

République Algérienne Démocratique et Populaire

*Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou*



*Faculté de Génie Electrique et Informatique
Département d'Electronique*

Mémoire *De fin d'études*

*En vue de l'obtention du Diplôme d'un Master II
professionnel en Electronique Industriel*

Thème

*Etude d'un Banc de transmission d'un signal
ECG par fibre optique*

Présenté par :

Proposé et dirigé par :

Mr. Y.ATTAF

Mr. AMRANE Yacine

Mr. ASSELGOU Belaid

Promotion 2012

Remerciements

*Nous tenons à remercier **M.ATTAF**, notre **promoteur**, pour ses conseils et tout le soutien et le suivi qu'il nous a apporté.*

*Nos remerciements vont également, au **Président** et aux **Membres de jury** qui feront l'honneur d'évaluer notre travail, ainsi qu'à tous les **Enseignants** qui ont contribué à notre formation.*

***Toute personne** qui d'une manière ou d'une autre, nous a **aidé** et **encouragé** à l'aboutissement de ce modeste travail.*

Que tous trouvent ici notre profonde gratitude !



*Amrane Yacine
Asselgou Belaid*

Sommaire

Introduction Générale.....	01
Chapitre I Présentation d'un système de communication par fibre optique	
I.1. Introduction.....	03
I.2. Historique des systèmes de communication.....	04
I.3. Synoptique des systèmes à transmission optique.....	05
I.3.1. Principe de base.....	05
Chapitre II	Le module d'émission
II.1. Introduction.....	08
II.2. La numérisation.....	08
II.3. Fonctionnement du CLP.....	09
II.4. La modulation.....	09
II.4.1. Circuit de modulation.....	11
II.4.2. Etude de la modulation.....	13
II.4.2.1. Définition et notation.....	13
II.4.2.2. Spectre du signal modulé.....	14
a) Cas où m est important.....	14
b) Cas où m diminue.....	15
c) Pour m faible.....	16
II.5. Etage à diodes laser.....	17
II.6. Schéma électrique du circuit d'émission.....	19
Chapitre III	Le canal de transmission (la fibre optique)
III.1. Introduction.....	20
III.2. Description d'une fibre optique.....	20
III.2.1. Structure.....	20
III.2.2. Profil d'indice.....	21
III.2.3. Classification des fibres.....	21

III.2.3.1. Les fibres de verre.....	22
➤ Fibre de silice ultra pure.....	22
➤ Fibre à base d'oxydes de métaux lourds.....	22
➤ Fibre à base de verre fluoré.....	22
III.2.3.2. Les fibres plastiques.....	23
➤ Fibre de PMMA.....	23
➤ Fibre à cœur de polystyrène	23
III.3. Propagation de la lumière dans une fibre optique.....	23
III.3.1. Aspect géométrique.....	23
III.3.2. Aspect ondulatoire.....	25
III.3.3. Fréquence normalisée.....	26
III.4. Les différents types de fibres optiques.....	26
III.4.1. La fibre multimode à saut d'indice.....	26
III.4.2. La fibre multimode à gradient d'indice.....	26
III.4.3. La fibre monomode.....	27
III.5. Les caractéristiques des fibres optiques.....	28
III.5.1. L'atténuation.....	28
a) Les pertes par absorption.....	29
b) Les pertes par diffusion Rayleigh.....	29
c) Les pertes dues aux courbures.....	29
d) Les pertes dues aux raccordements.....	29
e) Les pertes dues aux couplage fibre-émetteur et fibre-détecteur.....	30
f) Les pertes dues aux surfaces.....	30
g) Les pertes dues à l'O.N de la fibre.....	31
h) Les pertes dues à la réflexion aux surfaces.....	31
III.5.2. La bande passante.....	32
III.5.3. La dispersion.....	33

III.5.3.1. La dispersion modale.....	33
III.5.3.2. La dispersion chromatique.....	34
III.5.4. La Biréfringence.....	36
III.5.5. L'anisotropie.....	37
III.6. Applications.....	37
III.6.1. Utilisation pour les télécommunications	37
III.6.2. Utilisation dans les réseaux informatiques.....	38
III.6.3. Domaine de l'éclairage.....	41
III.6.4. Médecine.....	41
Chapitre IV	Le module de réception
IV.1. Introduction.....	42
IV.2. La démodulation.....	42
IV.2.1. Mise en forme du signal démodulé.....	44
IV.2.2. Etude de la démodulation.....	45
IV.2.2.1. Structure de la boucle à verrouillage de phase.....	45
IV.2.2.2. Principe de fonctionnement.....	45
IV.2.2.3. Signal démodulé.....	47
IV.2.2.4. Mise en forme du signal.....	47
IV.3. Schéma électrique du circuit de réception.....	50
Chapitre V	Résultats expérimentaux
V.1. Allures des signaux transmis.....	51
V.2. Allures du signal data modulé.....	53
V.3. Allure du signal démodulé.....	53
V.4. Allure du signal analogique initial (carré) mise en forme.....	56
V.5. Signal sinusoïdal mise en forme	56
V.6. Photo du dispositif expérimental.....	57

Conclusion Générale.....	58
Annexe.....	59
Bibliographie.....	73

Introduction Générale

INTRODUCTION

L'étude présentée dans ce mémoire fait appel à deux domaines extrêmement sensibles de l'électronique qui sont la transmission du signal et l'instrumentation par fibres optiques.

Les fibres optiques sont des guides d'ondes qui ont été inventées essentiellement pour répondre à des besoins en télécommunications. De nos jours elles sont de plus en plus utilisées dans plusieurs domaines comme l'instrumentation, les capteurs et la téléphonie.

Dans le cadre de notre projet de fin d'étude, on nous a proposé la réalisation d'un banc d'essai de transmission d'un ECG par fibre optique en se basant sur le principe de l'émission/réception.

La première phase entamée a consisté à effectuer différentes manipulations dans le domaine de l'émission réception. Nous avons commencé par tester la qualité de la transmission dans la fibre utilisée, par la conception simple d'un étage émetteur ayant une source laser, et un étage récepteur à photodiode tout deux reliés par la fibre optique. Cette phase nous a permis non seulement de revoir les notions théoriques relatives à ces deux phénomènes mais également de nous familiariser avec les règles et précautions de manipulations expérimentales.

Dans la deuxième phase nous sommes passés à la simulation sur ordinateur des deux montages à réaliser avec le logiciel proteus 7.0 afin de faciliter la réalisation du fait de la complexité des montages et éviter les pertes en termes de temps ou de composants. Il est à noter que sur le logiciel utilisé seules les parties émission et réception ont été simulées comme un optocoupleur simple.

Dans la troisième phase nous avons testé le dispositif expérimental complet avec la fibre optique. La manipulation a consisté à envoyer un signal d'un générateur de signaux basse fréquence et observer la forme du signal à la réception.

Le contenu de notre travail sera présenté selon le plan suivant :

Le premier chapitre nous donne une représentation générale des systèmes de communication par fibre optique ainsi que leurs développements à travers les décennies.

Le deuxième chapitre est consacré au module d'émission et développe sa conception et ses différents étages.

Le troisième chapitre est consacré largement à la fibre optique, sa conception, son domaine d'utilisation, ainsi que ses nombreuses applications.

Le quatrième chapitre est réservé à la partie réception et ses différents étages.

Dans le cinquième chapitre les résultats expérimentaux obtenus seront présentés.

Finalement une conclusion fera le bilan de notre travail en donnant les perspectives de développement possibles avec cette réalisation, qui a porté sur les trois parties (émission, fibre optique, réception).

Lors de nos essais un signal issu d'un GBF a été appliqué à l'entrée et nous avons pu recueillir, ce signal à la sortie du récepteur. Ces résultats nous permettent d'envisager alors une application effective à L'ECG.

Chapitre I :
***Présentation d'un système de
communication par fibre optique***

I.1. Introduction :

Un système de communication par fibre optique se compose essentiellement d'un côté émission : une source de lumière (diode électroluminescente, diode laser,...), qui est commandée par un courant (possibilité de modulation), et d'un photo-détecteur (en général une photodiode) qui convertit un signal optique en un signal électrique du côté réception, comme le montre la **figure I.1**

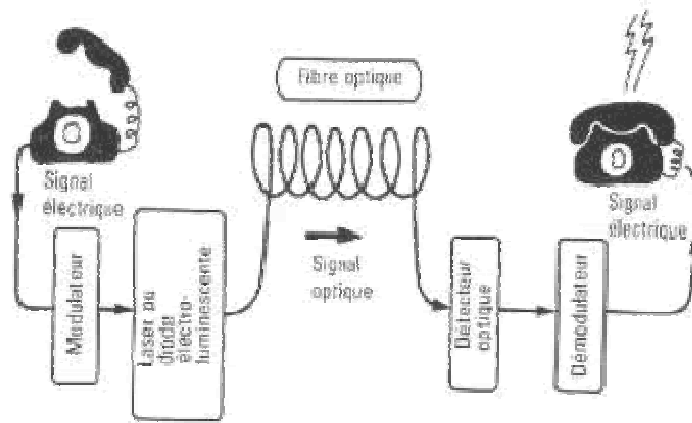


Figure I.1 : Exemple simple de communication optique

Notre étude portera sur la conversion électro-optique au niveau de l'émission et optoélectrique au niveau de la réception.

La fibre optique présente, en termes de transmission plusieurs avantages : une faible atténuation, une très grande bande passante d'où multiplexage de plusieurs signaux (fibres multimodes); ainsi qu'un faible poids, une petite taille, et une grande souplesse.

Au niveau électromagnétique la fibre n'est pas sensible aux parasites et n'en crée pas elle-même.

En plus, le coût global de la mise en œuvre d'un système sur fibre optique, est en général inférieur à celui d'un système sur cuivre.

I.2. Historique des systèmes de communication :

Afin d'approcher et d'apprécier les techniques des communications optiques à très haut débit, nous allons relater, leur histoire, leur évolution, montrant ainsi les étapes et l'essor exponentiel que connaissent aujourd'hui ces véritables Autoroutes de l'Informations.

Au début des années 50, l'idée de transmettre des signaux à haut débit en utilisant des porteuses dans les régions optiques était déjà établie. Malheureusement, à cette époque là, n'étaient disponibles ni source de lumière, ni milieu de transmission appropriés. En 1960, suite à l'invention de la diode laser, l'attention des chercheurs s'est focalisée sur le développement d'un milieu de transmission adéquate.

A la fin des années 60, le concept de confinement de la lumière, ainsi que la possibilité d'utiliser des fibres optiques, comme milieu de transmission étaient largement diffusés. Le seul problème qui restait à résoudre, était le haut niveau de perte de propagation qui, à l'époque atteignait 1000 dB/km.

Au début des années 70, deux événements ont beaucoup favorisé le développement des transmissions par fibres optiques. D'une part, la première diode laser AsGa a été réalisée. D'autre part, des fibres optiques avec des atténuations de l'ordre de 20 dB/km, pour des longueurs d'onde proche du micron, ont été développées.

La première génération commerciale de système de communication à fibre optique est disponible dès 1980, (fibre multimode en silice à $\lambda = 0,8 \mu\text{m}$ et un répéteur tous les 10 km), atteignant ainsi un débit de 45 Mb/s.

En même temps une deuxième génération voit le jour, mais cette fois-ci avec des fibres optique à $\lambda = 1,3 \mu\text{m}$. Alors que la première utilisait des lasers avec des hétérojonctions du type GaAs/GaAlAs, la deuxième utilisait des composants avec des hétérojonctions de type InGaAsP/InP. Au début de leurs introductions, l'avantage le plus important, était une plus faible atténuation des fibres à $\lambda = 1,3 \mu\text{m}$ ($\sim 1 \text{ dB/km}$), et donc une augmentation de la distance entre répéteurs, avec un débit de 100 Mb/s (cette limite est due à la dispersion intermodale des fibres multimodes).

A la fin des années 80, grâce aux fibres monomodes, étaient disponibles sur le marché, des systèmes avec des débits de transmission de 1,7 Gb/s, et des séparations entre répéteurs de 50 km avec des fibres monomodes de silice, présentant une atténuation d'environ 0,6 dB/km à $\lambda = 1,3 \mu\text{m}$. D'autre part, le niveau d'atténuation le plus faible, lui se trouve à $\lambda = 1,55 \mu\text{m}$ (fenêtre de

transmission). Ceci a motivé le développement d'une troisième génération de systèmes de transmission optique.

En 1989, les systèmes utilisent la longueur d'onde à $1,55 \mu\text{m}$ avec un débit de 10 Gb/s. Cependant pour atteindre ce débit de transmission sur de longue distance, il aura été nécessaire d'utiliser des diodes lasers monomodes et des fibres à dispersion décalée. Pour les systèmes de 3ème génération, les distances de régénération atteignent 60 à 70 km en utilisant le schéma classique de la détection d'amplitude (récepteur hétérodyne ou cohérent). En 1990, les amplificateurs optiques dopés à l'erbium (EDFA) apparaissent, ils introduisent un gain de 40 dB, séparés de 60~100 km, ils permettent ainsi des liens de transmissions sur plusieurs milliers de kilomètres (régénération purement optique).

Nous sommes maintenant entrés dans la « quatrième génération », avec les techniques de multiplexage temporel (TDM) et multiplexage en longueur d'onde (WDM), couplé aux amplificateurs optiques, sources lasers accordables en longueur d'onde. Cela permet actuellement d'obtenir des débits de transmission de l'ordre de 40 Gb/s (début du très haut débit) sur des dizaines de milliers de km (comme les liaisons transocéaniques) avec des répéteurs tous les 100~150 km.

Une cinquième génération est en train de se dessiner. Par l'utilisation de nouvelles techniques, comme la transmission par soliton, l'emploi de fibre optique à base de cristaux photoniques (μ structurées) ou fibre à trous, la transmission en double bande (C+L), la réduction de l'écart spectral entre chaque longueur d'onde, l'augmentation du nombre de longueurs d'ondes, etc. Une fois ces techniques maîtrisées le débit passerait au Tb/s (160 Gb/s ~ 10 Tb/s testé actuellement en laboratoire), certains parlent déjà du Pb/s, ce qui laisse entrevoir l'énorme potentiel des communications optiques à très haut débit.

I.3. Synoptique des systèmes à transmission optique :

I.3.1. Principe de base :

Comme nous l'avons vu en introduction, l'utilité de transmettre l'information de manière optique, est d'obtenir des débits de transmission très importants, et ceci sur les plus grandes distances possibles. Les avantages de l'utilisation de la fibre optique sont par exemple: la large bande passante (15 THz à $\lambda = 1,3$ et $\lambda = 1,5 \mu\text{m}$), donc des débits binaires élevés, leurs affaiblissements minimisés, l'immunité électromagnétique, la faible sensibilité aux facteurs extérieurs (température, humidité...). Leurs faibles encombrements et leurs faibles poids en font un support de transmission de premier choix.

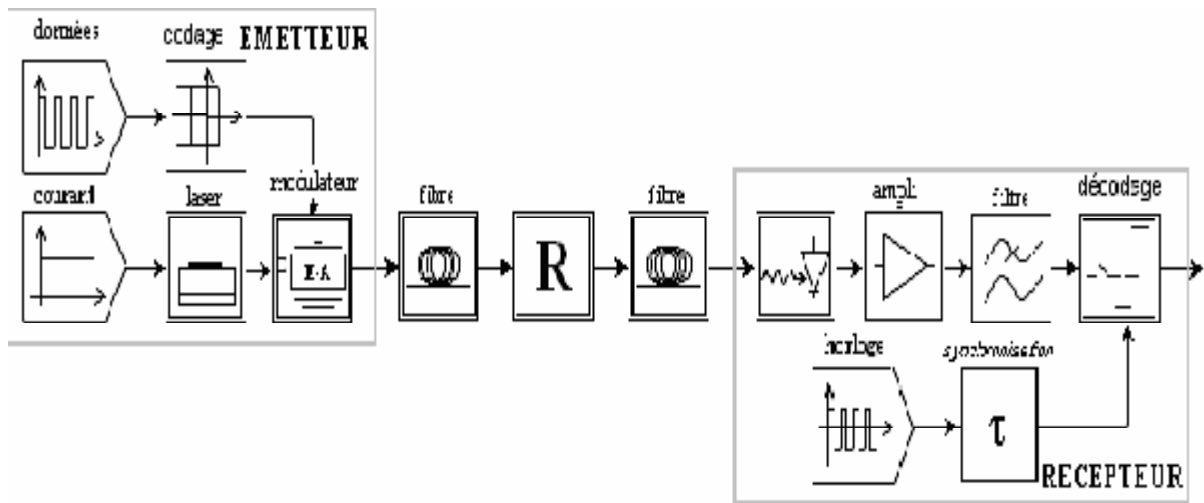


Figure I.2 : Schéma de principe d'une ligne de transmission sur fibre optique

L'idée, pour transmettre l'information sur fibre optique, reste basée sur les principes employés lors des transmissions en bande de base. Dans notre cas, le canal de transmission sera réalisé à l'aide de fibre optique. L'information sera codée (pour augmenter le gain de transmission), convertie en signal lumineux, puis modulée avec une source optique cohérente monochromatique (diode laser) permettant de porter le signal à $\lambda = 1,55 \mu\text{m}$ (fenêtre de transmission des systèmes actuels). La bande spectrale où se trouve l'atténuation minimale des fibres optiques, sera de type monomodes, dont la principale caractéristique est d'avoir une atténuation d'environ 0,2 dB/km, bien inférieure aux autres type de fibre (gradient d'indice, multimode,...). Propagé sur des distances, le plus souvent importantes (milliers de km), atténué et dispersé, le signal optique doit être régénéré (R), (**Figure I.2**). Ce rôle sera rempli par les répéteurs placés tout au long de la ligne. Finalement l'information sera récupérée après conversion optoélectronique (photodiode), remis en forme, démodulée (filtre passe-bas) ou ramenée en bande de base, re-synchronisée, puis décodée et corrigée (le taux d'erreur binaire (TEB) accepté dans les systèmes actuels est un $\text{TEB} < 10^{-12}$ norme de l'UIT, Union International des Télécommunication).

Concernant notre travail les modules d'émission et de réception se composent comme suit (**Figure I.3**) :

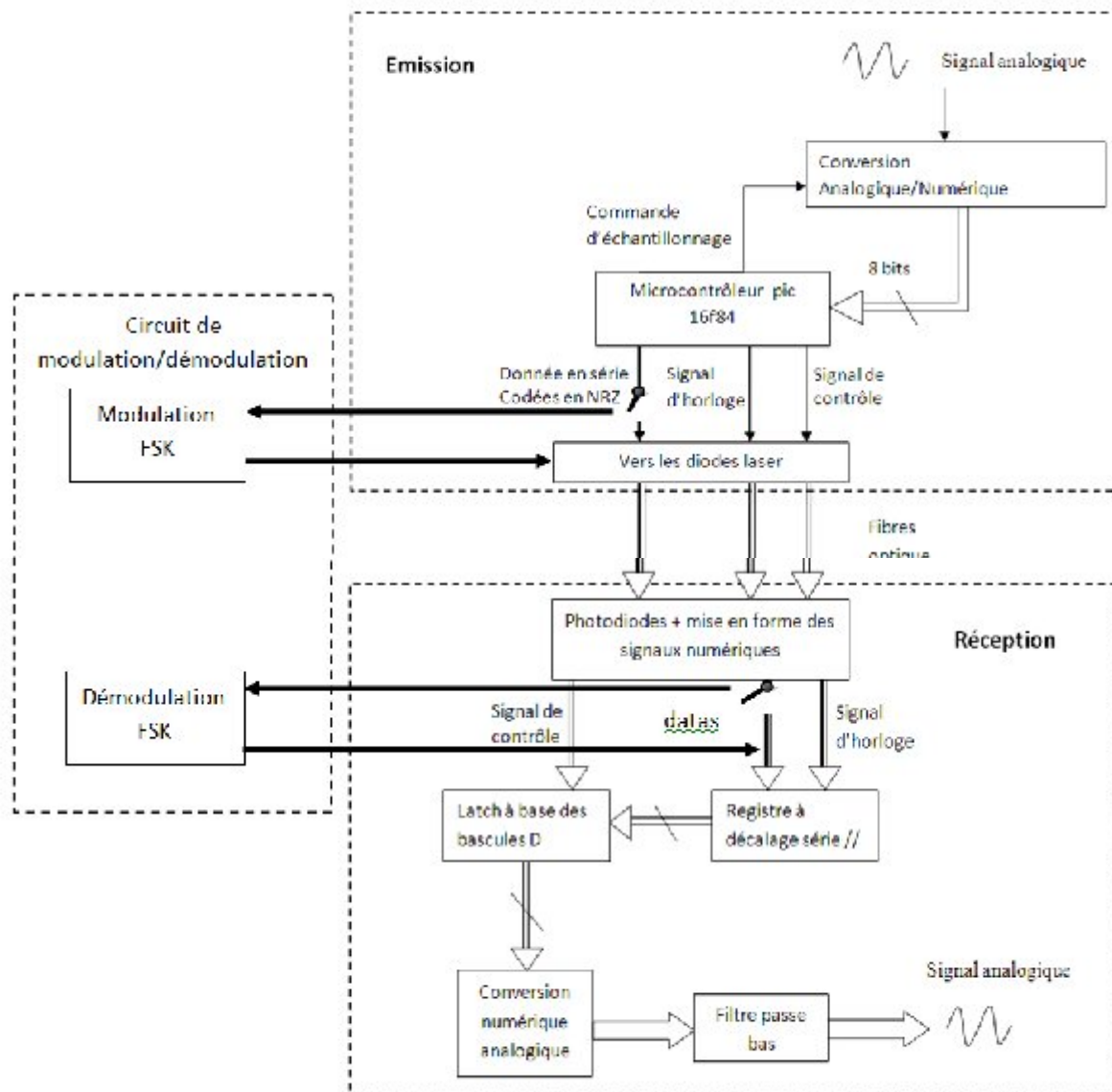


Figure I.3 : Schéma synoptique de la réalisation

Chapitre II :
Le module d'émission

II.1. Introduction :

Le module d'émission se compose de :

- ✓ Un étage de numérisation (convertisseur analogique numérique).
- ✓ Un circuit logique programmable dédié à la synchronisation des signaux transmis.
- ✓ Un étage de modulation pour le transport du signal informatif.
- ✓ Un étage de conversion électro-optique (étage à diode laser).

Ces différents étages sont reliés selon le schéma suivant (*figure II.1*)

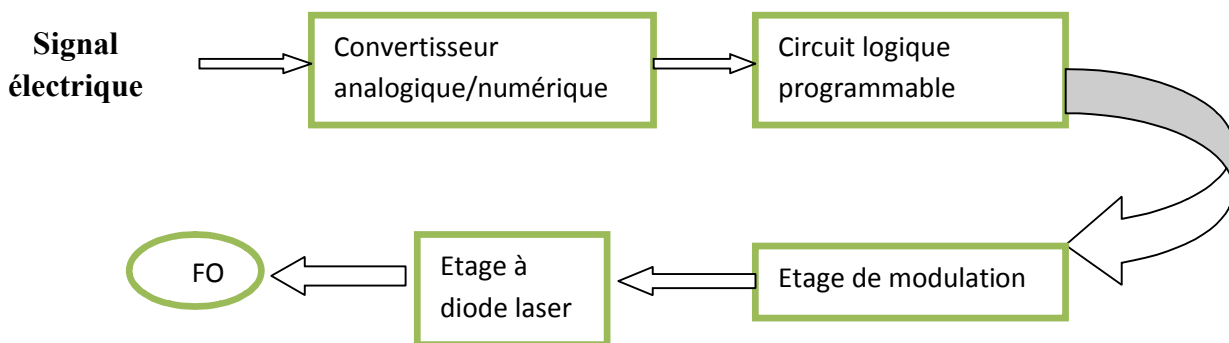


Figure II.1: Schéma synoptique du module d'émission

II.2. La numérisation :

Cette technique consiste à coder le signal en un code de 8 bits. Elle a pour but d'immuniser le signal face au bruit et perturbations. Elle est faite par un convertisseur analogique/numérique (ADC0808). Le signal codé est transmis ensuite en mode série afin de limiter le nombre de fils. Pour cela, on utilise le PIC16F84A afin de transformer une entrée sur 8 bits en une série temporelle de 8 valeurs synchronisée par l'horloge. Pour assurer une bonne réception du signal, le bus de transmission comprend 3 fils :

- Le premier véhicule le signal d'horloge.
- Le second un signal permettant de repérer le début de chaque série de 8 bits.
- Et enfin, le troisième transmet les données proprement dites.

Le circuit logique programmable (CLP) est dédié à la bonne synchronisation des divers processus : de conversion, de transformation parallèle/série et de génération du signal de contrôle.

II.3. Fonctionnement du CLP :

Le circuit logique programmable est donc chargé de la synchronisation des différentes étapes permettant la transmission du signal analogique. Le fonctionnement des circuits logiques est synchrone par rapport au front montant de l'horloge. La transmission s'effectue selon une séquence de 9 périodes d'horloge. Afin de faciliter la synchronisation à la réception, on décalera l'horloge transmise d'une demi-période par rapport à l'horloge utilisée pour la conversion A/N.

On donne, dans la séquence suivante, la chronologie de la transmission :

1^{er} front montant : commence la transmission des données sur le bus pendant 8 périodes d'horloge.

8^{ème} front montant : transmission de la dernière donnée (LSB) et signal de contrôle mis à l'état haut.

9^{ème} front montant : signal de contrôle mis à l'état bas. Le code numérique du signal analogique est maintenant disponible en sortie du convertisseur.

II.4. La modulation :

La modulation est l'une des techniques les plus utilisées pour la transmission du signal sur des longues distances. Elle est divisée en deux types :

 **La modulation analogique** : AM, FM souvent utilisée pour les émissions radios station en tout genre.

 **La modulation numérique** : très utilisée dans l'industrie moderne et la télécommunication, est plus avantageuse et onéreuse que la modulation analogique grâce à son immunité au bruit.

La modulation numérique comprend plusieurs types mais les plus utilisés dans l'industrie modernes sont la FSK et la PSK.

- La FSK : qui est la modulation de fréquence, le changement de fréquence assure la continuité du signal ce qui permet d'éviter les distorsions pendant le parcours, la transmission du bruit, ainsi qu'une mauvaise réception. (**Figure II.2**)

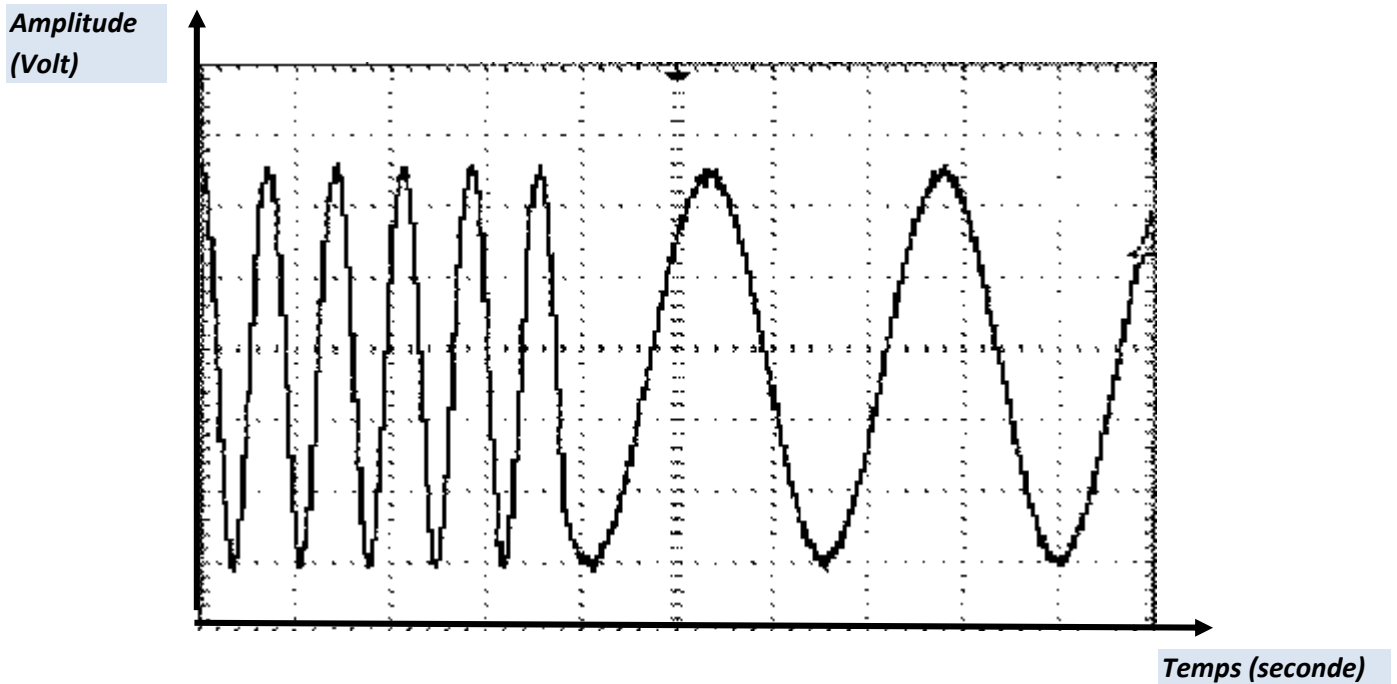


Figure II.2 : Signal modulé en FSK

- La PSK : c'est la variation de phase du signal modulé : cette modulation est couramment utilisée, mais le saut de phase du signal modulé peut provoquer une distorsion et donc une mauvaise qualité du signal à sa transmission. *Figure II.3* [4].

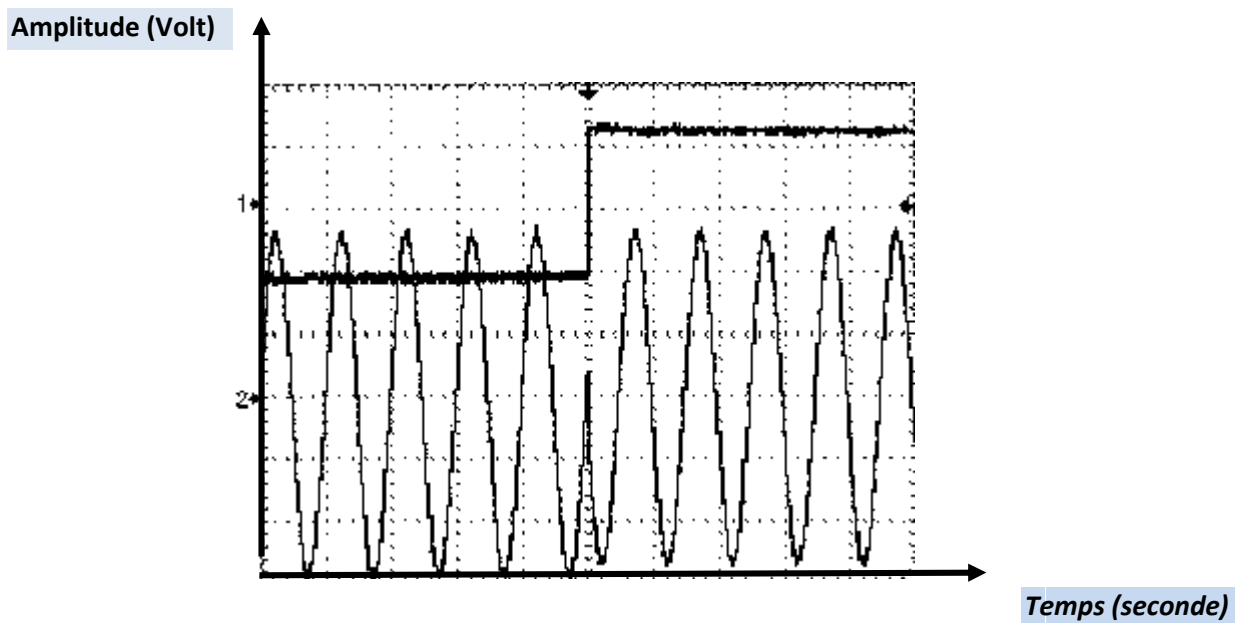


Figure II.3 : Signal modulé en PSK

Pour notre réalisation nous avons opté pour la modulation FSK pour assurer la continuité du signal, donc une bonne qualité de transmission. Nous avons utilisé pour cela un circuit LM565 qui est un oscillateur commandé en tension VCO avec une PLL, où boucle à verrouillage de phase.

La fréquence d'oscillation du VCO (la porteuse) peut être réglée avec une résistance et un condensateur externe, R_o et C_o suivant la relation :

$$f_o = \frac{1}{R_o \times C_o} \quad (\text{II.1.1})$$

Les caractéristiques du système de la boucle à verrouillage (bande passante, temps de réponse, plage de capture des fréquences....); sont aussi ajustés avec une résistance et un condensateur externe.

Pour faciliter la visualisation sur un écran d'oscilloscope, on a choisis les fréquences suivantes :

- F_b : fréquence du signal modulant : 500HZ.
- F_0 : fréquence porteuse, qui est environ de 20KHZ.

II.4.1. Circuit de modulation :

Nous avons utilisé un circuit de modulation avec le LM565 *figure II.5*, fonctionnant selon le schéma synoptique suivant : *figure II.4*

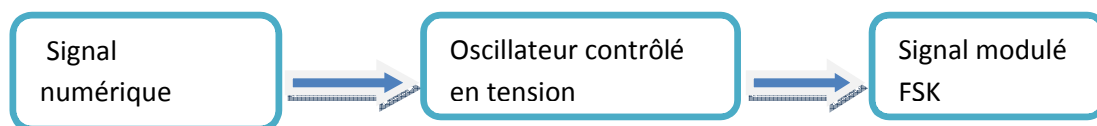


Figure II.4 : Schéma synoptique du modulateur

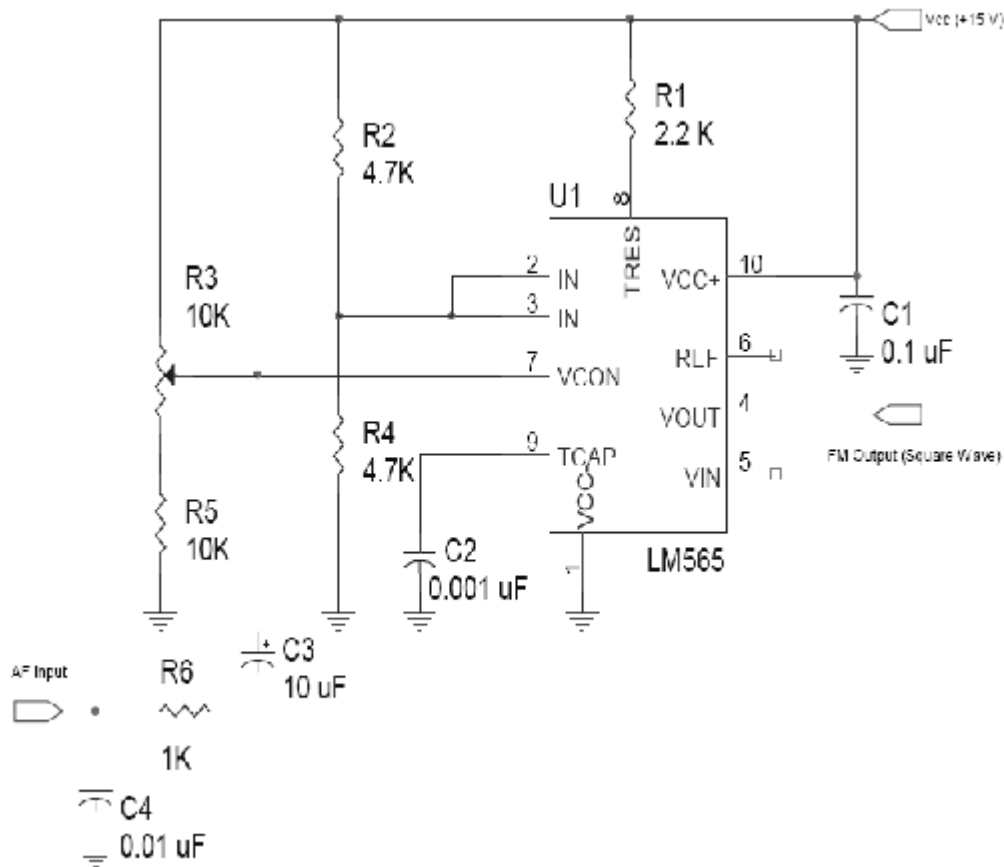


Figure II.5 : Schéma électrique du circuit de modulation

La fréquence produite par le LM565 VC0 est exprimée par l'équation suivante :

$$F = \frac{1}{2\pi} \times \left(\frac{1}{R_t \times C_t} \right) \quad (\text{II.1.2})$$

Où:

R_t : est la résistance de temporisation de la broche 8.

C_t : est le condensateur de temporisation de la broche 9.

V_{cc} : la tension d'alimentation.

V_c : la tension de contrôle de la broche 7.

La résistance R_6 et le condensateur C_4 forme un filtre passe bas pour atténuer le bruit.

Le condensateur C_3 et la tension de contrôle V_c de la broche 7; permettent au signal d'osciller avec une composante continue afin de tenir compte de la partie négative du signal modulant.

Lorsque le V_c augmente la fréquence du VCO décroît de façon proportionnelle, la tension est maintenant au même niveau que l'amplitude de modulation ; c'est pourquoi l'information positive cause une décroissance de la fréquence, l'inverse se produit à la partie négative du signal d'information, lorsque le V_c diminue la fréquence du VCO augmente. En d'autres termes la modulation du signal est effectuée.

II.4.2. Etude de la modulation :

Le signal numérique est à deux états (binaire) mais, dans d'autre cas il peut être quaternaire voire davantage.

II.4.2.1. Définition et notations :

f_1 : fréquence du signal modulé correspondant à l'état bas du signal modulant.

f_2 : fréquence du signal modulé correspondant à l'état haut du signal modulant.

$$\text{Indice de modulation : } m = (f_2 - f_1/2) \times fb = \Delta f / Fb \quad (\text{II.1.3})$$

Avec : $\Delta f = f_2 - f_1/2$: excursion maximale de fréquence.

Expression mathématique du signal modulé :

$$\text{On peut écrire le signal modulé sous la forme : } U(t) = U \cos(2\pi (f_o + k.\Delta f).t) \quad (\text{II.1.4})$$

Avec $k = +1$ ou -1 .

Nous allons nous intéresser aux caractéristiques du VCO permettant la modulation. **Figure II.6**

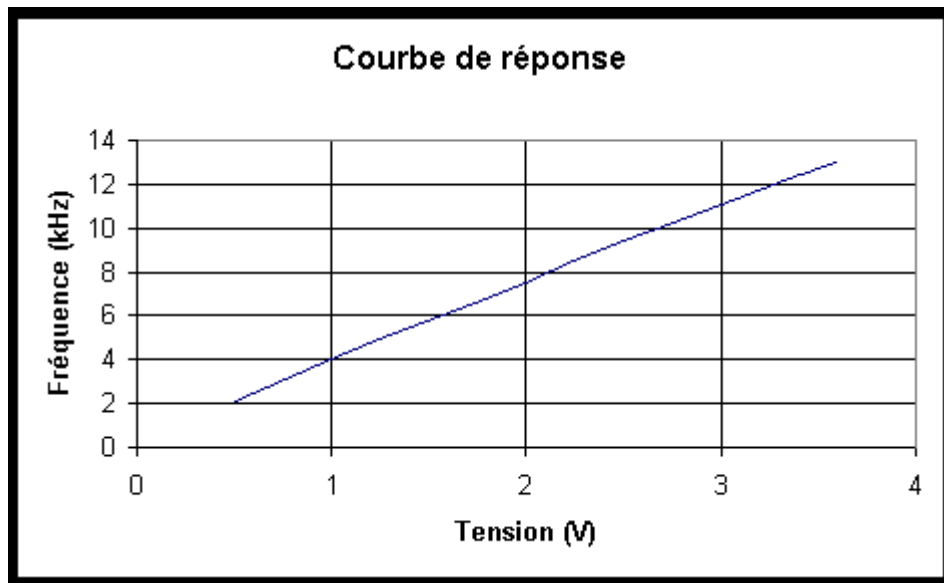


Figure II.6 : courbe de variation de la fréquence en fonction du VCO

II.4.2.2. Spectre du signal modulé :

Comme dans toute transmission, l'encombrement spectral du signal à transmettre revêt une importance primordiale.

a) Cas où m est important :

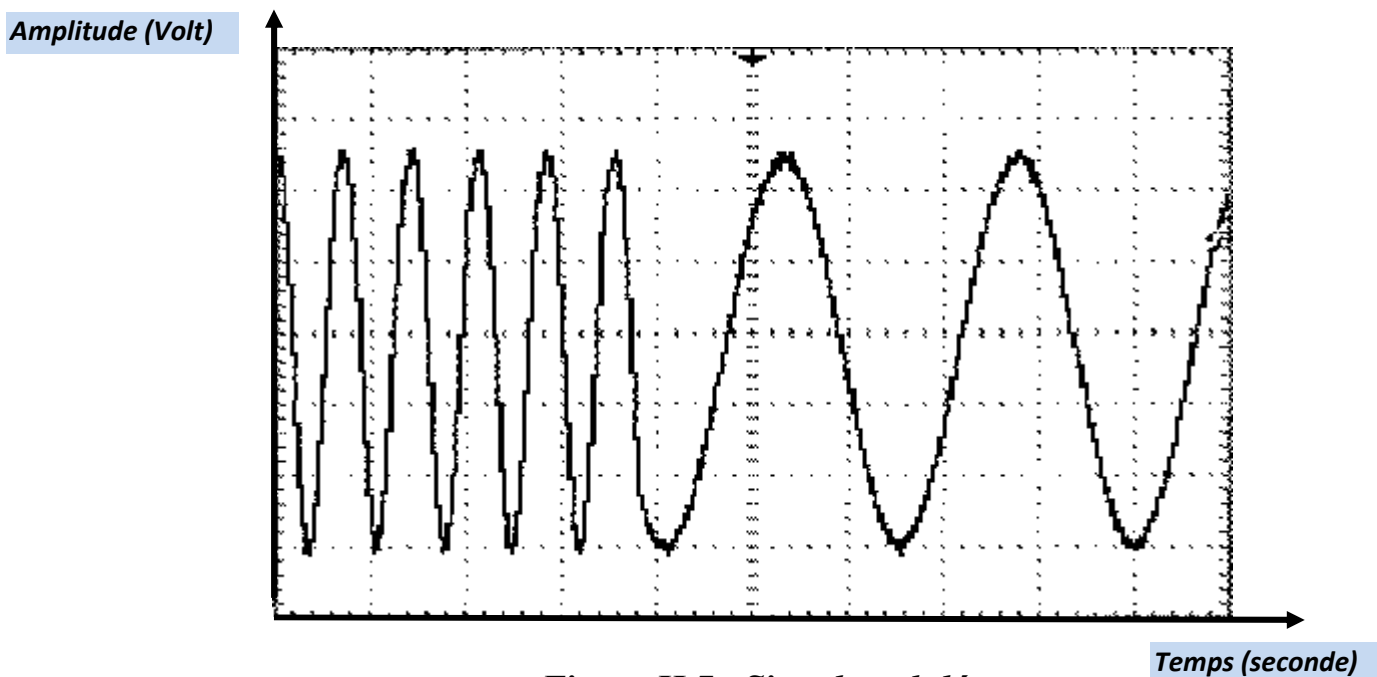
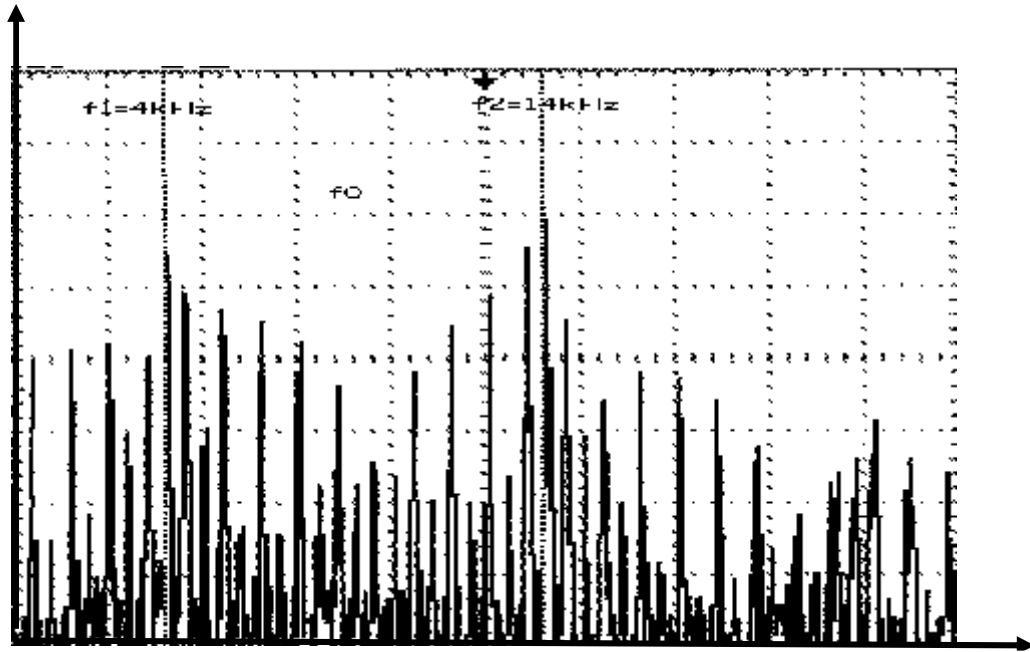


Figure II.7 : Signal modulé

Amplitude (Volt)



Fréquence (Hertz)

Figure II.8 : Spectre du signal modulé

Dans cet exemple $f_1=4\text{kHz}$; $f_2=14\text{kHz}$; $m=10$. Les deux raies de plus forte amplitude correspondent aux fréquences f_1 et f_2 .

Autour de ces deux fréquences, on a des raies espacées de 500Hz, puis de 1000Hz, qui correspondent aux composantes du signal modulant.

Autour de f_0 , les deux figures de spectres du signal modulant centrées sur f_1 et f_2 se superposent.

Remarque : l'amplitude des différentes raies est exprimée ici en dB. On vérifie bien que la bande de fréquence occupée est :

$$B = f_2 + F_m - (f_1 - F_m) = 2(\Delta f + F_m)$$

(II.1.5) où :

F_m est la fréquence maximale du signal modulant.

b) cas où m diminue :

Ici : $f_1=7.8\text{kHz}$; $f_2=10.8\text{kHz}$; $m=3$. l'encombrement spectral est plus faible. **Figure II.9**

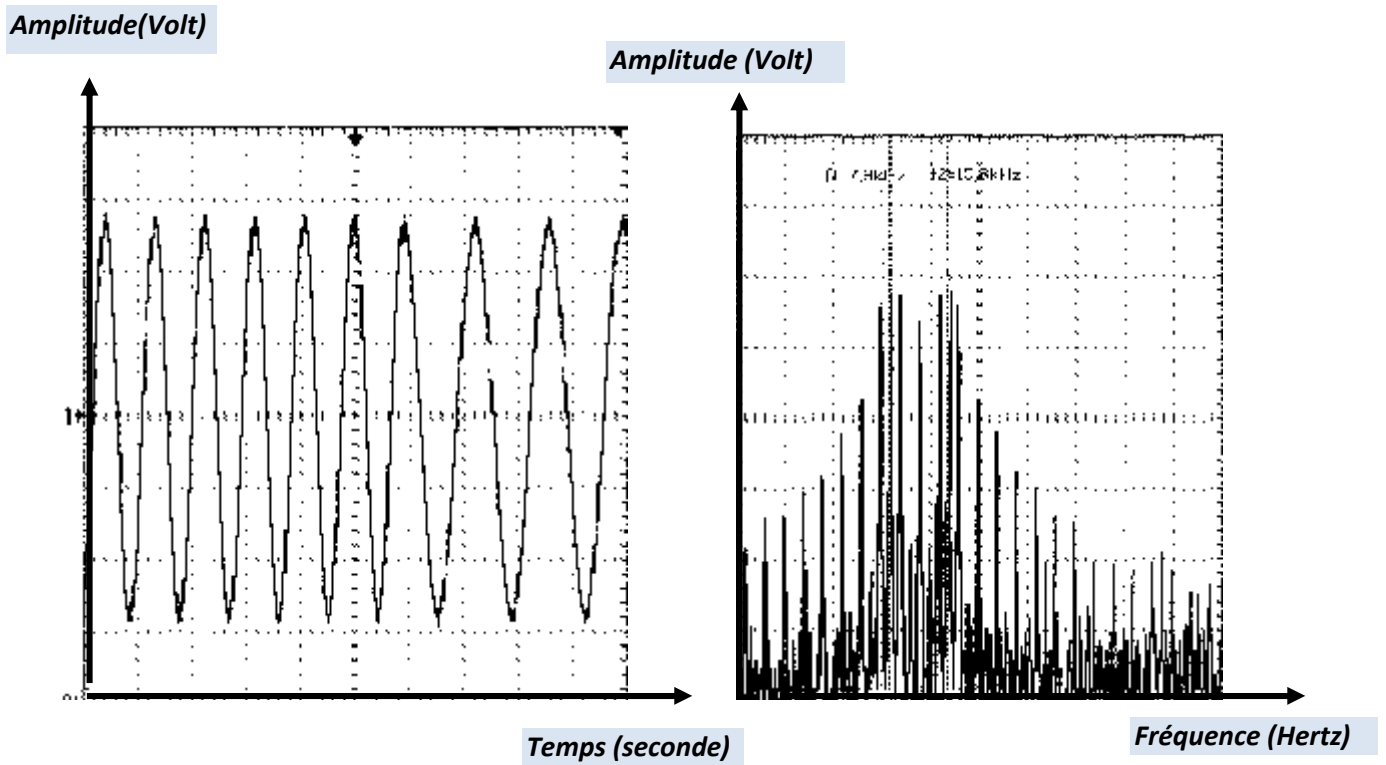


Figure II.9 : allure et spectre du signal modulé

c) pour m faible :

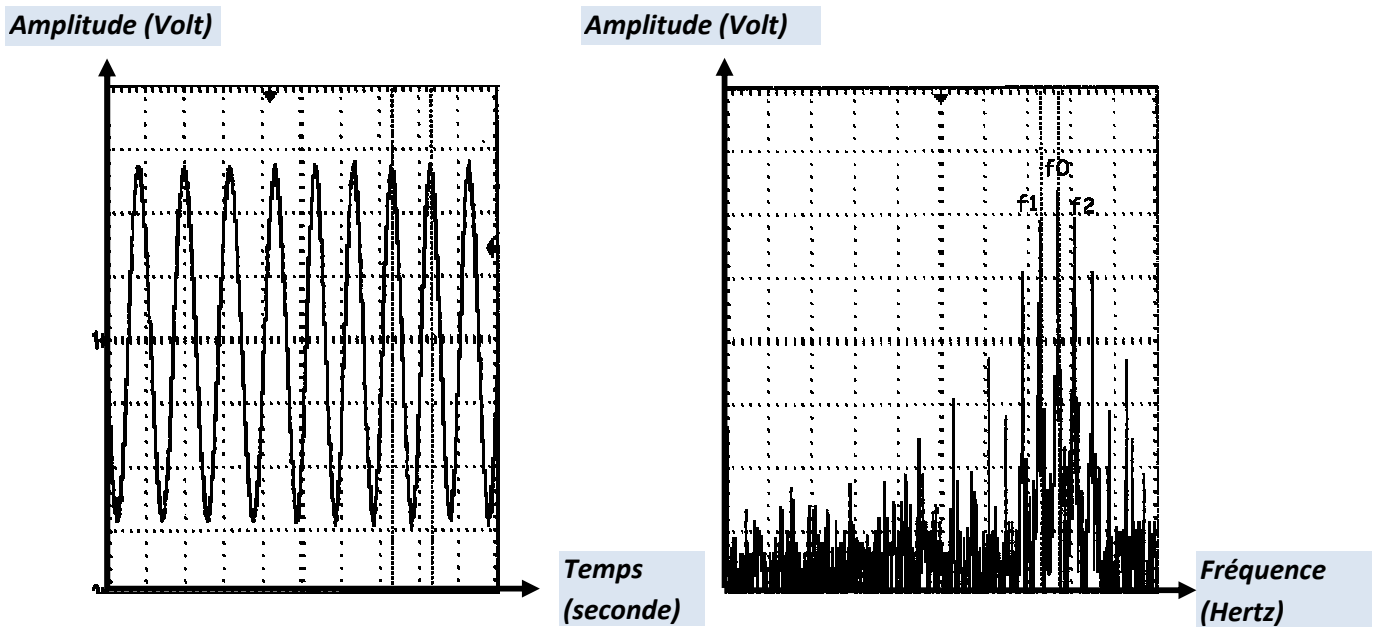


Figure II.10 : allure et spectre du signal modulé

Ici : $f_1 = 9.3 \text{ kHz}$; $f_2 = 9.8 \text{ kHz}$; $m = 0.5$. ici on est plus proche des applications industrielles concernant la valeur de m .

Il est difficile, en visualisant le signal modulé, d'observer les deux fréquences différentes. Pour cette raison, nous ne nous intéresserons plus à ce cas par la suite.

On dit que c'est lorsque $m=0,5$ que la bande occupée par le signal est la plus faible. On parle alors de modulation MSK. [5].

Remarque :

Le spectre du signal modulé peut être plus riche en harmoniques. C'est ce que l'on peut observer : toutes les raies sont espacées de 500 Hz. On peut retenir qu'il existe des termes d'intermodulation qui font apparaître des raies supplémentaires.

Applications :

Pour satisfaire au critère d'encombrement spectral, on se limite aux valeurs de m comprises entre 0,5 et 0,75. La modulation FSK est utilisée par exemple en instrumentation protocole **HART** pour la configuration de transmetteurs. Le 1 logique est codé par une fréquence 1200 Hz et le 0 par 2200 Hz. La transmission des informations numériques se fait à 1200 bits/s. Dans les modems intégrés, les deux porteuses ne sont pas générées par un oscillateur commandé en tension, mais reconstituées numériquement par un oscillateur à quartz.

II.5. Etage à diodes laser :

Pour l'émission lumineuses, on a utilisé des diodes laser de longueur d'ondes $\lambda=1550\text{nm}$, et de puissance assez suffisante pour notre réalisation ($P=3\text{mW}$), étant donné qu'on utilise des fibres de 3m, de longueur de câble. Ces diodes laser sont pilotées par un étage de commutation ; c'est-à-dire un transistor (BC547) commandé à sa base par la sortie d'un ampli opérationnelle l'OP07 qui est un ampli de précision **Figure II.11**. L'ampli opérationnelle nous fourni une sortie logique (1 où 0), c'est-à-dire une tension V_s suffisante pour qu'il y est saturation où blocage du transistor c'est-à-dire la production d'un régime pulsé nécessaire au pilotage des diodes, et donc émission de rayonnement laser.

$V_s < V_{be} \Rightarrow$ Transistor bloqué $\Rightarrow$ pas d'émission de laser.

$V_s > V_{be} \Rightarrow$ Transistor saturé $\Rightarrow$ émission de laser.

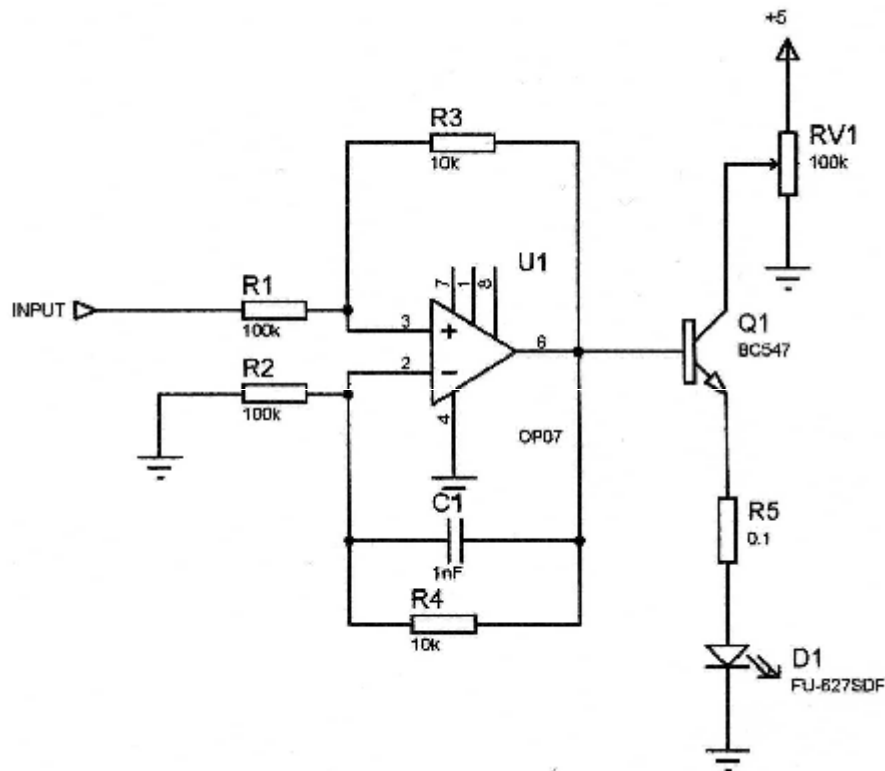


Figure II.11 : Etages des diodes laser

Il est à préciser que les tensions de polarisations des différents amplificateurs opérationnels ont été générées grâce à une alimentation symétrique (+5volt /-5 volt). **Figure II.12**

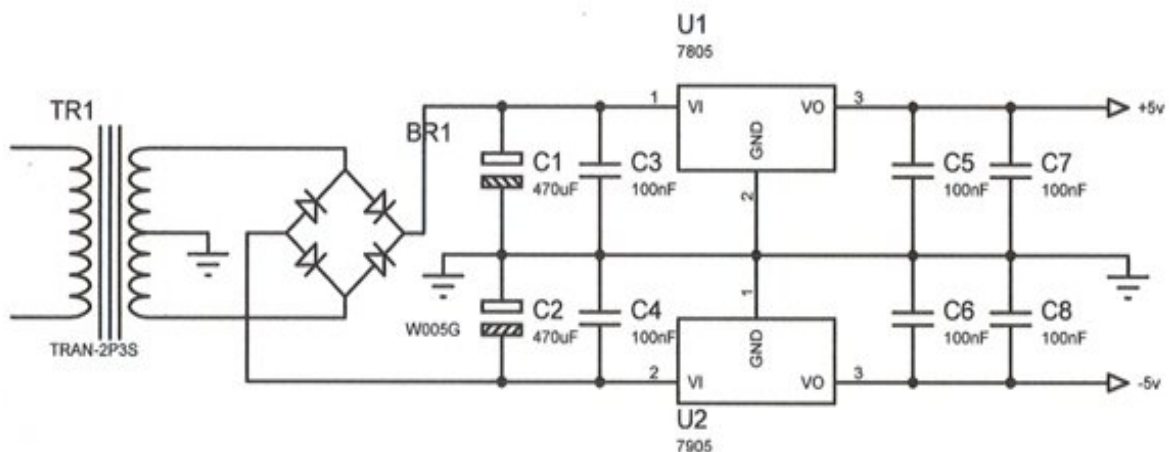


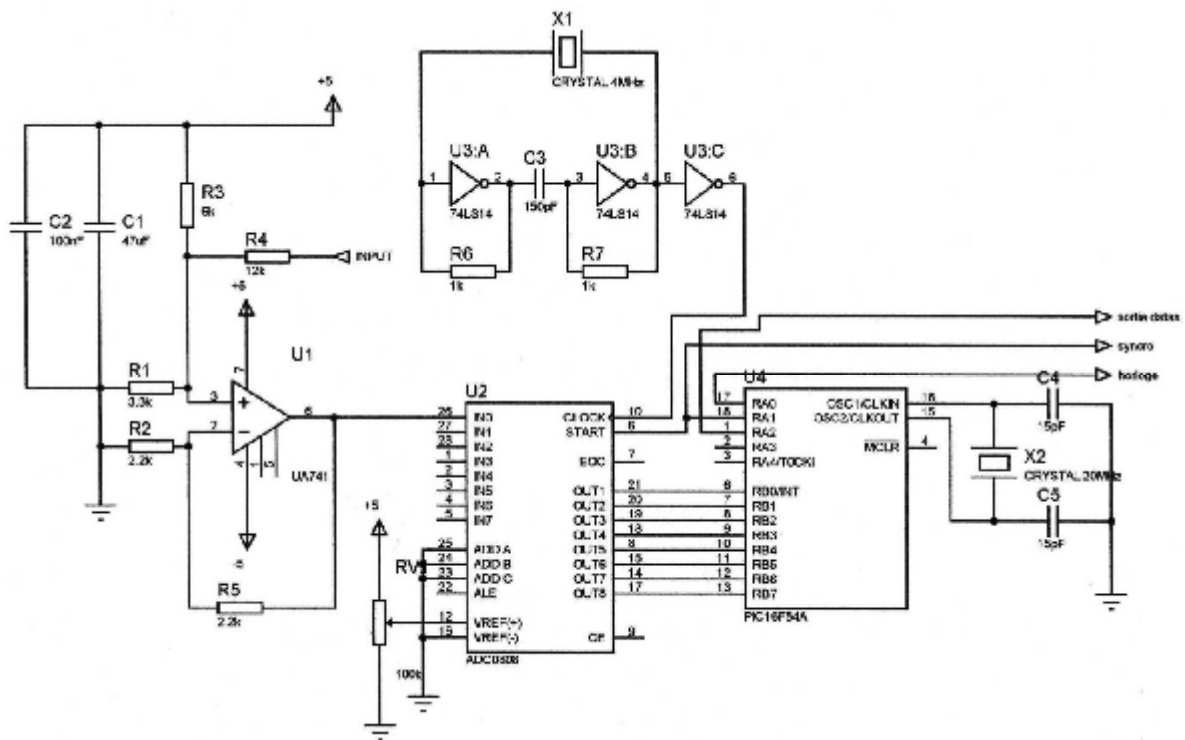
Figure II.12 : Alimentation

Le transformateur TR1 au début nous délivre une tension alternative sinusoïdale de 9 volts, le pont de diode BR1 effectue un redressement double alternance à la tension, c'est-à-dire qu'il

transforme la composante négative du signal en tension positive, C_1 et C_2 , sont des condensateurs de couplage, C_3 et C_4 effectuent un filtrage primaire à cause des courants de retour du transformateur causé par le 50 Hz. Les circuits U_1 et U_2 forment des régulateurs de tension qui nous délivre les tensions de +5 volts et -5volts nécessaire au fonctionnement des circuits de la maquette quand aux condensateurs de sortie C_5 à C_8 filtrent le bruit à la sortie toujours causé par le 50 Hz.

II.6. Schéma électrique du circuit d'émission :

Il est constitué d'un étage d'offset à base de $\mu A741$, cet étage fournit la composante continue au signal analogique afin que le convertisseur ADC0808 puisse convertir sa partie négative, ce convertisseur est commandé par une horloge à quartz de fréquence égale à 3.4MHZ générée par un circuit 74LS14, le signal numérique parallèle généré par le convertisseur est transformée en signal série par le PIC16F84A ce signal est transmis avec une horloge et un signal de synchronisation vers les fibres optiques tout deux générés par le PIC. **Figure II.13**



Chapitre III :
**Le canal de transmission (la fibre
optique)**

III.1. Introduction :

Nous présentons dans ce chapitre des notions générales relatives aux fibres optiques, les conditions de propagation de la lumière dans la fibre optique et leurs principales caractéristiques. Nous mettrons également en évidence, les applications dans les différents domaines technologiques et scientifiques.

III.2. Description d'une fibre optique :

III.2.1. Structure :

Une fibre optique est constituée de manière fondamentale de deux parties :

- Un cœur cylindrique en matériau très transparent d'indice de réfraction n_1 .
- Une gaine optique concentrique au cœur, fabriquée également avec un matériau de grande transparence. L'indice de cette partie est le plus souvent constant noté n_2 l'indice dans la gaine est toujours inférieur à l'indice existant dans le cœur ou dans une partie du cœur.

En général, l'ensemble est protégé mécaniquement par un ou plusieurs revêtements en polymère ou en matière plastique. Ces revêtements n'ont pas de propriétés optiques particulières.

La description schématique d'une fibre optique apparaît sur la figure suivante : **Figure III.1**

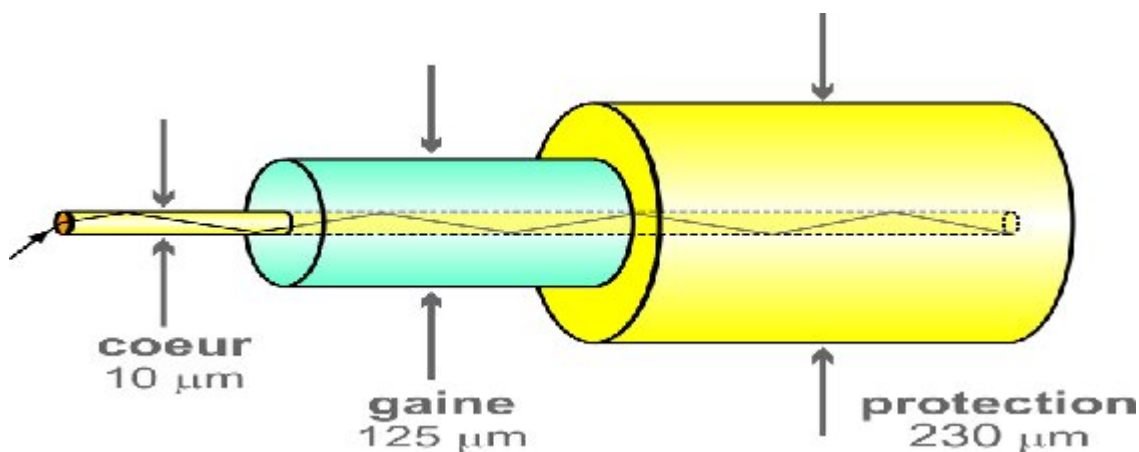


Figure III.1 : Constitution d'une fibre optique

III.2.2. Profil d'indice :

L'indice de réfraction du milieu caractérise la propagation de la lumière dans le guide d'onde. En réalité, c'est la variation de l'indice du cœur avec la distance cœur-gaine (appelée profil d'indice) qui joue un rôle important *figure III.2*. On distingue deux familles de profil, celle à saut d'indice et celle à gradient d'indice.

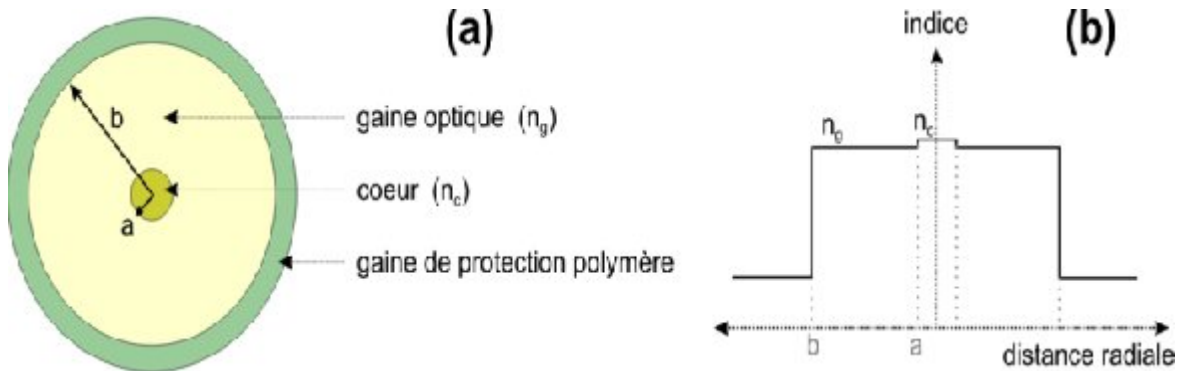


Figure III.2 : Courbe de variation de l'indice du cœur en fonction de la distance

La fibre classique est appelée fibre à saut d'indice, l'indice subissant un saut lorsque l'on passe du cœur à la gaine.

La fibre pour laquelle l'indice de réfraction du cœur est non plus le même pour tout le cœur mais diminue graduellement du centre vers la gaine est appelée fibre à gradient d'indice. Une telle fibre réduit la dispersion modale.

III.2.3. Classification des fibres :

On a en général trois types de fibres :

- Cœur et gaine en silice (All Silica Fiber).
- Cœur en silice et gaine en plastique (Plastic Cladded Silica).
- Cœur et gaine en plastique (All Plastic Fiber).

Le tableau ci-dessous résume quelques unes des caractéristiques de ces fibres.

Fibre	n_1 (indice du cœur)	n_2 (indice de la gaine)	O.N (ouverture numérique)	α_m (angle d'acceptance)
ASF	1.465	1.46	0.12	7°
PCS	1.46	1.4	0.41	24°
APF	1.49	1.41	0.48	29°

Les standards utilisés pour les diamètres des cœurs et gaines sont : $100\mu\text{m} < \phi_{\text{cœur}} < 600\mu\text{m}$ et $140\mu\text{m} < \phi_{\text{gaine}} < 1000\mu\text{m}$ pour les fibres multimodes à saut d'indice alors que pour les fibres multimodes à gradient d'indice les standards en télécommunication et dans les réseaux locaux sont $\phi_{\text{cœur}} / \phi_{\text{gaine}} = 62.5/125$ et $50/125$ les diamètres étant exprimés en μm , et $\phi_{\text{cœur}} / \phi_{\text{gaine}} = 85/125$ en vidéocommunication, les diamètres sont toujours exprimés μm .

On range les fibres optiques dans deux familles : les fibres de verre et les fibres plastiques.

III.2.3.1. Les fibres de verre :

➤ Fibre de silice ultra pure :

Elle est opérationnelle dans la gamme de longueurs d'onde $0.6\mu\text{m} < \lambda < 1.6\mu\text{m}$. en effet, en dessous de $0.6\mu\text{m}$ les pertes par diffusion Rayleigh sont très importantes et au-delà de $1.6\mu\text{m}$ l'absorption IR devient dominante alors que la diffusion Rayleigh est négligeable.

➤ Fibre à base d'oxydes de métaux lourds :

Il s'agit de mélanges d'oxydes d'AL, Ba, CA, K, La, Pb, Sn, et autres...Ce sont des verres qui ne contiennent pas de silice. Ils sont utilisés dans la gamme 2-3 μm .

➤ Fibre à base de verre fluoré :

Ce sont généralement des combinaisons métaux lourds-halogènes, tels que F, CL, I....Comme ce ne sont pas des oxydes comme dans les deux cas précédents, ils ne devraient pas présenter des pertes aussi importantes dans l'infrarouge.

- a) Effectivement : les verres fluorés sont utilisés dans la gamme 2-5 μm .
- b) Les fibres à base de bromiodure de thallium (KRS-5) sont capables de transmettre des puissances optiques de 20W émises par un laser CO2 ($\lambda=10.6\mu\text{m}$).
- c) Les verres halogénures, plus difficile à mettre en œuvre, fonctionnent dans la gamme 3-5 μm .

III.2.3.2. Les fibres plastiques :

➤ Fibre de PMMA :

(Poly méthyle méta acrylate) opérationnelle dans la gamme de longueurs d'onde 0.5-0.7 μm . C'est la fibre qui trouve la plus large utilisation lorsqu'il s'agit d'utiliser de la lumière dans le visible, à cause de son ouverture numérique importante.

➤ Fibre à cœur de polystyrène :

L'indice de ce matériau est nettement supérieur à celle du PMMA. Il est de l'ordre de 1.59, et la gaine est généralement en PMMA ($n_2 = 1.47$). Elles trouvent des applications en tant que fibres optiques luminescentes.

Avec des diamètres nettement supérieurs à celles des fibres en verre (autour de 1mm).

III.3. Propagation de la lumière dans une fibre optique :

III.3.1. Aspect géométrique :

La propagation de la lumière dans une fibre optique peut dans un premier temps être décrite en utilisant les lois de l'optique géométrique. Cette première approche permet de définir simplement une caractéristique importante de la fibre qui est son ouverture numérique.

Une fibre optique est un guide d'onde de géométrie cylindrique dans lequel la lumière, issue du milieu extérieur, injectée à une extrémité se propage en restant confinée au voisinage de l'axe du cylindre. L'approche intuitive de ce type de propagation est de considérer que la lumière se réfléchit sur les parois du guide optique en subissant le phénomène de réflexion totale. Pour qu'un tel phénomène ait lieu, il faut que l'indice de réfraction du milieu entourant la zone de guidage (n_2) soit inférieur à l'indice de réfraction de la zone guidante (n_1). Cette condition de guidage n'est pas suffisante car il faut en outre que l'angle d'incidence sur la surface de séparation satisfait une condition permettant la réflexion totale de la lumière.

$$\sin \theta > \sin \alpha_m = \frac{n_2}{n_1}, \quad n_2 > n_1 \quad (\text{III.1.1})$$

θ : l'angle d'incidence.

α_m : l'angle critique.

La réflexion totale interne est un moyen de piéger la lumière dans la fibre, quand la lumière arrive à l'interface cœur-gaine avec un angle supérieur à l'angle critique, elle est totalement réfléchie vers l'intérieur du cœur. la lumière va pouvoir se propager ainsi tout le long de la fibre par une suite de réflexions totales internes. *Figure III.3*

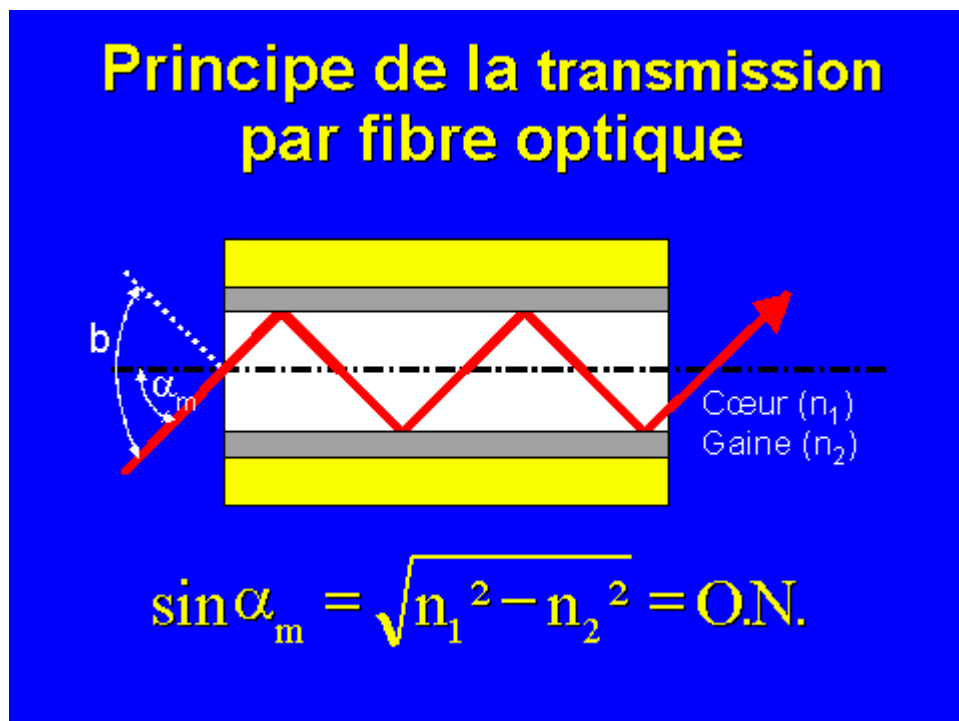


Figure III.3 : Principe de la réflexion totale interne

Toute la lumière arrivant sur la face d'entrée de la fibre sous un angle inférieur à α_m défini par l'équation :

$$\theta < \alpha_m = \arcsin\left(\frac{n_2}{n_1}\right) \quad (\text{III.1.2})$$

se propagera.

Cette lumière est contenue dans un cône de demi-angle au sommet α_{om} appelé cône d'acceptance.

En général le milieu entourant la fibre est constitué d'air et on peut donc prendre $n_0=1$, on définit un paramètre appelé ouverture numérique qui associe à l'angle d'acceptance α_{om} de la fibre et qui renseigne sur la quantité de lumière pouvant être injectée dans le cœur, l'ouverture (ON) est donnée par :

$$= \frac{\sqrt{n_1^2 - n_2^2}}{n_0} \quad (\text{III.1.3})$$

Si la différence d'indice entre le cœur et la gaine est faible, on utilise un paramètre Δ souvent dénommé différence relative d'indice défini par :

$$\Delta = \frac{(n_1^2 - n_2^2)}{2n_1^2} \approx \frac{(n_1^2 - n_2^2)}{2n_1^2} \quad (\text{III.1.4})$$

[8].

III.3.2. Aspect ondulatoire :

La nature ondulatoire de la lumière fait qu'il y a, à l'intérieur de la fibre, des interférences entre les diverses ondes.

Pour qu'il y est propagation effective de l'énergie, ces interférences doivent être constructives, c'est-à-dire ne pas conduire à une annulation des champs de l'onde et donc de l'énergie. Cette condition d'interférence fait que certaine direction de propagation qui étaient permises par l'optique géométrique, ne pourront pas avoir lieu. La condition d'interférence (de phase) obéit à la relation suivante :

$$\frac{\pi}{\lambda} \times \left(\frac{a}{2} \right)^2 + \Phi = 2\pi m \quad (\text{III.1.5})$$

Φ : déphasage introduit par une réflexion totale.

m : entier naturel

a : diamètre du cœur.

Cette relation importante montre que la propagation ne peut se produire que pour certaines valeurs de l'angle θ . Ces directions permises de propagation constituent ce qu'on appelle les modes de propagation.

Le mode $m=0$ (mode d'ordre zéro) correspond au cas où l'onde se propage le long de l'axe sans aucune réflexion aux interfaces. [8].

III.3.3. Fréquence normalisée :

Pour évaluer le nombre de modes pouvant se propager effectivement dans une fibre et afin de pouvoir comparer les phénomènes de propagation pour des fibres ayant des rayons de cœur différents et des indices de cœur et de gaine différents. On introduit une grandeur V appelée fréquence normalisée ou encore fréquence réduite. Définie par :

$$V = \frac{2\pi a}{\lambda} \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad (III.1.6)$$

a : rayon du cœur.

V est relié au nombre de modes par :

$$M \approx \frac{V^2}{2} \quad \text{dans une fibre à saut d'indice.}$$

$$M \approx \frac{V^2}{2} \quad \text{dans une fibre à gradient d'indice. [8].}$$

III.4. Les différents types de fibres optiques :

On distingue trois sortes de fibres : la fibre multimode à saut d'indice, la fibre multimode à gradient d'indice et la fibre monomode. *Figure III.4*

III.4.1. La fibre multimode à saut d'indice :

Les fibres multimodes à saut d'indice possèdent un diamètre de cœur de 50 à 100 μm et des diamètres de gaine variant de 125 μm à 250 μm . la frontière entre le cœur et la gaine présente une forte discontinuité d'indice.

La lumière est guidée par réflexion interne totale à l'interface cœur-gaine, elle suit donc un chemin en zigzag.

III.4.2. La fibre multimode à gradient d'indice :

Dans une telle fibre, l'indice de réfraction dans le cœur est maximal sur l'axe de la fibre et il décroît suivant une loi sensiblement parabolique jusqu'à la limite cœur-gaine, où il atteint la valeur de l'indice de gaine n_2 , l'expression de l'indice obéit aux relations :

$$- \quad \text{pour } r \leq a \text{ avec } \beta \approx 2 \quad (\text{III.2.1})$$

$$\text{pour } r > a \quad (\text{III.2.2})$$

r : étant la distance à l'axe de la fibre.

β : présente le paramètre de profil.

Le guidage cette fois est dû à l'effet du gradient d'indice qui fait jouer au cœur le rôle de lentille continue. En effet, le retour vers l'axe ne se fait pas brusquement par réflexion totale interne, mais progressivement (les rayons suivent des trajectoires courbes).

L'avantage essentiel de ce type de fibre réside dans une dispersion du temps de propagation plus faible que celle d'une fibre à saut d'indice.

III.4.3. La fibre monomode :

Les fibres monomodes, dont le cœur est généralement très petit (de l'ordre de $10 \mu\text{m}$), ne permettent de propager qu'un seul mode. L'avantage principal qu'apporte la fibre monomode comme support de propagation, indépendamment des avantages généraux des fibres optiques, tient dans la grande bande passante (seule demeure la dispersion chromatique). [9].

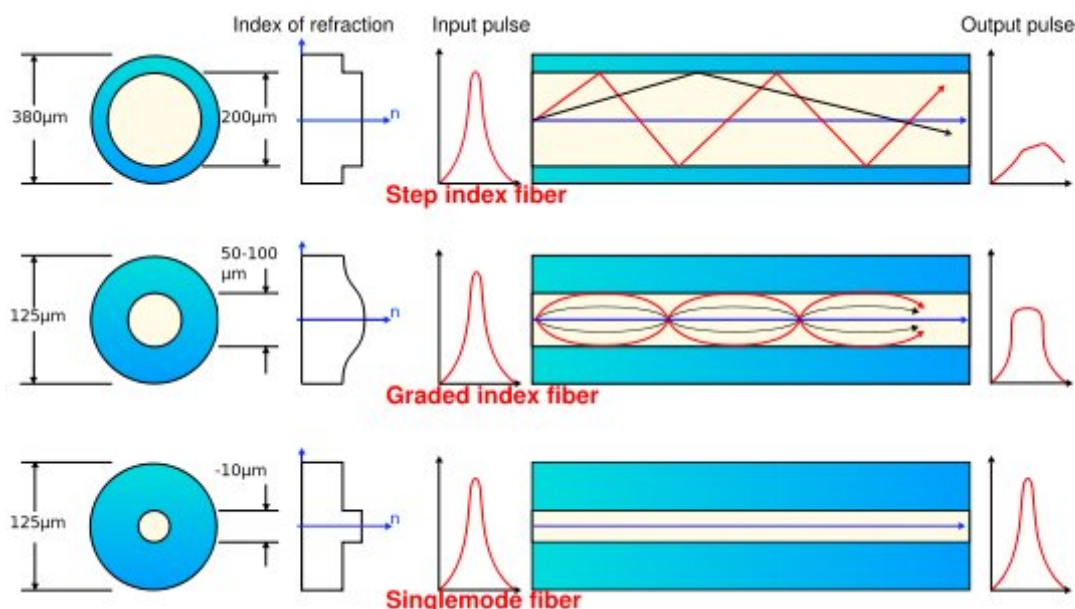


Figure III.4: Les différents types de fibres optiques

III.5. Les caractéristiques des fibres optiques :

III.5.1. L'atténuation :

L'atténuation caractérise l'affaiblissement du signal au cours de la propagation.

Soient P_0 et P_L les puissances à l'entrée et à la sortie d'une fibre de longueur L . L'atténuation linéaire se traduit alors par une décroissance exponentielle de la puissance en fonction de la longueur de fibre : $P_L = P_0 e^{-\alpha L}$ où α est le coefficient d'atténuation linéaire. On utilise souvent le coefficient α_{dB} exprimé en dB/km et relié à α par $\alpha_{dB} = 4.343\alpha$.

De nos jours, la maîtrise des procédés de fabrication permet d'atteindre couramment une atténuation aussi faible que 0,2 dB/km à 1 550 nm : après 100 km de propagation, il restera donc encore 1 % de la puissance initialement injectée dans la fibre, ce qui peut être suffisant pour une détection. Si l'on désire transmettre l'information sur des milliers de kilomètres, il faudra avoir recours à une ré amplification périodique du signal, le plus généralement par l'intermédiaire d'amplificateurs optiques qui allient simplicité et fiabilité.

Année	Pertes (dB/km)	Longueurs d'onde (nm)	Entreprise
1970	20		Corning glass work
1974	2-3	1060	ATT, Bell labs
1976	0.47	1200	NTT, Fujikura
1979	0.2	1550	NTT
1986	0.154	1550	Sumitomo
2002	0.1484	1570	Sumitomo

Tableau illustrant les différentes valeurs d'atténuations dans la fibre au cours de son avènement.

L'atténuation est traduite par les pertes elles sont données généralement en décibels par kilomètres de fibre (dB/km). Elles existent sous plusieurs formes :

a) Les pertes par absorption :

Dans une fibre en silice (par exemple) une absorption intense apparaît dans la gamme des U.V. une autre absorption intense apparaît dans le domaine de l'IR, on appelle ce type d'absorption, absorption intrinsèque. Donc, les fibres en silice ultra-pure ne peuvent fonctionner ni dans le domaine des U.V, ni dans celui de l'infrarouge lointain.

Un autre type d'absorption qui existe également dans une fibre, est appelé absorption des impuretés ou bien absorption extrinsèque.

b) Les pertes par diffusion Rayleigh :

Chaque fois que la lumière rencontre une irrégularité de dimension de l'ordre de sa longueur d'onde. Elle est diffusée, c'est-à-dire qu'elle est réémise dans toutes les directions ; c'est la diffusion Rayleigh. Ce phénomène physique reste toujours présent dans les fibres à cause des limites de la technologie.

c) Les pertes dues aux courbures :

Les irrégularités géométriques au niveau de l'interface cœur-gaine lorsqu'elles sont de l'ordre de la longueur d'onde provoque une diffusion de la lumière à travers la gaine.

Ces irrégularités géométriques provoquent également un couplage des modes de propagation. En effet, un mode correspond à une direction de propagation donnée. Cette direction peut être modifiée lorsque la lumière rencontre des micro-courbures. Cela entraîne un échange d'énergie entre les modes. Comme certaines de ces directions peuvent ne plus satisfaire à la condition de réflexion totale interne, certains modes seront perdus pour la propagation.

Encore si la fibre est courbée, l'angle de réflexion n'est plus constant d'une réflexion à l'autre. Ces pertes dues à la courbure dépendent essentiellement de la dimension du cœur et du rayon de la courbure.

d) Les pertes dues aux raccordements :

S'il y a un mauvais alignement entre deux fibres lors d'une connexion (mauvais alignements axiaux, angulaires), alors les rayons sortant de la fibre 1 ne sont pas tous acceptés par fibre 2. En plus, parmi les rayons acceptés par la fibre 2, certains se propagent avec des angles différents : il y a conversion de mode. Ces pertes sont négligeables lorsque le déplacement axial est inférieur à 1% du

rayon du cœur. Le raccordement bout à bout de deux sections de fibres peut être obtenu par épissure ou avec un connecteur.

Dans le premier cas, l'opération d'épissurage est obtenue en utilisant des techniques de fusion. Les épissures sont délicates à réaliser : il faut enlever le revêtement primaire, cliver et aligner les fibres, puis reconstituer un revêtement de protection pour retrouver la résistance mécanique. C'est un raccordement définitif et qui a l'avantage de présenter une très faible perte (environ 1dB).

Les connecteurs sont réservés aux connexions démontables : interfaces d'émission et de réception, éléments d'un réseau reconfigurables.

e) Les pertes dues au couplage fibre-émetteur et fibre-détecteur :

Dans une liaison point à point, l'efficacité du couplage entre un photoémetteur et une fibre dépend à la fois des caractéristiques de l'émetteur (surface,...) et de celles de la fibre (cœur, profil d'indice, O.N,...) ainsi que du milieu séparant l'émetteur de la fibre (indice, distance émetteur-fibre,...). Les pertes au couplage ont plusieurs origines (surfaces, O.N,...).

En règle générale, l'utilisateur devra s'arranger pour injecter un maximum de flux énergétique dans le cœur de la fibre.

f) Les pertes dues aux surfaces :

Soient une source lumineuse ayant une surface A_s et une fibre ayant une surface $A_f = \pi a^2$, a étant le rayon du cœur.

Si $A_f < A_s$ alors une partie du flux est perdue. La perte au couplage due aux surfaces s'écrira :

$$= \quad - \quad \text{si } A_f < A_s \quad \text{(III.3.1.1)}$$

Elle est exprimée en dB.

De même, un photodétecteur de surface A_d couplé à une fibre optique de surface A_f et tel que $A_d > A_f$ aura pour conséquence l'apparition de pertes, exprimées en dB qui obéissent à la relation :

$$= \quad -) (\quad \text{si } A_f < A_d \quad \text{(III.3.1.2)}$$

Dans les deux expressions ci-dessus, on a supposé qu'il y a contact entre la surface du photoémetteur ou du photodétecteur et celle de la fibre. Lorsque cette distance n'est pas nulle, il faut remplacer la surface du photoémetteur (photodétecteur) par la surface effective qui tombe sur la fibre.

g) Les pertes dues à l'O.N de la fibre :

Il faut également se rappeler que le photoémetteur couplé à une fibre optique est soit une LED, soit une diode laser. Le diagramme de rayonnement du photoémetteur doit être sélectionné de manière qu'il soit compatible avec l'ouverture numérique de la fibre.

En général, $0.1 \leq 0.N \leq 0.6$. On a donc $6^\circ \leq \alpha_m \leq 37^\circ$

Les LED à émission de surface ont un diagramme de rayonnement lambertien et sont en général inadaptées si un puits ayant un diamètre égal à celui du cœur de la fibre n'est pas réalisé pour limiter les pertes au couplage.

Les LED à émission latérale émettent un rayonnement plus directif dans le plan perpendiculaire à la jonction et seront donc mieux adaptés à la plupart des situations.

Les diodes laser possèdent quant à elles un rayonnement plus directif dans toutes les directions à cause de la nature de ce rayonnement.

h) Les pertes dues à la réflexion aux surfaces :

Quant on suppose que la fibre optique est en contact avec le photoémetteur, en fait la lumière traverse l'air avant de pénétrer dans la fibre. Ainsi, une partie de la lumière sera réfléchi car l'indice de l'air est différent de celui de la fibre. Cette lumière est perdue pour la transmission. On appelle ce type de perte : perte de Fresnel.

Sachant que les coefficients de réflexion R et de transmission T s'expriment respectivement par :

$$R = \left(\frac{n_1 - n_0}{n_1 + n_0} \right)^2 \quad \text{et} \quad T = \frac{4n_1 n_0}{(n_1 + n_0)^2} \quad (\text{III.3.1.3})$$

n_1 et n_0 étant respectivement les indices du cœur de la fibre et de l'air.

Les pertes de Fresnel s'écrivent (en dB) :

$$= \left(\frac{n_1 - n_2}{n_1 + n_2} \right)^2 \quad (\text{III.3.1.4})$$

Ces pertes de Fresnel interviennent dès qu'il y a passage de la lumière à travers l'interface fibre-air ou à travers fibre-milieu dont l'indice est différent de celui de la fibre.

III.5.2. La bande passante :

On a vu qu'une fibre optique n'est pas en mesure de laisser se propager un signal optique sans le dégrader, et cela quelque soit la nature du signal. La dégradation du signal résulte de deux phénomènes : l'atténuation et la dispersion. Pour minimiser la première, on fait travailler la fibre dans ce qu'on appelle, ses fenêtres de transmission. Pour éliminer la seconde cause, on fait fonctionner la fibre dans sa bande passante.

Sachant que dans une bonne fibre optique multimode, le couplage entre les modes est faible, la longueur à partir de laquelle le couplage a complètement lieu (longueur d'équilibre L_{eq}) est très grande (plusieurs km), la dispersion modale est proportionnelle à L tant que $L < L_{eq}$, et devient proportionnelle à $\frac{1}{L}$. Dans ce cas, on remplace L par $\frac{L_{eq}}{L}$ dans l'expression de la dispersion modale.

La bande passante à 3dB de la fibre est définie par l'expression :

$$= \frac{0.44}{\Delta t} \quad (\text{III.3.2.1})$$

Δt étant la dispersion totale de la fibre.

Si la fibre est multimode, généralement on a :

$$= \frac{0.44}{\Delta t_{tm}} \quad (\text{III.3.2.2})$$

Δt_{tm} étant la dispersion modale de la fibre.

Si la fibre est monomode, la bande passante s'exprime par :

$$= \frac{0.44}{\Delta t_c} \quad (\text{III.3.2.3})$$

Δt_c étant la dispersion chromatique de la fibre.

Quand on compare les bandes passantes des fibres SI et GRIN, on remarque que la seconde a une bande passante nettement plus importante. Cependant, elle présente l'inconvénient d'avoir une atténuation plus importante aussi. [6].

III.5.3. La dispersion :

La dispersion est l'une des causes de limitation de la longueur d'une ligne de transmission optique. La dispersion se traduit par une distorsion du signal optique analogique et par un allongement voir un recouvrement des signaux numérique.

III.5.3.1. La dispersion modale :

La dispersion modale intervient car les temps de transit, pour une même longueur de fibre, ne sont pas les mêmes sur tous les rayons guidés possibles.

Considérons les deux rayons guidés, qui pour une longueur de fibre L , correspondent au plus petit et au plus grand temps de transit ; soit t_m et t_M .

Si une impulsion infiniment brève excite ces deux rayons à l'instant $t=0$, à l'autre extrémité de la fibre on observe deux impulsions séparées temporellement de la quantité $\Delta t = t_M - t_m$. Comme l'impulsion initiale excite en général tous les rayons guidés possibles, à une impulsion infiniment brève à l'entrée correspond une impulsion de largeur Δt en sortie. C'est le phénomène d'élargissement d'impulsion ou de dispersion.

La vitesse de propagation d'un mode dépend de son inclinaison sur l'axe Z de la fibre :

$$v_m = \frac{c}{n} \times \cos \theta \quad (III.3.3.1)$$

Pour $m = 0$, $\theta = 90^\circ$:

$$v_m = \frac{c}{n} \quad \text{et} \quad \Delta t = \frac{L}{v_m} \times \cos^2 \theta \quad (III.3.3.2)$$

Pour $m = \max$

$$\Delta t = \frac{L}{v_m} \times \cos^2 \theta = \frac{L}{c/n} \times \cos^2 \theta = \frac{L}{c} \times n^2 \times \cos^2 \theta \quad (III.3.3.3)$$

La dispersion modale est par définition la différence entre le mode le plus rapide ($m=0$) et le plus lent ($m=\max$). Elle s'écrit dans le cas d'une fibre à saut d'indice :

$$\Delta t_{\text{mod}} = \Delta t_{\text{max}} = \frac{1}{c} \times \Delta n \times L \quad (\text{III.3.3.4})$$

Et dans le cas d'une fibre à gradient d'indice parabolique :

$$\Delta t_{\text{mod}} = \Delta t_{\text{max}} = \frac{1}{c} \times \Delta n^2 \times L \quad (\text{III.3.3.5})$$

III.5.3.2. La dispersion chromatique :

Les dispersions lumineuses ne sont en fait jamais monochromatiques. La lumière émise par ces sources est constituée par la somme d'ondes à diverses longueurs d'ondes. L'indice de réfraction est une caractéristique du matériau constituant la fibre et dépend généralement de la longueur d'onde. Il en résulte une vitesse de propagation différente pour chaque longueur d'onde.

La phase de chaque composante spectrale se propage dans le milieu matériel d'indice de réfraction n à la vitesse de phase V_{ph} reliée à la vitesse de la lumière c par l'expression :

$$V_{\text{ph}} = \frac{c}{n} \quad (\text{III.3.3.6})$$

La propagation du paquet d'ondes s'effectue à la vitesse de groupe reliée à la vitesse de la lumière grâce à l'indice de groupe N .

$$V_{\text{g}} = \frac{c}{N} \quad (\text{III.3.3.7})$$

L'indice de groupe N dépend de l'indice de phase n suivant la relation :

$$N = \left(n - \lambda \frac{dn}{d\lambda} \right) \quad (\text{III.3.3.8})$$

où λ est la longueur d'onde.

Dans un milieu non dispersif, l'indice de groupe ne dépend pas de la longueur d'onde. Le paquet d'ondes se propage sans déformation.

Dans un milieu dispersif, l'indice de groupe et l'indice de phase dépendent de la longueur d'onde, d'où une dispersion de la vitesse de groupe du paquet [voir figure suivante].

Cette dispersion se traduit par un allongement temporel Δt_g du paquet qui se propage et par une modulation de la fréquence de la porteuse.

L'allongement dépend de trois paramètres :

1. La dispersion de vitesse de groupe.
2. La longueur L sur laquelle l'impulsion s'est propagée.
3. La largeur spectrale de l'impulsion $\Delta\lambda$.

Par convention l'effet de la dispersion de la vitesse de groupe est évalué à partir de la dispersion de temps de groupe normalisé τ . Le temps de groupe normalisé est par définition le temps en ps que met le paquet d'ondes pour parcourir 1km de fibre ; c'est l'inverse de la vitesse de groupe :

$$\tau = \frac{1}{v_g} \quad (III.3.3.9)$$

La dispersion de temps de groupe est égale à :

$$D = -\frac{1}{v_g^2} \frac{dv_g}{d\lambda} \quad (III.3.3.10)$$

D s'exprime généralement en $ps/km/nm$.

Ainsi l'allongement temporel du paquet d'onde peut s'écrire simplement sous la forme du triple produit suivant :

$$\Delta t_g = L \times D \times \Delta\lambda \quad (III.3.3.11)$$

Dans un milieu matériel, la dispersion de temps de groupe D est égale à D_m (dispersion matériau) :

$$D_m = -\frac{1}{v_g^2} \frac{dv_g}{d\lambda} = \frac{1}{c} \frac{d^2 n}{d\lambda^2} \quad (III.3.3.12)$$

A cette dispersion s'ajoute une dispersion qui est due à la structure guidante et qu'on appelle dispersion du guide.

$$D_{\text{guide}} = -\Delta \times \frac{1}{v_g^2} \frac{dv_g}{d\lambda} \times \frac{1}{c} \frac{d^2 n}{d\lambda^2} \quad (III.3.3.13)$$

$$\text{Où } \quad = \frac{n_2^2}{n_1^2 - n_2^2} \quad \text{(III.3.3.14)}$$

est la constante de propagation normalisée.

n_1 et n_2 sont respectivement les indices de cœur et de la gaine de la fibre.

n_e est l'indice effectif du guide qui dépend à la fois du matériau et du guide.

$$\Delta n = n_1 - n_2$$

$$= \frac{\omega}{c} \times \frac{1}{k} \times \frac{1}{k} \quad \text{(III.3.3.15)}$$

est la fréquence normalisée.

La dispersion du temps de groupe total D est alors la somme de la dispersion du matériau D_m , de la dispersion du guide D_g et d'une dispersion croisée dépendant à la fois du guide et du matériau.

La dispersion chromatique Δt_c peut s'écrire comme suit :

$$\Delta t_c = - \frac{1}{c} \times \left(\frac{1}{k} \right)^2 \times \Delta k \quad \text{(III.3.3.16)}$$

Les dispersions modales et chromatiques se comportent du point de vue statistique, comme deux distributions indépendantes, la dispersion totale Δt s'exprime par :

$$\Delta t = \sqrt{\Delta t_m^2 + \Delta t_c^2} \quad \text{(III.3.3.17)}$$

[6].

III.5.4. La Biréfringence :

La biréfringence est la propriété physique d'un matériau dans lequel la lumière se propage de façon anisotrope. Dans un milieu biréfringent, l'indice de réfraction n'est pas unique, il dépend des directions de propagation et de polarisation du rayon lumineux.

Un effet spectaculaire de la biréfringence est la double réfraction par laquelle un rayon lumineux pénétrant dans le cristal est divisé en deux. C'est pourquoi, sur la photographie ci-contre *figure III.5*, l'inscription apparaît en double après avoir traversé le cristal de calcite. Ce phénomène est caractéristique des milieux biréfringents, à tel point que les termes « double réfraction » et « biréfringence » sont parfois confondus. Le second tire d'ailleurs son étymologie du premier.



Figure III.5 : Le texte apparaît en double après avoir traversé le cristal de calcite. C'est le double réfraction, un phénomène caractéristique des milieux biréfringents.

Lorsqu'on parle de biréfringence, on sous-entend en général **biréfringence linéaire**, c'est-à-dire qu'on considère les indices de réfraction pour des ondes polarisées rectilignement. Par analogie, on utilise parfois l'expression **biréfringence circulaire** pour désigner l'activité optique. En effet, ces deux phénomènes peuvent se décrire de manière très similaire, mais ils ont des origines microscopiques différentes.

III.5.5. L'anisotropie :

L'anisotropie (contraire d'isotropie) est la propriété d'être dépendant de la direction. Quelque chose d'anisotrope pourra présenter différentes caractéristiques selon la direction.

Un exemple simple est celui des lunettes de soleil polarisantes qui ne laissent pas passer la lumière selon la direction dans laquelle on les regarde. Cela est aussi visible sur certains écrans d'ordinateurs plats qui n'affichent pas les mêmes couleurs : on dit que leur rayonnement est anisotrope.

III.6. Applications :

III.6.1. Utilisation pour les télécommunications :

La fibre optique grâce aux performances avantageuses qu'elle permet, est utilisée de plus en plus à l'intérieur des réseaux de télécommunications. Avec le boum de l'internet et des échanges numériques son utilisation se généralise petit à petit jusqu'à venir chez le particulier.

Du fait de leur besoin, les opérateurs et les entreprises ont été les premiers acquéreurs de fibres optiques. Elle est particulièrement appréciée chez les militaires pour son insensibilité aux IEM (Impulsion électromagnétique) mais aussi pour sa légèreté.

Il faut cependant distinguer les fibres multimodes et monomodes. Les fibres multimodes sont réservées aux réseaux informatiques à courtes distances (data center, entreprises et autres) alors que les fibres monomodes sont installées pour des réseaux à très longues distances. Elles sont notamment utilisées dans les câbles sous-marins qui relient les principaux continents. En arrivant dans les habitations via le réseau FTTH, la fibre optique apporte une révolution dans les télécommunications directement aux particuliers.

À la base une fibre optique est un guide d'onde. C'est donc l'onde qui se propage dans la fibre optique qui est modulé pour contenir une information. Le signal lumineux est codé en variation d'intensité. Pour les courtes distances, et une optique à bas-coût, une simple DEL (diode électroluminescente) peut jouer le rôle de source émettrice tandis que sur des réseaux hauts débits et à longue distance, c'est un laser qui est de préférence utilisé.



Figure III.6 : Câble sous marin en fibre optique

III.6.2. Utilisation dans les réseaux informatiques :

Historiquement, les réseaux informatiques locaux ou LAN, qui permettaient de relier des postes informatiques qui jusque là ne pouvaient pas communiquer entre eux, furent construits avec des câbles réseaux à base de fils de cuivre. Le gros inconvénient de ces câbles est qu'ils sont très sensibles aux perturbations électromagnétiques en tout genre (ascenseurs, courants forts, émetteurs, ...). Dans des milieux à forte concentration d'ondes, il devenait donc difficile d'utiliser ce type de câbles même en les protégeant par un blindage. Mais surtout, inconvénient majeur : le signal électrique qu'ils transportent s'atténue très rapidement. Si l'on veut relier deux équipements distants

ne serait-ce que de quelques centaines de mètres (pour relier deux bâtiments entre eux par exemple), cela devient compliqué car le signal n'est presque plus perceptible une fois arrivé à l'autre bout du câble.

La fibre optique fût très vite introduite dans les réseaux informatiques pour palier aux points faibles des câbles de cuivre. En effet, la lumière qui y circule est très peu sensible aux perturbations électromagnétiques et elle s'atténue beaucoup moins vite que le signal électrique transporté sur du cuivre. On peut ainsi facilement relier des équipements distants de plusieurs centaines de mètres, voire plusieurs kilomètres. Et dans des environnements perturbés et à des débits au moins 10 fois supérieurs aux simples câbles réseaux. Seul inconvénient : son prix parfois dissuasif en fonction du type de fibre choisi.

Dans les réseaux informatiques, les fibres vont toujours par deux : il faut une fibre pour envoyer des données et une fibre pour recevoir.

Plusieurs types de fibres optiques sont aujourd'hui utilisés dans les réseaux informatiques :

- monomode ou multimode
- avec des tailles de cœur et de gaine variables. La plus commune : la 50/125, fibre multimode, a un cœur de 50 microns de diamètre pour une gaine de 125 microns,
- avec des types de connecteurs différents : ST (section ronde à visser), SC (section carrée clipsable), LC (petite section carrée clipsable), ou MTRJ (petite section carrée clipsable).

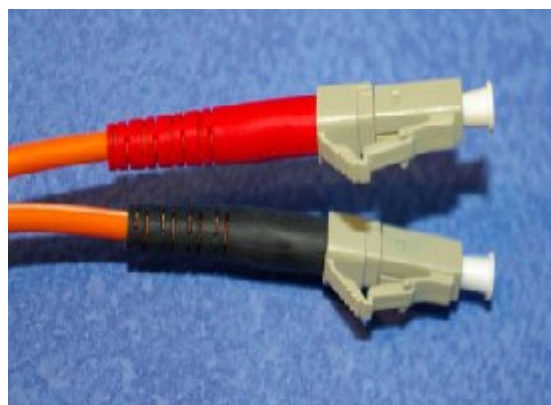


Figure III.7 : Fibre avec connecteur LC



Figure III.8 : Connecteur St-Sc



Figure III.9 : Connecteur FTRJ

III.6.3. Domaine de l'éclairage :

Dès les années 1970, la fibre optique fut utilisée dans des luminaires décoratifs à variation de couleur. À partir des années 1990, la fibre optique est utilisée pour véhiculer la lumière sur un trajet de quelques dizaines de centimètres depuis une source vers l'objet à mettre en valeur, permettant d'obtenir des éclairages ponctuels et discrets, pouvant être élégamment intégrés à une vitrine de présentation, et offrant l'avantage de rayonner très peu d'infrarouge, limitant ainsi le risque d'élévation de température à l'intérieur de la vitrine, néfaste aux œuvres d'art.

III.6.4. Médecine :

Une variété d'endoscopes appelés fibroscopes ou aussi flexoscopes (*Figure III.10*) utilisent la fibre optique pour conduire les rayons lumineux par un faisceau de fibres optiques souples. Et permettent d'explorer de façon très complète les organes du corps humain (par vision directe, photographie, cinématographie, télévision), et la réalisation de prélèvements par biopsie de la muqueuse bronchique, de la muqueuse nasale, pharyngienne ou de la muqueuse du tube digestif.



Figure III.10 : Endoscope souple ou flexoscope

Chapitre IV :
Le module de réception

IV.1. Introduction :

Le module de réception se compose de :

- Un étage de conversion optoélectrique (transimpédance), relié à un étage de mise en forme (trigger de schmitt) pour les trois signaux.
- Un étage de démodulation.
- Un étage de conversion du signal série en parallèle (registre à décalage).
- Un convertisseur numérique analogique, et enfin un filtre passe bas pour filtrer le bruit.

IV.2. La démodulation :

Après que le signal optique eut été converti électriquement, par l'étage de transimpédance et le trigger de schmitt **Figure IV.5**, il est ensuite démodulé suivant le schéma électrique voir **Figure IV.1**

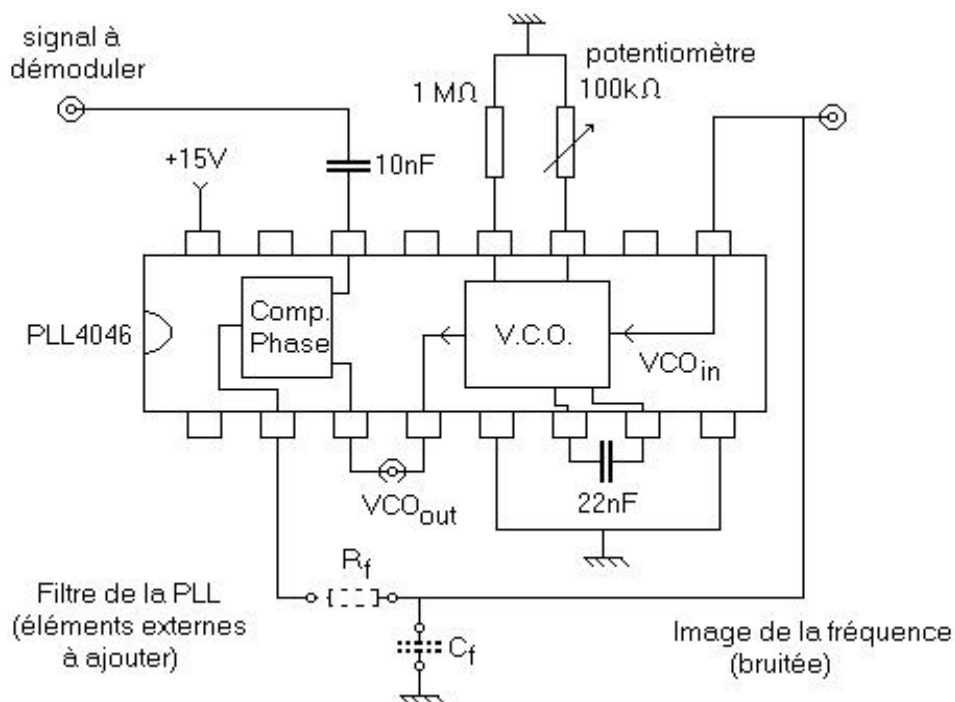


Figure IV.1 : Schéma électrique du circuit de démodulation

Pour cela, on va utiliser une P.L.L. 4046. Le principe de calcul des différents éléments est indiqué dans la documentation du composant. [Voir Annexe].

Notre objectif est de pouvoir démoduler des signaux de fréquence f_1 et f_2 voisines du kHz (à environ 100 Hz près).

Le potentiomètre de 100 k Ω est ajusté, en l'absence de signal d'entrée, pour obtenir une fréquence de sortie du V.C.O (voltage control oscillator) voisine du centre de la plage de fréquence occupée par le signal à démoduler. Cette fréquence sera notée f_{vco} par la suite. Les éléments R_f et C_f permettent de réaliser le filtre passe-bas de la boucle à verrouillage de phase. On rappelle que ce filtre joue un rôle prépondérant dans la plage de capture de cette dernière, (plage de fréquence sur laquelle la PLL peut s'accrocher sur le signal d'entrée).

En faisant des approximations, on peut dire que cette plage est voisine de $[f_{vco}-F_f; f_{vco}+F_f]$, si F_f représente la fréquence de coupure du filtre de la boucle. Cependant, une étude plus approfondie montre que la PLL est un système du second ordre et que la coupure du filtre influe sur l'amortissement de ce dernier. On devra chercher à maintenir un amortissement suffisamment fort afin de limiter les dépassements qui peuvent rendre la boucle instable. Dans notre exemple, on prendra $R_f = 10$ k Ω et $C_f = 100$ nF.

Ensuite on va chercher à éliminer la valeur moyenne du signal afin de rendre la mise en forme plus simple lors de l'étape suivante (une pré mise en forme). Pour cela, on soustrait une tension continue à la tension de sortie du filtre précédent, afin de récupérer un niveau bas négatif et un niveau haut positif. Le niveau continu adapté est réglé au moyen du potentiomètre de 1k Ω (tension V). Il faudra veiller à refaire le réglage dès que l'on aura modifié la valeur moyenne de V_{in} .

On réalise donc un étage soustracteur à amplificateur opérationnel. On lui adjoint en sortie un filtre passe-bas afin d'éviter le bruit qui pourrait perturber la mise en forme (il s'agit notamment de supprimer les pics brutaux de tension...). L'ensemble se présente de la façon suivante :

Figure IV.2

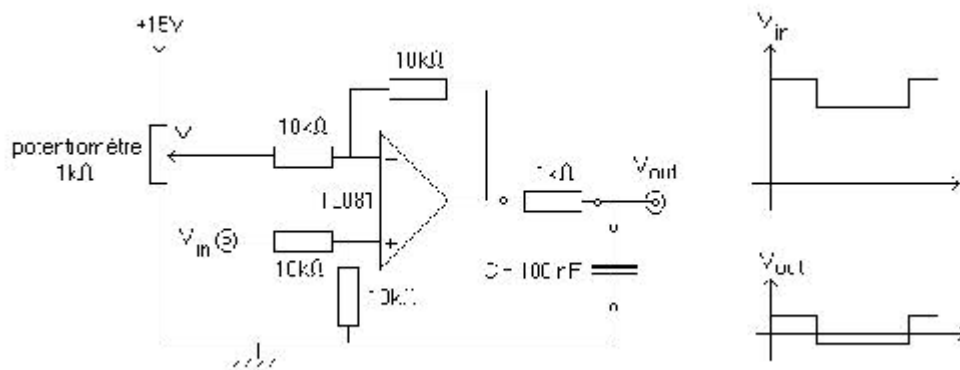


Figure IV.2 : Schéma électrique du circuit de pré mise en forme

IV.2.1. Mise en forme du signal démodulé :

On cherche à retrouver un signal prenant les états 0V ou 5V. Pour cela, on va utiliser un comparateur LM311. **Figure IV.3**

Le circuit est réalisé de la façon suivante :

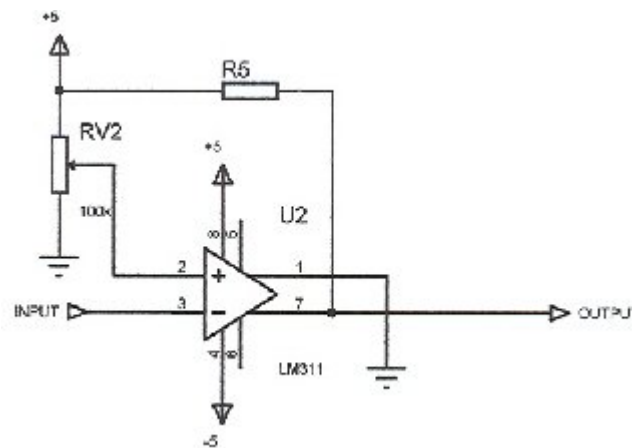
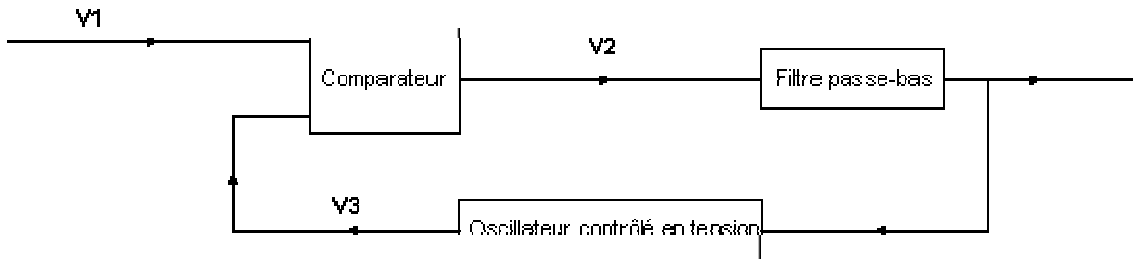


Figure IV.3 : Circuit de mise en forme

IV.2.2. Etude de la démodulation :

Dans cette étude nous allons nous intéresser à un exemple de signal démodulé et remis en forme.

IV.2.2.1. Structure de la boucle à verrouillage de phase :



Lorsque la boucle est verrouillée, les tensions V1 du signal à démoduler et V3 de l'oscillateur contrôlé en tension ont même fréquence. La tension V2 à la sortie du comparateur qui commande l'oscillateur reconstitue donc le signal modulant. Pour que la démodulation soit effective, il faut que la boucle soit verrouillée. L'observation simultanée de V1 et V3 permet de connaître la plage de capture de la boucle : la PLL est verrouillée lorsque les deux signaux sont synchrones.

IV.2.2.2. Principe de fonctionnement :

On s'intéresse dans cet exemple au cas où la boucle est verrouillée. L'observation de la tension de sortie du comparateur V3 permet d'illustrer le principe de fonctionnement de la PLL.

L'oscillogramme ci-dessous **Figure IV.4.1** représente : en haut, la tension V1, en bas, la tension V2 : niveau haut 12V, niveau bas 0V. La fréquence de V1 est 5 kHz.

La fréquence de la tension de sortie du comparateur est double de celle du signal d'entrée. Le déphasage entre les composantes fondamentales de la tension d'entrée V1 et de la tension délivrée par l'oscillateur V3 est d'environ 30°.

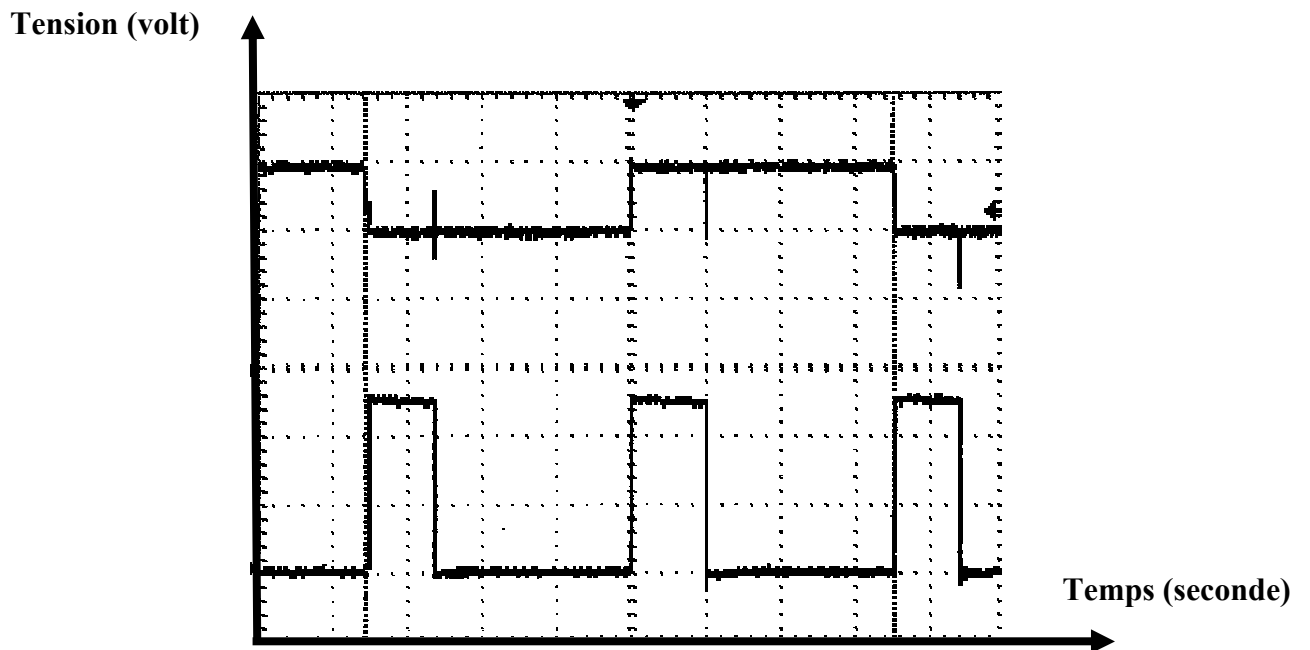


Figure IV.4.1 : L'allure des signaux à l'entrée et à la sortie de la boucle

On augmente maintenant la fréquence de la tension V1. Voici les oscillogrammes observés. La fréquence de V1 est maintenant de 15kHz. La valeur moyenne de V2 est proche de sa valeur maximale qui est de 12V. Le déphasage entre V1 et V3 est voisin de 180° . Une augmentation de la fréquence du signal d'entrée aura pour effet de déverrouiller la boucle **Figure IV.4.2**

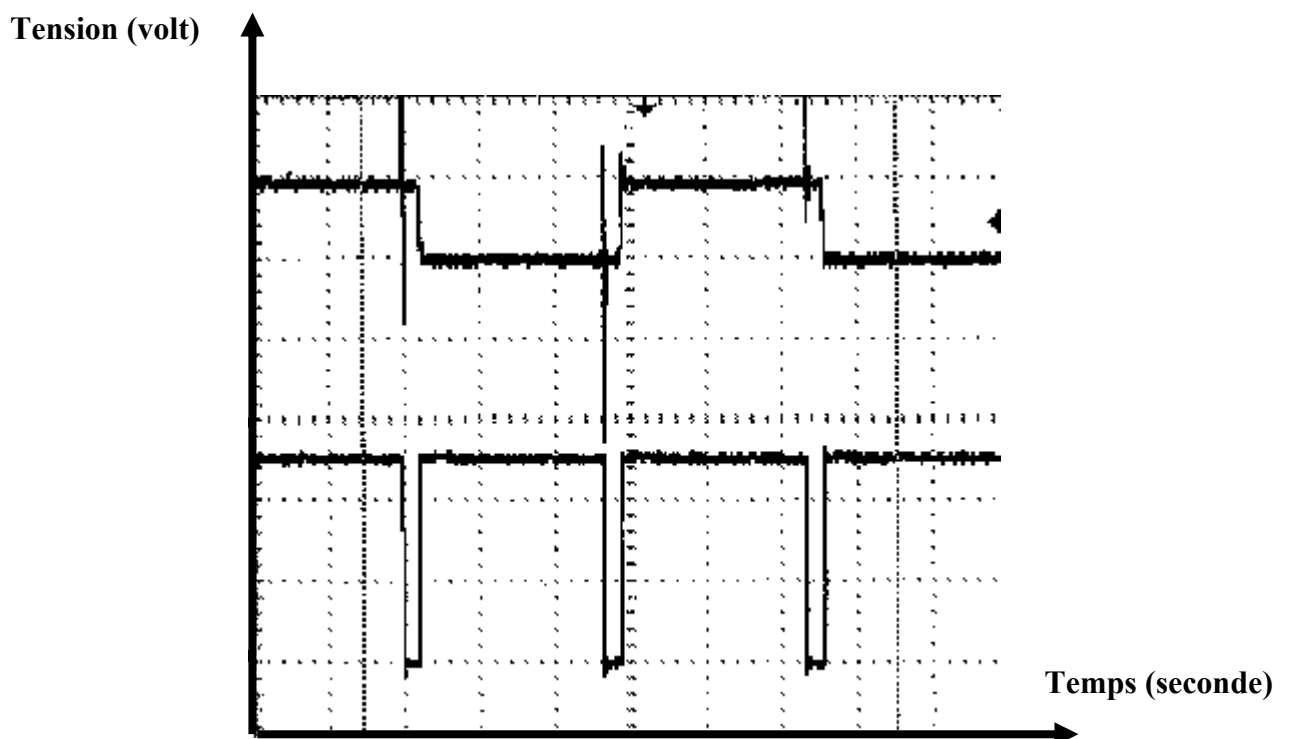


Figure IV.4.2 : L'allure des signaux à l'entrée et à la sortie de la boucle

IV.2.2.3. Signal démodulé :

On constate que le signal de sortie du bloc de démodulation est très bruité. Cela vient du fait que les fréquences F_b , f_1 et f_2 sont très proches. Pour que la démodulation soit convenable, il faut effectuer une mise en forme de ce signal. Le bloc décision permet la mise en forme du signal démodulé.

IV.2.2.4. Mise en forme du signal :

D'après l'allure du signal de sortie de la PLL, on voit qu'un simple comparateur à zéro ne conviendrait pas, puisqu'on aurait passage à 0 du signal de sortie alors que le signal modulant est à l'état 1. Pour éviter ce genre de situation, on utilise un comparateur inverseur à hystérésis dont les seuils sont $-1V$ et $+1V$.

Ce comparateur est précédé d'un amplificateur inverseur à coefficient d'amplification variable. Le réglage de l'amplification permet d'adapter le signal de sortie de la PLL aux seuils de basculement du comparateur. On évite ainsi les basculements intempestifs du comparateur. Le schéma de ce circuit se présente selon la forme suivante : *Figure IV.5*

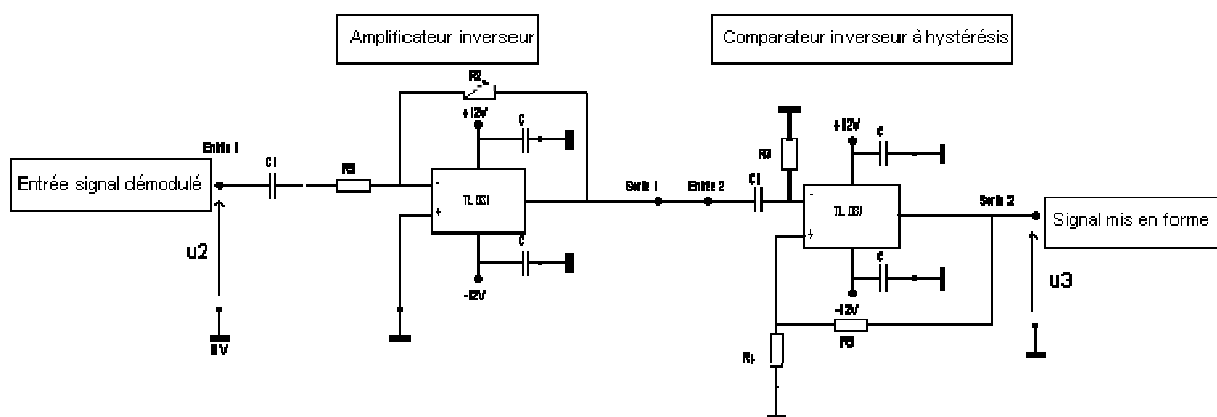


Figure IV.5 : Schéma électrique du circuit de mise en forme

Visualisation des signaux **Figure IV.6** : En haut, signal de sortie de la PLL. En Bas, signal de sortie de l'amplificateur. Calibre : 2V/division

Selon les valeurs des fréquences f_1 et f_2 choisies, la variation de la tension V_2 autour de sa valeur moyenne peut être insuffisante pour permettre le basculement du comparateur. L'amplificateur permet d'augmenter la plage de fonctionnement du bloc de décision.

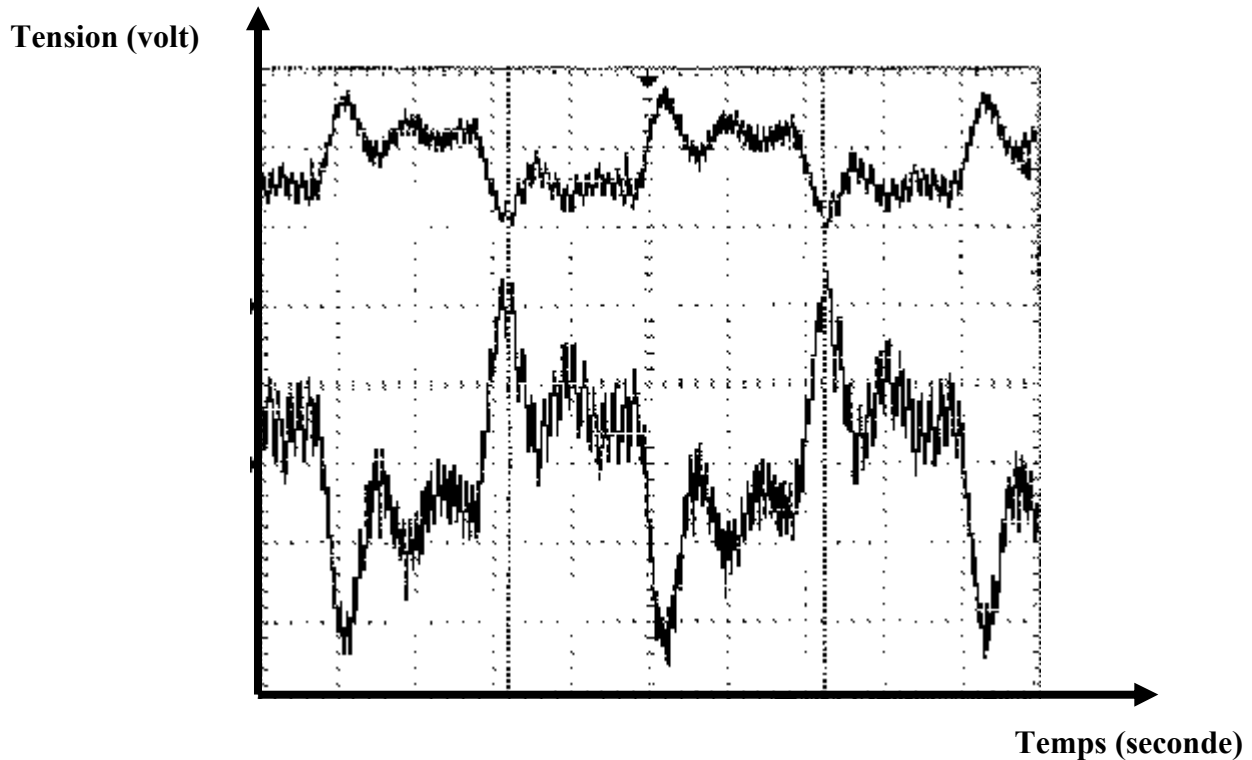


Figure IV.6 : Allure du signal à la sortie de la boucle et de l'amplificateur

Signal de sortie du bloc de décision :

On reconnaît ci-dessous **Figure IV.7** le signal de sortie de l'amplificateur. Le signal carré est le signal de sortie du comparateur.

Calibres :

2V/division pour la tension de sortie de l'amplificateur.

5V/division pour le signal de sortie du comparateur (carré).

On a donc bien reconstitué le signal modulant. La démodulation est bien effectuée.

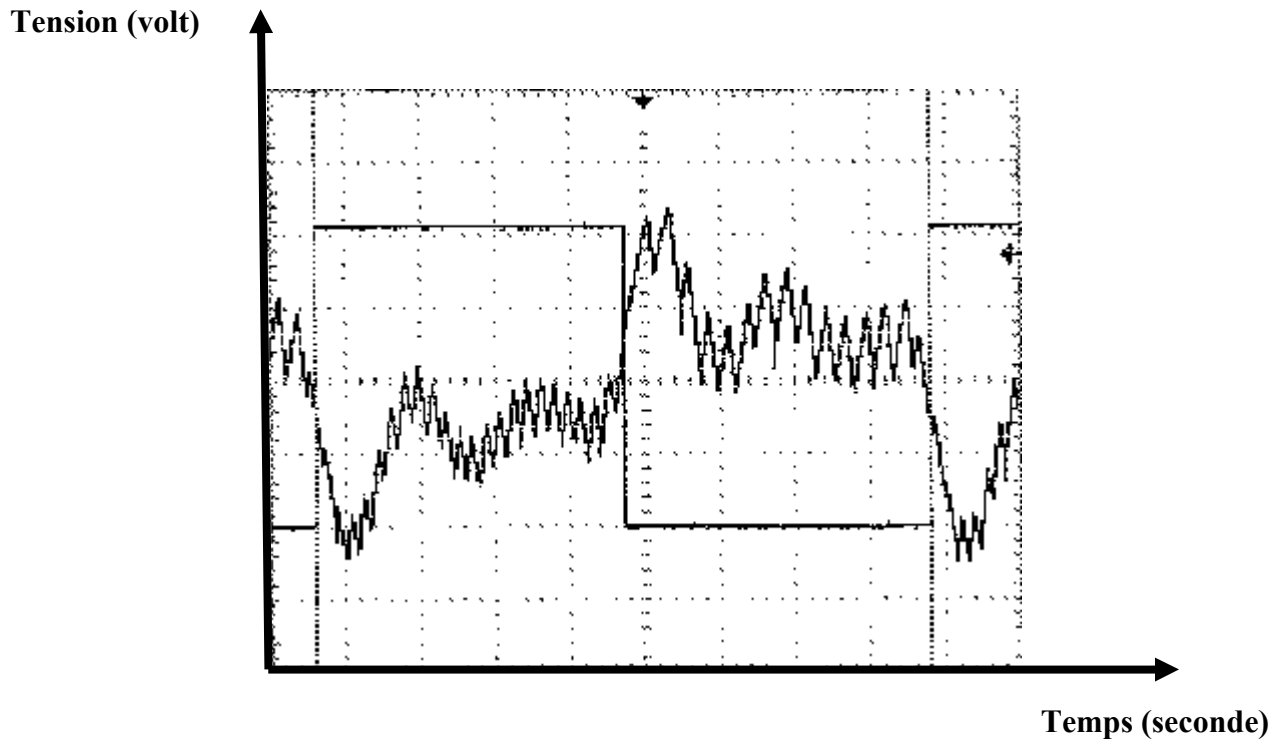


Figure IV.7 : Allure du signal modulant remis en forme

Reconstitution du signal :

Après la démodulation le signal série transmis est convertit en un signal de données parallèles par un registre à décalage le 74LS164, le signal numérique est ensuite convertit en signal analogique par le DAC0808, et un filtre passe bas permet la restitution final du signal transmis

Figure IV.9.

IV.3. Schéma électrique du circuit de réception :

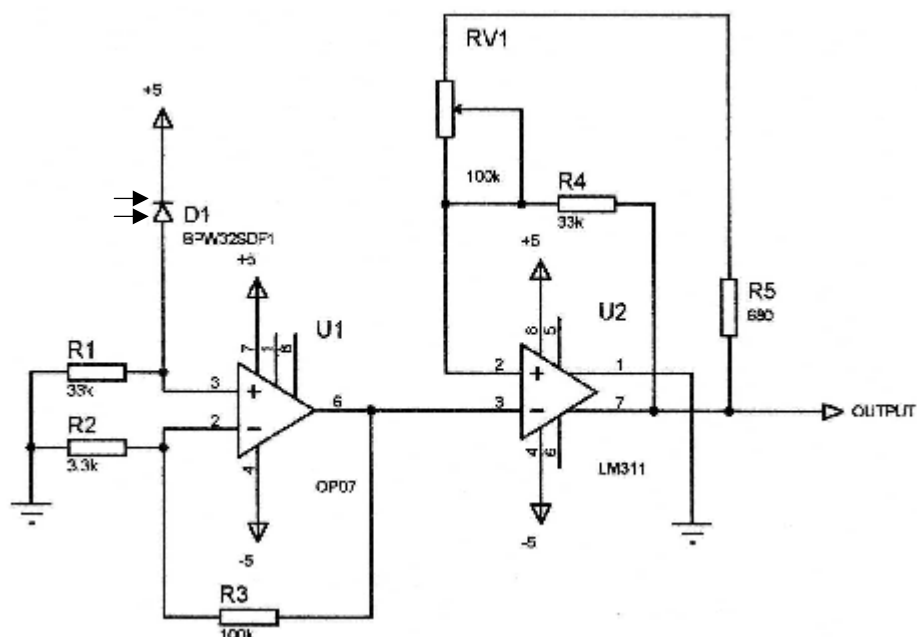


Figure IV.8 : Etage de conversion optoélectrique

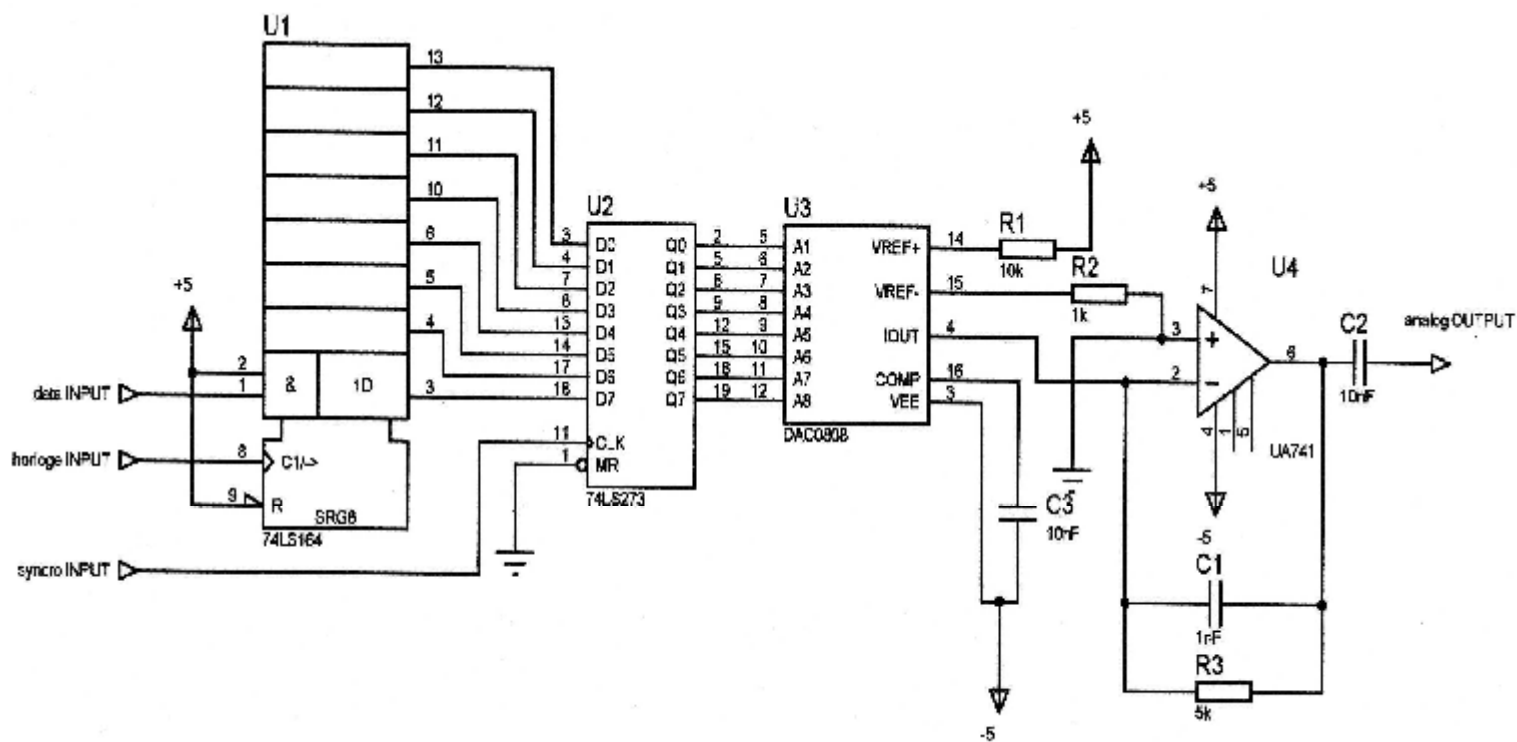
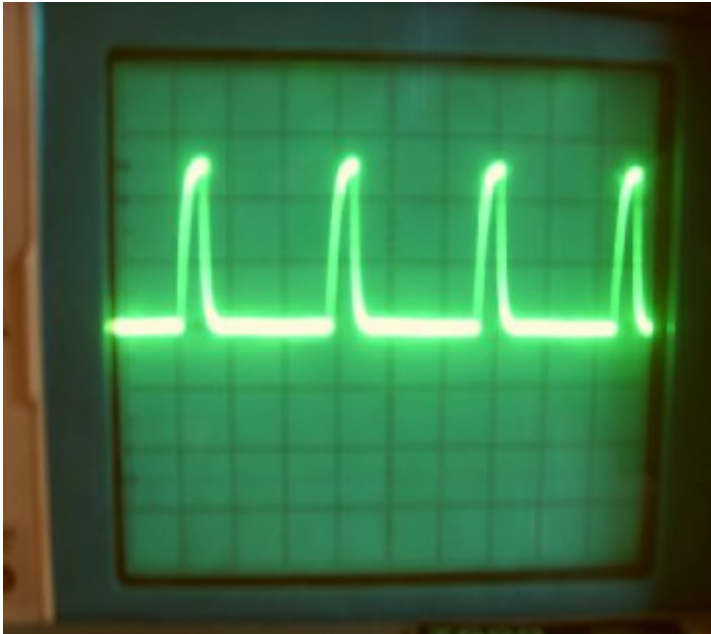
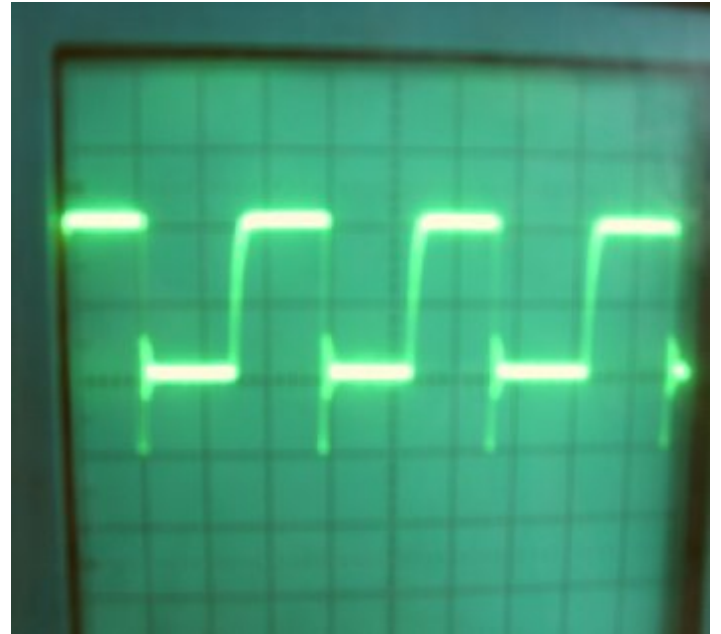
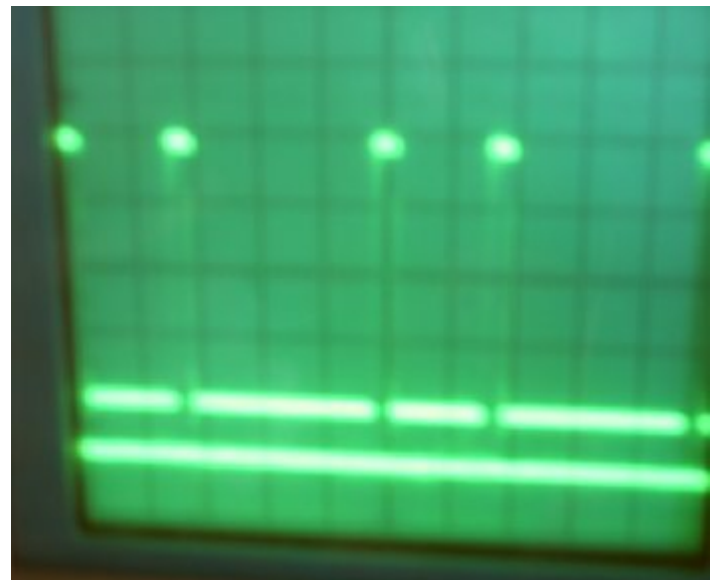


Figure IV.9 : Le récepteur

Chapitre V :
Résultats expérimentaux

V.1. Allures des signaux transmis :*Figure V.1.1 : Formes de l'horloge transmise**Figure V.1.2 : Signal d'horloge mis en forme**Figure V.1.3 : Data transmise**Figure V.1.4 : Data mise en forme*

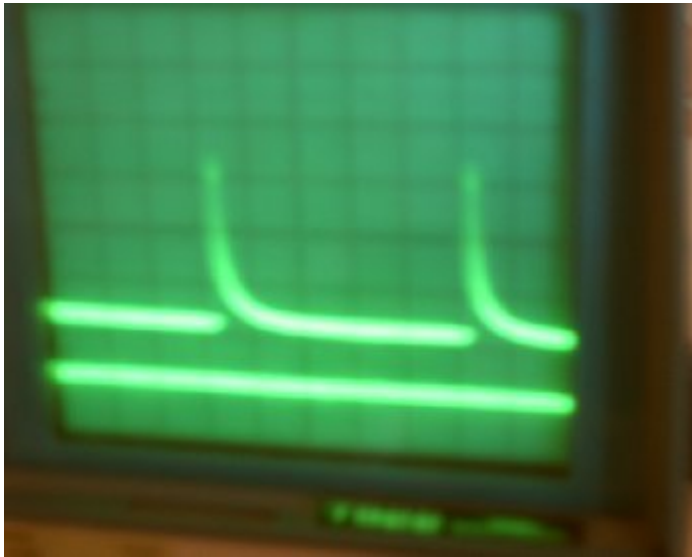


Figure V.1.5 : Signal synchro transmis

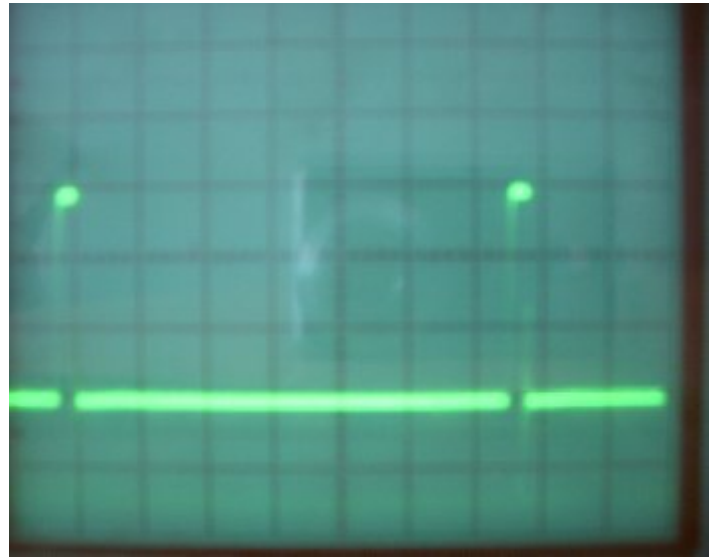


Figure V.1.6 : Signal synchro mis en forme

Sur ces figures les signaux transmis ont été recueilli sur deux parties différentes du module de réception, les photos à gauche représentent les signaux aux bornes des photodiodes du module de réception, nous constatons que leurs forme est dégradée à cause de la conversion opto électrique des photodiodes, cette opération nous délivre un signal quelconque difficile à identifier par les autres blocs du récepteur (registre à décalage, registre à base de bascule D), ceux qui arrêtera le fonctionnement des blocs suivants (convertisseur, filtre passe bas) et empêchera la reconstitution du signal analogique transmis, d'où l'utilité d'insérer un étage de mise en forme à la conversion, qui nous délivrera des signaux sous forme de train d'impulsions comme le montre les figures à droite.

Lecture :

Synchro : 2 volt/Division, 10 μ s/Division.

Data : 5 volt/Division, 0.2 ms/Division.

Horloge : 2 volt/Division, 2 μ s/Division.

Signal modulé : 2 volt/Division, 20 μ s/Division.

Signal démodulé : 2 volt/Division, 5 ms/Division.

Signal analogique mis en forme (signal carrée) : 1 volt/Division, 2 ms/Division.

Signal analogique mis en forme (signal sinusoïdal) : 1 volt/Division, 2 ms/Division.

Signal analogique d'entrée (carré) : 2 volt/Division, 2 ms/Division.

Signal analogique d'entrée (signal sinusoïdal) : 2 volt/Division, 2 ms/Division.

V.2. Allures du signal data modulé :

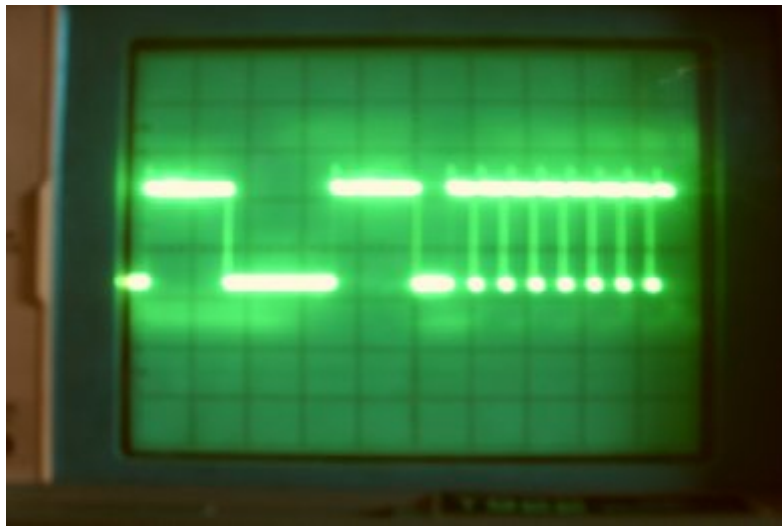


Figure V.2.1 : Signal modulé

V.3. Allure du signal démodulé :

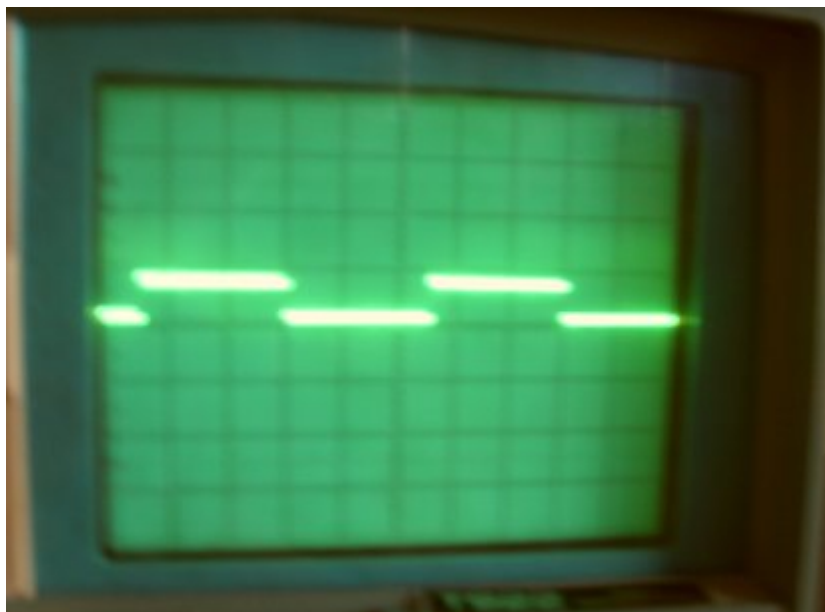


Figure V.3.1 : Signal démodulé

Sur le signal modulé obtenu nous apercevons nettement la variation de fréquence, ainsi que les deux fréquences de modulation $F_1 = 15.635 \text{ KHz}$ et $F_2 = 41.666 \text{ KHz}$; ceux-ci est du à la présence d'un encombrement spectral important qui se traduit par un indice de modulation m élevé $m = 13.02$. Quant au signal démodulé nous constatons qu'il est bien restitué grâce au circuit employé et le bon choix de la fréquence de coupure du filtre passe bas nécessaire au calcul de la plage de capture des fréquences ainsi que du bloc de mise en forme.

Caractéristiques du signal modulé :

F_b : fréquence du signal modulant

F_1 : fréquence du signal modulé correspondant à l'état bas du signal modulant

F_2 : fréquence du signal modulé correspondant à l'état haut du signal modulant

M : indice de modulation, $m = F_2 - F_1 / 2 * F_b$

Δf : c'est l'excursion maximale de fréquence, $\Delta f = F_2 - F_1 / 2$

En ce qui concerne nos résultats :

$F_b = 125 \text{ Hz}$ (compatible au signal ECG), $F_1 = 15.625 \text{ KHz}$, $F_2 = 41.666 \text{ KHz}$, $m = 13.02$, $\Delta f = 13.02 \text{ KHz}$.

Puissance d'émission des diodes lasers : $P = 1.27 \text{ mW}$. Mesurée par un puissancemètre.

Bande passante du dispositif expérimentale : 3 KHz .



Figure V.3.2 : Puissancemètre optique

V.4. Allure du signal analogique initial (carré) mis en forme :

Figure V.4.1 : Signal carré mis en forme (le signal atténué)

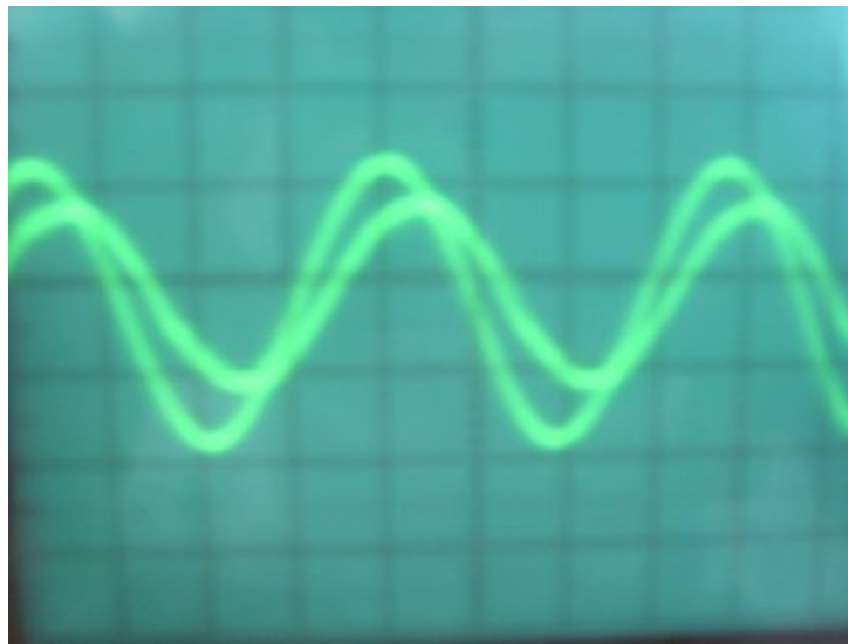
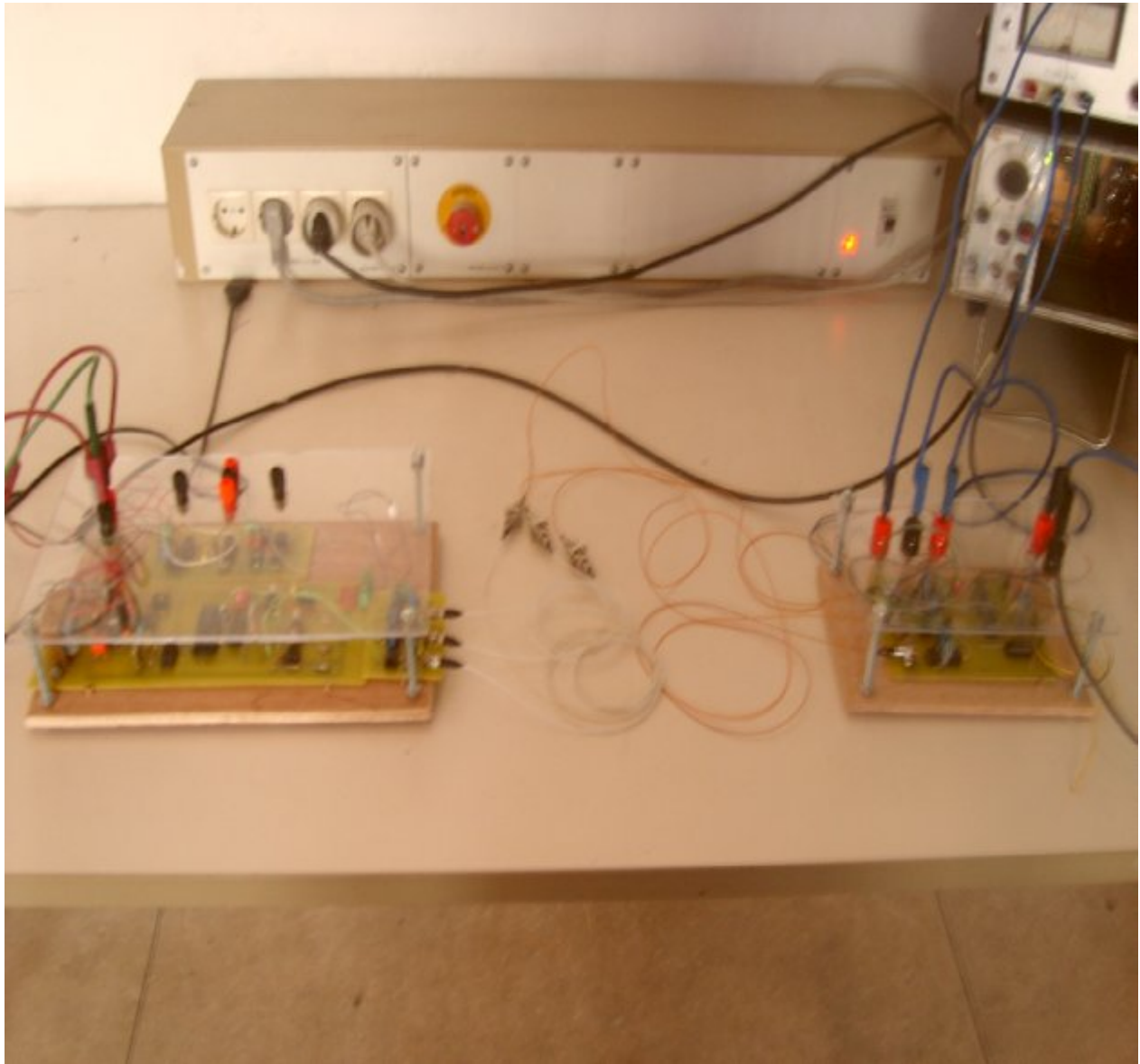
V.5. Signal sinusoïdal mis en forme :

Figure V.5.1 : Signal sinusoïdal mis en forme (le signal atténué)

Nous constatons sur les photos que les signaux reçus sont faiblement atténués et déphasés, le déphasage est dû à la synchronisation des trois signaux transmis (horloge, data, synchro) quant à l'atténuation elle est causée par le gain en sortie de l'amplificateur ce gain peut être réglé par l'insertion d'une grande résistance variable.

V.6. Photo du dispositif expérimental :



Conclusion Générale

CONCLUSION

Le travail que nous avons effectué nous a initiés à un domaine extrêmement sensible qui est l'instrumentation à fibre optique qui nécessite beaucoup de rigueur expérimentale et des équipements spécifiques coûteux.

Au cours de notre projet de fin d'étude, nous avons étudié un banc de transmission d'un signal ECG à fibre optique assez onéreux, il permet de transmettre des signaux sur des longues distances, en évoquant théoriquement les principes de fonctionnements et les détails techniques.

Cependant la réalisation n'a été possible qu'après la maîtrise de procédés expérimentaux nouveaux comme le clivage d'une fibre, l'injection de la lumière dans un guide optique, et la connaissance du matériel nécessaire à la réalisation (fibre optique monomode, connecteurs spécifiques, circuit de modulation PLL).

Au terme de notre travail expérimental nous avons :

- Effectué dans une première phase d'initiation, toute une série de manipulations classiques afin de nous familiariser avec les techniques de l'optique expérimentale, et la modulation des signaux numériques.
- Testé les maquettes expérimentales de notre projet sur le logiciel.

Quant à son exploitation :

Ce travail présente un intérêt majeur du fait qu'il peut déjà être utilisé en laboratoire pour des essais de transmissions de signaux biomédicaux. Il peut aussi servir de base de démonstration de transmission par fibre optique. Par ailleurs il peut être développé d'avantage par la multiplication de signaux à transmettre grâce à un multiplexage approprié. De même ce système peut servir de base au développement d'un réseau de communication intra hôpital à base de fibre optique entre différents services.

Simple et modeste notre travail, mais riche et fructueux son contenu. Nous espérons qu'il puisse servir de support pour les prochaines promotions.

Annexe

Annexe A

Caractéristiques de la diode laser utilisé :

La diode laser utilisé est une FU-627SDF de MITSUBISHI, ce composant est conçue pour fonctionner en émetteur récepteur il a une diode laser et une photodiode intégrée ses principales caractéristiques aux températures ambiantes ($T=25^{\circ}\text{C}$) sont les suivantes :

- **Diode laser :**

- Puissance maximal à la sortie de la fibre $P_f = 3\text{mWatt}$.
- Tension inverse $V = 2\text{ Volt}$.

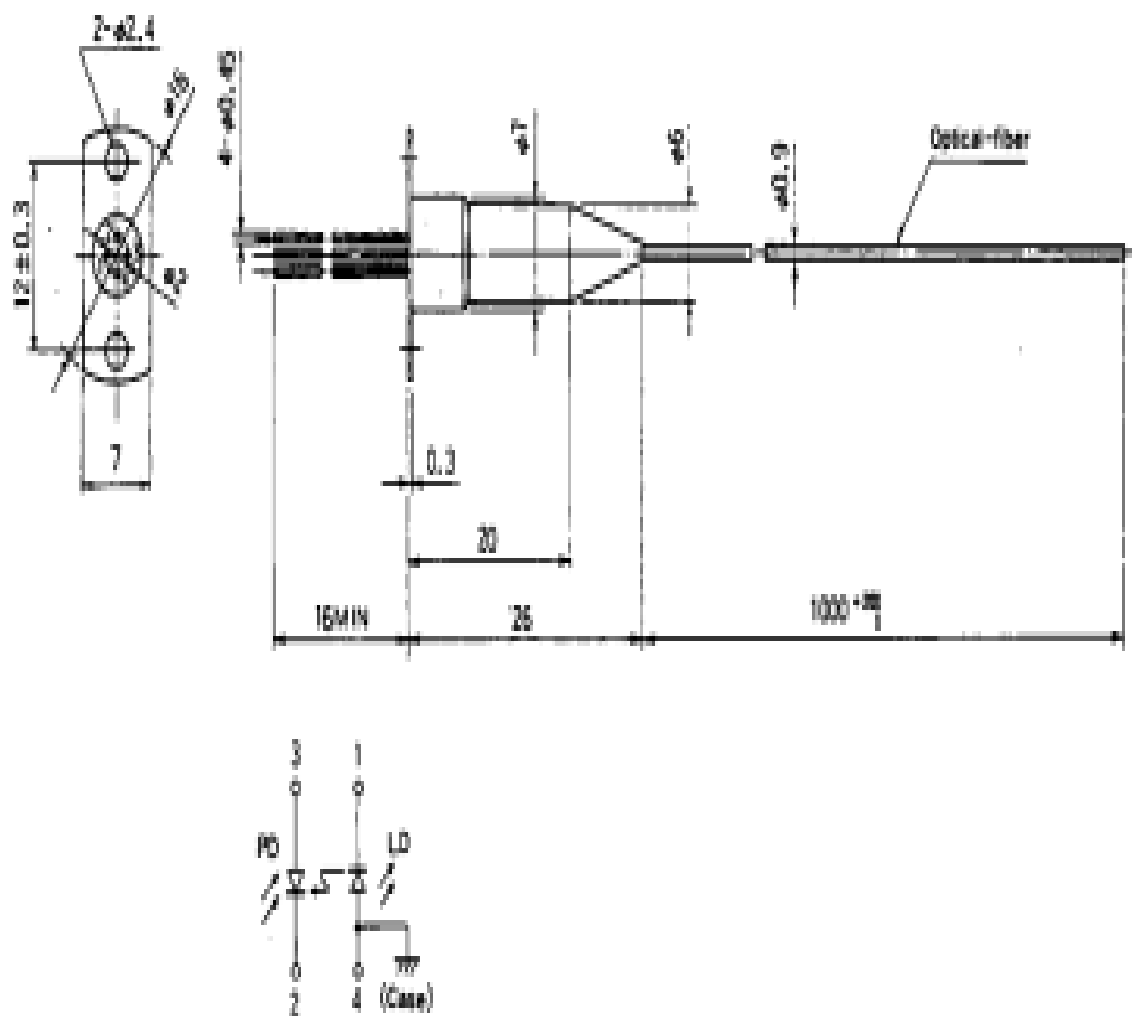
- **Photodiode :**

- Tension inverse $V = 15\text{ Volt}$.
- Courant direct $V = 2\text{mA}$.

Autres caractéristiques :

- Courant de seuil = 15 à 40mA.
- Courant opérationnelle = 38 à 90mA.
- Tension opérationnelle = 1.2 à 1.6 Volt.
- Puissance de sortie de la fibre = 2mW.
- Longueur d'onde centrale $\lambda_c = 1550\text{nm}$.
- Temps de montée et temps de réponse = 0.3ns.
- Courant d'obscurité (photodiode) $I_d = 0.1$ à $0.5\mu\text{A}$ sous $V_{rd} = 5\text{ Volt}$.
- Capacité (photodiode) $C_t = 20\text{pFarad}$.

Structure extérieure de la photodiode :



Annexe B

Caractéristiques de la fibre optique utilisée :

- Type : SM pour single mode fiber.
- Diamètre : $0.3\mu\text{m}$
- Atténuation : 0.02dB/Km
- Bande passante : supérieur à 10GHz

Annexe C



October 1987
Revised March 2002

CD4046BC

Micropower Phase-Locked Loop

General Description

The CD4046BC micropower phase-locked loop (PLL) consists of a low power, linear, voltage-controlled oscillator (VCO), a source follower, a zener diode, and two phase comparators. The two phase comparators have a common signal input and a common comparator input. The signal input can be directly coupled for a large voltage signal, or capacitively coupled to the self-biasing amplifier at the signal input for a small voltage signal.

Phase comparator I, an exclusive OR gate, provides a digital error signal (phase comp. I Out) and maintains 90° phase shifts at the VCO center frequency. Between signal input and comparator input (both at 50% duty cycle), it may lock onto the signal input frequencies that are close to harmonics of the VCO center frequency.

Phase comparator II is an edge-controlled digital memory network. It provides a digital error signal (phase comp. II Out) and lock in signal (phase pulse) to indicate a locked condition and maintains a 0° phase shift between signal input and comparator input.

The linear voltage-controlled oscillator (VCO) produces an output signal (VCO Out) whose frequency is determined by the voltage at the VCO_{IN} input, and the capacitor and resistors connected to pin C1_A, C1_B, R1 and R2.

The source follower output of the VCO_{IN} (demodulator Out) is used with an external resistor of 10 kΩ or more.

The INHIBIT input, when high, disables the VCO and source follower to minimize standby power consumption. The zener diode is provided for power supply regulation, if necessary.

Features

- Wide supply voltage range: 3.0V to 18V
- Low dynamic power consumption: 70 μW (typ.) at $f_o = 10$ kHz, $V_{DD} = 5V$
- VCO frequency: 1.3 MHz (typ.) at $V_{DD} = 10V$
- Low frequency drift: 0.06%/°C at $V_{DD} = 10V$ with temperature
- High VCO linearity: 1% (typ.)

Applications

- FM demodulator and modulator
- Frequency synthesis and multiplication
- Frequency discrimination
- Data synchronization and conditioning
- Voltage-to-frequency conversion
- Tone decoding
- FSK modulation
- Motor speed control

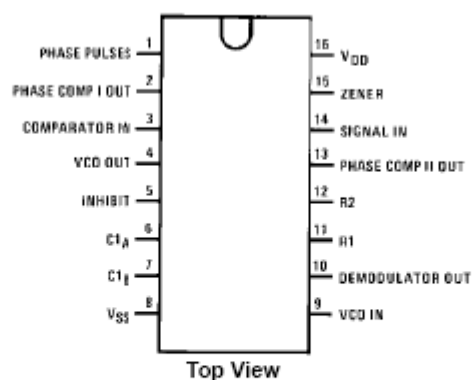
CD4046BC Micropower Phase-Locked Loop

Order Number	Package Number	Package Description
CD4046BCM	M16A	16-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-012, 0.150" Narrow
CD4046BCN	N16E	16-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300" Wide

Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter "X" to the ordering code.

CD4046BC

Connection Diagram



Top View

Block Diagram

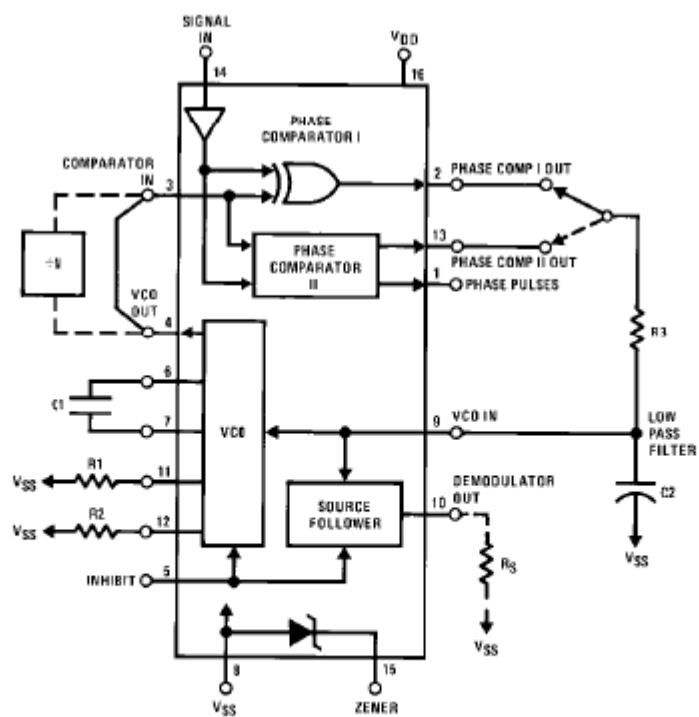


FIGURE 1.

Absolute Maximum Ratings(Note 1)

(Note 2)

DC Supply Voltage (V_{DD})	-0.5 to +18 V_{DC}
Input Voltage (V_{IN})	-0.5 to $V_{DD} + 0.5 V_{DC}$
Storage Temperature Range (T_S)	-65°C to +150°C
Power Dissipation (P_D)	
Dual-In-Line	700 mW
Small Outline	500 mW
Lead Temperature (T_L)	
(Soldering, 10 seconds)	260°C

Recommended Operating Conditions (Note 2)

DC Supply Voltage (V_{DD})	3 to 15 V_{DC}
Input Voltage (V_{IN})	0 to $V_{DD} V_{DC}$
Operating Temperature Range (T_A)	-55°C to +125°C

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. They are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

Note 2: $V_{SS} = 0V$ unless otherwise specified.

DC Electrical Characteristics (Note 2)

Symbol	Parameter	Conditions	-55°C		+25°C			+125°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
I_{DD}	Quiescent Device Current	Pin 5 = V_{DD} , Pin 14 = V_{DD} , Pin 3, 9 = V_{SS} $V_{DD} = 5V$		5		0.005	5		150	μA
		$V_{DD} = 10V$		10		0.01	10		300	
		$V_{DD} = 15V$		20		0.015	20		600	
		Pin 5 = V_{DD} , Pin 14 = Open, Pin 3, 9 = V_{SS} $V_{DD} = 5V$		45		5	35		185	
V_{OL}	LOW Level Output Voltage	$V_{DD} = 5V$		0.05		0	0.05		0.05	V
		$V_{DD} = 10V$		0.05		0	0.05		0.05	
		$V_{DD} = 15V$		0.05		0	0.05		0.05	
V_{OH}	HIGH Level Output Voltage	$V_{DD} = 5V$	4.95		4.95	5		4.95		V
		$V_{DD} = 10V$	9.95		9.95	10		9.95		
		$V_{DD} = 15V$	14.95		14.95	15		14.95		
V_{IL}	LOW Level Input Voltage Comparator and Signal In	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$ or 4.5V		1.5		2.25	1.5		1.5	V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 1V$ or 9V		3.0		4.5	3.0		3.0	
		$V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$ or 13.5V		4.0		6.0	4.0		4.0	
V_{IH}	HIGH Level Input Voltage Comparator and Signal In	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$ or 4.5V	3.5		3.5	2.75		3.5		V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 1V$ or 9V	7.0		7.0	5.5		7.0		
		$V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$ or 13.5V	11.0		11.0	9.25		11.0		
I_{OL}	LOW Level Output Current (Note 4)	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.4V$	0.64		0.51	0.88		0.36		mA
		$V_{DD} = 10V, V_O = 0.5V$	1.0		1.3	2.25		0.9		
		$V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$	4.2		3.4	8.8		2.4		
I_{OH}	HIGH Level Output Current (Note 4)	$V_{DD} = 5V, V_O = 4.6V$	-0.64		-0.51	-0.88		-0.36		mA
		$V_{DD} = 10V, V_O = 8.5V$	-1.6		-1.3	-2.25		-0.9		
		$V_{DD} = 15V, V_O = 13.5V$	-4.2		-3.4	-8.8		-2.4		
I_{IN}	Input Current	All Inputs Except Signal Input $V_{DD} = 16V, V_{IN} = 0V$ $V_{DD} = 15V, V_{IN} = 15V$		0.1		10^{-5} 10^{-5}	0.1 0.1		1.0 1.0	μA
C_{IN}	Input Capacitance	Any Input (Note 3)							7.5	pF
P_T	Total Power Dissipation	$f_o = 10 \text{ kHz}, R_1 = 1 \text{ M}\Omega$, $K_2 = \infty, V_{CUIN} = V_{CC}/2$ $V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$				0.07 0.6 2.4				mW

Note 3: Capacitance is guaranteed by periodic testing.

Note 4: I_{OH} and I_{OL} are tested one output at a time.

CD4046BC

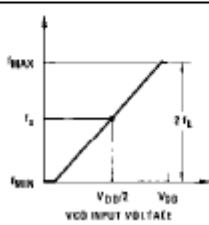
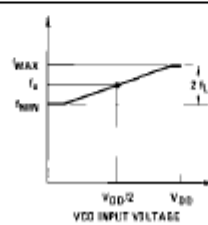
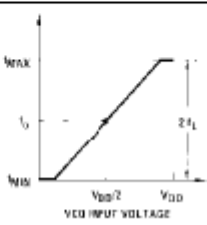
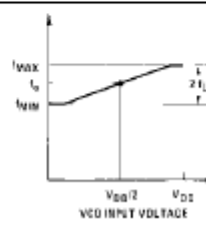
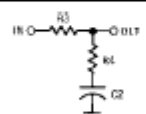
AC Electrical Characteristics (Note 5) $T_A = 25^\circ\text{C}$, $C_L = 50\text{ pF}$

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
VCO SECTION						
I _{DD}	Operating Current	f ₀ = 10 kHz, R1 = 1 MΩ, R2 = ∞, VCO _{IN} = V _{CO} /2 V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		20 90 200		μA
f _{MAX}	Maximum Operating Frequency	C1 = 50 pF, R1 = 10 kΩ, R2 = ∞, VCO _{IN} = V _{DD} V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V	0.4 0.6 1.0	0.8 1.2 1.6		MHz
	Linearity	VCO _{IN} = 2.5V ± 0.3V, R1 ≥ 10 kΩ, V _{DD} = 5V VCO _{IN} = 5V ± 2.6V, R1 ≥ 400 kΩ, V _{DD} = 10V VCO _{IN} = 7.5V ± 5V, R1 ≥ 1 MΩ, V _{DD} = 15V		1 1 1		%
	Temperature-Frequency Stability No Frequency Offset, f _{MIN} = 0	%/°C < 5c1/f, V _{DD} R2 = ∞ V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		0.12–0.24 0.04–0.08 0.015–0.03		%/°C
	Frequency Offset, f _{MIN} ≠ 0	V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		0.06–0.12 0.05–0.1 0.03–0.06		%/°C
VCO _{IN}	Input Resistance	V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		10 ⁵ 10 ⁶ 10 ⁶		MΩ
VCO	Output Duty Cycle	V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		50 50 50		%
t _{THL}	VCO Output Transition Time	V _{DD} = 5V		90	200	ns
t _{THL}		V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		50 45	100 80	ns
PHASE COMPARATORS SECTION						
R _{IN}	Input Resistance					
	Signal Input	V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V	1 0.2 0.1	3 0.7 0.3		MΩ
	Comparator Input	V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		10 ⁶ 10 ⁶ 10 ⁶		
	AC-Coupled Signal Input Voltage Sensitivity	C _{SERIES} = 1000 pF f = 50 kHz V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		200 400 700	400 800 1400	mV
DEMODULATOR OUTPUT						

Design Information

This information is a guide for approximating the value of external components for the CD4046B in a phase-locked-loop system. The selected external components must be within the following ranges: $R_1, R_2 \geq 10 \text{ k}\Omega$, $R_3 \geq 10 \text{ k}\Omega$, $C_1 \geq 50 \text{ pF}$.

In addition to the given design information, refer to Figure 5, Figure 6, Figure 7 for R_1 , R_2 and C_1 component selections.

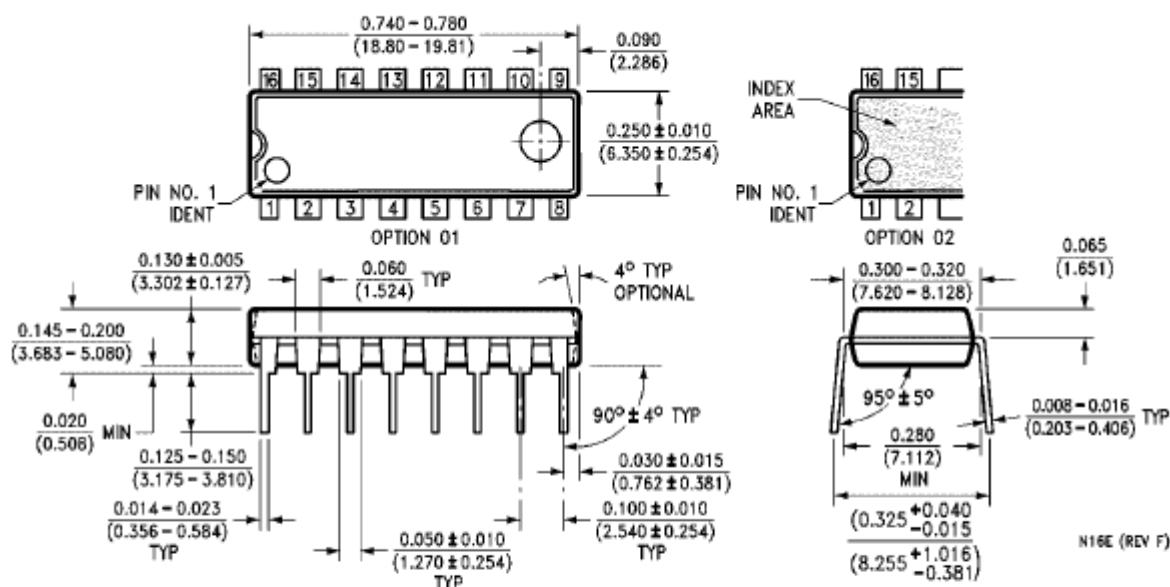
Characteristics	Using Phase Comparator I		Using Phase Comparator II	
	VCO Without Offset R2 = ∞	VCO With Offset	VCO Without Offset R2 = ∞	VCO With Offset
VCO Frequency				
For No Signal Input	VCO in PLL system will adjust to center frequency, f _o		VCO in PLL system will adjust to lowest operating frequency, f _{min}	
Frequency Lock Range, 2 f _L	2 f _L = full VCO frequency range 2 f _L = f _{max} - f _{min}			
Frequency Capture Range, 2 f _C	 $2 f_C \approx \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{2 \pi f_L}{\tau_1}}$		f _C = f _L	
Loop Filter Component Selection	 For 2 f_C, see Ref.			
Phase Angle Between Single and Comparator	90° at center frequency (f _o), approximating 0° and 180° at ends of lock range (2 f _L)		Always 0° in lock	
Locks on Harmonics of Center Frequency	Yes		No	
Signal Input Noise Rejection	High		Low	

Design Information (Continued)

Characteristics	Using Phase Comparator I		Using Phase Comparator II	
	VCO Without Offset $R2 = \infty$	VCO With Offset	VCO Without Offset $R2 = \infty$	VCO With Offset
VCO Component Selection	Given: f_o. Use f_o with Figure 5 to determine R1 and C1.	Given: f_o and f_L. Calculate f_{min} from the equation $f_{min} = f_o - f_L$. Use f_{min} with Figure 6 to determine R2 and C1. Calculate $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ from the equation $\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{f_o + f_L}{f_o - f_L}$. Use $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ with Figure 7 to determine ratio R2/R1 to obtain R1.	Given: f_{max}. Calculate f_o from the equation $f_o = \frac{f_{max}}{2}$. Use f_o with Figure 5 to determine R1 and C1.	Given: f_{min} and f_{max}. Use f_{min} with Figure 6 to determine R2 and C1. Calculate $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ Use $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ with Figure 7 to determine ratio R2/R1 to obtain R1.

References

G.S. Moschytz, "Miniaturized RC Filters Using Phase-Locked Loop", BSTJ, May, 1965.
Floyd Gardner, "Phaselock Techniques", John Wiley & Sons, 1966.

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)

16-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300" Wide
Package Number N16E

Fairchild does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and Fairchild reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

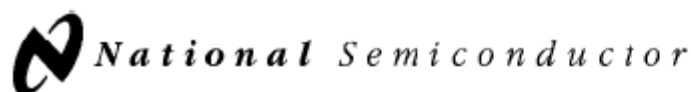
LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

www.fairchildsemi.com

Annexe D



February 1995

LM565/LM565C Phase Locked Loop

General Description

The LM565 and LM565C are general purpose phase locked loops containing a stable, highly linear voltage controlled oscillator for low distortion FM demodulation, and a double balanced phase detector with good carrier suppression. The VCO frequency is set with an external resistor and capacitor, and a tuning range of 10:1 can be obtained with the same capacitor. The characteristics of the closed loop system—bandwidth, response speed, capture and pull in range—may be adjusted over a wide range with an external resistor and capacitor. The loop may be broken between the VCO and the phase detector for insertion of a digital frequency divider to obtain frequency multiplication.

The LM565H is specified for operation over the -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ military temperature range. The LM565CN is specified for operation over the 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$ temperature range.

Features

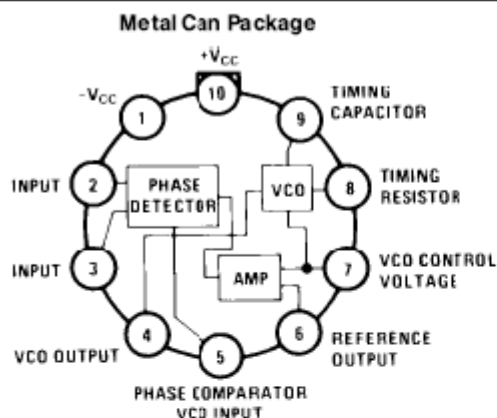
- 200 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ frequency stability of the VCO
- Power supply range of ± 5 to ± 12 volts with 100 ppm/% typical
- 0.2% linearity of demodulated output

- Linear triangle wave with in phase zero crossings available
- TTL and DTL compatible phase detector input and square wave output
- Adjustable hold in range from $\pm 1\%$ to $> \pm 60\%$

Applications

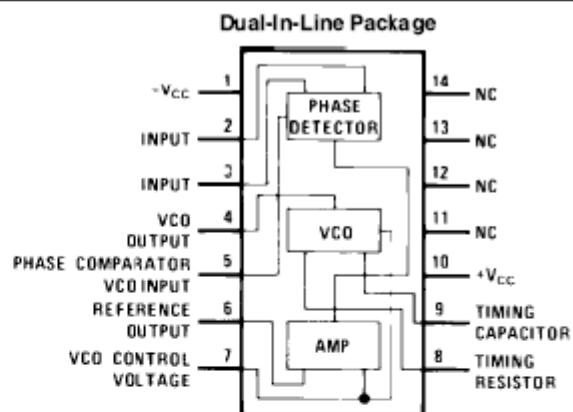
- Data and tape synchronization
- Modems
- FSK demodulation
- FM demodulation
- Frequency synthesizer
- Tone decoding
- Frequency multiplication and division
- SCA demodulators
- Telemetry receivers
- Signal regeneration
- Coherent demodulators

LM565/LM565C Phase Locked Loop



Order Number LM565H
See NS Package Number H10C

TL/H/7853-2



Order Number LM565CN
See NS Package Number N14A

TL/H/7853-3

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	$\pm 12V$
Power Dissipation (Note 1)	1400 mW
Differential Input Voltage	$\pm 1V$

Operating Temperature Range

LM565H	$-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$
LM565CN	$0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$

Storage Temperature Range

Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	$-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$
	$260^{\circ}C$

Electrical Characteristics

AC Test Circuit, $T_A = 25^{\circ}C$, $V_{CC} = \pm 6V$

Parameter	Conditions	LM565			LM565C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Power Supply Current			8.0	12.5		8.0	12.5	mA
Input Impedance (Pins 2, 3)	$-4V < V_2, V_3 < 0V$	7	10			5		k Ω
VCO Maximum Operating Frequency	$C_O = 2.7 \text{ pF}$	300	500		250	500		kHz
VCO Free-Running Frequency	$C_O = 1.5 \text{ nF}$ $F_O = 20 \text{ kHz}$ $f_o = 10 \text{ kHz}$	-10	0	+10	-30	0	+30	%
Operating Frequency Temperature Coefficient			-100			-200		ppm/ $^{\circ}C$
Frequency Drift with Supply Voltage			0.1	1.0		0.2	1.5	%/V
Triangle Wave Output Voltage		2	2.4	3	2	2.4	3	V_{p-p}
Triangle Wave Output Linearity			0.2			0.5		%
Square Wave Output Level		4.7	5.4		4.7	5.4		V_{p-p}
Output Impedance (Pin 4)			5			5		k Ω
Square Wave Duty Cycle		45	50	55	40	50	60	%
Square Wave Rise Time			20			20		ns
Square Wave Fall Time			50			50		ns
Output Current Sink (Pin 4)		0.6	1		0.6	1		mA
VCO Sensitivity	$f_o = 10 \text{ kHz}$		6600			6600		Hz/V
Demodulated Output Voltage (Pin 7)	$\pm 10\%$ Frequency Deviation	250	300	400	200	300	450	mV $_{p-p}$
Total Harmonic Distortion	$\pm 10\%$ Frequency Deviation		0.2	0.75		0.2	1.5	%
Output Impedance (Pin 7)			3.5			3.5		k Ω
DC Level (Pin 7)		4.25	4.5	4.75	4.0	4.5	5.0	V
Output Offset Voltage $ V_7 - V_6 $			30	100		50	200	mV
Temperature Drift of $ V_7 - V_6 $			500			500		$\mu V/^{\circ}C$
AM Rejection		30	40			40		dB
Phase Detector Sensitivity K_D			.68			.68		V/radian

Note 1: The maximum junction temperature of the LM565 and LM565C is $+150^{\circ}C$. For operation at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of $+150^{\circ}C/W$ junction to ambient or $+45^{\circ}C/W$ junction to case. Thermal resistance of the dual-in-line package is $+85^{\circ}C/W$.

Applications Information

In designing with phase locked loops such as the LM565, the important parameters of interest are:

FREE RUNNING FREQUENCY

$$f_o = \frac{0.3}{R_o C_o}$$

LOOP GAIN: relates the amount of phase change between the input signal and the VCO signal for a shift in input signal frequency (assuming the loop remains in lock). In servo theory, this is called the "velocity error coefficient."

$$\text{Loop gain} = K_o K_D \left(\frac{1}{\text{sec}} \right)$$

$$K_o = \text{oscillator sensitivity} \left(\frac{\text{radians/sec}}{\text{volt}} \right)$$

$$K_D = \text{phase detector sensitivity} \left(\frac{\text{volts}}{\text{radian}} \right)$$

The loop gain of the LM565 is dependent on supply voltage, and may be found from:

$$K_o K_D = \frac{33.6 f_o}{V_c}$$

f_o = VCO frequency in Hz

V_c = total supply voltage to circuit

Loop gain may be reduced by connecting a resistor between pins 6 and 7; this reduces the load impedance on the output amplifier and hence the loop gain.

HOLD IN RANGE: the range of frequencies that the loop will remain in lock after initially being locked.

$$f_H = \pm \frac{8 f_o}{V_c}$$

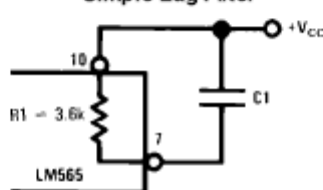
f_o = free running frequency of VCO

V_c = total supply voltage to the circuit

THE LOOP FILTER

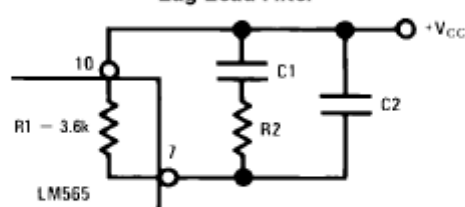
In almost all applications, it will be desirable to filter the signal at the output of the phase detector (pin 7); this filter may take one of two forms:

Simple Lag Filter



TL/H/7853-11

Lag-Lead Filter



TL/H/7853-12

A simple lag filter may be used for wide closed loop bandwidth applications such as modulation following where the frequency deviation of the carrier is fairly high (greater than 10%), or where wideband modulating signals must be followed.

The natural bandwidth of the closed loop response may be found from:

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_o K_D}{R_1 C_1}}$$

Associated with this is a damping factor:

$$\delta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{R_1 C_1 K_o K_D}}$$

For narrow band applications where a narrow noise bandwidth is desired, such as applications involving tracking a slowly varying carrier, a lead lag filter should be used. In general, if $1/R_1 C_1 < K_o K_D$, the damping factor for the loop becomes quite small resulting in large overshoot and possible instability in the transient response of the loop. In this case, the natural frequency of the loop may be found from

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_o K_D}{\tau_1 + \tau_2}}$$

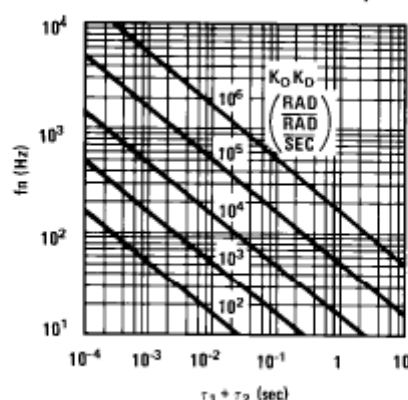
$$\tau_1 + \tau_2 = (R_1 + R_2) C_1$$

R_2 is selected to produce a desired damping factor δ , usually between 0.5 and 1.0. The damping factor is found from the approximation:

$$\delta \approx \pi \tau_2 f_n$$

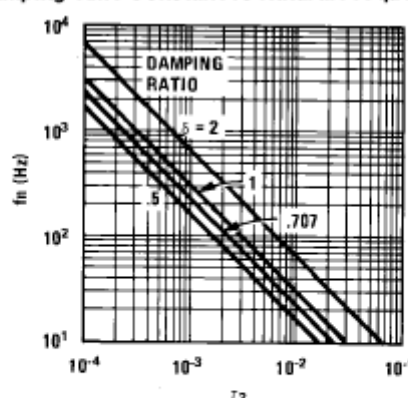
These two equations are plotted for convenience.

Filter Time Constant vs Natural Frequency



TL/H/7853-13

Damping Time Constant vs Natural Frequency



TL/H/7853-14

Capacitor C_2 should be much smaller than C_1 since its function is to provide filtering of carrier. In general $C_2 \leq 0.1 C_1$.

Option 1

Option 2

Dual-In-Line Package (N)
Order Number LM565CN
NS Package Number N14A

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



National Semiconductor
Europe
Fax: (+49) 0-180-530 85 86
Email: cnjwge@twm2.nsc.com
Deutsch Tel: (+49) 0-180-530 85 85
English Tel: (+49) 0-180-532 78 32
Français Tel: (+49) 0-180-532 98 58
Italiano Tel: (+49) 0-180-534 16 80

National Semiconductor
Hong Kong Ltd.
13th Floor, Straight Block,
Ocean Centre, 5 Canton Rd.
Tsimshatsui, Kowloon
Hong Kong
Tel: (852) 2737-1600
Fax: (852) 2736-9960

National Semiconductor
Japan Ltd.
Tel: 81-043-299-2309
Fax: 81-043-299-2408

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described; no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

Bibliographie

Référence bibliographique :

- [1] : Apprendre la programmation des PICS par Pascal Mateux édition-ETSF 2007.
- [2] : S'initier à la programmation des PICBASIC par Guy Isabel édition-ETSF 2005.
- [3] : Les microcontrôleurs PIC par Christian tavernier édition-Dunod 2005.
- [4] : Technique de l'information et du codage par Yvon Mori édition-Lavoisier 2006.
- [5] : Technique de modulation par Yvon Mori édition-Lavoisier 2006.
- [6] : Optoélectronique par E-Rosencher et B-Vinter 2002.
- [7] : Fiber optic sensors par Francis T-S et YU Shizhuo Ya 2002.
- [8] : Fibre optique théorie et application par S-Hungar édition-Dunod 1989.
- [9] : Sources lumineuses pour l'optoélectroniquepar Claude Froehly 2003.

Sites web :

www.Wikipédia.org

http://www.institutoptique.fr/telechargement/transnum_fibres_optiques.pdf

Physique appliquée par Cédric Chabance :

http://missiontice.ac-besançon.fr/sciences_physiques/physique_appliquée/electronique

Liste des abréviations :

ECG : électrocardiographie.

GBF : générateur basse fréquence.

TDM : time division multiplexing.

WDM : wavelength division multiplexing.

TEB : taux d'erreur binaire.

UIT : union internationale des télécommunications.

ADC: analog digital converter.

PIC: programmable interrupt control.

CLP: circuit logique programmable.

AM: amplitude modulation.

FM: frequency modulation.

PSK: phase shift keying.

FSK: frequency shift keying.

MSK: minimum shift keying.

PLL: phase locked loop.

VCO: voltage control oscillator.

HART: highway addressable remote transducer.

V_{be}: tension base émetteur.

O.N: ouverture numérique.