que dans une région de la caractéristique  $V_c = f(\varphi)$  où  $\Delta \Delta V_c / \varphi$  est positif comme le montre la figure 1.06

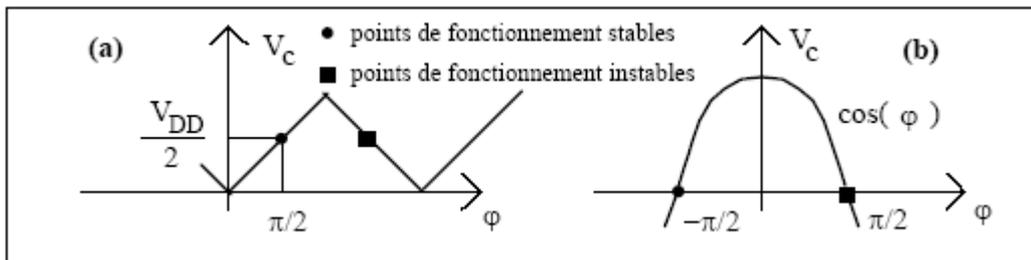


Figure 1.06 : Points de fonctionnement stables dans une boucle logique (a) et analogique (b)

### 1.3 Applications des boucles à verrouillage de phase [1] [2] [3] [4]

#### 1.3.1 Retrouver la fréquence porteuse d'un signal

C'est le cas par exemple dans le cadre de la démodulation radio FM ou AM. Un poste radio contient une PLL dont on fait varier le filtrage du signal d'entrée. Ce signal filtré pilote ensuite la PLL, qui se cale sur cette fréquence durant ce que l'on appelle la phase d'accrochage, et génère ensuite en sortie le signal démodulé.

#### 1.3.2 Synthèse De Fréquence

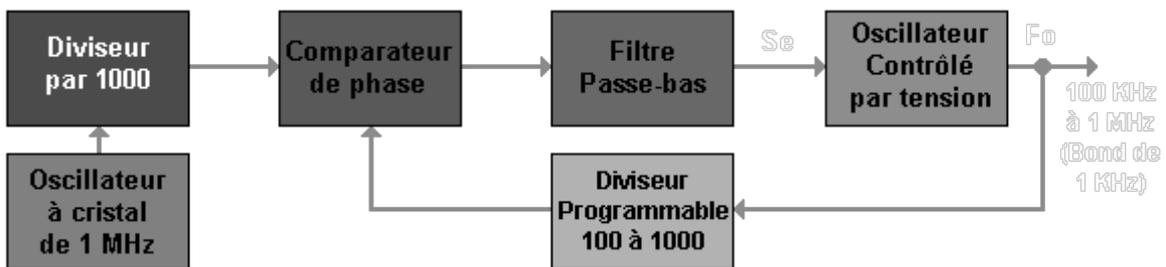


Figure 1.07 : Synthétiseur de fréquence basé sur une boucle de réaction à verrouillage de phase.

Le circuit de boucle de réaction à verrouillage de phase peut aussi fonctionner en tant que synthétiseur de fréquence programmable figure 1.08 et ce, avec une grande précision. La fréquence de référence d'entrée du comparateur de phase est un signal fixe et précis de 1 kHz dérivé d'un oscillateur à cristal de 1 MHz à travers un compteur diviseur par 1000.

Comme dans le circuit multiplicateur de fréquence, il y a un compteur dans la boucle de réaction entre la sortie du VCO et l'entrée du comparateur de phase. Cependant, ce circuit est programmable extérieurement. Ainsi, il peut exécuter n'importe quelle division de nombre entier avec un ratio entre 100X et 1000X.

Cette caractéristique permet au circuit de générer ou de synthétiser des fréquences exactes et stables, comprises entre 100 kHz et 1 MHz par bonds de 1 kHz. Le circuit du VCO de la figure 1.08 doit avoir une gamme de fréquence étendue, de 10 à 1, pour couvrir la gamme requise. De plus, la valeur, du bond en fréquence, correspond à la fréquence externe de 1kHz.

#### 1.3.3 Synthèse De Haute Fréquence

Le compteur programmable est une fonction essentielle de tous les synthétiseurs de fréquence. Pratiquement tous les compteurs répondent à une fréquence d'entrée d'un

maximum de quelques mégahertz à peine. Comme résultat, le circuit de la figure 1.08 ne peut pas synthétiser directement de fréquences plus élevées que quelques mégahertz. Les figures 1.09a à figure 1.09d présentent trois versions alternatives de circuits synthétiseurs de haute fréquence, basés sur la boucle de réaction à verrouillage de phase

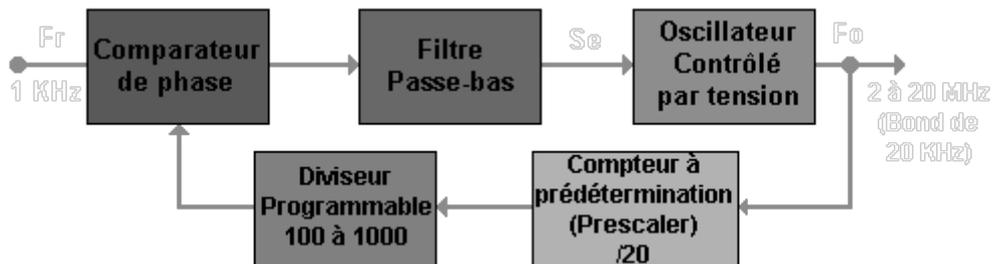


figure 1.08a: Synthétiseur de fréquence avec compteur à prédétermination (prescaler), basé sur une boucle de réaction à verrouillage de phase.

Le circuit de la figure 1.08b utilise la technique de la prédétermination (prescaling). Un étage additionnel de compteur haute fréquence, diviseur par X, de valeur fixe, (compteur à prédétermination (prescaler)) est placé entre la sortie du VCO et l'entrée du compteur programmable.

Cette configuration permet au VCO d'opérer à une fréquence X fois supérieure à celle de l'étage du compteur programmable. Dans l'exemple montrée, la prédétermination est une division par 20, donnant au synthétiseur la possibilité de couvrir une gamme variant de 2 à 20 MHz en 900 pas. Le désavantage, c'est que la valeur du bond du synthétiseur est augmentée par un ratio égal à la valeur de la prédétermination (c.à.d. 20X Fr dans ce circuit).

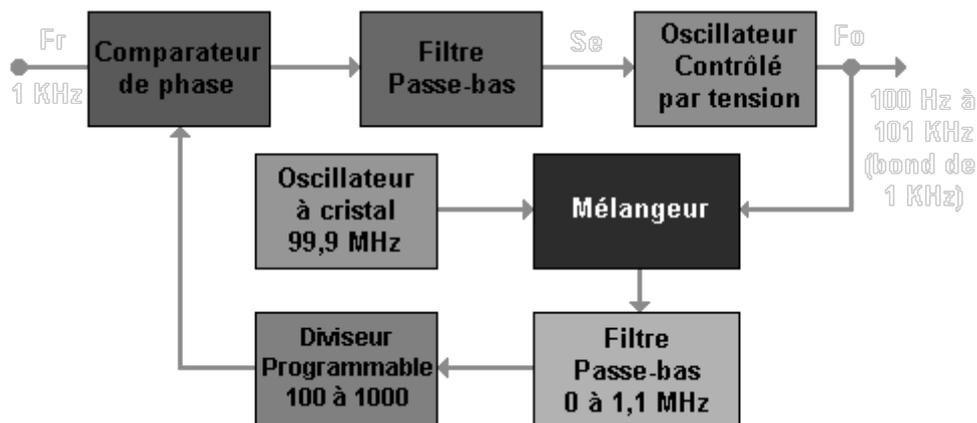


Figure 1.08b : Synthétiseur de haute fréquence, de type mélangeur, basé sur une boucle de réaction à verrouillage de phase.

Dans le circuit de la figure 8, l'emploi du mélangeur synthétise les fréquences entre 100 et 101 MHz en 1000 bonds de 1 kHz. La sortie du VCO est mélangée à une fréquence de 99.9 MHz, dérivée de l'oscillateur à cristal, avant d'être passée à travers le filtre passe-bas, pour produire une fréquence de différence de 100 kHz à 1.1 MHz. Cette fréquence de différence pénètre alors dans le PLL et passe à travers l'étage du compteur programmable.

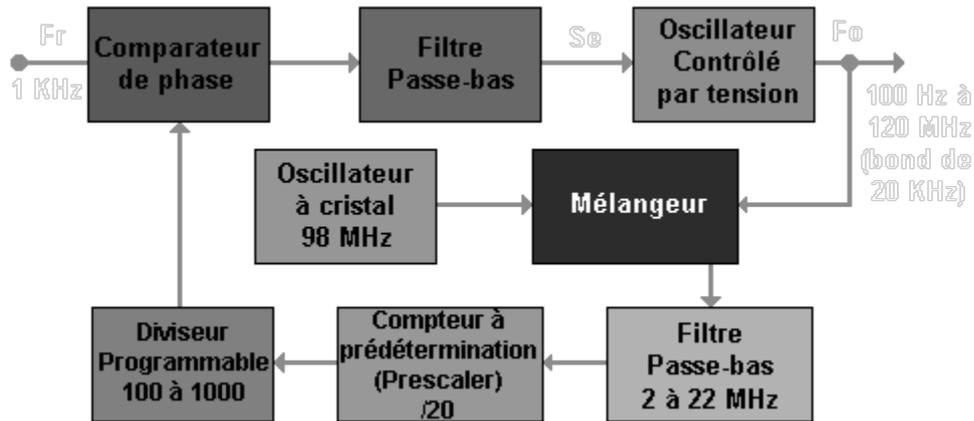


figure 1.08c : Synthétiseur de fréquence, à large gamme, basé sur une boucle de réaction à verrouillage de phase

La figure 1.09c, montre comment les circuits du mélangeur et du compteur à prédétermination de la figure 1.08b peuvent être combinés pour produire un synthétiseur de haute fréquence, à large gamme, pouvant générer des fréquences comprises entre 100 et 120 MHz en 1000 bonds de 20 Hz. Le signal de sortie du VCO est mélangée à la fréquence de 98 MHz, dérivée de l'oscillateur à cristal, et passée à travers le filtre passe-bas afin de produire une sortie de 2 à 22 MHz.

Cette sortie est alors réduite une gamme de 100 kHz à 1.1 MHz par l'étage de prédétermination du diviseur par 20, avant d'être retournée au PLL via le compteur programmable. Ce circuit donne d'excellents résultats.

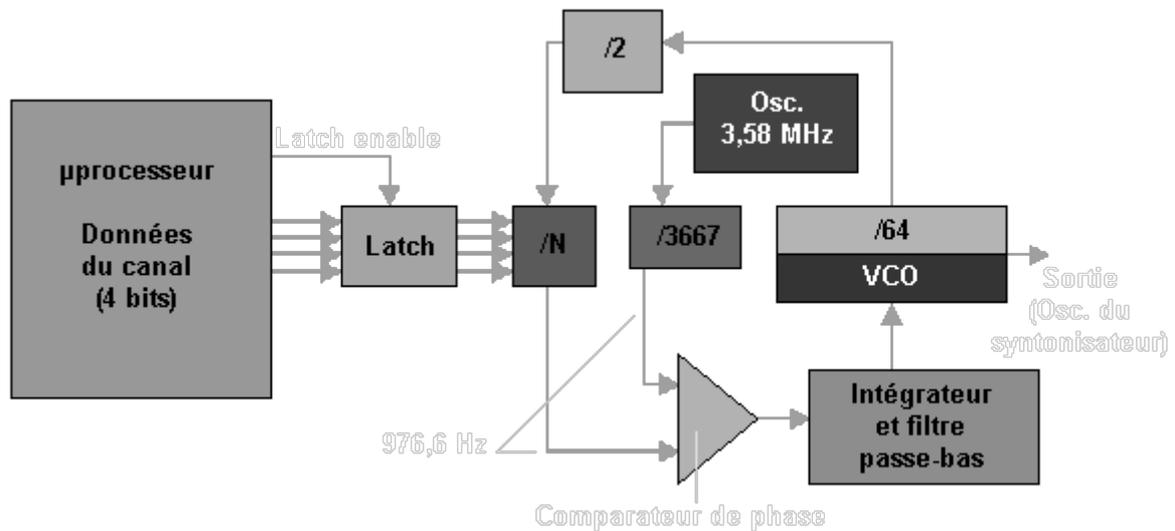


figure 1.08d : Version numérique d'une boucle de réaction à verrouillage de phase.

La figure 1.08d représente une version numérique, simplifiée, du circuit à boucle de réaction à verrouillage de phase, que l'on retrouve dans les téléviseurs. Ce système est généralement appelé « PLL ÉTENDU » et garde la fréquence de l'oscillateur du syntonisateur à une sous-harmonique de l'oscillateur de référence (3.58 MHz dans ce cas). Ici, l'élément de division, qui est habituellement fixe, est remplacé par un diviseur variable programmable ( $\div N$ ). Le changement de canal s'effectue en variant le ratio de division, du diviseur programmable, avec la commande de 4 bits de donnée du système de contrôle du micro-processeur (qui, à son tour, est actionné par les touches du panneau avant de l'appareil ou par la télécommande).

### 1.3.4 Conclusion

Les circuits PLL sont très utilisés dans les télécommunications numériques (restitution l'horloge) ou analogiques (radio) et permettent d'obtenir des fréquences stables. Mais des fluctuations de phase sont possibles, le filtre doit être calculer avec soin. De plus avec la pompe de charge, l'aspect échantillonnage ne peut être négligé. Plusieurs études ont été faites en utilisant la transformée en z pour assurer la stabilité de la boucle lorsqu'on recherche une bande passante en boucle fermée large et si l'on s'intéresse à la réponse en transitoire.

## CHAPITRE 2 : FILTRE PASSE BANDE ET AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

### 2.1 Généralité sur les filtres [5]

#### 2.1.1 *Filtre idéal*

Un filtre passe-bande idéal a un gain constant dans sa bande passante et un gain nul dans la bande coupée. La transition entre les deux états est instantanée. Dans la réalité, un filtre possède à sa fréquence de coupure un gain  $G_{max}$  -3 dB et ensuite ce gain décroît de -20 dB par décade (soit -6 dB par octave) (filtre de 1<sup>er</sup> ordre).

#### 2.1.2 *Filtre passe-bande analogique*

Un filtre passe-bande peut être implémenté de façon analogique avec des composantes électroniques. Par conséquent, ce genre de filtre s'applique sur des signaux continus en temps réel. Les composantes et la configuration du circuit fixeront les différentes caractéristiques du filtre, telles que l'ordre, les fréquences de coupure et son diagramme de Bode. Les filtres analogiques classiques sont du premier ou du second ordre. Il existe plusieurs familles de filtres analogiques : Butterworth, Tchebychev, Bessel, elliptique, etc. L'implémentation des filtres de même famille se fait généralement en utilisant la même configuration de circuit, et ceux-ci possèdent la même forme de fonction de transfert, mais ce sont les paramètres de celle-ci qui changent, donc la valeur des composantes du circuit électrique.

#### 2.1.3 *Filtre passe-bande du second ordre*

Indépendamment de la méthode utilisée pour déterminer l'ordre d'un filtre, il se peut qu'un filtre passe-bande d'ordre ne soit pas défini.

La fonction de transfert d'un filtre passe-bande du second ordre s'écrit sous la forme :

$$h(j\omega) = \frac{H_0}{1 + j.Q.\left(x - \frac{1}{x}\right)} \quad (2.01)$$

avec  $H_0$  le coefficient de gain ; et

$$x = \frac{\omega}{\omega_0} \quad (2.02)$$

(variable réduite)

### 2.1.4 Bande passante

La bande passante *BP* d'un filtre passe-bande est l'intervalle de pulsations  $[\omega_{c1}, \omega_{c2}]$  qui correspond aux pulsations telles que le gain soit au plus à 3 décibels en dessous du gain maximum (ici 0 dB).

$$G(\omega_{ci}) = G(\omega_0) - 3, \quad (2.03)$$

et

$$BP = [\omega_{c1}, \omega_{c2}] \quad (2.04)$$

Ces pulsations de coupure sont telles que

$$|h(j\omega_{c1})| = |h(j\omega_{c2})| = \frac{h_{\max}}{\sqrt{2}} \quad (2.05)$$

$$\text{car } 20 \log \frac{1}{\sqrt{2}} \approx -3$$

### 2.1.5 Utilisation en électronique

Les applications en électronique sont multiples. Un circuit passe-bande peut servir à éliminer le bruit du signal, si l'on sait que le signal a des fréquences comprises dans une gamme de fréquences déterminée. C'est aussi un circuit passe-bande qui permet, en radiocommunication, de sélectionner la fréquence radio écoutée.

Circuit RLC et diagramme de Bode

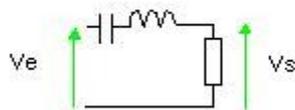


Figure 2.01: Circuit RLC

### 2.1.6 Schéma d'un filtre passe-bande RLC

On peut obtenir un filtre passe-bande passif avec le circuit RLC décrit sur le schéma ci-contre. On trouve alors la fonction de transfert suivante :

$$h(j\omega) = \frac{1}{1 + j\left(\frac{L}{R}\omega - \frac{1}{RC\omega}\right)} \quad (2.06)$$

avec :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.07)$$

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.08)$$

On a ainsi :

$$h(j\omega) = \frac{1}{1 + jQ \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} \quad (2.09)$$

$$|h(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + jQ^2 \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}} \quad (2.10)$$

On trouve que :

$$\arg(h(j\omega)) = - \arctan \left( Q \left( x - \frac{1}{x} \right) \right) \quad (2.11)$$

### 2.1.7 Utilisation avec des ondes mécaniques

En acoustique, un filtre passe-bande peut servir à atténuer certains sons désagréables voire néfastes, tout en laissant passer les sons « utiles » (voix, signal d'avertissement). En mécanique, un filtre passe-bande peut permettre d'atténuer des vibrations ou oscillations perturbatrices voire néfastes, tout en gardant une certaine souplesse du système : le système peut se déformer et donc s'adapter aux conditions, il a une force de rappel le ramenant vers ses dimensions initiales, mais il est peu sensible à des sollicitations extérieures ayant une fréquence rapide ou lente. Dans le cas d'une mesure (microphone, sismographe, etc.), un tel filtre permet également de sélectionner la gamme d'ondes que l'on veut détecter.

## 2.2 Généralité sur les amplificateurs opérationnels [6] [7]

### 2.2.1 Définition :

Un amplificateur opérationnel (aussi dénommé ampli op, AO, AOP, ALI ou AIL) est un amplificateur différentiel : c'est un amplificateur électronique qui amplifie une différence de potentiel électrique présente à ses entrées. Il a été initialement conçu pour effectuer des opérations mathématiques dans les calculateurs analogiques : il permettait de modéliser les opérations mathématiques de base (addition, soustraction, intégration, dérivation, ...). Par

la suite, l'amplificateur opérationnel est utilisé dans bien d'autres applications comme la commande de moteurs, la régulation de tension, les sources de courants, les oscillateurs, ... Physiquement, un amplificateur opérationnel est constitué de transistors, de tubes électroniques ou de n'importe quels autres composants amplificateurs; on le trouve communément sous la forme de circuit intégré.

Le gain en tension très important d'un amplificateur opérationnel fait de lui un composant utilisé dans une grande variété d'applications (voir aussi le cours : AOP - Montages de base de l'amplificateur opérationnel). Certains amplificateurs opérationnels, de par leurs caractéristiques (temps de montée, faible distorsion harmonique, etc...), sont spécialisés dans l'amplification de certains types de signaux comme les signaux audio ou vidéo.

### **2.2.2 Historique :**

On doit le terme d'amplificateur opérationnel (*Operational Amplifier* en anglais) à John R. Ragazzini en 1947. Les amplificateurs opérationnels ont été initialement développés à l'ère des tubes électroniques, ils étaient alors utilisés dans les calculateurs analogiques. Actuellement, les amplificateurs opérationnels sont généralement disponibles sous forme de circuits intégrés.

### **2.2.3 Symbole et brochage :**

Un AOP dispose au minimum de deux entrées, de deux broches d'alimentation et d'une sortie. L'entrée notée  $V_+$  est dite non-inverseuse tandis que l'entrée  $V_-$  est dite inverseuse en raison de leur rôle dans les relations entrée/sortie de l'amplificateur. La différence de potentiel entre ces deux entrées est appelée tension différentielle d'entrée.

La broche d'alimentation positive repérée  $V_{S+}$  est parfois aussi appelée  $V_{DD}$ ,  $V_{CC}$ , ou  $V_{CC+}$ .

La broche d'alimentation négative repérée  $V_{S-}$  est parfois aussi appelée  $V_{SS}$ ,  $V_{EE}$ , ou  $V_{CC-}$ .

Les appellations  $V_{CC}$  et  $V_{EE}$  sont généralement réservées aux AOP bipolaire tandis que les appellations  $V_{DD}$  et  $V_{SS}$  sont généralement réservées aux AOP à effet de champ.

Le **C** de  $V_{CC}$  signifie que l'alimentation est reliée au collecteur d'un transistor bipolaire tandis que le **E** de  $V_{EE}$  signifie que l'alimentation est reliée à l'émetteur d'un transistor bipolaire. Le **D** de  $V_{DD}$  fait référence au drain d'un transistor à effet de champ tandis que le **S** de  $V_{SS}$  fait référence à la source de ce même transistor.

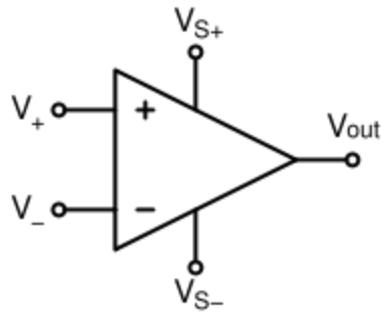


Figure 2.02 : Symbole de brochage d'un ampli-OP

#### 2.2.4 Amplificateur opérationnel parfait :

L'amplificateur opérationnel parfait possède un gain différentiel, une impédance d'entrée, ainsi qu'une vitesse de balayage infinie et un gain de mode commun ainsi qu'une résistance de sorties nulles. De plus, il ne possède pas de tension d'offset ni de courant de polarisation. Ces caractéristiques traduisent le fait que l'amplificateur opérationnel parfait ne perturbe pas le signal qu'il va amplifier et que sa tension de sortie dépend uniquement de la différence de tension entre ses deux entrées.

La présence d'un gain différentiel infini implique que la moindre différence de potentiel entre les deux entrées de l'amplificateur l'amènera à saturer. Si l'on ne désire pas que la tension de sortie de l'amplificateur soit uniquement limitée à  $\pm V_{sat}$  suivant le signe de la différence de potentiel entre les deux entrées de l'amplificateur, l'utilisation d'une contre-réaction négative est obligatoire.

La contre-réaction sur l'entrée inverseuse (ou contre-réaction négative) d'un AOP permet de soustraire une partie du signal de sortie au signal d'entrée de l'amplificateur. On parle alors de mode linéaire car on peut faire varier la tension de sortie entre  $\pm V_{sat}$  suivant la tension appliquée en entrée de l'amplificateur. L'absence de contre-réaction ou une contre-réaction sur l'entrée non-inverseuse de l'AOP amènera l'amplificateur en saturation positive ou négative suivant le signal appliqué en entrée. On parle alors de mode comparateur (ou saturé

#### 2.2.5 Amplificateur opérationnel réel :

##### 2.2.5.1 Introduction

Bien que le modèle parfait de l'AOP permette de calculer la fonction de transfert et de comprendre la plupart des montages à base d'AOP, les AOP réels possèdent un certain nombre de limitations par rapport à ce modèle.

L'AOP présente les défauts suivants : présence d'un offset en entrée, influence de la tension de mode commun sur la tension de sortie, impédance non nulle en sortie, impédance non infinie en entrée et variation en fréquence du gain. De plus, la tension de sortie peut être influencée par des variations de tensions d'alimentation et possède une **vitesse de balayage** finie.

#### 2.2.5.2 Caractéristiques :

Propriété	Ordre de grandeur	Bipolaire (LM741)	BiFET (TL081)	Bimos (CA3140)	Cmos (LMC6035)
Gain <b>Ad</b>	$>10^4$	$2*10^5$	$2*10^5$	$10^5$	$10^6$
Impédance d'entrée ( <i>en <math>\Omega</math></i> )	$>10 \Omega$	$2*10^6$	$10^{12}$	$1.5*10^{12}$	$>10^{13}$
Impédance de sortie <b>Rs</b> ( <i>en <math>\Omega</math></i> )	$<200 \Omega$	75	100	60	
fréquence de coupure <b>f<sub>l</sub></b>	10Hz			$\sim 20\text{Hz}$	
Courants de fuite <b>I<sub>+</sub>, I<sub>-</sub></b>	$<500\text{nA}$	80Na	30pA	10pA	0.02pA
Tension d'offset <b>V<sub>off</sub></b> ( <i>en mV</i> )	$<10\text{mV}$	1Mv	3mV	8mV	0.5mV
TRMC <b>Ad/A<sub>mc</sub></b> ( <i>en dB</i> )	$>70\text{dB}$	90	86	90	96
Tension de bruit			18	40	27

Tableau 2.01 : tableau de caractéristique d'un ampli-OP réel

#### 2.2.5.3 Classification

Ces amplificateurs ont une foule d'applications. Applications qui dépendent essentiellement de leurs caractéristiques les plus remarquables, citons pour exemple :

- Amplificateur différentiel (R des entrées et rapport S/B).
- Amplificateur très grand gain (R de l'ampli de sortie et rapport S/B).
- Amplificateur suiveur (bande passante et rapport S/B).
- Amplificateur d'erreur (R des entrées et bande passante).
- Comparateur de tension (mode logique uniquement).
- Oscillateur (mode logique généralement).
- Filtre actif analogique.
- Amplificateur inverseur de tension.
- Amplificateur à résistance négative.

#### 2.2.6 L'AOP et la fonction de filtrage [8]

L'AOP permet aussi de réaliser ce qu'on appelle des filtres actifs, destinés à amplifier certaines fréquences et à en atténuer d'autres.

Voici le principe de fonctionnement d'un filtre de ce type, en l'occurrence un **passé-bas**:

Le gain de cet AOP est fonction du rapport entre la résistance d'entrée R1 et la résistance de contre-réaction R2. On observe toutefois que le condensateur C est placé en parallèle avec R2. L'impédance de C est très grande aux basses fréquences, donc la présence de C ne modifie que très peu le gain. Plus la fréquence augmente, plus l'impédance de C diminue, d'où un gain de moins en moins élevé. En définitive, on amplifie les basses fréquences, et pas les hautes, ce qui est bien l'effet recherché avec un filtre passe-bas.

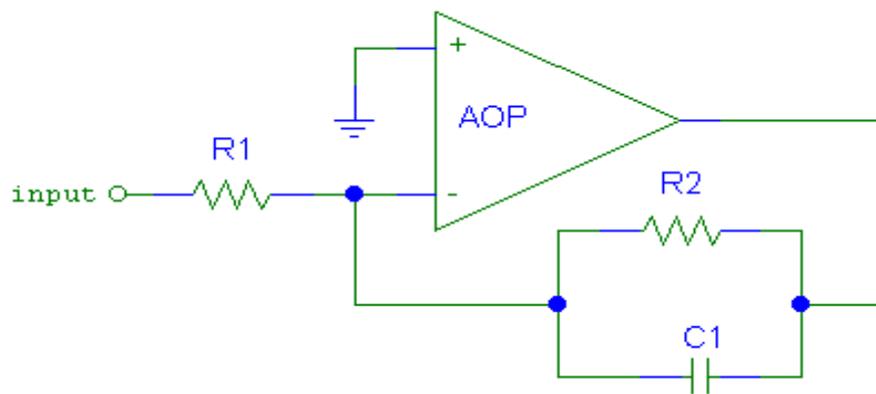


Figure 2.03a : Schéma du montage

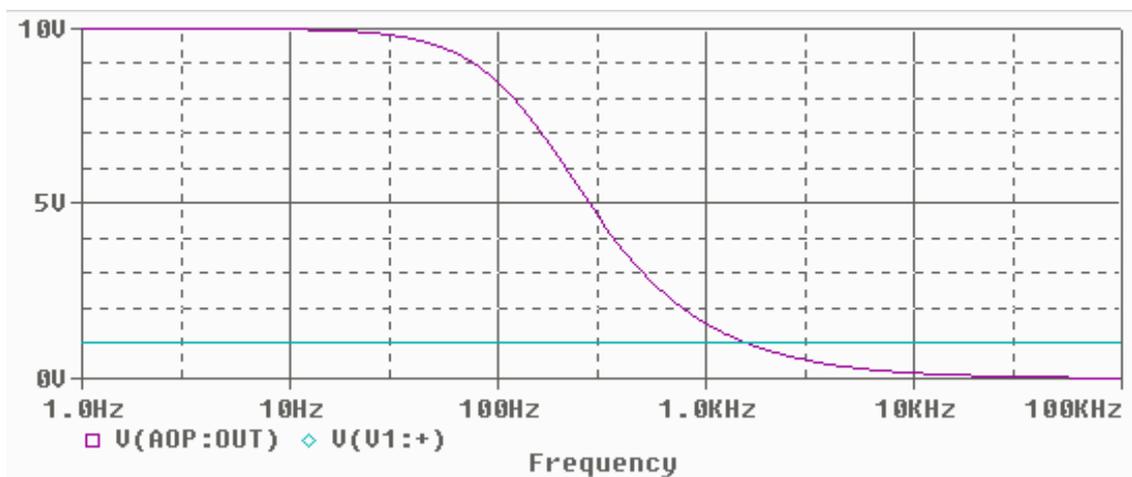


Figure 2.03b : Réponse obtenue

On observe qu'à une fréquence un peu supérieure à 100 Hz, l'amplification du signal diminue fortement: sa tension n'est plus que de 7 V, contre 10 V auparavant. Si on

augmente la valeur du condensateur C1 (de 100 nF à 1  $\mu$ F), on obtient le graphe ci-dessous:

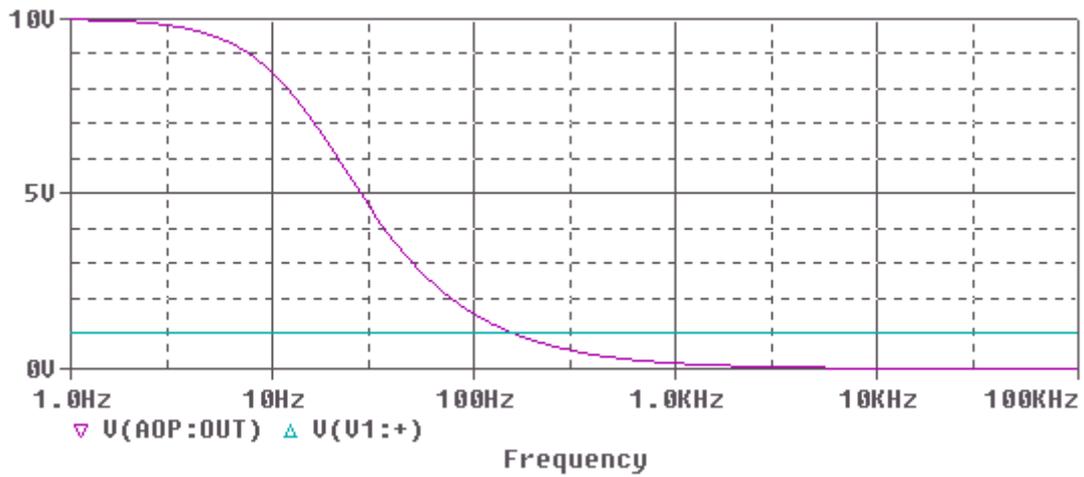


Figure 2.03c : Réponse obtenue en augmentant la valeur de C1

La fréquence de coupure se situe désormais aux alentours de 20 Hz.

Le filtrage est un domaine tellement vaste (et assez complexe) qu'il constitue presque une branche autonome de l'électronique moderne! Voici, à titre documentaire, comment l'AOP peut être utilisé pour réaliser des filtres plus élaborés, dits "du 2ème ordre".

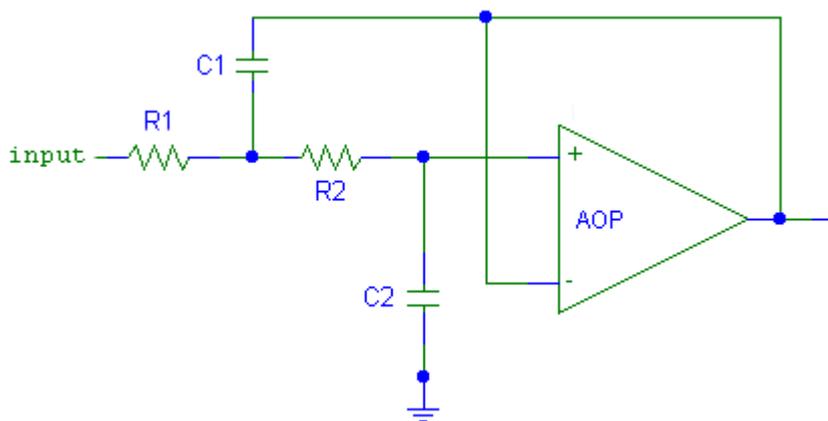


Figure 2.03d : Montage pour un filtre de n-ième ordre

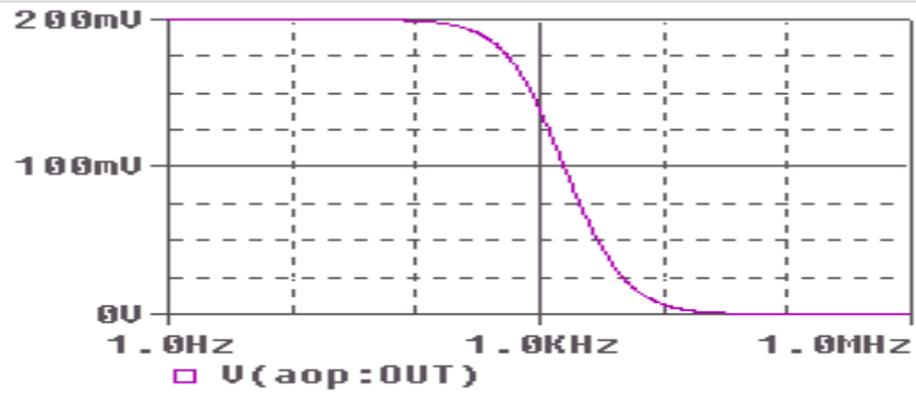


Figure 2.03e : Réponse obtenue avec ce montage

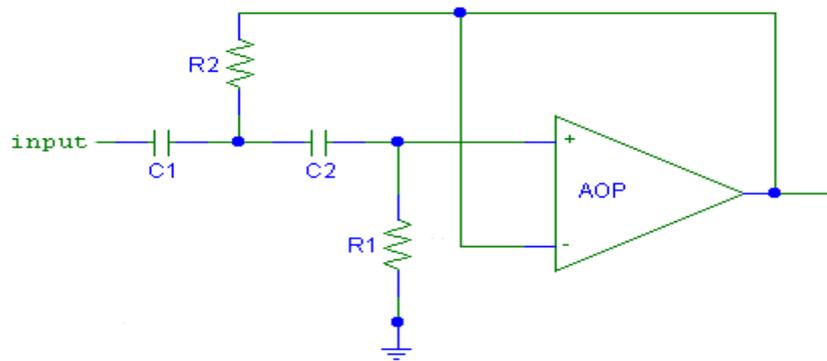


Figure 2.03f : Autre montage qu'on pourrait faire

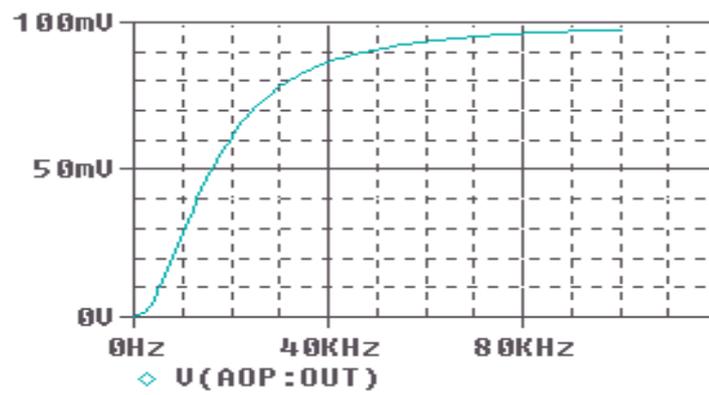


Figure 2.03g : Réponse obtenue avec l'autre montage

## CHAPITRE 3 : ETUDE DES CIRCUITS INTEGRES LOGIQUE

### 3.1 Généralités [10] [11]

On appelle "logique" un circuit intégré spécialisé, destiné à réaliser une opération booléenne. On se souvient que la logique booléenne repose sur quelques idées simples (et cependant géniales!): le courant passe, on a un état haut, noté 1. Le courant ne passe pas, on a un état bas, on le note 0. Pour laisser passer le courant ou au contraire l'empêcher de passer (allumer ou éteindre une ampoule, par exemple), on utilise un interrupteur. Si on combine deux ou plusieurs interrupteurs, on réalise une opération, ou fonction, logique.

Les CI. logiques regroupent, pour les modèles les plus simples, quatre portes (gates, en anglais) identiques comportant chacune deux entrées et une sortie. D'autres modèles, dont nous reparlerons, sont un peu plus complexes.

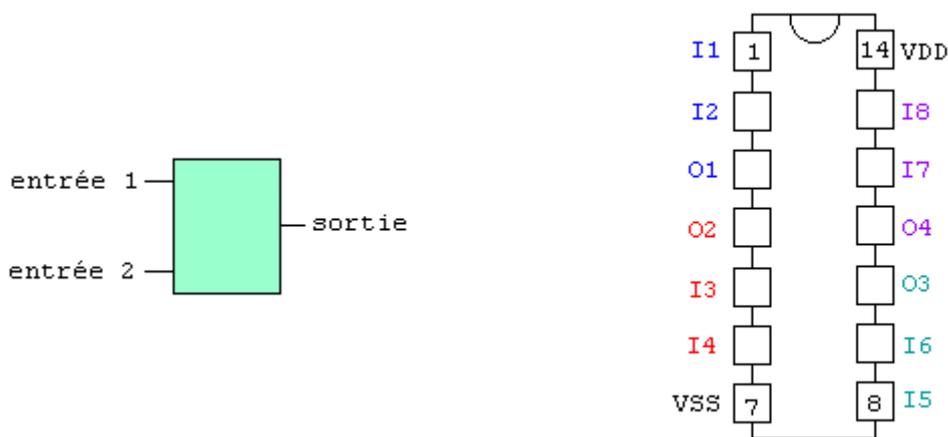


Figure 3.01 : Brochage des CI logiques à quatre portes

Le symbole générique d'une porte à deux entrées et le brochage des CI. logiques à quatre portes est donné ci-contre.

Ces CI. se présentent sous la forme d'un boîtier DIL 14, la broche 14 étant dédiée à l'alimentation positive ( $V_{DD}$ ), la broche 7 à la masse ( $V_{SS}$ ).

On trouve ensuite quatre portes indépendantes, comportant chacune deux entrées (I pour input) et une sortie (O pour output).

### 3.2 Principe de fonctionnement des circuits logiques [10] [11]

Le fonctionnement des ci. logiques, en ce qui concerne tout du moins les modèles les plus "élémentaires", est d'une grande simplicité. Il suffit d'alimenter le CI. sous une tension positive adéquate, puis d'appliquer deux signaux sur les deux entrées d'une même porte. On obtient en sortie soit un état haut, soit un état bas.

La table de vérité d'un CI. résume sous la forme d'un tableau tous les cas de figure possibles, selon les signaux appliqués aux différentes entrées.

		ET (AND)	NON-ET (NAND)
Entrée 1	Entrée	Sotie	Sortie
0	0	0	1
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	1	0

Tableau 3.01 : tables de vérité pour les opérations logique ET et NON-ET

Le tableau ci-dessus donne un exemple de tables de vérité pour les opérations logiques ET (*AND*, en anglais) et NON-ET (*NAND*, en anglais), qui sont l'inverse l'une de l'autre. Un état bas est désigné par 0 et un état haut par 1.

Voici un petit montage tout simple permettant de "tester" une porte logique quelconque et d'écrire sa table de vérité.

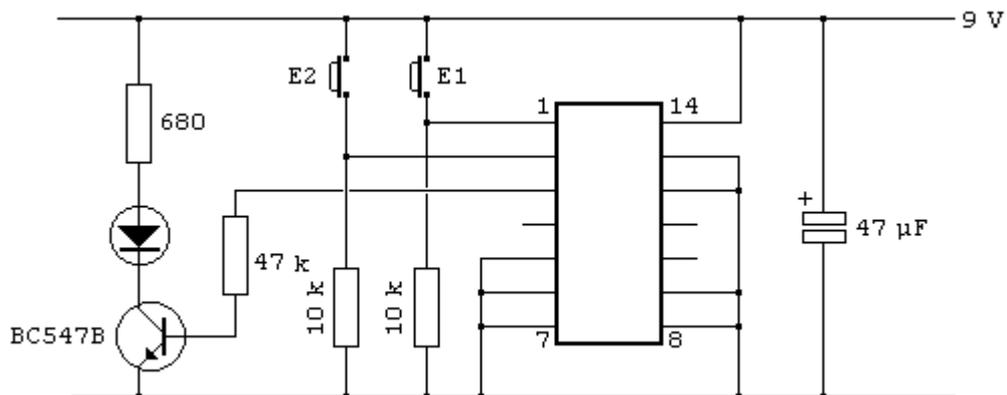


Figure 3.02 : montage pour tester un porte logique quelconque

L'appui sur les boutons-poussoirs E1 et E2 porte l'entrée correspondante à l'état haut. Le condensateur de découplage de 47 µF est facultatif, mais conseillé. A noter que les entrées inutilisées sont toutes reliées à la masse.

### 3.3 Principales caractéristiques des circuits logiques [11] [12]

Il existe plusieurs "familles" de CI. logiques, d'où une grande variété de préfixes (HCC, HCF, HCT, HEC, HEF, etc.) pour un modèle donné. Les différences portent en général sur quelques paramètres, dont la tension d'alimentation ou la température de service. Les modèles sont numérotés à partir de 4000.

Voici un extrait de la fiche technique des HE4000B (caractéristiques communes à tous les modèles appartenant à cette famille, sauf exception):

Famille HE4000B (préfixe HEC ou HEF)

Symbol	Parameter	Typical	Unit
$V_{DD}$	Supply voltage	3 to 15 (max: 18)	V
$V_{SS}$	Supply voltage	Ground	
I	DC current into any input	10	Ma
$P_{tot}$	Power dissipation per package	500	mW
P	Power dissipation per output	100	mW
$T_{amb}$	Operating ambient temperature (HEF)	-40 to +85	°C
$V_{Ol}$	Output voltage LOW	0,05	V
$V_{Oh}$	Output voltage HIGH	$V_{DD} - 0,05$	V

Tableau 3.02 : tableau de caractéristique des famille HE4000B

On retiendra, pour l'essentiel, que les CI. préfixés HEF ou HEC sont alimentés sous une tension continue comprise entre 3 et 15 volts (*supply voltage*) et que la tension obtenue en sortie (*output voltage*) est très proche de 0 V pour un état bas et très proche de la tension d'alimentation pour un état haut.

### 3.4 Réalisation d'une bascule monostable à l'aide de portes logiques [10] [13] [9]

En associant deux ou plusieurs portes logiques, on peut aisément réaliser un montage appelé bascule, dont la sortie dépend non seulement du niveau (haut ou bas) présent sur chacune des entrées, mais aussi du niveau précédent. La bascule fait donc intervenir la notion de temps, puisque son état à l'instant  $t$  peut être différent de l'état à l'instant  $t'$ .

Il existe trois grandes catégories de bascules :

- la bascule monostable, destinée surtout à la temporisation,
- la bascule bistable, destinée au comptage ou à la mémorisation,
- la bascule astable, ou multivibrateur, qui produit un signal périodique et qu'on peut assimiler à un oscillateur.

On se souvient que le timer 555 permet, lui aussi, de réaliser facilement des bascules astable et monostable.

Un monostable est donc un petit montage destiné à produire un signal d'une durée déterminée (autrement dit : une temporisation) à partir d'une impulsion d'entrée, dite de déclenchement. La durée de ce signal est fixée à l'aide de quelques composants périphériques, en général une résistance (ou un ajustable) et un condensateur.

Les CI 4001 et 4011 se prêtent volontiers à la réalisation de monostables ou de multivibrateurs. Leur brochage est le suivant :

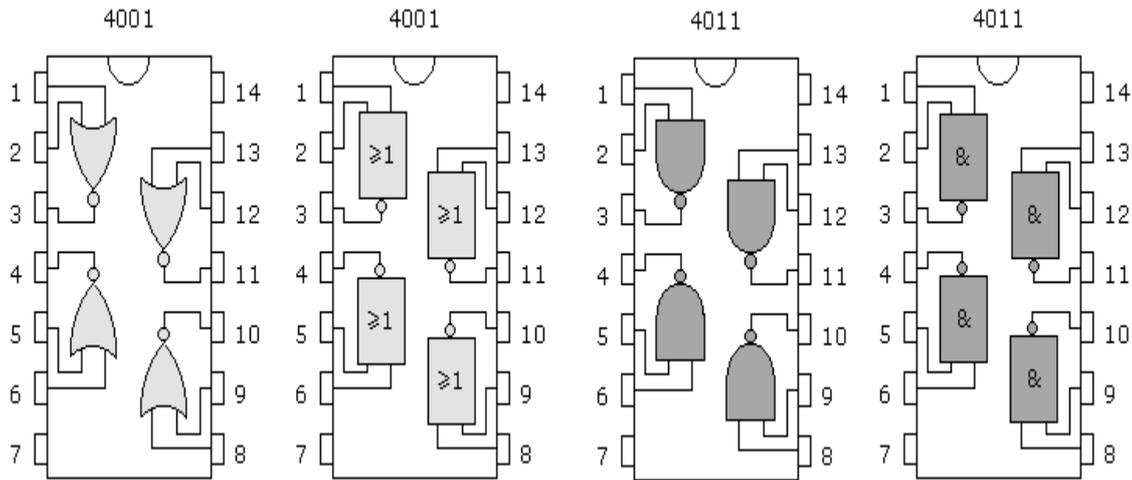


Figure 3.03a : schéma de brochage des CI 4001 et 4011

Pour chaque CI, le symbole de gauche est celui utilisé par les Anglo-saxons, le symbole de droite, celui utilisé en France.

Voici deux exemples de monostables, qui n'utilisent que deux portes sur les quatre disponibles:

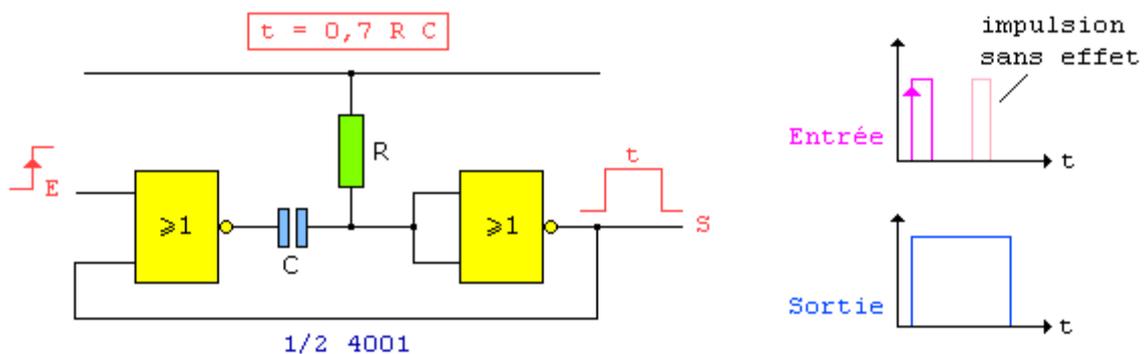


Figure 3.03b : Exemple de monostable avec le CI 4001

Monostable à portes NON-OU (NOR). La temporisation est déclenchée sur un front montant (positif) et on trouve en sortie un créneau de niveau haut (tension très voisine de  $V_{cc}$ ). Cette bascule n'est pas redéclenchable.

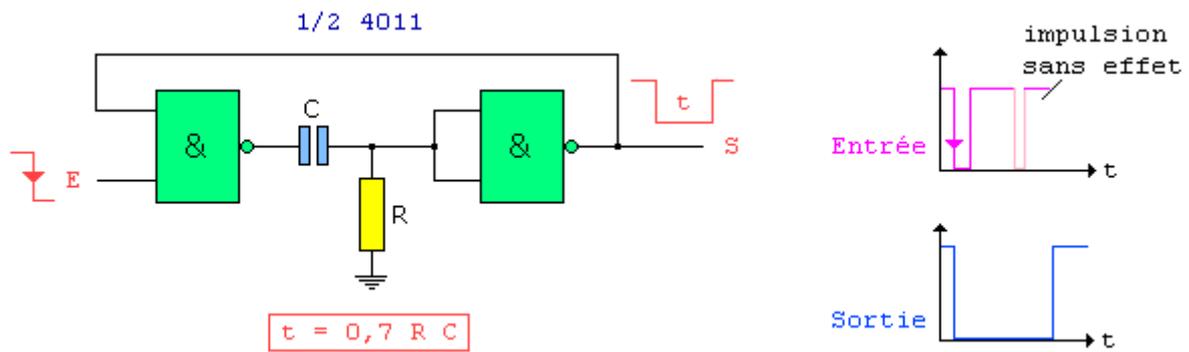


Figure 3.03c : Exemple de monostable avec le CI 4011

Monostable à portes NON-ET (NAND). La temporisation est déclenchée sur un front descendant (négatif) et on trouve en sortie un créneau de niveau bas (tension très voisine de 0 V). Cette bascule n'est pas redéclenchable.

Avec un 4001 ou un 4011, la durée de la temporisation  $t$  est donnée par la formule:

$$t = 0,7 R C \text{ (R en ohms, C en farads)}$$

Un monostable est *redéclenchable* si la temporisation peut être réinitialisée avant la fin de son terme; il est dit *non-redéclenchable* en cas contraire (une action sur le dispositif de déclenchement, souvent un bouton-poussoir, restera sans effet tant que la temporisation ne sera pas arrivée à son terme).

### 3.5 Réalisation d'une bascule astable à l'aide de portes logiques [11] [9]

Le 4011 sera à nouveau mis à contribution, pour réaliser cette fois un multivibrateur, un petit circuit produisant un signal périodique sous forme de créneaux rectangulaires, d'une fréquence déterminée, et capable, par exemple, de faire clignoter une DEL (si la fréquence est proche de 1 Hz) ou d'émettre un son (si la fréquence est audible!) dans un haut-parleur.

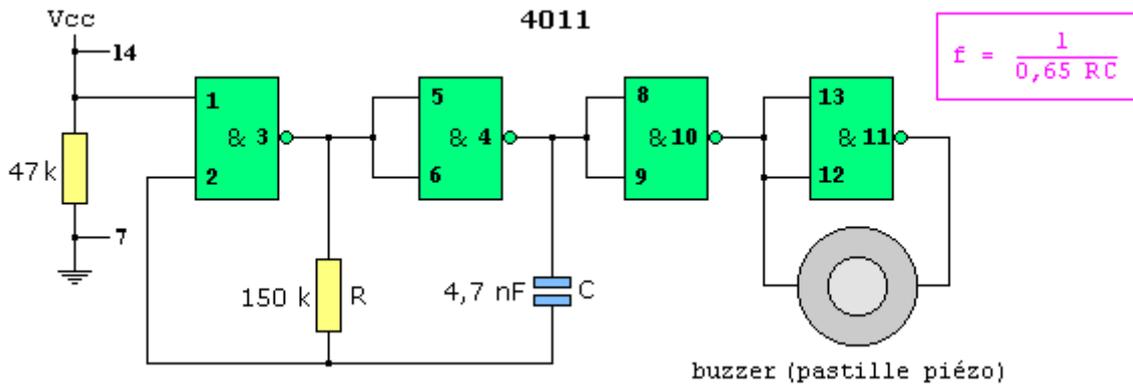


Figure 3.4 : réalisation d'un bascule astable à l'aide de portes logiques

Le schéma d'application ci-dessus se révèle d'une grande simplicité, puisqu'il est conçu autour d'un 4011 et ne nécessite qu'un minimum de composants périphériques. Le multivibrateur proprement dit est construit grâce aux deux premières portes NON-ET, le signal périodique étant disponible broche 4. Il faut par ailleurs observer que ce multivibrateur oscille lorsque la broche 1, ici reliée à Vcc (donc à la broche 14), est portée à l'état haut.

Il est à noter que la fréquence du signal peut être modifiée en montant un ajustable et une résistance talon en lieu et place de la résistance fixe (par exemple, une résistance fixe de 100 k et un ajustable de 100 k, ce qui permet de faire varier la résistance totale entre 100 et 200 kilo-ohms).

### 3.6 Réalisation d'une bascule bistable (*flip-flop*) à l'aide de portes logiques [11] [10]

Une bascule bistable, ou RS pour RESET/SET, possède deux états stables et complémentaires, qu'elle peut conserver tant qu'elle demeure sous tension. La sortie change d'état sous l'action d'un signal d'entrée (parfois deux), puis conserve (donc mémorise) l'état de sortie. Les sorties sont en général notées Q et Q barre.

Le schéma de principe ne requiert que deux portes NON-ET en couplage croisé, caractéristique des bascules RS.

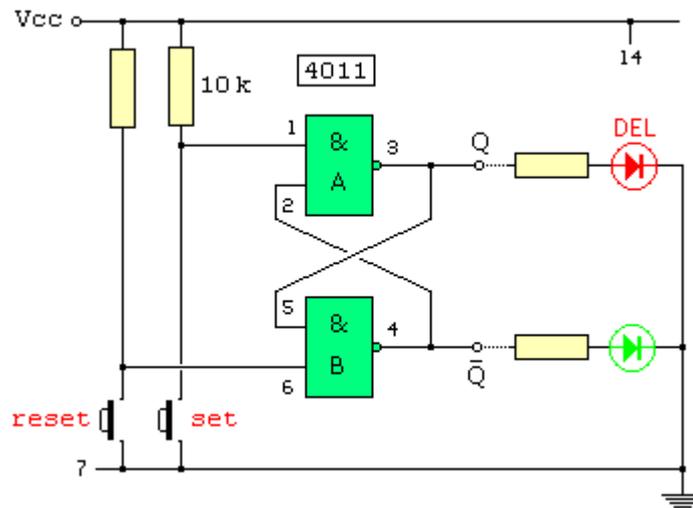


Figure 3.5a : Réalisation d'un bascule bistable à l'aide de portes logique

Une entrée de chacune des deux portes (les broches 1 et 6 du 4011) est reliée à l'alimentation  $V_{cc}$ , donc à un niveau haut, tandis que chacune des deux entrées restantes (broches 2 et 5) est reliée à la sortie de l'autre porte. Les sorties sont notées  $Q$  et  $\bar{Q}$ , et elles sont complémentaires: quand l'une est haute, l'autre est basse.

A la mise sous tension du montage, l'une des deux DEL s'allume, indiquant un niveau 1 sur la sortie correspondante. En appuyant fugitivement sur les BP des entrées Set ou Reset, on fait basculer les

Notez qu'il n'est pas nécessaire de maintenir le contact: une brève impulsion négative suffit à provoquer le basculement, et les niveaux de sortie restent stables, tant que le montage est alimenté.

Ce deuxième schéma est un peu plus sophistiqué que le précédent. Cette fois, la mise en mémoire s'effectue sur front montant (impulsion positive) d'un signal d'horloge (*clock*, en anglais) qui est reçu par deux entrées de deux portes NON-ET, elles-mêmes reliées au montage de base (portes A et B en couplage croisé). Les deux entrées restantes des portes C et D sont les entrées Set et Reset.

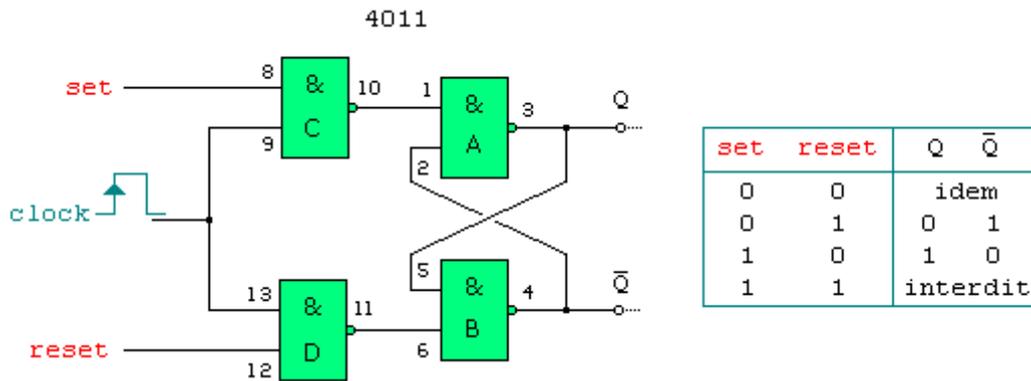


Figure 3.5b : Autre réalisation d'un bascule bistable à l'aide de portes logique

Le signal d'horloge, dont la période est connue, permet d'exercer un contrôle automatique sur la bascule. La mémorisation a lieu à un instant précis, et, de plus, cette validation élimine tout changement d'état parasite ou non désiré sur Set ou Reset.

Soit dit en passant, le CI. référencé 4013 contient deux bascules bistables (*dual flip-flop*), qui remplacera avantageusement le montage ci-dessus.

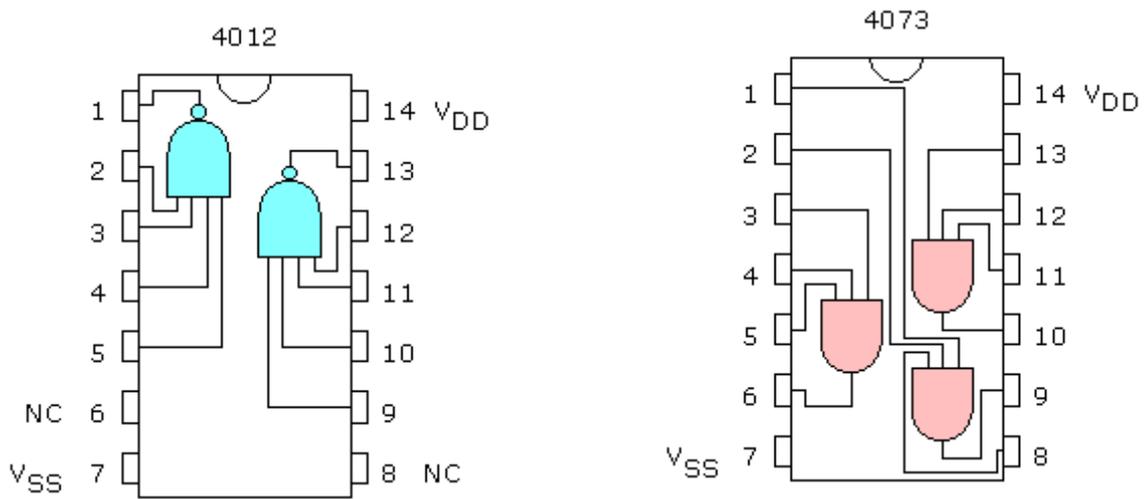
### 3.7 Les portes logiques de la famille 4000 [11]

Voici les références des principaux CI. ne comportant que des portes logiques:

Référence	Fonction
4001	4 portes NON-OU (NOR)
4011	4 portes NON-ET (NAND)
4030	4 portes OU-exclusif (EXOR)
4071	4 portes OU (OR)
4077	4 portes NON-OU-exclusif (EXNOR)
4081	4 portes ET (AND)

Tableau 3.03 : tableau des références de la famille de CI 4000 ne comportant que des portes logique

Il s'agit ici de circuits intégrés dont les quatre portes possèdent deux entrées et une sortie. Signalons toutefois qu'il existe d'autres références, moins couramment utilisées, qui possèdent trois ou même quatre entrées par porte, par exemple le double 4012 (NAND) à quatre entrées ou le triple 4073 (AND) à trois entrées:



. Figure 3.04 : Exemple de brochage de la famille de CI 4011

### 3.8 Quelques autres CI. de la famille 4000 [10] [11]

La famille 4000 comporte beaucoup de CI. spécialisés: bascules (*flip-flops*) monostables ou bistables, compteurs (*counters*), compteurs-diviseurs, etc. Voici une courte liste de quelques modèles faciles à mettre en oeuvre et couramment utilisés:

Référence	Fonction
<u>4013</u>	Dual D-type flip-flop
<u>4017</u>	5-stage Johnson decade counter
<u>4020</u>	14-stage binary counter
<u>4027</u>	Dual JK flip-flop
<u>4040</u>	12-stage binary counter
<u>4047</u>	Monostable/astable multivibrator
<u>4060</u>	14-stage binary counter
<u>4093</u>	Quad 2 input NAND Schmitt trigger
<u>4510</u>	Up/down BCD counter
<u>4511</u>	BCD to 7-segment latch/decoder/driver
<u>4518</u>	Dual BCD counter
<u>4520</u>	Dual binary counter
<u>4528</u>	Dual monostable multivibrator

Tableau 3.04 : Liste des autres famille de CI 4000 couramment utilisés

# **PARTIE PRATIQUE**

## **CHAPITRE 4 : REALISATION PRATIQUE DU CIRCUIT SELECTIF DE RECONNAISSANCE VOCALE [13]**

### **4.1 Introduction**

Cette maquette nous permettra d'actionner un dispositif quelconque si elle capte une fréquence très précise, préalablement déterminée par nous. Il pourra s'agir d'un mot, d'un

sifflement, d'une note de musique, ou encore d'un son de sifflet. Il nous sera très facile de l'adapter à une utilisation précise et d'exploiter ainsi ce commande

## 4.2. Schéma synoptique du montage

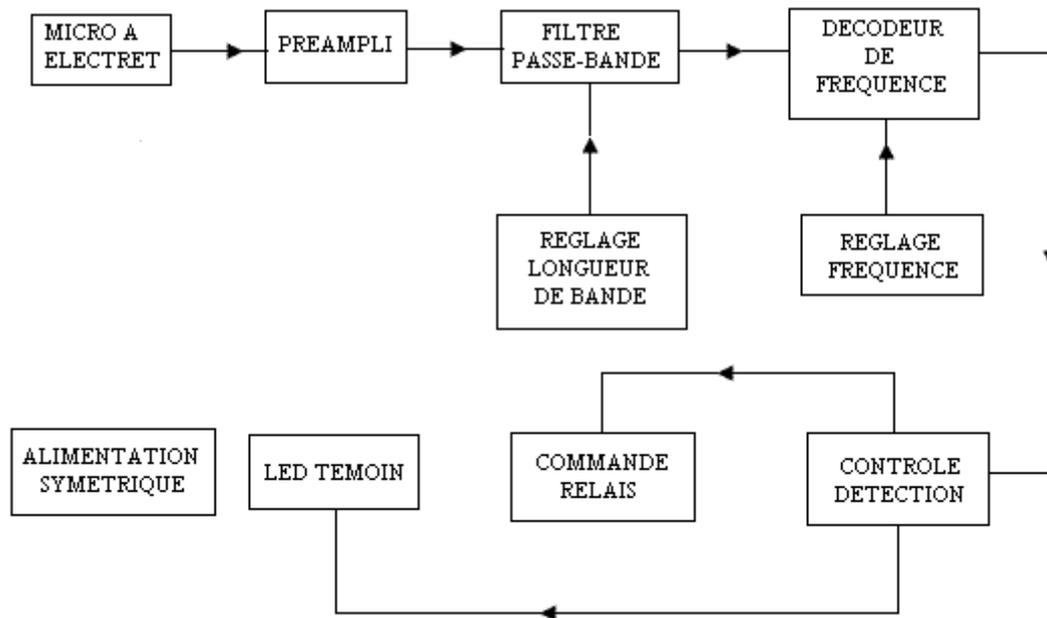


Figure 4.01 : Schéma fonctionnel du commande vocale

### 4.2.1. Le bloc alimentation symétrique

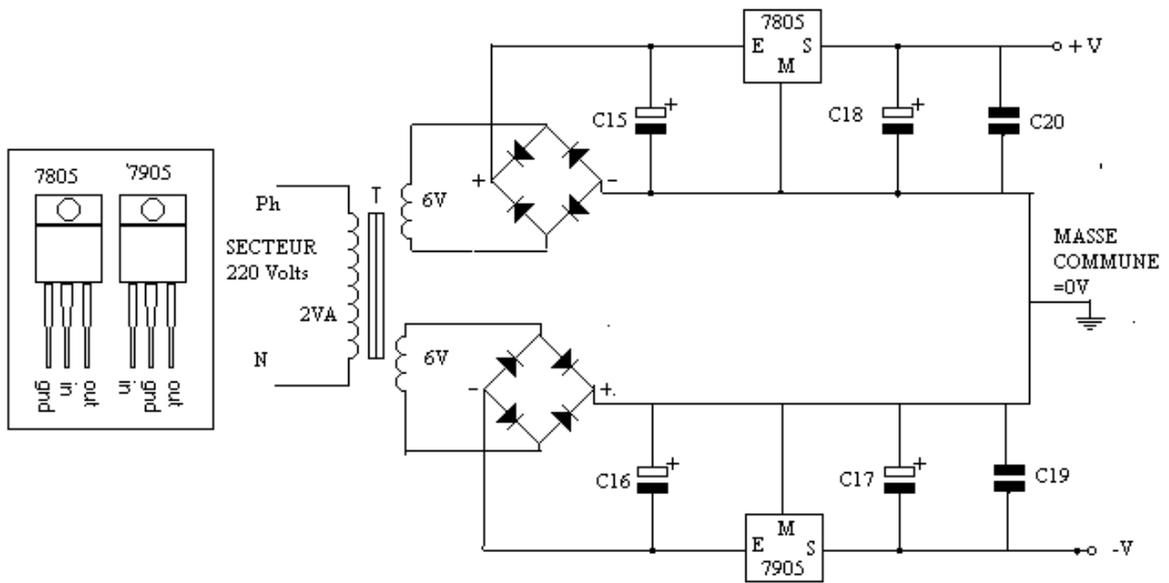


Figure 4.02 : Schéma de l'alimentation symétrique

#### 4.2.2. Le bloc du décodage de tonalité avec NE567

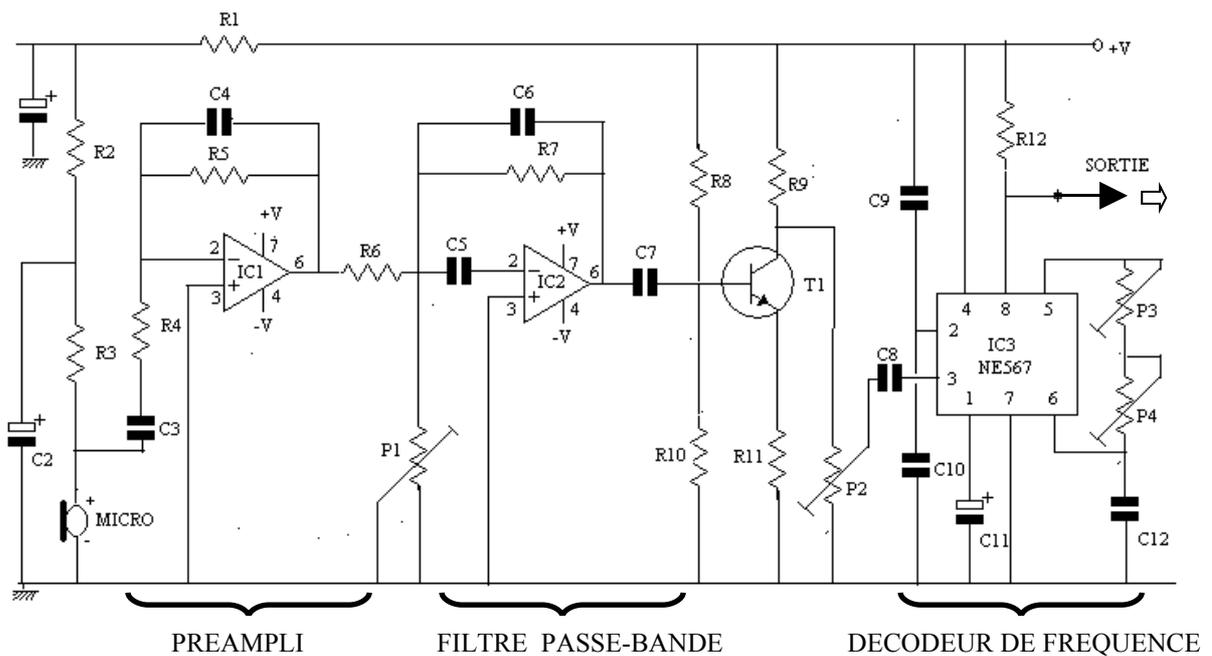


Figure 4.03a : Schéma du décodeur de tonalité avec NE567

Fonctionnement de la boucle à verrouillage de phase NE567 :

La PLL nous fournit en sortie (broche 8) un signal carré oscillant à la fréquence de la porteuse, à partir d'un oscillateur local de fréquence proche de la fréquence pilote.

L'oscillateur intégré utilise le couple R1C1.

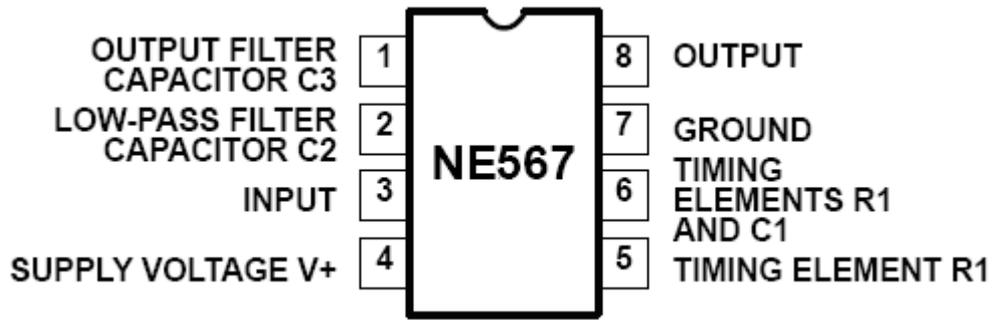


Figure 4.03b : Schéma de brochage du CI NE567

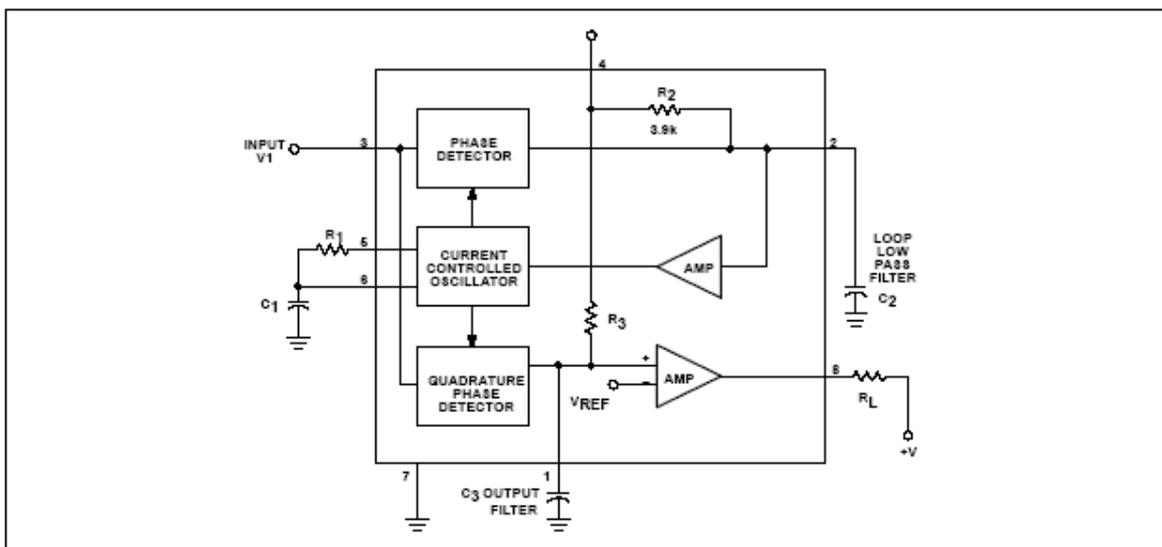


Figure 4.03c : Schéma bloc du CI NE567

La documentation nous permet de déterminer leurs valeurs :

$$f_o = \frac{1}{1.1 \times R_1 C_1} = 3,7kHz \quad \text{avec } 2k\Omega < R_1 < 20k\Omega$$

Soit  $R_1=5750\Omega$  et  $C_1=47nF$

Dans la pratique, nous avons utilisé une résistance talon  $1k\Omega$  en série avec une résistance variable de  $100k\Omega$  pour permettre un réglage de la fréquence de l'oscillateur de la PLL.

La résistance  $R_2$  fixe le palier de tension en entrée pour laquelle la sortie est nulle

D'après la documentation de la NE567,  $C_2$  permet de fixer la bande passante dans laquelle la PLL se synchronise :

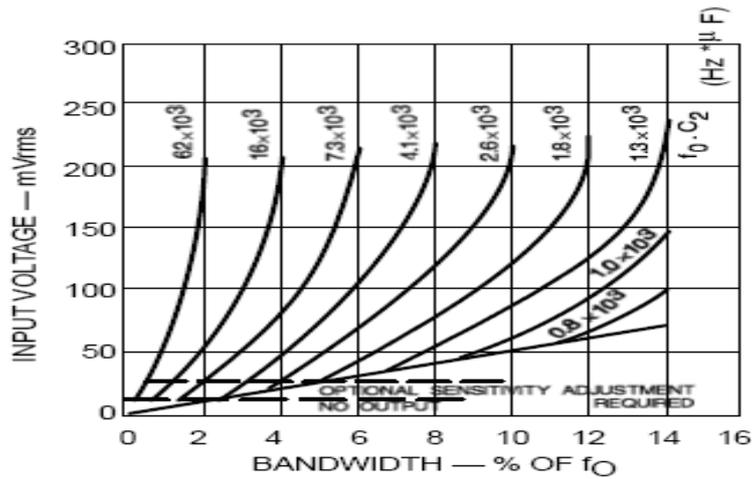


Figure 4.03d : Graphe du bande passante

D'après la figure pour une Bande Passante = 4% $f_0$

$$f_0 \cdot C_2 = 16 \cdot 10^3 \text{ soit } C_2 = 4,7 \mu\text{F}$$

$C_3$  est fixé à sa valeur typique :

$$C_3 = 2 \cdot C_2 = 10 \mu\text{F}$$

#### 4.2.3 Le bloc du logique de commande actionnant un relais 6 volts

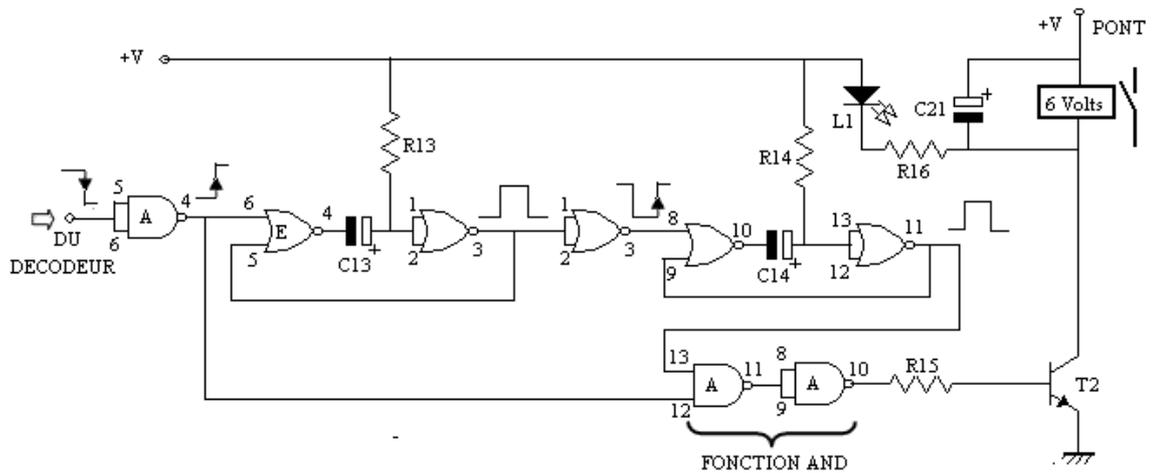


Figure 4.04 : Logique de commande actionnant un relais 6 volts

### 4.3 Principe du fonctionnement du maquette

#### 4.3.1 Principe de montage

Notre sujet est de proposer une maquette capable d'actionner un relais ou une simple diode LED, lorsqu'elle détecte sur son étage d'entrée la présence d'une fréquence très précise. Ce n'est donc pas une simple commande vocale ou sonore comme il en existe déjà. Le domaine des sons audibles se situe généralement entre 20 Hz et 20kHz, même si l'oreille

humaine ne peut entièrement saisir ces fréquences extrêmes. La voix elle aussi a ses limites, et pour les sons très aigus, c'est à dire ceux qui ont une fréquence très élevée, on peut faire appel à un instrument de musique quelconque. Justement, dans le domaine musical, on détermine plusieurs octaves, de 0 à 8. A titre d'exemple, la guitare classique va de la corde basse ou *mi* de bourdon, octave 2 (fréquence :82,4 Hz) jusqu'à l'autre *mi*, la chanterelle, de l'octave 4 (fréquence 329,2 Hz). Ces précisions sont importantes, car notre module pourra être commandé par une fréquence unique de notre choix, et qui pourra provenir de n'importe quel instrument, ou encore d'un sifflement ou d'une note chantée, Le principe du montage consiste à capter le signal, si faible soit-il, à le mettre en forme, c'est-à-dire à l'amplifier et surtout à le filtrer et ne conserver que la fréquence fondamentale et non les diverses harmoniques susceptibles de faire réagir également le circuit détecteur. Un filtre passe-bande très sélectif sera mis en œuvre, et contribuera à rendre le montage plus fiable encore. La fréquence de base sera très finement ajustée, il sera possible, avec cette maquette bien étalonnée, de détecter une note de guitare et non la suivante ou la précédente. On pense immédiatement à la possibilité de construire un diapason comportant les six notes de guitare, et signalant le réglage optimal des six cordes au moyen d'un simple commutateur. La précision sera donc d'une dizaine de hertz ou moins si nous faisons preuve de patience et de soin pour les réglages. L'étage d'entrée de ce circuit comporte un micro et son étage d'adaptation, mais il va sans dire qu'un signal électronique pourra tout aussi bien être directement appliqué au dispositif. Le décodeur de fréquence, est le circuit à 8 broches LM 567 ou NE567. il est économique et relativement fiable ; sa sortie peut directement commander un petit relais. Pour augmenter les possibilités de ce montage, nous avons conçu un autre petit montage logique ne réagissant qu'en présence d'un signal correct à l'entrée pendant une durée suffisamment longue ; cette précaution élimine les déclenchements hasardeux ou involontaires. Une véritable serrure pourra être montée, qui détectera, par exemple, trois notes successives, différentes et parfaitement calibrées.

#### ***4.3.2 Analyse du schéma électronique***

L'alimentation électrique a été confiée au secteur et nécessite une tension symétrique, évoluant entre +5V et -5V. Cette contrainte est dictée par l'utilisation d'une paire d'ampli-OP, plus performants à cette condition. Ce schéma est donné à la figure 4.02. Il fait usage de deux ponts moulés distincts, suivis classiquement d'un condensateur de filtrage de la tension redressée en double alternance. Le régulateur intégré sous boîtier TO 220 se charge

de tout et dans notre cas le modèle 7805 assure une tension positive de 5V à quelques décimales près. Deux condensateurs  $C_{18}$  et  $C_{20}$  achèvent le filtrage de la tension de sortie. Les choses se passent quasiment de la même manière pour la tension négative, dont la seule différence notable est précisément l'utilisation d'un régulateur négatif, un modèle repéré 7905 ; son brochage est quelque peu différent, et on considère que l'entrée est le pôle négatif du pont de diodes, ce qui après tout est assez logique, non ?

L'alimentation ne serait que double pour l'instant, car pour qu'elle devienne symétrique, il nous faut encore réunir la masse du 7805 avec la tension positif. Une tension de 10V est naturellement disponible entre les bornes extrêmes +V et -V, tandis que la masse commune de la source est la référence 0V. la figure 4.03 donne le schéma détaillé de tout le module détecteur. On trouve à gauche l'étage d'entrée avec le micro à électret et ses composants de polarisation ; le découplage de cet étage se fait au moyen de la résistance  $R_1$  et du condensateur  $C_1$ . Le circuit IC<sub>1</sub> un classique ampli-OP 741, se charge d'une première et vigoureuse amplification du faible signal capté. Au rapport de  $R_5$  et de  $R_4$ , soit environ 680 sur la maquette. On trouve ensuite, construit autour du circuit IC<sub>2</sub>, un filtre passe-bande, dont la largeur de bande très étroite assure l'élimination des harmoniques indésirables. Si l'on maintient fixes les valeurs des composants  $R_6$ ,  $R_7$  et  $C_5$ ,  $C_6$  on peut régler la fréquence de résonance au moyen de l'ajustable  $P_1$ . ce réglage est à assurer pour une fréquence très particulière, et dans le cas où nous souhaiterions détecter plusieurs fréquences successives il serait nécessaire de prévoir autant d'ajustables que de fréquences à décoder. Un commutateur à nombreuses positions serait alors bien utile. Pour le modification de cet étage très particulier, voici quelques éléments de calcul :

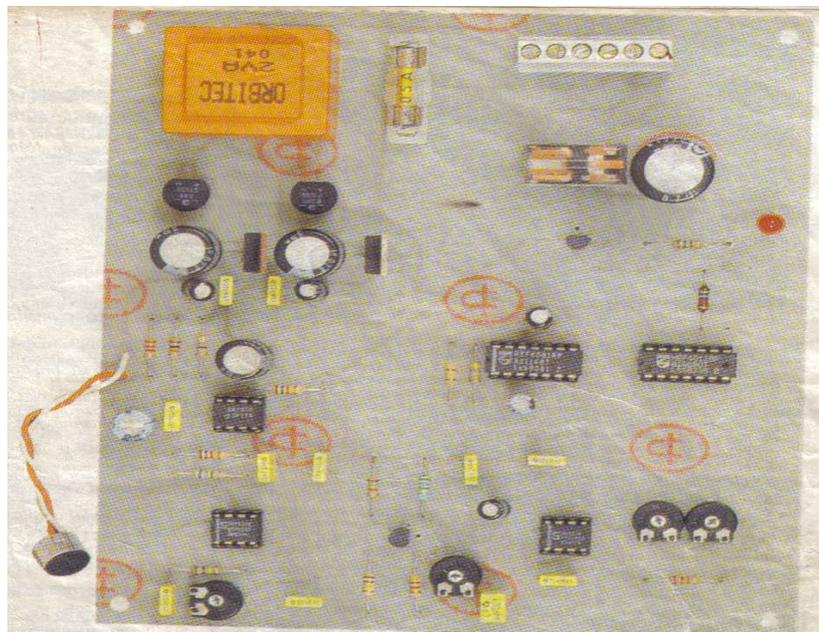
Fréquence centrale du filtre (condensateur  $C_5 = C_6$ )

$$f = \frac{1}{2\pi} C_5 \times \frac{R_6 + P_1}{R_6 \times R_7 \times P_1} \quad (4.01)$$

Avec l'ajustable  $P_1$  à mi-course, notre prototype est accordé sur le *mi* haut de la guitare, aux alentours donc de 350Hz. Un oscilloscope facilite évidemment le réglage, car il permet de constater exactement pour quelle valeur de  $P_1$  l'amplitude est maximale. Le signal est transmis ensuite à travers  $C_7$  vers un étage d'adaptation, construit autour du transistor  $T_1$ . on prélève sur le collecteur de celui-ci les fréquences à décoder, mais en dosant convenablement le niveau de celles-ci, d'où la présence de l'ajustable  $P_2$  qui agit ici en réglage de volume. Finalement, le circuit decodeur IC<sub>3</sub> reçoit la fréquence à tester sur sa borne d'entrée 3. le réglage précis de la fréquence pilote se fera au moyen des ajustables  $P_3$  et  $P_4$ , associés à la capacité  $C_{12}$ . la sortie 8 est normalement haute ; si la fréquence détectée

est reconnue valide, cette sorte passe à l'état bas. Une diode LED ou un relais peuvent être montés en lieu et place de la résistance  $R_{12}$  ; il convient tout de même de prévoir une résistance de limitation dans le cas du montage de la LED. Le condensateur  $C_9$  assure un bon fonctionnement du circuit face aux fluctuations de l'alimentation prélevée entre 4 et 7. Le circuit decodeur  $IC_3$  est quelquefois sensible aux harmoniques, mais reste très performant si le signal d'entrée n'est pas trop puissant (100mV environ sur la borne 3 est l'idéal).

Tout est dit, le reste n'est plus qu'adaptation à un projet particulier. D'ailleurs, la figure 4.05 propose un petit complément bien utile. Il s'agit d'un traitement logique de l'information délivrée par le decodeur  $IC_3$ . après inversion par la porte A, le signal positif déclenche un premier monostable, dont le signal inversé par la porte B attaque à son tour un second étage monostable. Le signal résultant est enfin appliqué sur la borne 13 d'une fonction AND formée par les portes disponibles C et D. Si, à cet instant, le signal à l'entrée est ENCORE présent, la sortie sera activée, vers le relais et diode LED de signalisation. Ainsi, un bref signal obtenu malencontreusement ne peut être considéré comme valide. Et à partir de là, il nous sera facile d'imaginer la construction d'une véritable serrure à fréquences codées.



**Figure 4.05** : Photo de la réalisation

#### 4.4 Réalisation pratique.

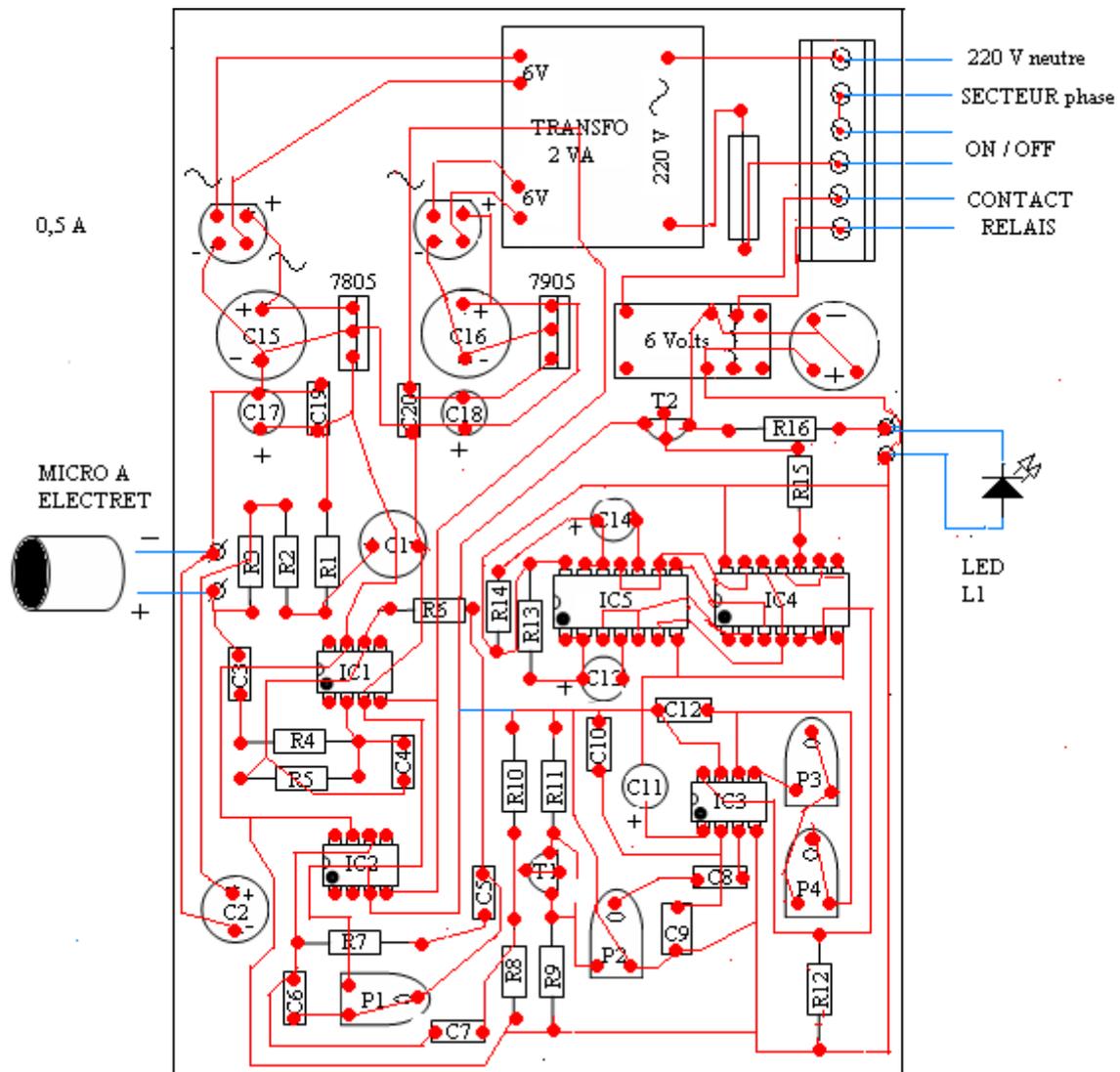


Figure 4.06 : Dessin du circuit imprimé et de son implantation

Le tracé des pistes de cuivre est donné à la figure 4.06 , à l'échelle 1, comme à l'habitude, pour une parfaite reproductibilité. La méthode photographique est conseillée, mais l'application de pastilles et bandes sur le cuivre nu est envisageable, moyennant beaucoup de soin et patience aussi ! la mise en place des divers composants se fera selon les indications de la figure 4.06 et si possible dans l'ordre que nous préconisons ici : tout d'abord, signalons, que cette plaquette ne comporte aucun strap de liaison disgracieux, ce qui en soi n'est certes pas un exploit, mais se devrait d'être dit. On débute par la mise en place des supports de circuit intégré, que l'auteur préconise chaque fois, car cette précaution évite tout excès de chaleur aux circuits intégrés et surtout facilite une

maintenance éventuelle. On monte ensuite le transformateur à picots, et tous les autres composants de l'alimentation symétrique, ainsi que le bloc des 6 bornes au pas de 5mm. Cette première phase est testée au voltmètre, où l'on doit trouver +5 V et -5 V aux divers points, toujours par rapport à la masse commune. Si tout est correct, il est bon de monter ensuite tous les composants du schéma donné à la figure 4.04, c'est-à-dire constituant le décodeur de fréquence.

Une diode LED soudée provisoirement sur la sortie 8 de IC<sub>3</sub> facilitera grandement la mise au point et réglage précis des divers ajustables. Un oscilloscope est souhaitable. Si vos talents de chanteur sont modestes, procurons-nous donc un petit diapason est évidemment de délivrer des notes précises d'une part, mais surtout aux fréquences connues, ce qui évite le recours à un appareil de mesure. Un simple petit calcul permet ensuite de retrouver la valeur des composants selon la fréquence choisie. Choisissons une note et réglons toute la maquette sur celui-ci. Rappelons-nous qu'il faut une bande passante très étroite, un volume sur P<sub>2</sub> très modeste, et surtout un réglage de fréquence très précis sur le décodeur IC<sub>3</sub>. Pour ce faire, mettre P<sub>4</sub> en position médiane, régler le mieux possible avec P<sub>3</sub>, sinon modifier la valeur de C<sub>12</sub>, enfin ajustons patiemment sur P<sub>4</sub>.

#### 4.5 Nomenclature

	Désignation	Caractéristique	Observation	Nombre
R1	Résistance	47Ω, 1/4 W		1
R2 ,R4,R6	Résistances	10kΩ, 1/4 W		3
R5	Résistance	6,8MΩ, 1/4 W		1
R7 ,R8	Résistances	100kΩ, 1/4 W		2
R9	Résistance	4,7kΩ, 1/4 W		1
R10	Résistance	15kΩ, 1/4 W		1
R11	Résistance	150Ω, 1/4 W		1
R12	Résistance	22kΩ, 1/4 W		1
R13,R14	Résistances	470kΩ, 1/4 W		2
R15	Résistance	5,6kΩ, 1/4 W		1
R16	Résistance	100Ω, 1/4 W		1
P1	Résistance ajustable	4,7kΩ, 1/4 W		1
P2,P3	Résistance ajustable	100kΩ, 1/4 W		2
P4	Résistance ajustable	1kΩ, 1/4 W		1
T1,T2	Transistors	BC337	<b>NPN</b>	2
C1	Condensateur	220μF, 25V	Polarisé	1
C2	Condensateur	47μF, 25V	Polarisé	1
C3	Condensateur	220μF, 25V	Non polarisé	1
C4	Condensateur	1nF	Non polarisé	1
C5,C6,C7	Condensateurs	100nF	Non polarisé	3
C8	Condensateur	22nF	Non polarisé	1

C9	Condensateur	470nF	Non polarisé	1
C10	Condensateur	2,2nF	Non polarisé	1
C11	Condensateur	2,2µF, 25V	Polarisé	1
C12	Condensateur	22nF, 25V	Non polarisé	1
C13,C14	Condensateurs	4,7µF, 25V	Polarisé	2
C15,C16	Condensateurs	470µF, 25V	Polarisé	2
C17,C18	Condensateurs	2,2µF, 25V	Polarisé	2
C19,C20	Condensateurs	22nF	Non polarisé	2
C21	Condensateur	1000µF, 25V	Polarisé	1
IC1,IC2	Ampli-OP	A 741 DIL8		2
IC3	PLL	NE567 DIL8		1
IC4	Décodeur	4011		1
IC5	Décodeur	4001		1
L1	DEL			1
	Régulateur 5V positif	7805		1
	Régulateur 5V négatif	7905		1
	Support 8 broches			3
	Support 14 broches			2
	Micro électret miniature			1
	Tansfo 2x6V			1

#### 4.6 Devis

Désignation des composants	Nombres et quantités	Prix actualisés (prix en Ariary)
R1 à R16	16	3000
P1 à P4	4	2000
C1 à C21	21	4000
IC1 à IC5	5	9000
L1	1	500
Régulateur	2	3000
Support CI	5	3000
Micro miniature	1	1000
Transfo	1	3000
Plaquette 16x10 cm	1	2000
Acide Fecl3	10 cl	1000
Etin	1m	1000
Fils	1m	300
Estimation totale		31800

#### 4.7 Estimation économique de la conception

Prix des composants	31800
Prix du duré de travail effectué	2 semaine, 100.000
Coûts de la conception	<b>131. 800</b>

## **CONCLUSION GENERALE**

L'objectif de cette réalisation est de mettre en évidence une étroite plage de fréquences choisie préalablement.

Nous avons utilisé des composantes discrètes mais on pourrait mettre des circuits intégrés beaucoup plus larges.

Les domaines d'application sont assez nombreuses et dépendent essentiellement du besoin des utilisateurs

En effet, ce genre de commande est à usage domestique mais il a plusieurs utilisations dans les domaines de :

- La détection des fréquences utiles ou indésirables en Télécommunication
- La transmission pour augmenter le rapport signal sur bruit
- Mesure des fréquences.

**ANNEXE 1 : LES AUTRES APPLICATIONS DE LA BOUCLE A  
VERROUILLAGE DE PHASE**

**A.1.1 Emetteur à modulation de phase**

Réaliser une modulation de phase, c'est faire en sorte que la phase  $\varphi(t)$  d'un oscillateur de pulsation  $\omega_0$  varie linéairement en fonction d'un signal modulant  $e(t)$ ; une onde modulée en phase prend donc la forme suivante :  $B\cos[\omega_0 t + \varphi(t)] = B\cos[\omega_0 t + \alpha_0 + K_p e(t)]$  avec  $\alpha_0$  et  $K_p$  les constantes du modulateur de phase. Le schéma de principe d'un émetteur à modulation de phase est donné à la figure A.1.01

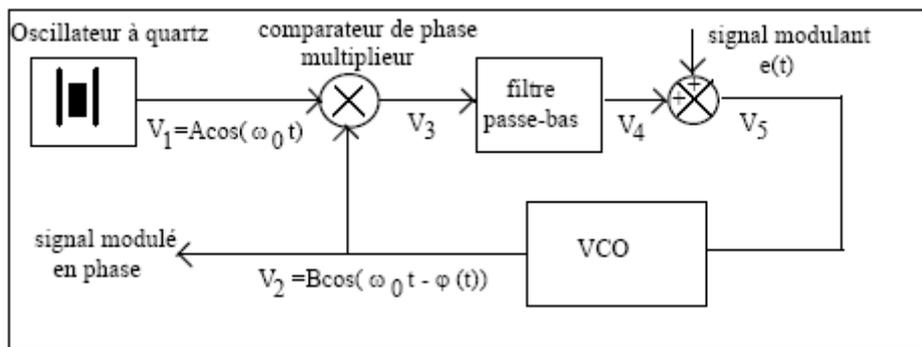


Figure A.1.01 : Schéma de principe d'un émetteur à modulation de phase

En l'absence de modulant  $e(t)$ , la phase  $\varphi(t) = \pm\pi/2$  (solution stable =  $-\pi/2$ ). En présence d'un modulant  $e(t)$ , le signal  $V_4$  en sortie du filtre passe-bas s'écrit :

$$V_4 = \frac{KAB}{2} \cos(\varphi(t)) \quad (\text{A.01})$$

où  $K$  est la constante du multiplieur jouant le rôle de comparateur de phase.

Le signal  $V_5$  s'écrit :

$$V_s = \frac{KAB}{2} \cos[\varphi(t)] + e(t) \quad (\text{A.02})$$

En supposant que les variations de  $e(t)$  sont lentes, on peut faire l'hypothèse que la fréquence instantanée du VCO (dérivée de la phase) est toujours égale à la fréquence  $f_0$  de l'oscillateur à quartz. Si la fréquence libre du VCO est égale à  $f_0$ , il s'ensuit que la tension  $V_5$  doit être nulle.

Les relations trigonométriques permettent d'écrire :

$$\cos(\varphi(t)) = \sin\left(\frac{\pi}{2} - \varphi(t)\right) \quad (\text{A.03})$$

si le produit  $KAB/2$  est grand, l'angle  $\varphi(t)$  reste voisin de  $-\pi/2$  et  $\left[\frac{\pi}{2} - \varphi(t)\right]$  reste voisin de  $\pi$ , il est alors possible d'effectuer un développement limité de

$$\sin\left[\frac{\pi}{2} - \varphi(t)\right] \quad (\text{A.04})$$

autour de  $\pi$ , il vient

$$\sin\left[\frac{\pi}{2} - \varphi(t)\right] \approx \frac{\pi}{2} + \varphi(t) \quad (\text{A.05})$$

On obtient finalement :

$$V_s = 0 \Rightarrow \varphi(t) = -\frac{2}{KAB}e(t) - \frac{\pi}{2}, \text{ avec } K_p = \frac{2}{KAB} \quad (\text{A.06})$$

Le signal  $V_2$  s'écrit donc :

$$V_2 = B \cos\left[\omega_0 + \frac{\pi}{2} + K_p e(t)\right], \quad (\text{A.07})$$

Il s'agit donc bien d'un signal modulé en phase.

En pratique, si on souhaite faire varier la fréquence de la porteuse, on insère le modulateur de phase dans un synthétiseur de fréquence comme le montre la figure A.1.02.

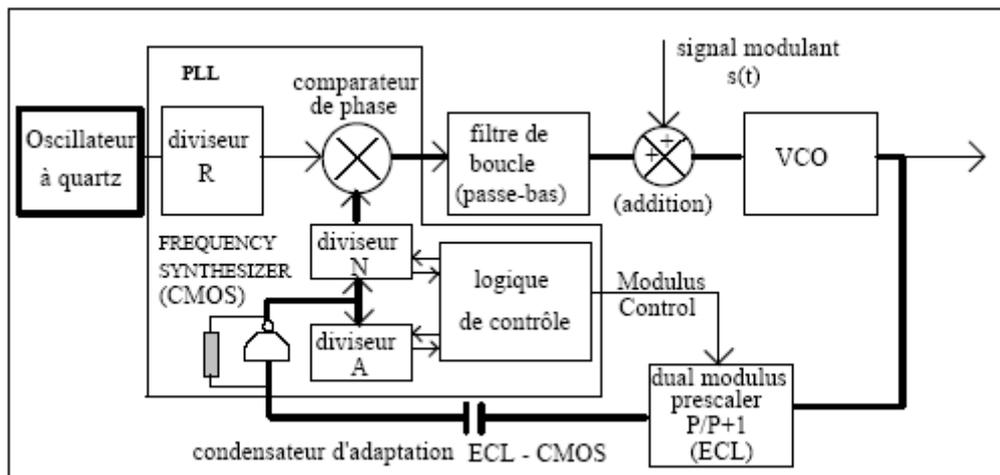


Figure A.1.02 : Modulateur de phase à fréquence porteuse variable

### A.1.2. Démodulation d'une onde modulée en amplitude sans porteuse et démodulation de phase à deux états.

#### A.1.2.1 Cas de la démodulation d'une onde modulée en amplitude sans porteuse

Un signal modulé en amplitude sans porteuse s'écrit sous la forme :  $Ae(t)\cos(\omega_0 t)$  où  $f_0 = \omega_0/2\pi$  et  $e(t)$  sont respectivement la fréquence porteuse et le signal modulant. Un tel signal ne peut être démodulé simplement par un démodulateur crête car la crête du signal modulé ne représente pas le modulant  $e(t)$ . La récupération de  $e(t)$  est obtenue dans ce cas par une démodulation cohérente, c'est à dire en multipliant le signal modulé par un signal de fréquence  $f_0$  et de phase convenable comme le montre la figure A.1.03.

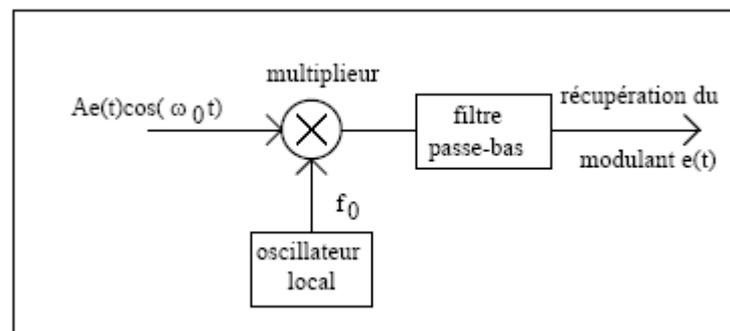


Figure A.1.03 : Démodulation cohérente d'une onde modulée en amplitude sans porteuse

Soit  $B\cos(\omega_0 t + \alpha)$  le signal en sortie de l'oscillateur local, après multiplication et filtrage on obtient :  $KAB\cos(\alpha)e(t)/2$  où  $K$  est la constante du multiplieur, on a donc bien réalisé une démodulation. Il reste cependant un problème majeur à résoudre, en effet si la phase  $\alpha$  de l'oscillateur local est de  $\pi/2$  le signal récupéré est nul car  $\cos(\pi/2) = 0$ ; il est donc indispensable de verrouiller la phase de l'oscillateur local. Une simple boucle à verrouillage de phase ne permet pas de verrouiller la phase de l'oscillateur local car le signal modulé reçu ne contient aucune énergie à la fréquence  $f_0$ . Pour verrouiller la phase de l'oscillateur local, il faut générer un signal d'erreur indépendant de  $e(t)$ ; c'est ce que réalise la boucle de Costas du nom de son inventeur; la boucle de Costas est représentée à la figure A.1.04

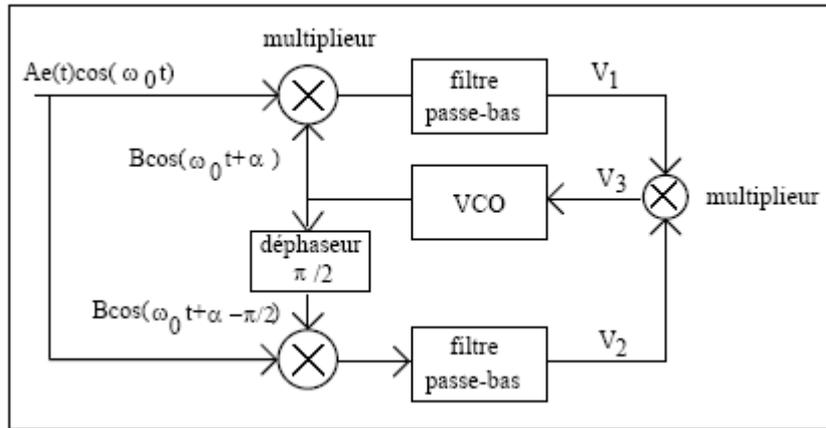


Figure A.1.04 : Boucle de Costas

La fréquence libre du VCO est égale à  $f_0$ , montrons alors que  $\alpha = 0$  (ou  $\pi$ ) conduit bien à un état stationnaire de la boucle.

Le signal  $V_1$  s'écrit :

$$V_1 = \frac{KAB}{2} e(t) \cos(\alpha) \quad (\text{A.08})$$

où  $K$  est la constante du multiplieur.

Le signal  $V_2$  s'écrit :

$$V_2 = \frac{KAB}{2} e(t) \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{2}\right) \quad (\text{A.09})$$

Le signal d'erreur  $V_3$  du VCO s'écrit :

$$V_3 = K \left( \frac{KAB}{2} e(t) \right)^2 \cos(\alpha) \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{2}\right) \quad (\text{A.1})$$

On obtient un état stationnaire pour  $\alpha = 0$  (ou  $\pi$ ) modulo  $2\pi$ , dans ce cas la tension d'erreur est effectivement nulle et le VCO oscille à  $f_0$ . On remarque que le signal  $V_1$  est égal au modulant, en effet si  $\alpha = 0$  (ou  $\pi$ ) alors  $V_1 = KABe(t)/2$  (ou  $-KABe(t)/2$ ).

#### A.1.2.2 Cas de la démodulation de phase à deux états

En modulation numérique, la modulation de phase à deux états (BPSK pour Binary Phase Shift Keying) consiste à attribuer par exemple une phase de zéro si le modulant est un état '1' et une phase de  $\pi$  si le modulant est à l'état '0'.

modulant à l'état '1'  $\rightarrow$  signal émis :  $A\cos(\omega t)$

modulant à l'état '0' → signal émis :  $A\cos(\omega_0 t - \pi) = -A\cos(\omega_0 t)$

$\omega_0$  est la pulsation de la porteuse. Un signal modulé à deux états de phase peut donc se mettre sous la forme  $e(t)A\cos(\omega_0 t)$  avec  $e(t) = \pm 1$ . En conséquence, la démodulation peut être réalisée à priori par une boucle de Costas comme dans le cas de la modulation d'amplitude sans porteuse.

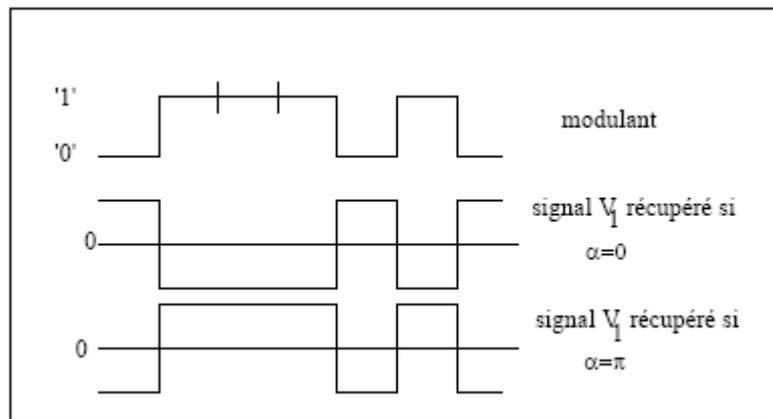


Figure A.1.05 : L'ambiguïté de phase du VCO ne permet pas de récupérer le modulant

Une difficulté apparaît cependant, en effet la phase du VCO est connue à  $\pi$  près, il s'ensuit que le signe du signal démodulé  $V_1$  est incertain comme le montre la figure A.1.05, il dépend de la phase  $\alpha$ . En principe les états '0' et '1' du modulant sont récupérés par un simple comparateur (si  $V_1 > 0$  alors l'état est un '1' et si  $V_1 < 0$  l'état est un '0'); l'incertitude sur le signe de  $V_1$  ne permet donc pas de récupérer le modulant. On contourne le problème en réalisant une modulation de phase différentielle, c'est à dire en transmettant les différences des états de phase, (voir le cours sur les modulations numériques) et en utilisant une boucle de Costas.

### 1.3.5 Décodeur stéréophonique

Le principe du codage stéréophonique est donné à la figure A.1.06 A partir des deux signaux G(Gauche) et D(Droit), on génère un signal  $(G+D)$  qui sera reçu par un récepteur monophonique. Le signal  $(G-D)$  module en amplitude une sous porteuse à 38 kHz obtenue par doublage de fréquence du 19 kHz, il s'agit d'une modulation d'amplitude sans porteuse. Le signal stéréophonique est un signal constitué par la somme de trois signaux :

- le signal  $(G+D)$
- la sous porteuse à 19 kHz nécessaire pour la démodulation

- la modulation d'amplitude sans porteuse du 38 kHz par le signal (G-D)

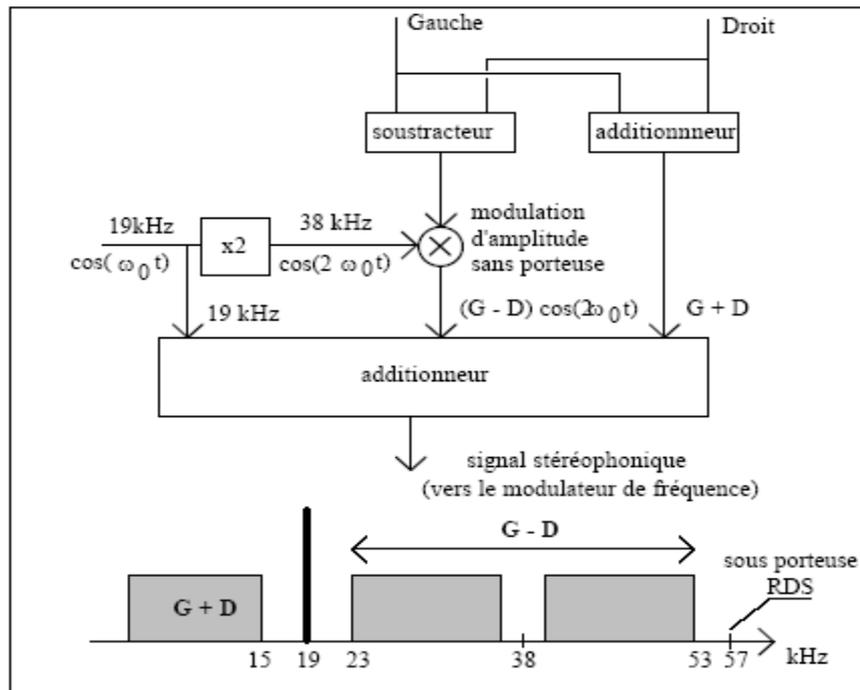


Figure A.1.06 : Schéma de principe d'un codeur stéréophonique

Le principe de la démodulation stéréophonique est représenté à la figure A.1.07. Le signal (G+D) est isolé par filtrage, c'est le signal reçu dans le cas d'un récepteur monophonique. Les deux lobes du signal (G-D) issus de la modulation d'amplitude sans porteuse sont isolés par filtrage. Le signal (G-D) est récupéré par une détection cohérente, c'est à dire par une multiplication par la sous porteuse de 38 kHz fabriquée à partir du 19 KHz et d'une boucle à verrouillage de phase comme le montre la figure A.1.08. Les signaux G et D sont alors obtenus par addition et soustraction.

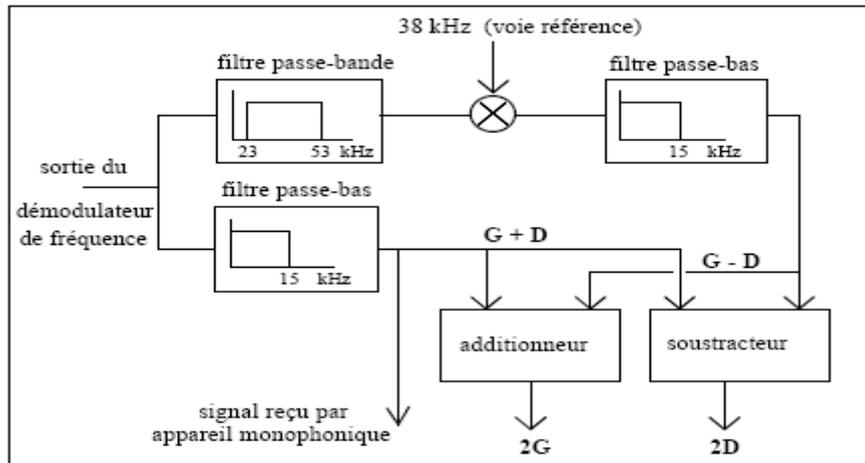


Figure A 1.07 : Schéma de principe d'un décodeur stéréophonique

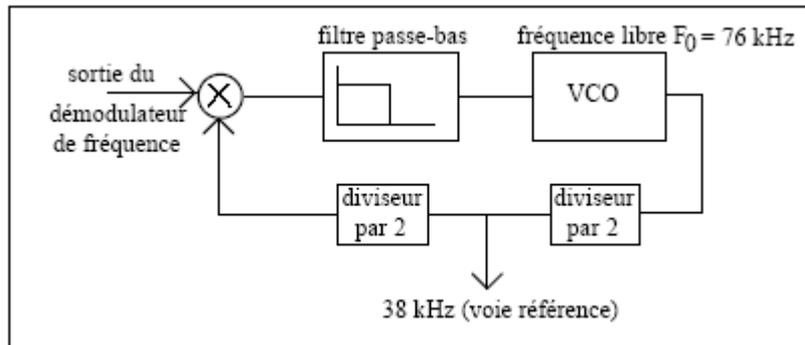
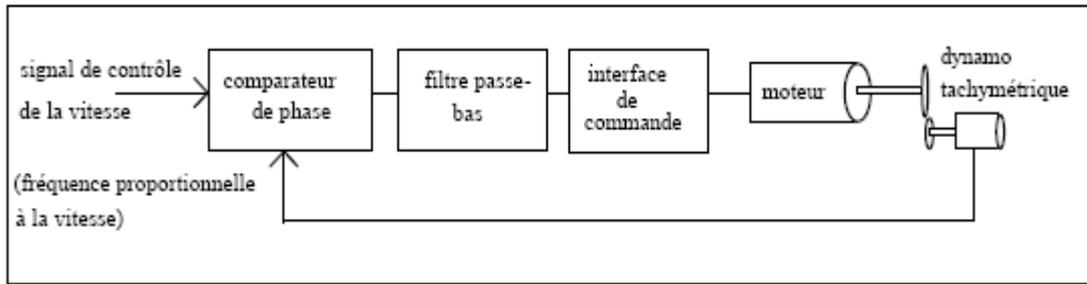


Figure A.1.08 : Génération de la référence à 38 kHz par boucle à verrouillage de phase

#### A.1.4 Contrôle de la vitesse de rotation d'un moteur

La vitesse de rotation d'un moteur peut être contrôlée au moyen d'une boucle à verrouillage de phase, le schéma de principe est donné à la figure A.1.09. La fréquence  $f_t$  du signal en sortie de la dynamo tachymétrique est proportionnelle à la vitesse de rotation  $v_m$  du moteur;  $f_t = kv_m$ . En régime stationnaire, la fréquence  $f_t$  est égale à la fréquence  $f_e$  du signal de contrôle:  $f_t = f_e$  d'où  $v_m = f_e/k$ . La vitesse de rotation du moteur est directement proportionnelle à la fréquence  $f_e$ .



*Figure A.1.10* : Contrôle de vitesse par boucle à verrouillage de phase

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] <http://www.iut.u-bordeaux1.fr/geii/pdf/couturier/cours10.pdf>
- [2] <http://pages.infinet.net/niuton/ntv/pll.html>
- [3] M. A Rakotomalala.: *Cours de Fonction electronique Analogique*, 3<sup>ème</sup> année ESPA/dep TCO, A.U 2006-2007.
- [4] [http://fr.wikipedia.org/wiki/Boucle\\_%C3%A0\\_verrouillage\\_de\\_phase](http://fr.wikipedia.org/wiki/Boucle_%C3%A0_verrouillage_de_phase)
- [5] [http://fr.wikipedia.org/wiki/Filtre\\_passe-bande](http://fr.wikipedia.org/wiki/Filtre_passe-bande)
- [6] [http://physiquenetappliquee.free.fr/ampli\\_op1.php](http://physiquenetappliquee.free.fr/ampli_op1.php)
- [7] <http://crteknologies.free.fr/electronique/cours/ampliop.html>
- [8] <http://pagesperso-orange.fr/e-lektronik/LEKTRONIK/C8bis.htm>
- [9] <http://www.lirmm.fr/~bajard/0304/Circuit.pdf>
- [10] Z . Andriamasy: *Cours de Circuits Logiques*, 2<sup>ème</sup> année ESPA/dep TCO, A.U 2005-2006.
- [11] [http://www.ac-nancy-metz.fr/enseign/Physique/Tp-phys/ Iesp/roosevel/Circuit\\_logique.html](http://www.ac-nancy-metz.fr/enseign/Physique/Tp-phys/ Iesp/roosevel/Circuit_logique.html)
- [12] <http://pagesperso-orange.fr/e-lektronik/LEKTRONIK/C9.htm>
- [13] Guy Isabel : *Electronique pratique*, 153<sup>ème</sup> édition,

## **RESUME**

Cet ouvrage est surtout basé sur l'étude détaillée du traitement qu'on pourrait faire sur les fréquences et plus principalement pour leur utilité dans la vie quotidienne.

Suite à cela, il est constaté que les applications de ces traitements sont très larges et variées.

Le sujet exploité précédemment n'en est seulement qu'un des exemples mais non le moindre, bien que ce système soit, comme les gens le disent démodé, nul ne peut nier son utilité dans la vie de tous les jours.

On remarque que même si les schémas de réalisation et la conception n'ont pas été très faciles à effectuer, on a été incité à les exploiter pour pouvoir élargir notre connaissance et aussi pour mieux savoir « jusqu'où nos voix peuvent nous être utiles ».

Par conséquent, nous sommes au courant des rôles que les fréquences peuvent jouer, détaillées ou presque .

## **ABSTRACT**

This study is especially based on the detailed of frequency work and specially on their use in daily life.

So it has been noted that the applications of these treatment are very large and very varied. The topic which has been exploited is one only but it's not one example the least; although this system is as people often "out fashioned", no one can deny its utility in life of every day.

We notice that even though the diagrams of realization and the conception of the meter have not been very easy to use, I have realised it's worth exploiting to be able to widen our knowledge and to know "until where our voice can be useful".

Consequently, we are informed of our detailed role of the frequency or nearly